

Sensorlose Regelung der Asynchronmaschine zur aktiven Schwingungsdämpfung

Von der Fakultät für Maschinenbau, Verfahrens- und Energietechnik
der Technischen Universität Bergakademie Freiberg

genehmigte

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

Dr.-Ing.

vorgelegt

von Dipl.-Ing. André Warschofsky
geboren am 24.09.1983 in Großenhain

Gutachter: Prof. em. Dr.-Ing. habil. U. Beckert, TU Bergakademie Freiberg
Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann, TU Dresden
Prof. Dr.-Ing. H.-P. Beck, TU Clausthal

Tag der Verleihung: 13.10.2016

Vorwort

Die vorliegende Arbeit basiert auf Untersuchungen, die ich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrotechnik der Technischen Universität Bergakademie Freiberg durchgeführt habe.

Bei Herrn Prof. em. Dr.-Ing. habil. U. Beckert möchte ich mich sehr herzlich für die Anregung zum Thema und für seine exzellente fachliche Betreuung bedanken. Die anregenden Diskussionen mit ihm, die Vielzahl seiner Vorschläge und seine offene Kritik haben maßgeblich zur Anfertigung dieser Arbeit beigetragen.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann und Prof. Dr.-Ing. H.-P. Beck möchte ich mich für ihr Interesse an dieser Arbeit und für ihre Bereitschaft zur Übernahme der Gutachten bedanken.

Der Institutsleiterin des Instituts für Elektrotechnik, Prof. Dr.-Ing. J. Kertzsch, danke ich dafür, dass ich die für diese Arbeit notwendigen Untersuchungen im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter durchführen konnte.

Mein herzlicher Dank gilt zudem den Mitarbeitern des Instituts für Elektrotechnik für ihre Mithilfe und freundschaftliche Zusammenarbeit. Besonders danken möchte ich Herrn J. Birkner für seine Hilfe bei der technischen Realisierung am Versuchsstand, Herrn Dipl.-Ing. G. Gelke für seine stets hilfreichen und motivierenden Diskussionen, Herrn Dipl.-Ing. (FH) B. Wüst für seinen aufmunternden und weitblickenden Meinungsaustausch sowie Frau C. Knebel und Frau K. Wenzel für ihre Unterstützung bei Organisatorischem.

Den Mitarbeitern der mechatronischen Werkstatt danke ich für ihre Unterstützung bei den zahlreichen Umbauarbeiten am Versuchsstand.

Ganz besonders möchte ich mich jedoch bei meiner Frau Janine Szelig für ihr ehrliches Verständnis und ihre wertvolle Geduld bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Stand der Technik	4
2.1	Regelverfahren zur Dämpfung von Torsionsschwingungen.....	4
2.2	Sensorlose Regelverfahren für die Asynchronmaschine	8
2.3	Sensorlose Regelverfahren für die Asynchronmaschine zur Dämpfung von Torsionsschwingungen	18
2.4	Auswahl von Verfahren für die vorliegende Arbeit	21
3	Modellierung des elektrischen Antriebs.....	22
3.1	Allgemeine Betrachtungen.....	22
3.2	Verwendung von Bezugsgrößen	24
3.3	Zustandsraummodell und Beobachterkonzept.....	24
3.4	Mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine	27
3.4.1	Raumvektordarstellung und Koordinatentransformation	27
3.4.2	Gleichungssystem der Asynchronmaschine	30
3.4.3	Modelle und Beobachter der Asynchronmaschine.....	32
3.4.3.1	u_1, i_1 -Modell	33
3.4.3.2	i_1, n -Modell.....	34
3.4.3.3	u_1, n -Modell.....	35
3.4.3.4	u_1, n -Beobachter	36
3.4.4	Berücksichtigung der Eisensättigung	38
3.4.5	Berücksichtigung der Eisenverluste	40
3.5	Mathematische Beschreibung des mechanischen Systems.....	43
3.5.1	Berücksichtigung der Reibungsverluste.....	43
3.5.2	Modell des Ein- und Zweimassendrehschwingers	44
3.5.3	Bestimmung der Parameter des mechanischen Systems	46
4	Regelung des elektrischen Antriebs.....	49
4.1	Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.....	49
4.2	Feldorientierte Regelung der doppel gespeisten Asynchronmaschine	53
4.3	Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.....	58
4.4	Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der doppel gespeisten Asynchronmaschine	62

4.5	Drehzahlschätzung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	64
4.5.1	Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	64
4.5.2	MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ...	66
4.5.3	Drehzahlberechnungsverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	67
4.6	Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine	68
4.6.1	Beobachter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine	69
4.6.2	MRAS-Verfahren für die doppeltgespeisten Asynchronmaschine	70
4.7	Schätzung der Zustandsgrößen des mechanischen Systems	73
5	Realisierte Regel- und Beobachterstrukturen	78
5.1	Realisierte Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	79
5.2	Realisierte Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine	86
6	Praktische Erprobung	96
6.1	Technische Realisierung	96
6.1.1	Beschreibung des Versuchsstands	96
6.1.2	Implementierung am Versuchsstand	102
6.1.3	Anlaufvorgang der Asynchronmaschinen	104
6.2	Bewertung der Qualität der geschätzten Zustandsgrößen	105
6.2.1	Definition des Gütekriteriums	105
6.2.2	Auswahl eines Schätzers für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine	107
6.2.3	Auswertung der Ergebnisse	112
6.3	Bewertung der Qualität der sensorlosen Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung	121
6.3.1	Vorbetrachtungen	121
6.3.2	Schädigungsrechnung bei Torsionsbelastung	122
6.3.3	Definition der Gütekriterien	125
6.3.4	Auswertung der Ergebnisse für den stationären Betrieb	128
6.3.5	Auswertung der Ergebnisse für den dynamischen Betrieb	132
6.3.5.1	Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer	132
6.3.5.2	Doppeltgespeiste Asynchronmaschine	141
7	Simulation des Netzspannungseinbruchs bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine	149
8	Zusammenfassung	155

ANHANG.....	158
A Bilder	159
B Definitionen.....	163
B.1 Bezugsgrößen für die Normierung.....	163
B.2 Arkustangensfunktion mit zwei Argumenten	164
B.3 Berechnung von f_{τ}	164
C Werte der Simulations- und Versuchsstandsparameter.....	165
C.1 Parameterwerte der Simulation.....	165
C.2 Daten und Parameterwerte des Versuchsstands.....	165
C.2.1 Umrichter.....	165
C.2.2 Elektrische Maschinen.....	166
C.2.3 Mechanisches System.....	167
C.3 Weitere Parameterwerte.....	167
D Nomenklatur	169
D.1 Abkürzungen.....	169
D.2 Kennzeichnungen und Indizes	169
D.3 Formelzeichen.....	170
Literaturverzeichnis	172

1 Einleitung

Bei vielen wichtigen geregelten Drehstromantrieben ist das mechanische System schwingungsfähig. Dynamische Vorgänge regen Torsionsschwingungen an, die eine schädigende Wirkung auf die Komponenten des mechanischen Systems ausüben und damit deren Lebensdauer verkürzen. Durch die Berücksichtigung des mechanischen Systems bei der Antriebsregelung ist es möglich, Torsionsschwingungen mit der niedrigsten Eigenfrequenz, die bei geregelten Drehstromantrieben mittlerer und großer Leistung üblicherweise kleiner als 50 Hz ist, aktiv zu dämpfen, um deren schädigende Wirkung zu minimieren und damit die Lebensdauer der Komponenten des mechanischen Systems zu erhöhen. Dazu werden die Momentanwerte der Zustandsgrößen des mechanischen Systems benötigt. In der Regel wird von den Zustandsgrößen nur die Motordrehzahl gemessen. Deren Momentanwert wird ohnehin für die Drehzahlregelung benötigt. Die übrigen Zustandsgrößen werden mit einem sogenannten Beobachter für das mechanische System rekonstruiert. Das liegt daran, dass die messtechnische Erfassung aller Zustandsgrößen aufwendig ist und in der Praxis aus Kostengründen meist nicht toleriert wird oder wegen widriger Einsatzbedingungen, beispielsweise hoher Temperatur oder starker Vibration, nur schwer möglich ist. Da die Rekonstruktion in Echtzeit erfolgen muss, werden die Differentialgleichungen des Beobachters auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) oder Mikroprozessor berechnet.

Die genannten Gründe motivieren auch für den Verzicht auf den Sensor für die Motordrehzahl. Dies wird möglich, wenn die Motordrehzahl aus gemessenen elektrischen Größen, wie beispielsweise den Komponenten des Ständerstroms und der Ständerspannung, mit einem Drehzahlschätzverfahren rekonstruiert wird. Da die Rekonstruktion in Echtzeit erfolgen muss, werden die Differentialgleichungen des Drehzahlschätzverfahrens ebenfalls auf einem DSP oder Mikroprozessor berechnet.

Generell müssen die Motordrehzahl und die übrigen Zustandsgrößen mit hoher Qualität und möglichst verzögerungsfrei geschätzt werden, wenn diese für die Regelung verwendet werden. Eine schlechte Qualität der Schätzungen kann die aktive Dämpfung der Torsionsschwingungen negativ beeinflussen. Gegenüber den wahren Zustandsgrößen verzögerte geschätzte Zustandsgrößen können zur Instabilität der Regelung führen.

Ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Wahl eines geeigneten Drehzahlschätzverfahrens. In diesem Zusammenhang ist es empfehlenswert, ein Gütekriterium zu definieren. Ein weiteres Ziel ist es, mit einem geeigneten Gütekriterium die Qualität der vom Beobachter für das mechanische System geschätzten Zustandsgrößen zu untersuchen. Dabei soll auch betrachtet werden, welche Auswirkung die Verwendung der vom Drehzahlschätzverfahren rekonstruierten statt der gemessenen Motordrehzahl hat.

Sensorlose Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung wurden bereits erfolgreich praktisch erprobt [Beckert u. a. 2013; Orłowska-Kowalska u. a. 2010]. Sensorlos bedeutet in diesem Zusammenhang und in der vorliegenden Arbeit, dass zum Betrieb der Regelverfahren keine Sensoren für die Erfassung der Drehzahl, des Drehwinkels oder des Drehmoments benötigt werden. Die Verringerung der schädigenden Wirkung, die durch die Torsionsschwingungsdämpfung erreicht wird, wird in den erwähnten Arbeiten jedoch nicht bestimmt. Es ist deshalb ein Ziel der vorliegenden Arbeit, Gütekriterien für die Beurteilung der Qualität von sensorlosen Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung zu erarbeiten, um diese miteinander vergleichen zu können. Die schädigende Wirkung soll darin berücksichtigt werden.

Es ist weiterhin Ziel, geeignete Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung auszuwählen. Diese sollen mit der geschätzten Motordrehzahl, d. h. ausschließlich mit geschätzten Zustandsgrößen, betrieben und deren Qualität mit Hilfe der Gütekriterien verglichen werden. Der Einfluss, den die Verwendung geschätzter Zustandsgrößen statt gemessener Zustandsgrößen für die Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung hat, soll in diesem Zusammenhang mit den Gütekriterien ebenfalls untersucht werden.

Die für die vorliegende Arbeit angestellten experimentellen Untersuchungen werden an der Asynchronmaschine (ASM) mit Kurzschlussläufer und an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine durchgeführt und deren Ergebnisse ausgewertet. Die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird überwiegend motorisch betrieben und ausgewählt, weil diese der in geregelten Drehstromantrieben am häufigsten eingesetzte Maschinentyp ist [Leonhard 2000]. Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine ist der wichtigste drehzahlvariable Windenergiegenerator [Heier 2005]. Die Drehzahl beider Maschinentypen wird in der vorliegenden Arbeit zur Vereinfachung einheitlich als Motordrehzahl n_M bezeichnet, auch wenn die doppeltgespeiste Asynchronmaschine hauptsächlich im generatorischen Betrieb eingesetzt wird.

Ein weiteres Ziel ist die Simulation des Netzspannungseinbruchs bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine. Es soll dabei untersucht werden, ob die Regelung bei Verwendung geschätzter Größen stabil arbeitet und eine Torsionsschwingungsdämpfung möglich ist.

Für die vorliegende Arbeit werden die folgenden Einschränkungen vereinbart. Die Drehzahlschätzverfahren sollen auf einem Grundwellenmodell basieren. Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird für die Drehzahlschätzverfahren gefordert, dass diese die Motordrehzahl im Bereich 2 % ... 100 % der Nenndrehzahl berechnen können. Der Stillstand und der Bereich kleinster Drehzahlen unter 2 % der Nenndrehzahl müssen ausdrücklich nicht beherrscht werden. Dieser Drehzahlbereich ist nur durch Drehzahlschätzverfahren beherrschbar, die Zusatzeffekte auswerten, die nicht im Grundwellenmodell berücksichtigt sind. Die zusätzliche Berücksichtigung eines solchen Drehzahlschätzverfahrens würde den Rahmen der vorliegenden Arbeit übersteigen. Bei der

Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird der zulässige Drehzahlbereich für den Betrieb zudem generell auf den Grunddrehzahlbereich eingeschränkt. Bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird für die Drehzahlschätzverfahren gefordert, dass diese die Motordrehzahl im Bereich 70 % ... 130 % der Nenndrehzahl berechnen können. Weiterhin sollen die Drehzahlschätzverfahren die Motordrehzahl im stationären Betrieb bei der synchronen Drehzahl stabil schätzen. Für den Einsatz der vorgestellten Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung wird gefordert, dass die niedrigste Eigenfrequenz des mechanischen Systems 50 Hz nicht übersteigt. Diese Forderung erfüllen geregelte Drehstromantriebe mittlerer und großer Leistung üblicherweise.

Die vorliegende Arbeit beginnt in Kapitel 2 mit einer ausführlichen Literaturrecherche zum Stand der Technik bei Regelverfahren zur Dämpfung von Torsionsschwingungen, bei sensorlosen Regelverfahren und bei sensorlosen Regelverfahren zur Dämpfung von Torsionsschwingungen. Es werden für die vorliegende Arbeit geeignete Verfahren ausgewählt.

Kapitel 3 stellt die Modellierung des elektrischen Antriebs mit Asynchronmaschine vor. Einführend werden das Zustandsraummodell und das Beobachterkonzept erläutert. Im Anschluss werden die Asynchronmaschine und das mechanische System mathematisch beschrieben.

Die Regelung des elektrischen Antriebs mit Asynchronmaschine beschreibt Kapitel 4. Dieses geht vertiefend auf die feldorientierte Regelung (FOR), die Drehzahlregelung und die Drehzahlschätzung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der doppeltgespeisten Asynchronmaschine sowie die Zustandsgrößenschätzung des mechanischen Systems ein.

Kapitel 5 erläutert die für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine in der Simulation und am Versuchsstand verwendeten Regel- und Beobachterstrukturen.

Kapitel 6 beschreibt die praktische Erprobung am Versuchsstand. Einleitend wird die technische Realisierung beschrieben. Anschließend wird die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen sowie der Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung untersucht.

Die Ergebnisse des simulierten Netzspannungseinbruchs bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine enthält Kapitel 7.

Kapitel 8 fasst die vorliegende Arbeit abschließend zusammen.

2 Stand der Technik

Die drei folgenden Abschnitte fassen den Stand der Technik zu den in der vorliegenden Arbeit relevanten Themen zusammen. Abschnitt 2.1 erläutert Möglichkeiten zur Dämpfung von Torsionsschwingungen über einen Regelungseingriff am Luftspaltpmoment. Abschnitt 2.2 stellt sensorlose Verfahren zur Regelung der Asynchronmaschine vor. Abschnitt 2.3 befasst sich mit sensorlosen Regelverfahren, die eine Dämpfung von Torsionsschwingungen über einen Regelungseingriff am Luftspaltpmoment realisieren. Abschließend werden im Sinne der Zielstellung der vorliegenden Arbeit geeignete Verfahren zur Drehzahlschätzung und zur Torsionsschwingungsdämpfung ausgewählt.

2.1 Regelverfahren zur Dämpfung von Torsionsschwingungen

In vielen geregelten elektrischen Antrieben ist das mechanische System schwingungsfähig, beispielsweise bei Traktions- [Engel 1996], Walzwerks- [Riefenstahl u. a. 1995], Windenergie- [Bossanyi 2009] oder Schredderantrieben [Sourkounis 2004]. Die Probleme und Anforderungen, die sich bei der Regelung von schwingungsfähigen mechanischen Systemen ergeben, sind schon längere Zeit bekannt [Jötten 1966]. Änderungen des Luftspalt- oder Lastmoments regen bei der klassischen Antriebsregelung ohne Berücksichtigung des mechanischen Systems Torsionsschwingungen an, die wegen der im Allgemeinen geringen Dämpfung der Welle [Holzweißig u. Dresig 1982] nur langsam abklingen. Durch die Berücksichtigung des mechanischen Systems bei der Antriebsregelung ist es möglich, Torsionsschwingungen aktiv zu dämpfen, um die Lebensdauer der mechanischen Komponenten zu erhöhen [Wolff 1989; Engel 1996; Goslar 1998]. Eine wichtige Voraussetzung für die Dämpfung der Torsionsschwingungen über einen Regelungseingriff am Luftspaltpmoment ist eine schnelle Drehmomentregelung, deren Ersatzzeitkonstante viel kleiner ist als die der Torsionseigenfrequenz entsprechenden Zeitkonstante.

Dieser Abschnitt gibt einen Überblick zu den Möglichkeiten der Torsionsschwingungsdämpfung eines geregelten elektrischen Antriebs über die Regelung des Luftspaltpmoments an der Asynchronmaschine. Der Überblick erhebt dabei keinesfalls den Anspruch auf Vollständigkeit und stellt die nach Meinung des Verfassers wichtigsten Verfahren dar. Nicht betrachtet werden Maßnahmen mit mechanischen Dämpfern.

Es werden vorwiegend P- oder PI-Regler in Kaskadenstruktur die für Drehzahl- und Drehmomentregelung verwendet [Eutebach 2000]. Eine generelle Unterteilung der Maßnahmen zur Torsionsschwingungsdämpfung kann in zwei Gruppen erfolgen [Eutebach 2000]:

1. Ergänzung der Kaskadenstruktur um stabilisierende Elemente,
2. Ersetzen der Kaskadenstruktur durch eine andersartige Struktur.

Zur ersten Gruppe gehören Filter, die zur Regelkreisstabilisierung eingesetzt werden [Eutebach 2000]. Beispielsweise wird der Einsatz von Sperrfiltern zur Dämpfung der mechanischen Eigenfrequenzen eines Radioteleskops [Kittlich 1974] bzw. einer Walzenanlage [Raatz 1974] vorgestellt. Die Sperrfilter werden dazu auf die mechanischen Eigenfrequenzen abgestimmt, um diese im Regelkreis gezielt zu unterdrücken. In [Raatz 1970] wird darauf hingewiesen, dass das Sperrfilter nur dann schwingungsdämpfend wirkt, wenn der Drehmomentregler sich nicht in der Stellgrößenbegrenzung befindet. Vukasavić und Stojić [Vukasavić u. Stojić 1998] erwähnen, dass die Parameter des mechanischen Systems für die Einstellung des Sperrfilters bekannt sein müssen und Parameterabweichungen zwischen Sperrfilter und realem System die dämpfende Eigenschaft der Sperrfilter stark reduzieren. Sie schlagen deshalb ein wenig parameterempfindliches Finite Impulse Response Filter (FIR-Filter) vor. Das FIR-Filter bewirkt das Aufteilen eines Drehmomentsprunges in zwei zeitversetzte Drehmomentsprünge mit gleicher Sprunghöhe. Der Zeitversatz entspricht der halben Periodendauer der mechanischen Eigenfrequenz [Vukasavić u. Stojić 1998]. Durch dieses Verfahren wird aus dem ursprünglichen Sprungsignal ebenfalls die mechanische Eigenfrequenz herausgefiltert und nicht mehr angeregt. Die experimentellen Ergebnisse zeigen, dass mit dem FIR-Filter eine gute Schwingungsdämpfung vor allem beim Führungsverhalten, aber auch beim Störungsverhalten, erreicht wird. Wolff [Wolff 1989] schlägt die Aufteilung des Drehmomentsprunges schon eher vor, um Antriebe mit Drehzahlsteuerverfahren bei bzw. nach Drehzahländerungen in einen schwingungsfreien Endzustand zu bringen. Sein Ansatz verwendet jedoch kein FIR-Filter. Zu kleinen Eigenfrequenzen hin wird der Zeitversatz, mit dem der zweite Drehmomentsprung eingeleitet wird, größer und das FIR-Filter bewirkt dadurch eine verminderte Dynamik. In [Schütte u. a. 1996] und [Gelke u. Beckert 2010] werden ebenfalls FIR-Filter verwendet, allerdings nur beim Führungsgrößensprung mit Erreichen der Stellgrenze aktiv, um Dynamikverluste zu vermeiden. Es wird in den Arbeiten ebenfalls angeführt, dass eine Schwingungsdämpfung nicht möglich ist, solange sich der Drehmomentregler in der Stellgrößenbegrenzung befindet. Das FIR-Filter wird deshalb beim Führungsgrößensprung kurz vor dem Erreichen der Stellgrenze des Drehmomentreglers aktiv, um das Anregen von Torsionsschwingungen zu vermeiden. Bei Lastsprüngen bleibt das FIR-Filter inaktiv und kann nicht zur Schwingungsdämpfung beitragen. Diese muss dann über den Drehzahlregler erfolgen. In [Gelke u. Beckert 2010] wird der PI-Regler dazu zum PID-Regler erweitert. An Messergebnissen wird gezeigt, dass sich mit dem PID-Regler in Kombination mit dem adaptiven FIR-Filter Torsionsschwingungen sowohl beim Lastsprung und als auch beim Führungsgrößensprung mit Erreichen der Stellgrenze gut dämpfen lassen. Zu diesem Regelverfahren werden in [Gelke u. a. 2011] die Einstellvorschriften für unterschiedliche mechanische Systeme erweitert.

Ein weiteres Verfahren, das auf Filtern beruht, wird bei der Regelung von Windkraftanlagen eingesetzt [Bossanyi 2009; Licari u. a. 2014]. Die Torsionsschwingungen bilden

sich in der gemessenen Generator Drehzahl ab. Zwei parallel arbeitende Bandpassfilter extrahieren jeweils eine Torsionseigenfrequenz des mechanischen Systems aus dem Generator Drehzahl signal. Diese extrahierten Signale werden am Eingang des Drehmomentreglers aufgeschaltet. In den erwähnten Beiträgen wird mit diesem Verfahren eine gute Schwingungsdämpfung erreicht.

Ebenfalls zur ersten Gruppe zählt die Differenzdrehzahlaufschaltung. Dabei wird die Differenz zwischen Motor- und Arbeitsmaschinendrehzahl, die qualitativ der Ableitung des Wellenmoments entspricht, mit einem Gewichtungsfaktor multipliziert und zum Drehmomentsollwert addiert. In [Wehrich 1978] und [Gottschalk 1983] wird die Differenzdrehzahlaufschaltung an Gleichstromantrieben angewendet und durch deren Einsatz von einer Verbesserung des dynamischen Verhaltens bei gleichzeitiger Verminderung der mechanischen Belastungen berichtet. Wolff [Wolff 1989] realisiert die Schwingungsdämpfung mit einer Wellenmomentregelung durch Aufschaltung der Differenzdrehzahl über einen PI-Regler. Er erwähnt, dass das Wellenmoment ebenfalls für die Aufschaltung, allerdings über einen PD-Regler, verwendbar ist. Wegen der Verstärkung des Messrauschens beim PD-Regler ist die erste Variante aber praktisch günstiger umzusetzen [Wolff 1989]. Die Schwingungsdämpfung ist mit der Differenzdrehzahlaufschaltung erreichbar, jedoch sinkt die Dynamik der Regelung [Pfaff u. Meier 1988]. Weiterhin muss zusätzlich zur Motor Drehzahl die Arbeitsmaschinendrehzahl gemessen oder mit einem Beobachter geschätzt werden, was im ersten Fall sensorischen und im zweiten Fall rechentechnischen Mehraufwand bedeutet. Der Einsatz eines Zustandsbeobachters zur Berechnung der Differenzdrehzahl und des Lastmoments wird z. B. bereits in [Wehrich 1978] vorgestellt.

Eine weitere Möglichkeit zur Schwingungsdämpfung bietet eine Störgrößenaufschaltung, bei der das Wellenmoment auf den Drehmomentsollwert aufgeschaltet wird [Eutebach 2000], wie z. B. in [Wolff 1989] und [Menken u. a. 1998] vorgeschlagen. Wolff [Wolff 1989] realisiert dazu einen Wellenmomentregelkreis mit PD-Regler in der Rückführung, der dem Drehmomentregelkreis überlagert wird. Gegenüber der Differenzdrehzahlaufschaltung wird die Ordnung der Regelung um Eins reduziert und Lose und Reibung werden kompensiert, da diese über das Wellenmoment auf die Regelstrecke einwirken [Menken u. a. 1998]. Diese beiden Vorteile führen laut Eutebach zu einer kürzeren Reaktionszeit der Regelung [Eutebach 2000]. Nachteil ist wie bei der Differenzdrehzahlaufschaltung, dass eine zusätzliche Größe der Regelung zur Verfügung stehen muss.

Alle im Folgenden vorgestellten Verfahren können der zweiten Gruppe zugeordnet werden. Gottschalk [Gottschalk 1983] stellt mit seinen Untersuchungen fest, dass die Zustandsregelung im Vergleich zur Kaskadenregelung für die Regelung von Antrieben mit schwingungsfähiger Mechanik besser geeignet ist und ein optimales Führungs- und Störverhalten hat. Krüger [Krüger 1995] erreicht mit der Zustandsregelung eine Dämpfung der Torsionsschwingungen, eine Verminderung der dynamischen Belastungen und eine kleinere Drehzahlenregelzeit im Vergleich zur PI-Regelung. Die Zustandsregelung hat aber

trotz ihrer Leistungsfähigkeit bisher kaum Praxisrelevanz. Die Berechnung der Zustandsregelung setzt die genaue Kenntnis der Streckenstruktur sowie Streckenparameter voraus. Eine intuitive Inbetriebnahme und das Nachoptimieren der Regelparameter wie beim PI-Regler sind im Allgemeinen nicht möglich, was den Praxiseinsatz hemmt [Eutebach 2000]. Dieses Problem greift Goslar [Goslar 1998] auf und ergänzt den PI-Drehzahlregler um einen Zustandsregler, dessen Wirkung mit Hilfe eines Gleitfaktors stufenlos einstellbar ist. Somit kann die Inbetriebnahme des Antriebs konventionell mit dem PI-Regler beginnen und die Wirkung des Zustandsreglers gleitend eingesetzt oder bei einem kritischen Systemzustand deaktiviert werden. Das Einstellen der Zustandsregelung erfolgt bei Goslar nach dem Polvorgabeverfahren [Ackermann 1977]. Im Vergleich zur PI-Regelung hat die Zustandsregelung nach Goslar in experimentellen Untersuchungen eine verbesserte Dynamik. Weiterhin werden Torsionsschwingungen besser gedämpft und die Belastung der mechanischen Komponenten wird durch Senkung des Spitzendrehmoments in der Welle reduziert. Insbesondere der letztgenannte Punkt kann laut Goslar positiv für die Lebensdauerbetrachtung gewertet werden. Die Anwendung der Zustandsregelung an einem Walzwerksantrieb mit Berücksichtigung von Lose wird in [Riefenstahl u. a. 1995] vorgestellt und mit der PI-Regelung verglichen. Thomsen und Fuchs [Thomsen u. Fuchs 2009] vergleichen die Zustandsregelung mit einer hinsichtlich des Dämpfungsverhaltens optimierten PI-Regelung unter Berücksichtigung von Lose. Das Einstellen der Zustandsregelung erfolgt mit dem Polvorgabeverfahren [Ackermann 1977]. In beiden Beiträgen wird ebenfalls von einer Verbesserung der Dynamik, einem gesenkten Spitzendrehmoment in der Welle und einer besseren Schwingungsdämpfung bei den experimentellen Untersuchungen berichtet, wenn statt der PI-Regelung die Zustandsregelung verwendet wird. Schröder [Schröder 2009a] beschreibt ebenfalls die Auslegung einer Zustandsregelung und schlägt dafür die Anwendung des Dämpfungsoptimums vor. Die simulativen Ergebnisse zeigen, dass die Torsionsschwingungen bei Übergangsvorgängen gut gedämpft werden. In den erwähnten Beiträgen zur Zustandsregelung wird das mechanische System als Zwei- oder Dreimassendreh Swinger im Modell abgebildet. Die für die Zustandsregelung benötigten aktuellen Werte der Zustandsgrößen werden, außer in [Schröder 2009a], jeweils durch einen Beobachter rekonstruiert.

Durch die Berücksichtigung der Streckenstruktur zählt die Zustandsregelung zu den strukturoptimierten Reglern. Diese ist im Allgemeinen dynamischer als eine Kaskadenstruktur, reagiert aber empfindlicher auf Vereinfachungen im Modell [Eutebach 2000]. Die Zustandsregelung benötigt für die volle Entfaltung ihres Potentials die genauen Streckenparameter, die sich aber in Folge von beispielsweise Verschleiß ändern können. Deshalb schlägt z. B. Turschner [Turschner 2002] deren Nachführung durch Identifizierung mit evolutionäreren Algorithmen vor.

Prädiktive Regler zählen ebenfalls zu den strukturoptimierten Reglern. Die Dynamik des prädiktiven Reglers ist mit der der Zustandsregelung vergleichbar [Eutebach 2000].

Eutebach weist auf den hohen Rechenzeitbedarf der prädiktiven Regelung hin, der mit der Komplexität des im Regler verwendeten Modells steigt. Es muss deshalb ein Kompromiss zwischen hoher Detailtreue des Modells und niedrigem Rechenzeitbedarf eingegangen werden. In [Hoffmann u. a. 2010] wird die Drehzahlregelung eines Zweimassendreh-schwingers mit einer modellbasierten prädiktiven Regelung vorgestellt und im Experiment mit einem PI-Regler verglichen. Die prädiktive Regelung hat generell eine bessere Dynamik. Eine Senkung des Spitzendrehmoments in der Welle und die Dämpfung von Torsionsschwingungen werden aber nur erreicht, solange die Stellgrenze nicht erreicht ist. Weiterhin wird die Rechenzeit auf das zwei- bis sechsfache gegenüber der PI-Regelung quantifiziert. Weitere Arbeiten, in denen prädiktive Regler vorgestellt werden, sind z. B. [Cychowski u. a. 2008] und [Shi u. a. 2008].

Robuste Regler werden dann eingesetzt, wenn Streckenparameter zeitveränderlich sind, der sichere Betrieb für einen definierten Bereich von Streckenparametern aber gewährleistet sein muss [Eutebach 2000]. Beispielsweise stellt Grundmann [Grundmann 1996] in seiner Arbeit eine robuste Regelung für einen Zweimassendreh-schwinger vor, die gegenüber Veränderung des Trägheitsmoments der Arbeitsmaschine und der Federkonstante unempfindlich ist und für gut gedämpfte Übergangsvorgänge sorgt. In [Peter 2007] wird ebenfalls eine robuste Regelung für einen Zweimassendreh-schwinger vorgestellt, die gegenüber Lose und Veränderung des Trägheitsmoments der Arbeitsmaschine unempfindlich ist und Torsionsschwingungen gut dämpft.

Eine Kombination aus neuronalen Netzen und Fuzzy-Regler kann ebenfalls zur Antriebsregelung mit Schwingungsdämpfung eingesetzt werden. In [Orlowska-Kowalska u. a. 2008] werden zwei unterschiedliche sogenannte Neuro-Fuzzy-Regler zur Drehzahlregelung vorgestellt. Im Experiment wird aufgezeigt, dass sich mit diesem Reglertyp Torsionsschwingungen effektiv dämpfen lassen.

Die in diesem Abschnitt erwähnten Regelverfahren zur Torsionsschwingungsdämpfung nutzen die gemessene Motordrehzahl. Der folgende Abschnitt stellt sensorlose Regelverfahren vor, die die Motordrehzahl aus elektrischen Messgrößen berechnen.

2.2 Sensorlose Regelverfahren für die Asynchronmaschine

Für die hochdynamische Regelung der Asynchronmaschine wird häufig die feldorientierte Regelung [Blaschke 1974; Hasse 1969] eingesetzt. Die FOR erlaubt eine unabhängige Regelung der feld- und der drehmomentbildenden Stromkomponente und ermöglicht damit eine für hochdynamische Antriebe notwendige schnelle Anregelung des Drehmoments. Grundvoraussetzung für die Realisierung der FOR ist die Kenntnis des aktuellen Läuferflussraumvektors bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird der Ständerflussraumvektor benötigt. Beide Flussraumvektoren werden üblicherweise mit Hilfe von Modellen rekonstruiert, weil eine

Messung zu aufwändig wäre. Für einige dieser Modelle und die Drehzahlregelung des Antriebs selbst wird der Drehzahlwert benötigt. Soll auf einen Drehzahlsensor verzichtet werden, müssen der Läufer- bzw. Ständerflussraumvektor und die Drehzahl aus den verbleibenden gemessenen elektrischen Größen rekonstruiert werden. Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sind das die Komponenten der Ständerspannung und des Ständerstroms. Bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden zusätzlich die Komponenten der Läufer Spannung oder des Läuferstroms erfasst.

Dieser Abschnitt gibt eine Literaturübersicht zur sensorlosen Regelung der Asynchronmaschine. Dabei werden Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine vorgestellt. Die Anzahl der Literaturstellen ist insbesondere bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer nahezu unüberschaubar. Dieser Abschnitt stellt deshalb eine Auswahl der nach Meinung des Autors wichtigsten Verfahren vor. Dabei werden nur Verfahren betrachtet, die auf dem Grundwellenmodell der Asynchronmaschine basieren.

Vorteile durch den Wegfall des Drehzahlsensors, des Sensorkabels und der entsprechenden Auswerteelektronik sind z. B. Kosteneinsparung sowie eine gesteigerte Zuverlässigkeit und verminderter Bauraum des Antriebs. Es ist aber ebenso möglich, dass die Verwendung eines Drehzahlsensors auf Grund der Einsatzbedingungen, beispielsweise hohe Temperatur, staubhaltige Luft oder sehr hohe Drehzahl, wegen erhöhter Ausfallwahrscheinlichkeit oder aus wirtschaftlichen Gesichtspunkten unerwünscht ist. Auch bei sehr robust konstruierten Drehzahlsensoren für Traktionsanwendungen kann es auf Grund der rauen Betriebsbedingungen zu Störungen und damit auch zum Ausfall des Antriebs kommen, was zum Verzicht auf dem Drehzahlsensor motiviert [Hoffmann 1996]. Hoffmann [Hoffmann 1996] zeigt in seiner Arbeit auch, dass die Qualität der geschätzten Drehzahl besonders bei Drehzahländerungen besser ist als die eines Drehzahlsensors mit niedriger Auflösung (ca. 60 Inkremente pro Umdrehung), wie er üblicherweise zu dieser Zeit in der Traktion eingesetzt wurde.

Im Wesentlichen können die Drehzahlschätzverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in zwei Gruppen eingeteilt werden [Holtz 2006; Schröder 2009a]:

1. Verfahren, die auf dem Grundwellenmodell basieren,
2. Verfahren, die Eigenschaften der Asynchronmaschine ausnutzen, die nicht im Grundwellenmodell berücksichtigt sind.

Die zweite Gruppe der Verfahren nutzt zur Schätzung der Drehzahl beispielsweise die Auswertung von Harmonischen in der induzierten Spannung, die durch die Rotornutung angeregt werden [Zinger u. a. 1988], oder wertet hochfrequente Zusatzsignale aus, die über die Spannungswert am Umrichter eingepreßt werden und sich in den Ständerstromkomponenten abbilden [Linke 2003]. Diese Verfahren werden im Weiteren nicht betrachtet. Für eine Beschreibung und weitere Literaturangaben sei auf die

einschlägige Literatur, z. B. [Alsofyani u. Idris 2013; Holtz 2002; Holtz 2006; Schröder 2009a], verwiesen.

Die erste Gruppe kann wiederum in nichtadaptive und adaptive Verfahren unterteilt werden [Schröder 2009a]. Beide Verfahren werten zur Schätzung der Drehzahl die Gleichungen des Grundwellenmodells der Asynchronmaschine (siehe Gleichungen (3.16)-(3.21)), in denen die Drehzahl enthalten ist, aus. Nichtadaptive Verfahren enthalten keine Rückführung und damit keine Korrektur der Schätzwerte. Adaptive Verfahren vergleichen zusätzlich eine direkt messbare und als Referenz dienende Größe der realen Maschine mit der vom adaptiven Modell geschätzten Größe. Die Differenz wird über ein Adaptionsgesetz auf das adaptive Modell, das auch ein Beobachter sein kann, zurückgeführt, um die Schätzung zu verbessern. Eine Differenz entsteht, wenn die Parameter des Modells von denen der realen Maschine abweichen. Abweichungen des Ständer- und Läuferwiderstandes werden durch Temperaturänderungen, Abweichungen der Ständer- und Läuferreaktanz hauptsächlich durch die Hauptfeldsättigung hervorgerufen [Alsofyani u. Idris 2013]. Statt der realen Maschine kann ein Referenzmodell die Größe für den Vergleich mit dem adaptiven Modell liefern.

Ein Grundstein der sensorlosen Regelung bildet das u_1, i_1 -Modell (siehe Abschnitt 3.4.3, Gleichung (3.31), Bild 3.5), weil mit ihm ohne den Drehzahlwert der Ständer- bzw. Läuferflussraumvektor geschätzt werden kann. Das u_1, i_1 -Modell ist robust und genau bei hohen Drehzahlen [Holtz 2006]. Bei kleiner werdender Drehzahl treten zwei Probleme auf. Zum einen gibt es Drifterscheinungen am Integratorausgang. Sie sind die Folge der offenen Integration und werden durch Gleichanteile und Störungen in den Messwerten verursacht [Holtz 2006]. Lösungsvorschläge sind z. B. das Ersetzen des Integrators durch ein Tiefpassfilter [Hurst u. a. 1998] oder die einphasige Stabilisierung der Integration [Arnold 2005]. Zum anderen steigt mit sinkender Drehzahl der Einfluss des Spannungsabfalls über dem Ständerwiderstand, der sich mit der Temperatur stark ändert [Holtz 2006]. Ein im Modell als konstant angenommener Ständerwiderstand führt damit zu einem fehlerhaften Spannungsabfall über diesem und damit auch zu einer fehlerhaften Schätzung des Ständer- bzw. Läuferflussraumvektors. Eine mögliche Lösung ist z. B. die Nachführung des Ständerwiderstandes. Die erwähnten Probleme führen dazu, dass das u_1, i_1 -Modell bei sinkender Drehzahl immer schlechter und bei der Drehzahl null nicht funktioniert.

Eines der Verfahren, das im Grunde auf dem u_1, i_1 -Modell basiert und zu den nichtadaptiven Verfahren zählt, ist die von Maeder und Jötten praktisch erprobte sensorlose Regelungsmethode [Jötten u. Maeder 1983]. Diese realisiert die Drehzahlregelung im ständerfesten Koordinatensystem. Eingangsgrößen des Verfahrens sind wie üblich die gemessenen Komponenten der Ständerspannung und des Ständerstroms, aus denen die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms berechnet werden. Das gilt für alle im Folgenden vorgestellten Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, falls nichts anderes erwähnt ist. Die Dynamik des Verfahrens ist durch

die Verwendung eines Tiefpassfilters bei der Berechnung der Drehzahl begrenzt [Schröder 2009a]. Laut Aussagen der Autoren ist die Dynamik aber ausreichend für viele Anwendungen und der Einsatz des Verfahrens ab 3 % - 5 % der Nenndrehzahl möglich. Weiterhin erwähnen Maeder und Jötten, dass schnelle Drehzahlnulldurchgänge, z. B. beim Reversieren, beherrschbar sind und die Empfindlichkeit des Verfahrens gegenüber Läuferwiderstandsänderungen gering ist.

Ohtani u. a. [Ohtani u. a. 1989] stellen eine sensorlose feldorientierte Regelung vor, die im läuferflussfesten Koordinatensystem realisiert ist. Das Besondere an dem Verfahren ist der Läuferflussschätzer. Bei großen Drehzahlen wird der Läuferflussraumvektor aus den Messwerten geschätzt. Da sich die Qualität dieser Schätzung mit sinkender Drehzahl verschlechtert, wird unterhalb einer bestimmten Drehzahlgrenze vom Läuferflussschätzer der konstante Läuferflusssollwert für die Berechnung des Läuferflussraumvektors verwendet. Auf diese Weise sind mit dem Regelverfahren kleinere Drehzahlen beherrschbar. Die Autoren zeigen an Hand experimenteller Ergebnisse, dass das Verfahren von 1 % der Nenndrehzahl bis zur Nenndrehzahl die Drehzahl unter verschiedenen Belastungen mit hoher Genauigkeit regelt. In den Untersuchungen wird dem Verfahren auch eine niedrige Empfindlichkeit gegenüber Änderungen des Ständerwiderstands bescheinigt.

Kanmachi und Takahashi [Kanmachi u. Takahashi 1993] schlagen ein Verfahren zur direkten Berechnung der Drehzahl aus den Grundgleichungen (3.16)-(3.21) vor, das den Läuferwiderstand nicht enthält und damit unabhängig von dessen Schwankungen ist. Hervorzuheben ist, dass die vorgestellte Methode nur bei nichtsinusförmiger Speisung der Asynchronmaschine, z. B. an einem Umrichter, funktioniert. Die experimentellen Ergebnisse zeigen wiederum, dass schnelle Nulldurchgänge der Drehzahl beherrscht werden. Eine Aussage zum zulässigen Drehzahlbereich fehlt aber. Zusätzlich wird eine Methode zur Schätzung des Läuferwiderstandes vorgestellt. Ein weiteres Verfahren zur direkten Drehzahlberechnung wird in [Schauder 1989] vorgestellt.

Weitere nicht adaptive Verfahren sind z. B. in [Iwata u. a. 1995; Shirsavar u. McCulloch 1996; Klaasen 1999] enthalten bzw. in der einschlägigen Literatur [Alsofyani u. Idris 2013; Holtz 2002; Holtz 2006; Schröder 2009a] angegeben und erläutert.

Generell sind nichtadaptive Verfahren empfindlich gegenüber Abweichungen zwischen den Parametern der Asynchronmaschine und des Modells [Alsofyani u. Idris 2013]. Dabei muss aber angemerkt werden, dass die Empfindlichkeit durch einige Verfahren durchaus beherrscht wird, was insbesondere Ohtani u. a. [Ohtani u. a. 1989] mit ihren praktischen Untersuchungen nachweisen.

Zu den adaptiven Verfahren zählt das „Model Reference Adaptive System“ (MRAS). Schauder verwendet in seinem sensorlosen feldorientiert arbeitenden Verfahren [Schauder 1989] neben dem u_1, i_1 -Modell, das das Referenzmodell darstellt, das i_1, n -Modell als adaptives Modell. Dieser MRAS-Ansatz vergleicht die Läuferflussraumvektoren der

beiden Modelle. Aus der Abweichung der Läuferflussraumvektoren wird eine skalare Größe berechnet und diese wiederum einem PI-Regler zugeführt. Dieser stellt den Adaptionsalgorithmus dar und liefert die geschätzte Drehzahl, die dem i_1, n -Modell zugeführt wird. Durch diese Rückführung wird das i_1, n -Modell angepasst, so dass die Läuferflussraumvektoren der beiden Modelle übereinstimmen. Schauder berichtet von 2 Hz niedrigstmöglicher Ständerfrequenz, was bei der verwendeten Asynchronmaschine ca. 3 % der Nenndrehzahl entspricht. Schnelle Drehzahlnulldurchgänge im Reversierbetrieb beherrscht das Verfahren. Schauder erwähnt, dass ein falscher Wert des Ständerwiderstands bei kleinen Drehzahlen unter Last zu einer falsch identifizierten Drehzahl führt.

Weitere MRAS-Varianten basieren auf dem Vergleich der Raumvektoren der induzierten Spannungen [Peng u. a. 1994; Zhen u. Xu 1995] oder der Blindleistungen [Peng u. a. 1994; Peng u. Fukao 1994] zwischen einem Referenzmodell und einem adaptiven Modell. Der verwendete Adaptionsalgorithmus, der die Drehzahlschätzung liefert, ist jeweils gleich wie bei dem MRAS-Verfahren von Schauder [Schröder 2009a].

Sogenannte Beobachter zählen ebenfalls zu den adaptiven Verfahren. Zwei häufig verwendete Ansätze für Beobachter stammen von Luenberger [Luenberger 1964] und von Kalman [Kalman 1960]. Die Ansätze unterscheiden sich nur in der Berechnung der Fehlerrückführmatrix, mit der die Lage der Beobachterpole vorgegeben wird. Beim Beobachter nach Luenberger ist eine freie Platzierung der Beobachterpole möglich [Schröder 2009a]. Beim sogenannten Kalman-Filter ist die Lage der Pole für die Unterdrückung von Mess- und Systemrauschen optimiert [Schröder 2009a]. Anwendungen mit Kalman-Filter finden sich z. B. in [Kim u. a. 1995; Özsoy u. a. 2010]. Das Kalman-Filter wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter betrachtet. Für weitere Erläuterungen und Literaturstellen wird auf die einschlägige Literatur verwiesen, beispielsweise [Alsofyani u. Idris 2013; Schröder 2009a].

Der Beobachter nach Luenberger wird in der vorliegenden Arbeit ausführlich in Abschnitt 3.3 vorgestellt. Dieser stellt das adaptive Modell dar. Die Asynchronmaschine dient als Referenz für einen Abgleich mit dem Beobachter. Die Differenz von geschätzter und gemessener Größe wird im Beobachter an den Integratoreingängen gewichtet aufgeschaltet, um die Schätzung der Zustandsgrößen zu verbessern. Für den Vergleich wird üblicherweise der Ständerstromraumvektor genutzt [Kubota u. a. 1993; Lascu u. a. 2005; Maes u. Melkebeek 2000; Riese 1999].

Kubota u. a. [Kubota u. a. 1993] stellen eine sensorlose feldorientierte Regelung vor, die auf einem Beobachter im ständerfesten Koordinatensystem basiert, der die Raumvektoren des Ständerstroms und des Läuferflusses als Zustandsgrößen enthält. Die Drehzahl wird aus dem Läuferflussraumvektor und der Abweichung des geschätzten vom gemessenen Ständerstromraumvektor errechnet. Das Verfahren enthält eine Ständer- und Läuferwiderstandsnachführung. An Hand von experimentellen Ergebnissen wird gezeigt, dass das

Verfahren ab ca. 3,5 % der Nenndrehzahl arbeitet und schnelle Drehzahlnulldurchgänge beherrscht.

Das von Maes und Melkebeek [Maes u. Melkebeek 2000] vorgestellte sensorlose Verfahren basiert auf einem Beobachter, der den Ständer- und Läuferflussraumvektor als Zustandsgrößen enthält und im läuferfesten Koordinatensystem berechnet wird. Die Drehzahl wird zunächst aus dem Ständerflussraumvektor und der Abweichung des geschätzten vom gemessenen Ständerstromraumvektor errechnet. Anschließend wird diese Drehzahl einem Modell des mechanischen Systems, das als Einmassendreh Swinger angenommen wird, zugeführt, um die Drehzahlschätzung zu verbessern und den Drehwinkel der Asynchronmaschine, der für die Koordinatentransformation des Beobachters benötigt wird, zu erhalten. Weiterhin berücksichtigen die Autoren die Nichtlinearität der Hauptreaktanz und führen diese in Abhängigkeit der Amplitude des Hauptflussraumvektors nach. Die experimentellen Ergebnisse zeigen, dass das Verfahren im stationären Betrieb bis unter 1 % der Nenndrehzahl bei verschiedenen motorischen Belastungen und auch im dynamischen Betrieb die Drehzahl mit hoher Genauigkeit schätzt.

Lascu u. a. [Lascu u. a. 2005] stellen in ihrem sensorlosen Regelverfahren einen Beobachter vor, der den Ständer- und Läuferflussraumvektor als Zustandsgrößen enthält und die Drehzahl nicht in der Systemmatrix enthält. Dies wird durch die Berechnung des Ständerflussraumvektors in ständerfesten Koordinaten und des Läuferflussraumvektors in läuferflussfesten Koordinaten erreicht. Damit erfolgt die Berechnung der Zustandsgrößen unabhängig von der geschätzten Drehzahl. Die Aufschaltung an den Integratoreingängen enthält neben einem linearen Anteil auch einen nichtlinearen Anteil, dessen Vorzeichen mit dem Vorzeichen der Differenz zwischen gemessenem und geschätztem Ständerstromraumvektor wechselt. Deshalb wird der Beobachter als sogenannter Sliding-Mode-Beobachter bezeichnet. Die Drehzahl wird aus der Winkelgeschwindigkeit des Läuferflussraumvektors und der Schlupfdrehzahl berechnet. Beide Größen lassen sich aus bekannten Größen des Beobachters und des Regelverfahrens berechnen. In Experimenten wird die hohe Genauigkeit der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb ab 0,2 % der Nenndrehzahl bei Nennlast und im dynamischen Betrieb gezeigt.

Stumper und Kennel [Stumper u. Kennel 2011] stellen ein sensorloses feldorientiertes Regelverfahren auf Basis eines nichtlinearen Drehzahlbeobachters und eines Läuferflussbeobachters vor. Für den Drehzahlbeobachter wird die Ableitung des Ständerstromraumvektors benötigt. Das Differenzieren verstärkt das Messrauschen. Vermutlich wird der differenzierte Ständerstromraumvektor deshalb im Beitrag mit einem Tiefpass gefiltert. Die Abweichung zwischen geschätzter und gemessener Drehzahl steigt mit zunehmender motorischer bzw. generatorischer Belastung bei kleiner Drehzahl. Bei hoher Drehzahl ist die Abweichung gering.

Weitere adaptive Verfahren sind in den bekannten Übersichten [Alsofyani u. Idris 2013; Holtz 2002 Holtz 2006; Lindinger 2008; Schröder 2009a] angegeben. An dieser Stelle soll auch erwähnt werden, dass in [Alsofyani u. Idris 2013] und [Schröder 2009a] auch Ansätze zur Drehzahlschätzung genannt werden, die neuronale Netze nutzen. In der vorliegenden Arbeit werden diese aber nicht betrachtet.

Einen interessanten Ansatz zur Drehzahlschätzung mit grundwellenbasierten Modellen stellen die folgenden Verfahren dar, die speziell für die Traktion entwickelt wurden. Bei dem Verfahren von Koch [Koch 1998] kann durch Variation des Flussbetrages die Ständerfrequenz im Stillstand bei Vorhandensein eines Drehmoments in gewissen Grenzen angepasst werden, um den kritischen Bereich „Ständerfrequenz null“ zu umgehen und damit die Drehzahl im Stillstand zu schätzen. Der Ständerwiderstand wird zur Erhöhung der Stabilität des Verfahrens nachgeführt. Weidauer [Weidauer 1999] wendet dieses Verfahren erstmals auf eine für die Traktion aussagekräftige Leistungsklasse, ein Antriebssystem mit einem 120 kW-Bahnmotor, an. Foerth [Foerth 2001] greift das Verfahren von Koch ebenfalls auf und erweitert es. Er erarbeitet ein Verfahren zur Kompensation parasitärer Gleichspannungen, um den Bereich um die Drehzahl null, in dem das Verfahren nicht funktioniert, deutlich zu verkleinern. Alle drei Autoren weisen die Funktion ihrer Verfahren mit experimentellen Erprobungen nach.

Generell kann zusammengefasst werden, dass sich die Amplitude und Phasenlage des Läuferflussraumvektors sowie die Drehzahl gut mit grundwellenbasierten Ansätzen schätzen lassen, wenn der stationäre Betrieb im Bereich um die Drehzahl null, insbesondere im generatorischen Betrieb, ausgeschlossen wird [Schröder 2009a]. Dabei steigt i. A. der Aufwand, je enger der Bereich um die Drehzahl null beherrscht werden soll [Schröder 2009a]. Insbesondere ist der Betrieb bei der Ständerfrequenz null, bei der der Ständerflussraumvektor still steht bzw. eine Gleicherregung der Maschine vorliegt, zu vermeiden, weil dann eine konstante Drehzahl nicht aus den Ständergrößen identifiziert werden kann [Lindinger 2008]. Schnelle Drehzahlnulldurchgänge sind aber beherrschbar [Schröder 2009a]. Neben diesen vom Ansatz herrührenden Einschränkungen sind eine Reihe weiterer Gesichtspunkte zu beachten, die die Drehzahlschätzung beeinflussen. Adaptive Verfahren bieten gegenüber nichtadaptiven Verfahren in der Regel eine robustere Drehzahlschätzung auch bei Parameterabweichungen zwischen realer Maschine und Modell insbesondere bei niedrigen Drehzahlen [Alsofyani u. Idris 2013]. Ebenfalls einen Einfluss haben Fehler bei der Messwerterfassung durch verrauschte Messwerte oder unerwünschte Gleichanteile [Alsofyani u. Idris 2013].

Bei sensorlosen feldorientierten Regelverfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine muss in der Regel der mechanische Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer, im Folgenden auch als Läuferwinkel bezeichnet, für die Koordinatentransformation des im Läuferkoordinatensystem gemessenen Läuferstromraumvektors bzw. Läuferspannungsraumvektors geschätzt werden [Arsudis u. Vollstedt 1990]. Für eine

Drehzahlregelung muss demnach neben der Motordrehzahl auch der Läuferwinkel geschätzt werden. Dabei entspricht der Läuferwinkel dem Integral der Motordrehzahl, soweit normierte Größen verwendet werden. Es soll bereits an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, dass bei Verwendung unnormierter Größen der sogenannte elektrische Läuferwinkel für die Koordinatentransformation des Läuferstroms verwendet werden muss, siehe Gleichung (4.20). In der vorliegenden Arbeit sorgt die verwendete Normierung dafür, dass eine Umrechnung nicht nötig ist.

Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird in der Regel ständerseitig mit dem Netz verbunden und läuferseitig von einem Frequenzumrichter gespeist. Der Frequenzumrichter ermöglicht die feldorientierte Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine. Diese erlaubt wie bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer eine getrennte Regelung der feld- und drehmomentbildenden Stromkomponenten. Der Stromregelung ist in der Regel eine Blindleistungsregelung und eine Wirkleistungs- bzw. Drehzahlregelung überlagert [Rothenhagen 2011]. Bei den im Folgenden vorgestellten Beiträgen wird aber nicht näher auf die verwendete überlagerte Reglerart eingegangen, weil das jeweilige Drehzahlschätzverfahren im Mittelpunkt dieses Abschnitts steht. Der Betrieb um die synchrone Drehzahl hat zur Folge, dass Drehzahl und Ständerfrequenz sich nur wenig unterscheiden bzw. eine kleine Läuferfrequenz vorliegt und die im Läufer induzierte Spannung sehr klein wird. Dies kann bei Verfahren, die auf Basis der induzierten Spannung arbeiten, zu Problemen oder sogar Instabilität bei der Drehzahlschätzung führen [Rothenhagen 2011]. In Analogie dazu tritt diese Problematik bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer bei sehr kleinen Drehzahlen auf. Die Synchrondrehzahl soll aber im Betriebsbereich mit eingeschlossen sein. Wenn sich in den im Folgenden vorgestellten Beiträgen eine Aussage dazu findet, ist dies erwähnt.

Die Einteilung der Drehzahlschätzverfahren kann wie bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer erfolgen [Bayhan u. Abu-Rub 2014; Hoa u. a. 2009; Pena u. a. 2013]. Demnach wird wieder zwischen nichtadaptiven und adaptiven Verfahren unterschieden. Zunächst werden nichtadaptive Verfahren vorgestellt.

Das sensorlose Regelverfahren in [Xu u. Cheng 1995] benötigt nur die Raumvektoren der Läuferstromspannung und des Läuferstroms und basiert auf der Auswertung der Läuferstromspannungsgleichung, um die Läuferfrequenz zu ermitteln. Die Differenz aus der Läuferfrequenz und der im Beitrag bekannten Kreisfrequenz des umlaufenden Ständerspannungsraumvektors bzw. Ständerflussraumvektors ergibt die Drehzahl des Läufers. Erwähnt wird im Beitrag, dass das Verfahren bei kleinen Läuferfrequenzen, die bei Betrieb nahe der Synchrondrehzahl auftreten, schlecht funktioniert. Die experimentellen Ergebnisse zeigen aber, dass schnelle Synchrondrehzahldurchgänge möglich sind.

Rothenhagen [Rothenhagen 2011] benötigt in seiner Dissertation den aus elektrischen Größen ermittelten Läuferwinkel, um Fehler am Lage- bzw. Drehzahlsensor zu erkennen.

Das Verfahren basiert auf in der in [Arsudis 1989; Arsudis u. Vollstedt 1990] vorgestellten Methode. Gemessen werden die Komponenten der Ständerspannung, des Ständerstroms und des Läuferstroms. Aus den Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms werden der Läuferstromraumvektor und dessen Winkel in ständerfesten Koordinaten berechnet. Ebenso wird der Winkel des gemessenen Läuferstromsraumvektors in Läuferkoordinaten berechnet. Die Winkeldifferenz der Läuferstromraumvektor entspricht dem Winkel des Läufers. Die Drehzahl wird mit Hilfe eines Kreisfrequenz-Beobachters aus dem Läuferwinkel berechnet. Die Differentiation des Läuferwinkels, die hochfrequentes Rauschen verstärkt, kann dadurch vermieden werden. Das Verfahren funktioniert bei den experimentellen Untersuchungen auch bei synchroner Drehzahl und versagt nur, wenn der Betrag des Läuferstromraumvektors null wird, was aber bei der Aufmagnetisierung über den Läufer praktisch nicht vorkommt [Rothenhagen 2011].

Zusammengefasst kann gesagt werden, dass mit den vorgestellten nichtadaptiven Verfahren, außer mit dem in [Xu u. Cheng 1995], eine Drehzahlschätzung guter Qualität unter Einschluss der Synchrondrehzahl realisierbar ist. Weitere Literaturstellen zu nichtadaptiven sind z. B. in den Übersichten [Hoa u. a. 2009; Pena u. a. 2013] angegeben.

Ein adaptives Verfahren zur Drehzahlschätzung ist die MRAS-Methode. Eine detaillierte Erklärung ist oben beim MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer zu finden. Im Unterschied zu den MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird jetzt aber neben der Drehzahl, die das MRAS-Verfahren liefert, zusätzlich der Läuferwinkel benötigt. Es ist von dem verwendeten adaptiven Modell abhängig, ob dasselbe durch den Läuferwinkel allein oder durch den Läuferwinkel und die Drehzahl adaptiert wird. Angemerkt sei auch, dass die Referenzgröße auch eine gemessene Größe, wie z. B. der Läuferspannungs- oder Läuferstromraumvektor, sein kann.

Die MRAS-Verfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine basieren z. B. auf dem Vergleich des Ständerflussraumvektors [Cardenas u. a. 2005; Guofeng u. a. 2008], des Läuferstromraumvektors [Pattnaik u. Kastha 2011], des Luftspaltdrehmoments [Marques u. Sousa 2012; Parida u. Chatterjee 2014], des Raumvektors der induzierten Spannung [Lu u. a. 2013], der über den Luftspalt übertragen Wirkleistung [Marques u. Sousa 2011], oder der Läuferblindleistung [Pattnaik u. Kastha 2011]. Neben der verwendeten Vergleichsgröße unterscheiden sich die MRAS-Verfahren darin, welche elektrischen Größen gemessen und verwendet werden. In [Marques u. Sousa 2011; Marques u. Sousa 2012] gibt es keine Aussage dazu, ob der Betrieb bei Synchrondrehzahl beherrscht wird. Die anderen erwähnten MRAS-Verfahren beherrschen den Betrieb bei Synchrondrehzahl. Außer in [Pattnaik u. Kastha 2011] werden die Ergebnisse der MRAS-Verfahren mit Experimenten belegt. Generell kann bei den erwähnten MRAS-Verfahren von einer guten Qualität der geschätzten Drehzahl gesprochen werden.

Bemerkenswert ist, dass das Verfahren in [Guofeng u. a. 2008] den Ständerwiderstand vernachlässigt und den Ständerflussraumvektor direkt über die Integration des Ständer-Spannungsraumvektors berechnet. Dies wird damit begründet, dass der Raumvektor des Spannungsabfalls über dem Ständerwiderstand gegenüber dem Ständerspannungsraumvektor, der durch die konstant hohe Netzspannung vorgegeben wird, betragsmäßig klein ist und vernachlässigt werden kann.

Aussagen zur Parameterempfindlichkeit der MRAS-Verfahren sind in einigen Arbeiten enthalten. In [Cardenas u. a. 2005] wird eine leichte Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Ständer- und Hauptreaktanz beschrieben. In [Marques u. Sousa 2011] und [Marques u. Sousa 2012] weist das Verfahren eine leichte Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Hauptreaktanz auf. In [Parida u. Chatterjee 2014] wird allgemein von einer sehr geringen Parameterempfindlichkeit des Verfahrens berichtet.

Ein Drehzahlschätzverfahren auf Basis eines Beobachters wird in [Yang u. Ajarapu 2009] vorgestellt. Der Beobachter ist dabei als adaptives Modell anzusehen, das Referenzmodell ist der gemessene Läuferstromraumvektor. Zustandsgrößen des Beobachters sind die Raumvektoren des Ständerflusses und des Läuferstroms. Der Beobachtungsfehler ist die Differenz aus dem gemessenen und dem geschätzten Läuferstromraumvektor. Die Drehzahl wird aus dem Beobachtungsfehler und dem Läuferflussraumvektor mit einem PI-Regler berechnet. Die simulativen Ergebnisse zeigen eine gute Qualität der geschätzten Drehzahl. Den Betrieb bei Synchrondrehzahl beherrscht das Verfahren ebenfalls.

Als ein weiteres adaptives Verfahren kann nach [Pena u. a. 2013] die Drehzahlschätzung mit Hilfe einer Phasenregelschleife, auch als phase-locked loop (PLL) bezeichnet, angesehen werden. Veröffentlichungen dazu sind z. B. [Gogas 2007; Shen 2004; Shen u. Ooi 2007]. Weiterhin existieren Verfahren auf Basis eines Sliding-Mode-Beobachters [Benbouzid u. a. 2012] oder eines Kalman-Filters [Perez u. a. 2012].

Die vorgestellten Drehzahlschätzverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine berücksichtigen das mechanische System größtenteils nicht. Wenn dieses berücksichtigt ist, wird es aber nur als Einmassendrehchwinger modelliert [Maes u. Melkebeek 2000] und ist nicht schwingungsfähig. Sensorlose Verfahren, die wegen der Berücksichtigung eines schwingungsfähigen mechanischen Systems für die Torsionsschwingungsdämpfung geeignet sind, werden im folgenden Abschnitt separat vorgestellt.

2.3 Sensorlose Regelverfahren für die Asynchronmaschine zur Dämpfung von Torsionsschwingungen

Die in Abschnitt 2.1 vorgestellten Verfahren zur Torsionsschwingungsdämpfung benötigen den Momentanwert einer oder mehrerer Zustandgrößen des mechanischen Systems, die wegen der zu aufwendigen Messung in der Regel mit Hilfe eines Beobachters rekonstruiert werden. Das Modell, auf dem der Beobachter basiert, muss die Eigenschaften des mechanischen Systems, darunter dessen Schwingungsfähigkeit, abbilden. Das einfachste Modell, das diese Anforderungen erfüllt, ist der Zweimassendrehchwinger (siehe Abschnitt 3.5.1). Die Beobachter für das mechanische System der in Abschnitt 2.1 vorgestellten Verfahren basieren größtenteils auf dem Modell des Zweimassendrehchwingers und verwenden als Eingangsgröße die gemessene Motordrehzahl.

Die in Abschnitt 2.2 beschriebenen Verfahren arbeiten im Gegensatz dazu ohne Sensor für die Drehzahl. Das mechanische System wurde aber bei der Modellbildung nicht oder nur als Einmassendrehchwinger berücksichtigt. Das bedeutet zugleich, dass die Schwingungsfähigkeit des mechanischen Systems im Modell nicht abgebildet ist. Für eine Regelung, die eine Torsionsschwingungsdämpfung auf Basis der Momentanwerte der Zustandgrößen des mechanischen Systems realisiert und sensorlos arbeiten soll, scheint daher eine Kombination der Verfahren aus Abschnitt 2.1 und Abschnitt 2.2 sinnvoll.

Dieser Abschnitt gibt eine Literaturübersicht zu sensorlosen Regelverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine, die eine aktive Torsionsschwingungsdämpfung über einen Regeleingriff am Luftspaltmoment realisieren. Als Eingangsgrößen werden jeweils die Raumvektoren des Ständerstroms und der Ständerspannung verwendet, soweit nichts Abweichendes erwähnt ist.

In [Beckert u. Arnold 2004] wird ein sensorloses Drehzahlschätzverfahren vorgestellt, welches das schwingungsfähige mechanische System als Zweimassendrehchwinger im Modell abbildet und dessen Zustandgrößen schätzt. Das Schätzverfahren ist Grundelement einer Zustandsregelung zur Torsionsschwingungsdämpfung und besteht aus einem MRAS-Verfahren zur Drehzahlschätzung, einem u_1, n -Beobachter für die Schätzung des Luftspaltmoments der Asynchronmaschine und einem Beobachter, der die Zustandgrößen des mechanischen Systems schätzt. Die Drehzahlschätzung basiert auf dem MRAS-Verfahren von Schauder [Schauder 1989]. Dieses liefert die Drehzahl für den u_1, n -Beobachter (siehe Abschnitt 3.4.3), der in [Beckert u. Neuber 1995] vorgestellt wird und ähnlich dem Beobachter in [Zägelein 1984] ist. Entwickelt wurde der u_1, n -Beobachter im Rahmen des Forschungsvorhabens „Lastkollektivminimierte Bahnantriebe“ der Deutschen Forschungsgemeinschaft [Beckert u. a. 1994]. Die Zustandgrößen des u_1, n -Beobachters sind die Raumvektoren des Ständer- und des Läuferflusses. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten Koordinatensystem. Der Beobachtungsfehler des u_1, n -Beobachters ist die Differenz

aus dem gemessenen und dem geschätzten Ständerstromraumvektor. Der u_1, n -Beobachter berechnet das Luftspaltpmoment der Asynchronmaschine und ist durch die Einstellung nach [Zägelein 1984] unempfindlich gegenüber Parameterabweichungen zwischen Modell und realer Maschine. Die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz und die Eisenverluste sind zur Verbesserung der Luftspaltpmomentschätzung im u_1, n -Beobachter berücksichtigt. Der Beobachter für das mechanische System in [Beckert u. Arnold 2004] nutzt die vom MRAS-Verfahren geschätzte Drehzahl. Eine weitere Eingangsgröße ist das geschätzte Luftspaltpmoment des u_1, n -Beobachters. Im Experiment werden die geschätzten Zustandsgrößen des Beobachters des mechanischen Systems sowie des u_1, n -Beobachters mit den gemessenen Zustandsgrößen verglichen und die gute Qualität der geschätzten Zustandsgrößen nachgewiesen. Für das geschätzte Luftspaltpmoment der Asynchronmaschine steht keine gemessene Vergleichsgröße zur Verfügung. Bei unbelasteter Asynchronmaschine dient deshalb das aus der Differentiation der gemessenen Motordrehzahl gewonnene Beschleunigungsmoment als Vergleichsgröße. Es wird zudem darauf hingewiesen, dass die Drehzahlschätzung unter 5 % der Nenndrehzahl unbefriedigende Ergebnisse liefert. Als Grund dafür wird die fehlerhafte Läuferflussraumvektorschätzung des u_1, i_1 -Modells im MRAS bei kleinen Ständerfrequenzen genannt. Mit Hilfe von Simulationsergebnissen wird aufgezeigt, dass bei der klassischen PI-Regelung Änderungen des Luftspalt- oder Lastmoments zu schlecht gedämpften Torsionsschwingungen im Antriebsstrang führen. Es wird gezeigt, dass diese sich durch eine Zustandsregelung, die auf Basis der geschätzten Zustandsgrößen arbeitet, gut dämpfen lassen.

In [Beckert u. Arnold 2005] wird das Verfahren aus [Beckert u. Arnold 2004] vereinfacht und die Drehzahl direkt auf Basis des u_1, n -Beobachters anstatt mit dem MRAS-Verfahren geschätzt. Der verwendete u_1, n -Beobachter ist derselbe wie in [Beckert u. Arnold 2004] und wird um die Schätzung der Drehzahl erweitert. Dieser erweiterte u_1, n -Beobachter wird in Abschnitt 4.5.1 ausführlich vorgestellt und im Folgenden als Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer bezeichnet. Dieser liefert alle für den Beobachter des mechanischen Systems benötigten Eingangsgrößen. Der Beobachter des mechanischen Systems entspricht dem in [Beckert u. Arnold 2004]. Die Ergebnisse zeigen, dass mit einer Zustandsregelung, die mit den geschätzten Zustandsgrößen arbeitet, eine Torsionsschwingungsdämpfung erreichbar ist, die qualitativ der in [Beckert u. Arnold 2004] entspricht.

In [Beckert u. a. 2013] wird neben dem aus [Beckert u. Arnold 2005] bekannten Drehzahlschätzverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ein Drehzahlschätzverfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine vorgestellt, das als Eingangsgrößen die Raumvektoren des Ständer- und des Läuferstroms sowie der Ständerspannung verwendet. Das Verfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine rekonstruiert auch die Zustandsgrößen des mechanischen Systems und bildet die Basis für eine Zustandsregelung mit Torsionsschwingungsdämpfung. Während der Beobachter für das mechanische System derselbe wie in [Beckert u. Arnold 2005] ist, wird zur Berechnung des Drehmoments und

der Drehzahl wegen des anderen Asynchronmaschinentyps ein veränderter Schätzalgorithmus eingesetzt, der ausführlich in Abschnitt 4.6.2 vorgestellt wird. Die an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer gewonnenen experimentellen Ergebnisse zeigen, dass bei der klassischen PI-Regelung bei Drehzahl- oder Laständerungen schlecht gedämpfte Torsionsschwingungen auftreten. Im Vergleich dazu ist die Zustandsregelung, die mit geschätzten Zustandsgrößen arbeitet, in der Lage, die Torsionsschwingungen gut zu dämpfen. An der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird mit der Zustandsregelung, die mit geschätzten Zustandsgrößen arbeitet, eine Torsionsschwingungsdämpfung gleicher Qualität erreicht. In [Beckert u. a. 2015] werden weitere Messergebnisse des Verfahrens für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine aus [Beckert u. a. 2013] veröffentlicht.

Der Artikel [Orlowska-Kowalska u. a. 2010] stellt ein feldorientiertes sensorloses Regelverfahren für Asynchronmaschinen mit Zweimassenschwinger vor. Es besteht im Wesentlichen aus einem adaptiven Drehzahlregler zur Torsionsschwingungsdämpfung, der auf einem neuronalen Netzwerk basiert, und einer MRAS-Struktur zur Drehzahl-schätzung. Gemessene Größen sind die Komponenten des Ständerstroms und die Zwischenkreisspannung des Umrichters. Laut den Autoren stellt der Artikel erstmalig die Anwendung dieser Art der sensorlosen Drehzahlregelung mit neuronalem Netzwerk für einen Zweimassenschwinger vor. Die Vergleichsgröße der MRAS-Struktur ist ein Differenzmoment, das aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor und dem Differenzstromraumvektor gebildet wird. Das Differenzmoment wird mit Hilfe eines PI-Reglers, der den Adaptionsalgorithmus darstellt und die geschätzte Drehzahl liefert, zu null geregelt. Der Differenzstromraumvektor ergibt sich aus dem gemessenen und geschätzten Ständerstromraumvektor. Der geschätzte Läuferflussraumvektor, der auch für die FOR benötigt wird, wird mit dem i_1, n -Modell aus dem gemessenen Ständerstromraumvektor und der geschätzten Drehzahl errechnet. Aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor, der geschätzten Drehzahl und dem Ständerspannungsraumvektor wird mit einem zweiten Modell, das im Beitrag als kombiniertes Spannungs- und Strom-Läuferflussmodell bezeichnet wird, der geschätzte Ständerstromraumvektor errechnet. Beide Modelle sind adaptive Modelle, da beide von der geschätzten Drehzahl abhängen. Das Referenzmodell ist die Asynchronmaschine, an dem der Ständerstromraumvektor gemessen wird. Der Ständerspannungsraumvektor wird nicht gemessen, sondern aus der Zwischenkreisspannung und den Schaltsignalen des Umrichters errechnet. Der auf neuronalen Netzen basierende Drehzahlregler ersetzt den klassischen PI-Drehzahlregler und dämpft Torsionsschwingungen alleinig mit Informationen aus der geschätzten Drehzahl und ohne Kenntnis des Wellenmoments oder einer anderen Zustandsgröße des mechanischen Systems. Es gibt keinen Beobachter für das mechanische System. Im Experiment wird aufgezeigt, dass die Regelung ab ca. 4 % der Nenndrehzahl arbeitet. Torsionsschwingungen werden gut gedämpft. Ein Vergleich mit einem PI-Regler im Beitrag zeigt außerdem, dass der vorgestellte Drehzahlregler Torsionsschwingungen besser dämpft.

Der nachfolgende Abschnitt wählt im Sinne der Zielstellung geeignete Verfahren aus.

2.4 Auswahl von Verfahren für die vorliegende Arbeit

Wie der vorhergehende Abschnitt zeigt, befassen sich nur wenige Arbeiten mit der sensorlosen Regelung, die zugleich eine Torsionsschwingungsdämpfung beinhaltet. Das Verfahren in [Orlowska-Kowalska u. a. 2010] nimmt eine Sonderstellung ein, weil es für die Torsionsschwingungsdämpfung neben der geschätzten Motordrehzahl keine weiteren Zustandsgrößen des mechanischen Systems verwendet. Der Algorithmus für die Torsionsschwingungsdämpfung verbirgt sich nach Meinung des Autors der vorliegenden Arbeit im Drehzahlregler selbst und wird im Beitrag nicht erläutert und daher nicht weiter betrachtet.

Damit verbleiben die Verfahren aus [Beckert u. Arnold 2004], [Beckert u. Arnold 2005], [Beckert u. a. 2013] und [Beckert u. a. 2015], die ähnlich aufgebaut sind und im Wesentlichen aus den drei Komponenten Drehzahlschätzverfahren, Beobachter für das mechanische System und Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung bestehen. Dieser modulare Aufbau ist durch die Möglichkeit, einzelne Komponenten austauschen zu können, sehr flexibel und wird in der vorliegenden Arbeit übernommen. In [Beckert u. a. 2013] wird gezeigt, dass die darin vorgestellten Drehzahlschätzverfahren für ein sensorloses Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung geeignet sind, weshalb diese für die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit ausgewählt und in Abschnitt 4.5.1 und Abschnitt 4.6.2 vorgestellt werden.

Um an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer zu untersuchen, ob auch ein direktes oder ein auf MRAS basierendes Drehzahlschätzverfahren eine für die sensorlose Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung genügende Schätzqualität aufweisen, werden die Verfahren aus [Schauder 1989] ebenfalls ausgewählt. Diese werden in Abschnitt 4.5.2 und Abschnitt 4.5.3 vorgestellt.

Von den Verfahren zur Torsionsschwingungsdämpfung, die der ersten Gruppe angehören und die Kaskadenstruktur mit PI-Regler ergänzen, werden wegen ihrer geringen Komplexität das FIR-Filter und die Differenzdrehzahlaufschaltung ausgewählt. Von den Verfahren, die die Kaskadenstruktur mit PI-Regler ersetzen, werden die Zustandsregelungen aus [Goslar 1998] und [Schröder 2009a] wegen ihrer guten Ergebnisse bei der Dämpfung von Torsionsschwingung ausgewählt. Zum Vergleich wird eine PI-Regelung eingesetzt.

Dieses Kapitel fasste den Stand der Technik zu den für die vorliegende Arbeit relevanten Themen zusammen. Es wurden im Sinne der Zielstellung der vorliegenden Arbeit geeignete Verfahren ausgewählt. Das nachfolgende Kapitel geht auf die Modellierung des elektrischen Antriebs ein.

3 Modellierung des elektrischen Antriebs

Dieses Kapitel beinhaltet die Modellierung des elektrischen Antriebs. Einführend vermittelt Abschnitt 3.1 einen Überblick zum elektrischen Antrieb und dessen Komponenten. Abschnitt 3.2 gibt Anmerkungen zur verwendeten Normierung. Zur Modellierung des elektrischen Antriebs wird unter anderem das Zustandsraummodell genutzt. Es wird deshalb zusammen mit dem Beobachterkonzept in Abschnitt 3.3 vorgestellt. Den Hauptteil dieses Kapitels bilden die zwei darauf folgenden Abschnitte. Abschnitt 3.4 enthält die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine. Abschnitt 3.5 erläutert die mathematische Beschreibung des mechanischen Systems.

3.1 Allgemeine Betrachtungen

Die Aufgabe des elektrischen Antriebs besteht darin, elektrische Energie in mechanische Energie umzuwandeln [Meyer 1987]. Die elektrische Energie wird dem elektrischen Versorgungsnetz, im Folgenden als Netz bezeichnet, entnommen und von einer elektrischen Maschine in mechanische Energie umgewandelt [Meyer 1987]. Die elektrische Maschine ist in der vorliegenden Arbeit eine Asynchronmaschine. Die mechanische Energie wird von einer Arbeitsmaschine aufgenommen [Meyer 1987]. Diese Richtung des Energieflusses wird als motorischer Betrieb bezeichnet. Die umgekehrte Richtung des Energieflusses, die Umwandlung von mechanischer Energie in elektrische Energie, ist bei entsprechender Auslegung des elektrischen Antriebs ebenfalls möglich und wird als generatorischer Betrieb bezeichnet.

Der schematische Aufbau eines elektrischen Antriebs ist in Bild 3.1 dargestellt. Die Aufgabe des leistungselektronischen Stellglieds ist die Umformung der elektrischen Energie aus dem Netz nach den Erfordernissen der verwendeten elektrischen Maschine [Meyer 1987]. Ein sogenannter Frequenzumrichter, im Folgenden als Umrichter bezeichnet, ist am Versuchsstand, der in der vorliegenden Arbeit betrachtet wird, das leistungselektronische Stellglied. Der Umrichter wandelt die Spannung des Netzes, die eine konstante Amplitude und Frequenz hat, in eine Spannung mit variabler Amplitude und variabler Frequenz um und ermöglicht damit den drehzahlvariablen Betrieb der Asynchronmaschine.

Die Mess- und Regeleinrichtung beinhaltet die Antriebsregelung, die interne Steuerung und die Antriebsüberwachung [Meyer 1987]. Die Aufgabe der Antriebsregelung ist es, die Abweichung der Regelgrößen von den Führungsgrößen zu minimieren [Meyer 1987]. Durch Auswertung der Messwerte der elektrischen Maschine sowie des leistungselektronischen Stellglieds ermittelt die interne Steuerung die Regelgrößen [Meyer 1987]. Über die Steuergrößen werden von der internen Steuerung das leistungselektronische Stellglied und

damit die elektrische Maschine gesteuert, um die Regelgrößen den Führungsgrößen anzugleichen [Meyer 1987]. Die Antriebsüberwachung schaltet den elektrischen Antrieb ab, wenn ein unzulässiger Betriebszustand eintritt [Meyer 1987].

Das von der elektrischen Maschine erzeugte Luftspaltpmoment wird mit einer Welle an die Arbeitsmaschine übertragen. Diese Anordnung bildet das mechanische System, das weitere Komponenten, wie z. B. Getriebe, enthalten kann und im Allgemeinen als Mehrmassenschwinger vorliegt.

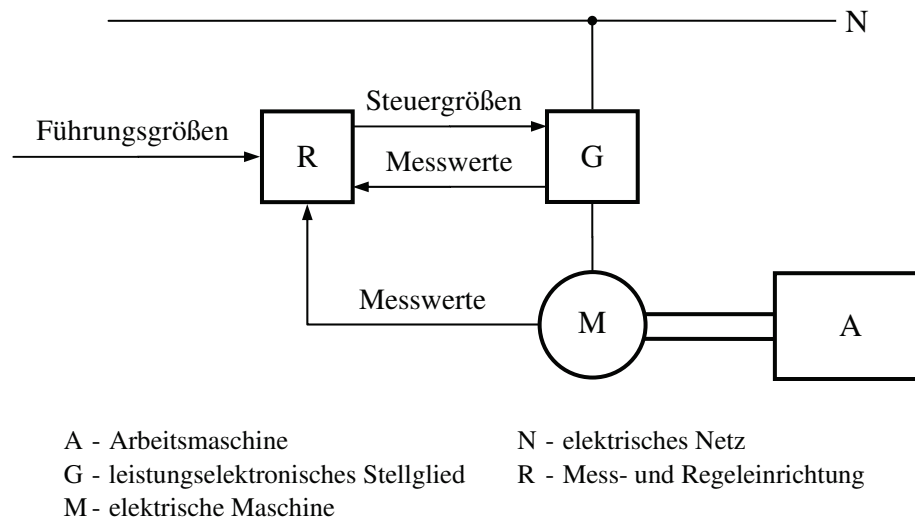


Bild 3.1: Blockschaltbild des elektrischen Antriebs (nach [Meyer 1987])

Für regelungstechnische Betrachtungen ist eine Modellbildung für Teile des elektrischen Antriebs erforderlich. Ziel der Modellbildung ist es, das real vorhandene physikalische System mit einem mathematischen Modell zu beschreiben. Die Modellbildung erfordert Kompromisse. So muss das mathematische Modell einerseits das System möglichst gut beschreiben, andererseits aber vereinfachende Annahmen treffen, um den Berechnungsaufwand zu senken.

Die vorliegende Arbeit stellt die Modellbildung, Regelung und Beschreibung des elektrischen Antriebs aus Gründen der Übersichtlichkeit über mehrere Kapitel verteilt vor. Die Annahmen, die bei der Modellbildung getroffen werden, sind in den Kapiteln an der entsprechenden Stelle mit angegeben. Kapitel 3 beschäftigt sich mit der Modellbildung der Asynchronmaschine und des mechanischen Systems. Kapitel 4 beschreibt die Regelung des elektrischen Antriebs und bezieht dabei die Modellbildung der leistungselektronischen Stellglieder mit ein. In Kapitel 5 werden die realisierten Regel- und Beobachterstrukturen vorgestellt und dabei auch die verwendeten Mess- und Regeleinrichtungen beschrieben.

Im folgenden Abschnitt wird auf die in der vorliegenden Arbeit verwendete Normierung eingegangen.

3.2 Verwendung von Bezugsgrößen

Bei der mathematischen Beschreibung der Asynchronmaschine ist die Normierung allgemein üblich [Pfaff 1991]. Falls nichts anderes erwähnt ist, sind die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Größen und Parameter normiert. Bei der Normierung verlieren physikalische Größen und Parameter durch Division mit einer Bezugsgröße ihre Einheiten. Gleichung (3.1) zeigt die Umrechnung der absoluten Größe X auf die normierte Größe X' :

$$X' = \frac{X}{X_B}. \quad (3.1)$$

Die Bezugsgröße wird dabei durch den Index B gekennzeichnet. Wie in Gleichung (3.1) kennzeichnet ein Apostroph üblicherweise normierte Größen. Weil in der vorliegenden Arbeit fast ausschließlich normierte Größen und Parameter verwendet werden, wird auf diese Kennzeichnung verzichtet.

Die Normierung sorgt für Vereinfachungen bei der Darstellung von Gleichungen, Kennwerten und insbesondere Diagrammen. Der Vergleich und die Interpretation von Ergebnissen elektrischer Antriebe verschiedener Leistungsklassen sind durch die Verwendung derselben Bezugsgröße leicht möglich. Die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Bezugsgrößen sind in Anhang B.1 zusammengestellt. In Diagrammen werden zum Teil nicht die Bezugswerte für die Normierung von Größen verwendet. Welche Größen dies betrifft und welche Werte alternativ für die Normierung verwendet werden, ist in Anhang B.1 zusammengefasst. Weiterhin sind die Läufergrößen und die Läuferparameter der verwendeten Asynchronmaschine auf die Ständerseite umgerechnet.

Die vorliegende Arbeit stellt mehrere Modelle und Beobachter vor. Aus diesem Grund führt der nachfolgende Abschnitt in das Zustandsraummodell und das Beobachterkonzept ein.

3.3 Zustandsraummodell und Beobachterkonzept

Die vorliegende Arbeit stellt Schätzeinrichtungen, sogenannte Beobachter, vor, die auf der Theorie von Luenberger [Luenberger 1964] beruhen. Die mathematische Beschreibung dieser Beobachter erfolgt üblicherweise mit Hilfe des sogenannten Zustandsraummodells, das ebenso zur Darstellung einiger in dieser Arbeit vorgestellter Modelle und Beobachter dient. Dieser Abschnitt behandelt deshalb die Grundlagen des Zustandsraummodells und des Luenberger-Beobachters.

Zur Regelung eines technischen Systems muss der Istwert der zu regelnden Zustandsgröße bekannt sein. Die messtechnische Erfassung des Istwertes einer Zustandsgröße kann aber mitunter schwierig oder sogar unmöglich sein. Teilweise ist diese auch unerwünscht, weil durch die Messung konstruktive Eingriffe nötig sind oder die Messtechnik die

Ausfallwahrscheinlichkeit erhöht. In diesen Fällen bietet sich der Einsatz eines Beobachters an. Er rekonstruiert den Istwert einer oder mehrerer Zustandsgrößen aus messtechnisch erfassbaren Eingangs- und Ausgangsgrößen des Systems [Lunze 2006].

Mit Hilfe des Zustandsraummodells kann ein lineares dynamisches System in der Form

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad \text{mit} \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (3.2)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (3.3)$$

dargestellt werden [Lunze 2006]. Dabei beschreibt $\mathbf{x}(t)$ den im Allgemeinen nicht unmittelbar messbaren Zustandsvektor, $\mathbf{u}(t)$ den Eingangsvektor und $\mathbf{y}(t)$ den messtechnisch zugänglichen Ausgangsvektor. Der Vektor \mathbf{x}_0 beschreibt den Anfangszustand des Systems zum Zeitpunkt $t = 0$. Die Parameter des Systems sind in der Systemmatrix \mathbf{A} , der Steuermatrix \mathbf{B} , der Ausgangsmatrix \mathbf{C} und der Durchgangsmatrix \mathbf{D} enthalten. Viele Systeme sind nicht sprungfähig, d. h. der Eingangsvektor wirkt nicht direkt auf den Ausgangsvektor [Lunze 2006]. Von diesem Fall wird im Folgenden ausgegangen, es gilt $\mathbf{D} = \mathbf{0}$. Bild 3.2 zeigt im oberen Teil die Umsetzung von Gleichung (3.2) und (3.3) als Blockschaltbild.

Die Rekonstruktion der Zustandsgrößen erfolgt im einfachsten Fall mit einem Parallelmodell des realen Systems. Das Parallelmodell erhält dieselben Eingangsgrößen wie das reale System. Die mit dem Parallelmodell geschätzten Größen sind zur Unterscheidung mit einem Dach (^) versehen [Lunze 2006]:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad \text{mit} \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \hat{\mathbf{x}}_0, \quad (3.4)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t). \quad (3.5)$$

Dem Vorteil der Einfachheit dieser Rekonstruktionsmethode stehen mehrere Nachteile gegenüber. Nur bei einem ungestörten realen System und bei exakter Übereinstimmung der Matrizen \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} des realen Systems und des Parallelmodells werden die Zustandsgrößen richtig geschätzt. In der Praxis sind reale Systeme der Wirkung von Störgrößen ausgesetzt und deren Parameterwerte können sich ändern. Das Parallelmodell ist deshalb für die Zustandsgrößenschätzung nur bedingt geeignet. Die schlechte Dynamik beim Abbau des Beobachtungsfehlers

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.6)$$

ist ein weiterer Nachteil des Parallelmodells. Dieser hängt beim Parallelmodell nur von der Dynamik des realen Systems ab und ist damit nicht beeinflussbar [Lunze 2006]:

$$\frac{d\mathbf{e}(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)) = \mathbf{A}\mathbf{e}(t). \quad (3.7)$$

Der Beobachter beruht auf dem Parallelmodell und erhält wie dieses dieselben Eingangsgrößen wie das reale System. Zusätzlich verwendet der Beobachter den Ausgangsgrößenvektor $\mathbf{y}(t)$ zur Zustandsgrößenschätzung, siehe Bild 3.2.

Folgende Gleichungen beschreiben den Beobachter:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{K}(\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) \quad \text{mit} \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \hat{\mathbf{x}}_0, \quad (3.8)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t). \quad (3.9)$$

Aus dem gemessenen Ausgangsvektor $\mathbf{y}(t)$ und dem geschätzten Ausgangsvektor $\hat{\mathbf{y}}(t)$ wird die Differenz gebildet und diese mit der Rückführmatrix \mathbf{K} gewichtet vor dem Integrator auf das Parallelmodell zurückgeführt. Die Rückführung bewirkt, dass sich $\hat{\mathbf{y}}(t)$ an $\mathbf{y}(t)$ und damit auch $\hat{\mathbf{x}}(t)$ an $\mathbf{x}(t)$ annähert. Dadurch schätzt der Beobachter den Zustand $\mathbf{x}(t)$ auch dann noch genau, wenn in gewissen Grenzen Parameterabweichungen zwischen realem System und Parallelmodell vorhanden sind oder das reale System unter Störgrößenwirkung steht.

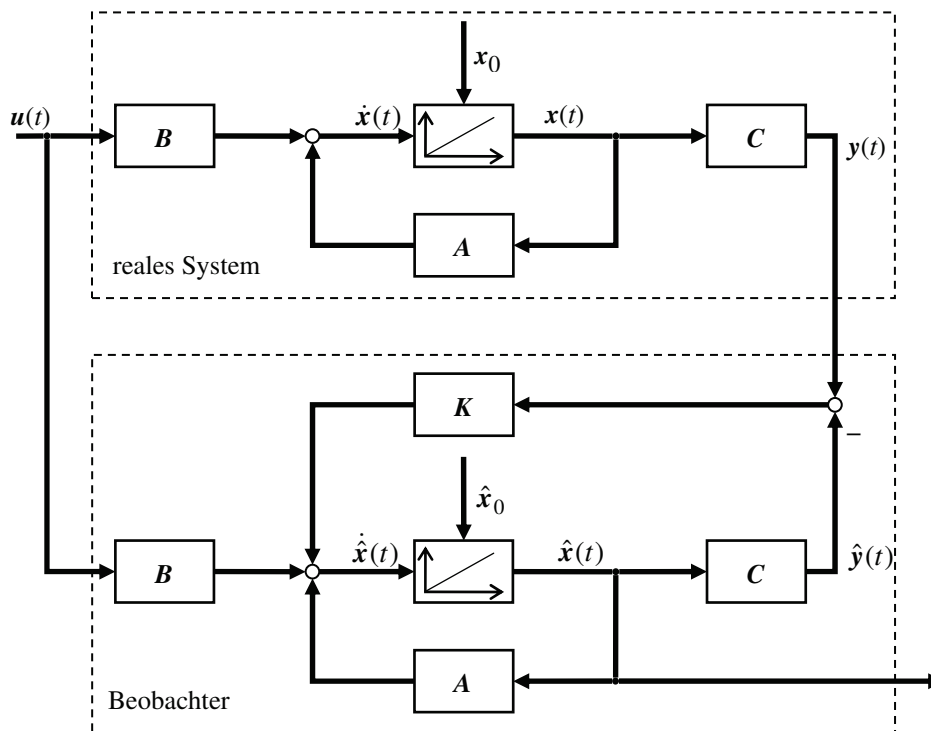


Bild 3.2: Lineares dynamisches System und Beobachter zur Nachbildung der Zustandsgrößen (nach [Lunze 2002])

Der Beobachtungsfehler des Beobachters hängt neben der Systemmatrix \mathbf{A} auch von der Rückführmatrix \mathbf{K} ab:

$$\frac{d\mathbf{e}(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\mathbf{e}(t) = \mathbf{F}\mathbf{e}(t). \quad (3.10)$$

Für stabile Eigenwerte der zusammengefassten Systemmatrix des Beobachters F konvergiert der Beobachtungsfehler gegen null [Lunze 2002]. Mit der Rückführmatrix K ist die Dynamik des Beobachters, also die Geschwindigkeit, mit der der Beobachtungsfehler abgebaut wird, beeinflussbar [Lunze 2002]. In der Regel wird die Dynamik so gewählt, dass der Beobachtungsfehler schneller abklingt als der zu beobachtende Vorgang im realen System abläuft. Eine hohe Dynamik sorgt jedoch auch für eine hohe Empfindlichkeit des Beobachters insbesondere gegenüber hochfrequenten Störungen [Lutz u. Wendt 2002]. Bei der technischen Anwendung des Beobachters muss deshalb zwischen hoher Dynamik einerseits und guter Störuneempfindlichkeit andererseits abgewogen werden.

Beim Entwurf des Beobachters müssen lediglich die Koeffizienten der Rückführmatrix K berechnet werden. Dafür wird oft das Verfahren der Polvorgabe [Ackermann 1972] verwendet, bei dem die Beobachterpole gezielt vorgegeben werden. Diese sind die Eigenwerte der Matrix F und entsprechen den Nullstellen der charakteristischen Gleichung des Beobachters [Lutz u. Wendt 2002]:

$$p_B(s) = \det(sI - F) = \det(sI - (A - KC)) = 0. \quad (3.11)$$

Darin bezeichnen s die Laplace-Variable und I die Einheitsmatrix. Durch Umstellen von Gleichung (3.11) ist es möglich, die Koeffizienten der Matrix K bei gegebenen Beobachterpolen zu berechnen. Die Pole des Beobachters müssen in der komplexen Ebene links von den Polen des realen Systems, die den Eigenwerten der Systemmatrix A entsprechen, platziert werden, damit der Beobachtungsfehler schneller abklingt als der zu beobachtende Vorgang im realen System abläuft [Lutz u. Wendt 2002].

Der nächste Abschnitt beschreibt die Modellbildung der Asynchronmaschine.

3.4 Mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine

Dieser Abschnitt beginnt mit einer kompakten Einführung zur Raumvektordarstellung und Koordinatentransformation. Im Anschluss wird das Gleichungssystem der Asynchronmaschine vorgestellt. Aus dem Gleichungssystem werden übliche Modelle und ein Beobachter für die Asynchronmaschine hergeleitet. Abschließend gibt dieser Abschnitt Hinweise zur Integration der Eisensättigung und der Eisenverluste in die Gleichungssysteme der Modelle und des Beobachters. Die Zusatzverluste werden vernachlässigt.

Hinweise zur Bestimmung wichtiger Parameter und Kennlinien der Asynchronmaschine werden im Text an geeigneter Stelle gegeben. Für die Ermittlung der übrigen Parameter sei auf die einschlägige Literatur, z. B. [Nürnberg u. Hanitsch 1987], verwiesen.

3.4.1 Raumvektordarstellung und Koordinatentransformation

Die mathematische Beschreibung von Dreiphasensystemen beruht im Allgemeinen auf der Raumvektordarstellung [Schröder 2009], die durch Kovács und RácZ entwickelt wurde

[Kovács u. Rácz 1959]. Der Vorteil dieser Darstellung besteht darin, dass sich die Zustände der drei Phasen einer elektrischen Maschine mit nur einer komplexen Größe darstellen lassen [Specovius 2003].

Weil die vorliegende Arbeit für die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine die Raumvektordarstellung verwendet, soll diese im Folgenden erläutert werden. Bild 3.3 zeigt schematisch den Aufbau einer Asynchronmaschine. Ständer und Läufer besitzen je drei räumlich um 120° versetzte konzentrierte Wicklungen mit den Indizes a, b und c. Zudem tragen Größen des Ständers den Index 1, Größen des Läufers den Index 2. Entsprechend Bild 3.3 ergeben sich die Bezeichnungen der Ständer- und Läuferwicklungen. Die Größe ϑ ist der elektrische Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer.

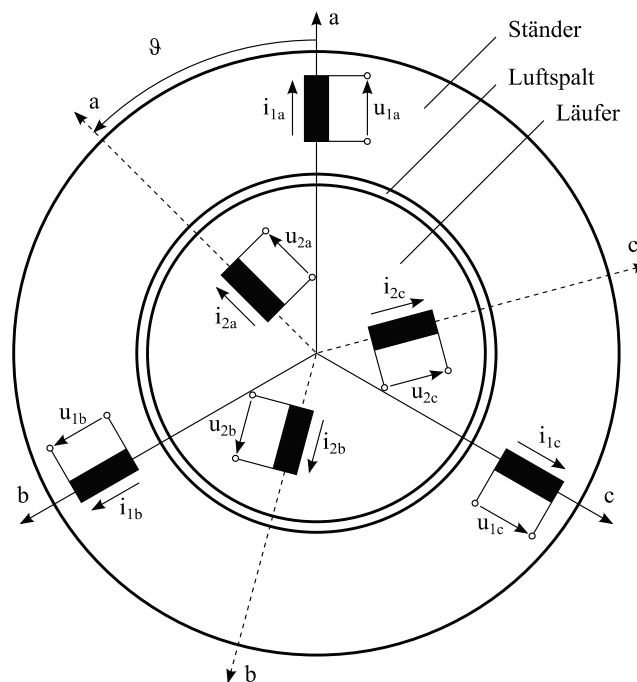


Bild 3.3: Prinzipdarstellung der allgemeinen Asynchronmaschine

Für folgende Betrachtungen wird vereinfachend angenommen, dass der Strom in einer Wicklung im Luftspalt zu einer längs des Umfangs räumlich sinusförmigen Flussdichteverteilung führt [Pfaff 1991]. Das entstehende magnetische Feld wird nur bezüglich seiner Grundwelle betrachtet. Harmonische Oberwellen werden vernachlässigt.

Die Strangströme in den räumlich um 120° versetzten Ständerwicklungen führen zu drei räumlich um 120° versetzten magnetischen Feldern mit sinusförmiger Flussdichteverteilung. Die aus der Überlagerung der drei Magnetfelder im Luftspalt entstehende resultierende Flussdichteverteilung ist längs des Umfangs ebenfalls sinusförmig [Pfaff 1991]. Dadurch kann die resultierte Flussdichteverteilung mit einem einzigen komplexen Raumvektor beschrieben werden [Pfaff 1991].

Für die Definition der komplexen Raumvektoren wird das ruhende, am Ständer orientierte kartesische α - β -Koordinatensystem mit der reellen Achse α und der imaginären Achse β

eingeführt [Pfaff 1991]. Die räumliche Orientierung ist so festgelegt, dass die Ebene, die das Koordinatensystem aufspannt, senkrecht auf der Welle der Asynchronmaschine steht und die reelle α -Achse und die Wicklungsachse der Wicklung a in dieselbe Richtung zeigen [Pfaff 1991]. Im Folgenden werden komplexe Raumvektoren durch einen Strich unter dem Symbol gekennzeichnet. Beispielsweise gilt für die Umrechnung zwischen den drei Ständerstrangspannungen und dem komplexen Ständerspannungsraumvektor [Pfaff 1991]:

$$\underline{u}_1 = \frac{2}{3} \left(u_{1a} + \underline{a} u_{1b} + \underline{a}^2 u_{1c} \right), \quad (3.12)$$

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (3.13)$$

Darin wird \underline{a} als komplexer Drehoperator bezeichnet. Der Normierungsfaktor $(2/3)$ sorgt dafür, dass der resultierende Raumvektor im α - β -Koordinatensystem die gleiche Länge wie die Größen im Wicklungssystem a-b-c besitzt [Specovius 2003]. In prinzipiell gleicher Weise sind die Raumvektoren \underline{u}_2 , \underline{i}_1 , \underline{i}_2 , $\underline{\psi}_1$ und $\underline{\psi}_2$ definiert.

Die vektorielle Anschrift von Gleichung (3.12) mit Realteil α und Imaginärteil β wird als Clarke-Transformation bezeichnet [Clarke 1943]. Mit der Erweiterung um die Nullkomponente, die für die Beschreibung von Dreiphasensystemen mit Nullkomponente oder un-symmetrischen Dreiphasensystemen benötigt wird, ergibt sich [Pfaff 1991]:

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \\ u_{10} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Im Folgenden wird angenommen, dass eine symmetrisch gespeiste Asynchronmaschine mit symmetrischem Aufbau ohne angeschlossenen Sternpunkt vorliegt, so dass die Nullkomponente entfällt.

Die vorliegende Arbeit nutzt drei übliche Koordinatensysteme [Schröder 2009]:

- das ständerbezogene α - β -Koordinatensystem (Realteil α und Imaginärteil β)
- das läuferbezogene, gegenüber dem Ständer um den Winkel ϑ gedrehte d - q -Koordinatensystem (Realteil d und Imaginärteil q)
- das um einen beliebigen Winkel φ gedrehte x - y -Koordinatensystem (Realteil x und Imaginärteil y)

Die Transformation eines Raumvektors in ein anderes Koordinatensystem wird mit einem Vektordreher realisiert. Beispielsweise transformiert der Vektordreher $e^{-j\vartheta}$ einen Raumvektor vom α - β -Koordinatensystem in das d - q -Koordinatensystem [Schröder 2009]:

$$\underline{u}_{1dq} = \underline{u}_{1\alpha\beta} e^{-j\vartheta}. \quad (3.15)$$

Die in diesem Abschnitt eingeführte Raumvektordarstellung wird für die Darstellung des Gleichungssystems der Asynchronmaschine im nächsten Abschnitt verwendet.

3.4.2 Gleichungssystem der Asynchronmaschine

Um bei der Modellbildung ein übersichtliches Gleichungssystem zu erhalten, kann die Asynchronmaschine nicht mit allen Details abgebildet werden. Der Modellbildung liegen daher zunächst folgende vereinfachende Annahmen zugrunde:

- Ständer und Läufer sind hinsichtlich ihrer drei Stränge symmetrisch aufgebaut.
- Die Ständer- und Läuferströme erzeugen im Luftspalt längs des Umfangs eine räumlich sinusförmige Flussdichtevertelung.
- Der Effekt der Stromverdrängung wird vernachlässigt.
- Die Eisen- und Zusatzverluste werden vernachlässigt.
- Der Sättigungszustand des Eisens ist konstant, d. h. die Induktivitäten sind konstant.
- Die Temperaturabhängigkeit wird vernachlässigt, d. h. die Widerstände sind konstant.

Mit diesen Annahmen lässt sich das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine mit dem folgenden normierten Gleichungssystem beschreiben [Schröder 2009a]:

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 - j\omega_K \underline{\psi}_1, \quad (3.16)$$

$$\frac{d\underline{\psi}_2}{dt} = \underline{u}_2 - R_2 \underline{i}_2 - j(\omega_K - n) \underline{\psi}_2, \quad (3.17)$$

$$\underline{\psi}_1 = X_1 \underline{i}_1 + X_h \underline{i}_2, \quad (3.18)$$

$$\underline{\psi}_2 = X_h \underline{i}_1 + X_2 \underline{i}_2, \quad (3.19)$$

$$m_i = \left| \underline{\psi}_1 \times \underline{i}_1 \right|_z = \left| -\underline{\psi}_2 \times \underline{i}_2 \right|_z = \frac{X_h}{X_2} \left| \underline{\psi}_2 \times \underline{i}_1 \right|_z, \quad ^1 \quad (3.20)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_i - m_w). \quad (3.21)$$

Das Gleichungssystem (3.16)-(3.21) gilt allgemein für ein mit der Winkelgeschwindigkeit ω_K umlaufendes Koordinatensystem. Darin sind $\underline{\psi}_1$ und $\underline{\psi}_2$ der Ständer- und der Läuferflussraumvektor, \underline{u}_1 und \underline{u}_2 der Ständer- und der Läuferstromraumvektor, \underline{i}_1 und \underline{i}_2 der Ständer- und der Läuferstromraumvektor sowie n die Drehzahl. Weiterhin bezeichnen R_1 und R_2 den Ständer- und den Läuferwiderstand, X_1 und X_2 die Ständer- und die

¹ Der Drehmomentvektor zeigt in Richtung der Welle der Asynchronmaschine, was der Index z verdeutlicht.

Läuferreaktanz sowie X_h die Hauptreaktanz. In der Bewegungsgleichung (3.21) entspricht m_i dem von der Asynchronmaschine erzeugten Luftspaltmoment und m_w dem an der Asynchronmaschine angreifenden Widerstandsmoment.

Die Größe T_M bezeichnet die bezogene Anlaufzeitkonstante der Asynchronmaschine, die bei der Normierung der Bewegungsgleichung entsteht und das Trägheitsmoment der Asynchronmaschine J_M und die Polpaarzahl p enthält [Beckert u. Neuber 1995]:

$$T_M = 2\pi f_{1n} \frac{J_M}{3U_{1n} I_{1n}} \left(\frac{2\pi f_{1n}}{p} \right)^2. \quad (3.22)$$

Für ein ruhendes Koordinatensystems ($\omega_K = 0$) gilt für Gleichung (3.16) und (3.17):

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1, \quad (3.23)$$

$$\frac{d\underline{\psi}_2}{dt} = \underline{u}_2 - R_2 \underline{i}_2 + jn\underline{\psi}_2. \quad (3.24)$$

Weiterhin setzen sich Ständer- und Läuferreaktanz aus der Hauptreaktanz und der Ständerstrefeldreaktanz $X_{\sigma 1}$ bzw. der Läuferstrefeldreaktanz $X_{\sigma 2}$ zusammen [Schröder 2009a]:

$$X_1 = X_h + X_{\sigma 1}, \quad (3.25)$$

$$X_2 = X_h + X_{\sigma 2}. \quad (3.26)$$

Die Gleichungen (3.18)-(3.24) beschreiben das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine im ständerfesten Koordinatensystem. Bild 3.4 zeigt das daraus abgeleitete Ersatzschaltbild für den stationären Betrieb.

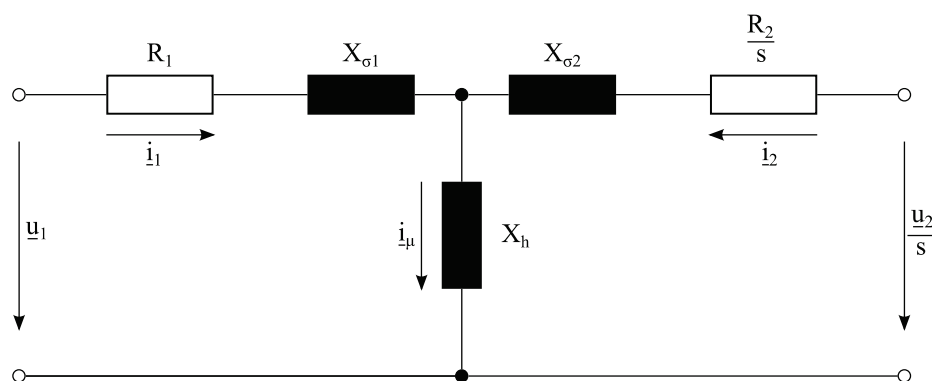


Bild 3.4: Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine für den stationären Betrieb

Darin sind \underline{i}_μ der Magnetisierungsstromraumvektor und s der Schlupf:

$$s = 1 - n. \quad (3.27)$$

Die eingangs getroffenen vereinfachenden Annahmen bilden nicht alle Details der realen Asynchronmaschine ab. Abschnitt 3.4.4 und Abschnitt 3.4.5 beschreiben deshalb die

Berücksichtigung der Eisensättigung und der Eisenverluste im Gleichungssystem der Asynchronmaschine. Das mechanische System entspricht einem nicht schwingungsfähigen Einmassendreh Swinger, siehe Gleichung (3.21). In Abschnitt 3.5.1 wird später ein schwingungsfähiges mechanisches System beschrieben, das die Gleichung (3.21) ersetzt.

Der nachfolgende Abschnitt leitet Modelle und einen Beobachter aus dem Gleichungssystem der Asynchronmaschine her.

3.4.3 Modelle und Beobachter der Asynchronmaschine

Ein heutzutage häufig eingesetztes Verfahren zur Regelung von Asynchronmaschinen ist die feldorientierte Regelung [Blaschke 1974; Hasse 1969], die den Läufer- (Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer) bzw. Ständerflussraumvektor (doppeltgespeiste Asynchronmaschine) benötigt. Für eine ausführliche Beschreibung der FOR wird auf Abschnitt 4.1 und Abschnitt 4.2 verwiesen. Die messtechnische Erfassung des Ständer- bzw. Läuferflussraumvektors ist nur mit erheblichem Aufwand möglich, weshalb dieser mit einem parallelen Motormodell aus messtechnisch leicht zugänglichen Größen wie z. B. den Komponenten der Ständerspannung und des Ständerstroms in Echtzeit geschätzt wird. Die in den Motormodellen verwendeten Parameter können von den realen Parametern abweichen, was zu einer fehlerhaften Schätzung führt [Schröder 2009a]. Parameterabweichungen entstehen bei den Widerständen durch die Erwärmung der Asynchronmaschine und bei den Reaktanzen durch eine unterschiedliche magnetische Sättigung [Schröder 2009a]. Aus diesem Grund werden auch Modelle eingesetzt, die einen Parameter im laufenden Betrieb nachführen [Kanmachi u. Takahashi 1993]. Andere Verfahren nutzen zwei Motormodelle und vergleichen deren Ergebnisse, um Parameteränderungen entgegenzuwirken [Bauer u. Heining 1990]. Weiterhin werden auch Beobachter eingesetzt, die weitestgehend unempfindlich gegenüber Parameteränderungen sind [Zägelein 1984; Scholz 1997].

In den folgenden Unterabschnitten werden zur Schätzung des Ständer- bzw. Läuferflussraumvektors und des Luftspaltmoments das u_1, i_1 -Modell, das i_1, n -Modell, das u_1, n -Modell und der u_1, n -Beobachter vorgestellt. Der Realisierungsaufwand steigt dabei vom u_1, i_1 -Modell über das i_1, n -Modell und das u_1, n -Modell zum u_1, n -Beobachter [Schröder 2009a]. Die Namensgebung der Motormodelle orientiert sich an den verwendeten Eingangsgrößen. Dabei wird auf die Kennzeichnung der Raumvektoren durch einen Unterstrich verzichtet. Der u_1, n -Beobachter verwendet zusätzlich neben Ständerspannungsraumvektor und Drehzahl den Ständerstromraumvektor zur Schätzung.

Die nachfolgend beschriebenen Modelle werden im ständerfesten Koordinatensystem mit $\omega_K = 0$ angeschrieben. Von den Modellen geschätzte Größen sind im Folgenden mit einem Dach (^) gekennzeichnet. Weiterhin wird in den Beschreibungen von der allgemeinen Asynchronmaschine ausgegangen. Das bedeutet, dass der Läuferstromraumvektor berücksichtigt und dem Modell als Eingangsgröße zugeführt werden muss, wenn die

Läuferspannungsgleichung ausgewertet wird. Dabei ist zu beachten, dass die Komponenten der Läufer Spannung über Schleifringe im läuferfesten Koordinatensystem gemessen werden. Dadurch ist eine Transformation des Läufer Spannungsraumvektors in das ständerfeste Koordinatensystem notwendig, was die Kenntnis des Winkels ϑ erfordert. Nähere Ausführungen hierzu sind in Abschnitt 4.2 enthalten.

3.4.3.1 u_1, i_1 -Modell

Die Basis des u_1, i_1 -Modells bildet die Ständerspannungsgleichung (3.23), deren Integration den Ständerflussraumvektor liefert:

$$\underline{\hat{\psi}}_1 = \int_{\tau=0}^t (\underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_1) d\tau + \underline{\hat{\psi}}_{10}. \quad (3.28)$$

Durch Auflösen der Gleichung (3.19) nach dem Läuferstromraumvektor und Einsetzen in Gleichung (3.18) ergibt sich die Beziehung für den Läuferflussraumvektor

$$\underline{\hat{\psi}}_2 = \frac{X_2}{X_h} (\underline{\hat{\psi}}_1 - \sigma X_1 \dot{i}_1) \quad (3.29)$$

mit der Gesamtstreuiziffer

$$\sigma = 1 - \frac{X_h^2}{X_1 X_2}. \quad (3.30)$$

Aus den Gleichungen (3.23) und (3.29) ergibt sich anschaulich das Blockschaltbild des u_1, i_1 -Modells, siehe Bild 3.5. Wird Gleichung (3.29) nach dem Ständerflussraumvektor aufgelöst und in Gleichung (3.23) eingesetzt, ergibt sich:

$$\frac{d\underline{\hat{\psi}}_2}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left(\underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_1 - \sigma X_1 \frac{d\dot{i}_1}{dt} \right). \quad (3.31)$$

Bemerkenswert ist, dass das u_1, i_1 -Modell den Läufer Spannungsraumvektor nicht enthält und Gleichung (3.31) damit sowohl für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ($\underline{u}_2 = 0$) als auch für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine ($\underline{u}_2 \neq 0$) gilt.

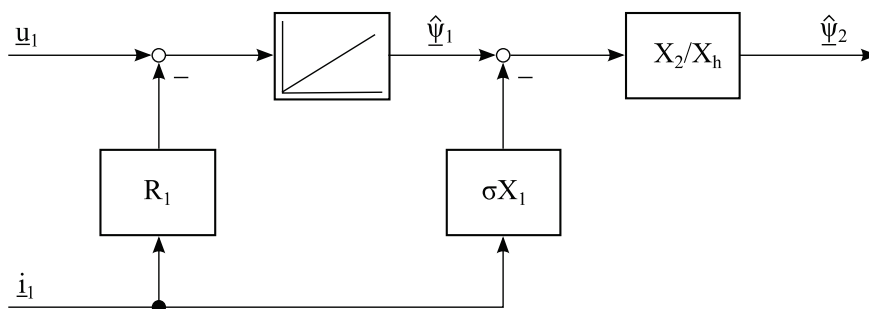


Bild 3.5: Blockschaltbild des u_1, i_1 -Modells

Das Luftspaltmoment kann aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor und dem gemessenen Ständerstromraumvektor ausgehend von Gleichung (3.20) berechnet werden:

$$\hat{m}_i = \frac{X_h}{X_2} |\hat{\underline{\psi}}_2 \times \underline{i}_1|_z. \quad (3.32)$$

Ein Vorteil des u_1, i_1 -Modells ist seine Unabhängigkeit vom stark temperaturabhängigen Läuferwiderstand. Der Ständerwiderstand ist zwar zur Berechnung des Modells nötig, jedoch unterliegt dieser in Folge der besseren Wärmeabfuhr der Kupferwicklungen im Ständer geringeren Schwankungen [Schröder 2009a]. Ein weiterer großer Vorteil des u_1, i_1 -Modells ist, dass es den Läuferflussraumvektor und das Luftspaltmoment ohne die Drehzahl berechnet. Deshalb bildet es die Grundlage vieler Drehzahlschätzverfahren.

Nachteil des u_1, i_1 -Modells ist die offene Integration, siehe Gleichung (3.28). Das offene Integral führt bei Messwerten mit Offset zu Drifterscheinungen und sorgt für Anfangswertprobleme [Arnold 2005]. Bei der Implementierung des Motormodells wird das offene Integral deshalb vermieden, indem es durch einen Tiefpassfilter ersetzt wird [Hurst u. a. 1998]. Alternativ kann die Integration einphasig stabilisiert werden [Arnold 2005]. Dabei wird der Integrator um eine selektive Rückkopplung ergänzt, die nur aktiv wird, wenn der integrale Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße nicht mehr gegeben ist. Das u_1, i_1 -Modell kann ab Drehzahlen von ca. 10 % der Nenndrehzahl eingesetzt werden [Schröder 2009a]. Für den Drehzahlbereich darunter wird die Schätzung des Läuferflussraumvektors immer schlechter und bei der Drehzahl null funktioniert das Modell nicht mehr [Schröder 2009a]. Grund dafür ist der bei sinkender Ständerfrequenz steigende Einfluss des fehlerhaft berechneten Raumvektors des Spannungsabfalls über dem in Folge von Temperaturänderungen verstimmt Ständerwiderstand, der zu einem steigenden Fehler in der Schätzung führt [Schröder 2009a].

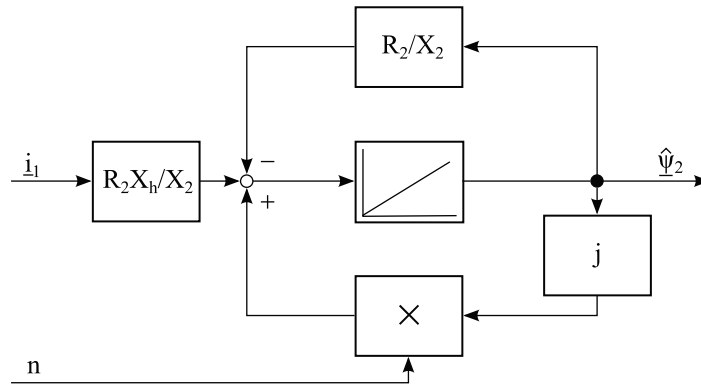
3.4.3.2 i_1, n -Modell

Für das i_1, n -Modell, auch als Strommodell bezeichnet, bildet die Läuferspannungsgleichung (3.23) die Grundlage. Wird darin der Läuferstromraumvektor mit Gleichung (3.19) durch den Ständerstromraumvektor und den Läuferflussraumvektor ersetzt, ergibt sich:

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2}{dt} = \underline{u}_2 + \frac{X_h R_2}{X_2} \underline{i}_1 - \frac{R_2}{X_2} \hat{\underline{\psi}}_2 + jn\hat{\underline{\psi}}_2. \quad (3.33)$$

Gleichung (3.33) mit $\underline{u}_2 = 0$ beschreibt das eigentliche i_1, n -Modell, dessen Blockschaltbild Bild 3.6 zeigt. Das Luftspaltmoment berechnet sich aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor und dem gemessenen Ständerstromraumvektor:

$$\hat{m}_i = \frac{X_h}{X_2} |\hat{\underline{\psi}}_2 \times \underline{i}_1|_z. \quad (3.34)$$

Bild 3.6: Blockschaltbild des i_1, n -Modells

Großer Vorteil des i_1, n -Modells ist, dass es als einziges Modell auch bei der Drehzahl null funktioniert und den Ständerspannungsraumvektor nicht benötigt [Schröder 2009a].

Nachteil ist, dass das Modell den Läuferwiderstand beinhaltet. Dieser kann sich infolge der Erwärmung im Betrieb stark ändern, was zu einem großen Fehler bei der Schätzung des Läuferflussraumvektors führt [Schröder 2009a]. Ein weiterer Nachteil ist die Empfindlichkeit des Modells gegenüber einer fehlerhaften Drehzahlerfassung [Schröder 2009a].

3.4.3.3 u_1, n -Modell

Das u_1, n -Modell wird auch als Spannungsmodell bezeichnet und verwendet sowohl die Ständerspannungsgleichung (3.23) als auch die Läuferstromgleichung (3.24). Es bildet damit sowohl den Ständer- als auch den Läuferflussraumvektor nach. Aus den Gleichungen (3.18) und (3.19) werden Ständer- und Läuferstromraumvektor berechnet:

$$\hat{\underline{i}}_1 = \frac{1}{\sigma X_1} \hat{\underline{\psi}}_1 - \frac{1}{\sigma X_1} \frac{X_h}{X_2} \hat{\underline{\psi}}_2, \quad (3.35)$$

$$\hat{\underline{i}}_2 = -\frac{1}{\sigma X_2} \frac{X_h}{X_1} \hat{\underline{\psi}}_1 + \frac{1}{\sigma X_2} \hat{\underline{\psi}}_2. \quad (3.36)$$

Werden mit Hilfe dieser Beziehungen die Stromraumvektoren in den Gleichungen (3.23) und (3.24) eliminiert, ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_1}{dt} = \underline{u}_1 - \frac{R_1}{\sigma X_1} \hat{\underline{\psi}}_1 + \frac{R_1}{\sigma X_1} \frac{X_h}{X_2} \hat{\underline{\psi}}_2, \quad (3.37)$$

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2}{dt} = \underline{u}_2 + \frac{R_2}{\sigma X_2} \frac{X_h}{X_1} \hat{\underline{\psi}}_1 - \frac{R_2}{\sigma X_2} \hat{\underline{\psi}}_2 + jn\hat{\underline{\psi}}_2. \quad (3.38)$$

Mit $\underline{u}_2 = 0$ ergeben sich die Gleichungen des u_1, n -Modells, dessen Blockschaltbild Bild 3.7 darstellt.

Das Luftspaltmoment berechnet sich aus dem geschätzten Ständer- und Läuferflussraumvektor:

$$\hat{m}_i = \frac{X_h}{\sigma X_1 X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \times \hat{\underline{\psi}}_1 \right|_z. \quad (3.39)$$

Vorteil des Modells ist, dass die Fehler durch gleichsinnige Verstimmung von Ständer- und Läuferwiderstand infolge der Erwärmung gegenläufig sind und der resultierende Fehler bei der Schätzung des Läuferflussraumvektors dadurch geringer ist [Schröder 2009a]. Ein weiterer Vorteil ist die geringe Empfindlichkeit gegenüber einer fehlerhaften Drehzahlerfassung [Schröder 2009a].

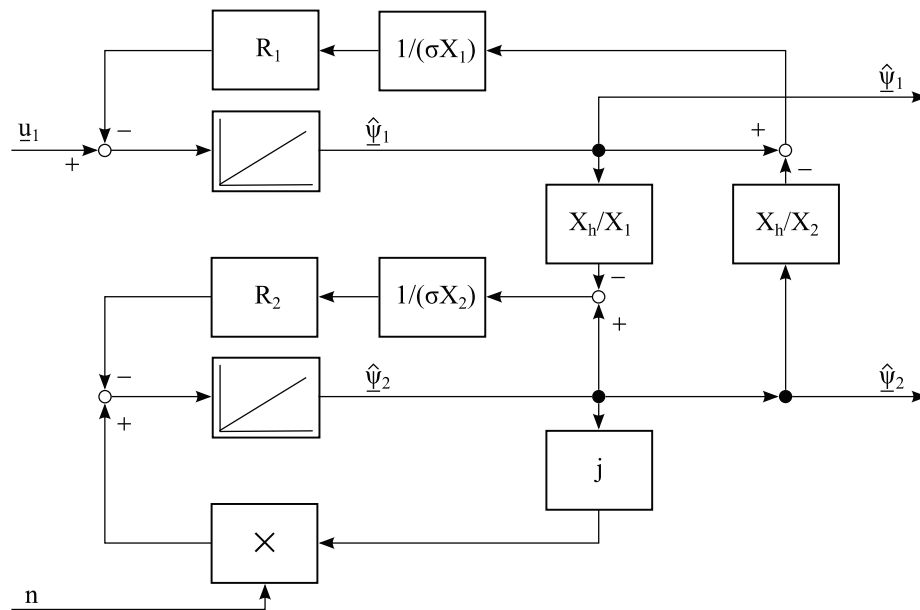


Bild 3.7: Blockschaltbild des u_1, n -Modells

Nachteil des u_1, n -Modells ist seine Empfindlichkeit gegenüber einer Verstimmung der Widerstände besonders bei kleinen Drehzahlen bzw. Ständerfrequenzen [Schröder 2009a]. Grund dafür ist der bei sinkender Ständerfrequenz steigende Einfluss des fehlerhaft berechneten Raumvektors des Spannungsabfalls über dem verstimmten Ständerwiderstand [Schröder 2009a].

3.4.3.4 u_1, n -Beobachter

Der u_1, n -Beobachter basiert auf dem u_1, n -Modell, das nach der von Luenberger entwickelten Beobachtertheorie [Luenberger 1964] zum Beobachter erweitert wird. Ausgangspunkt für die mathematische Beschreibung des Beobachters sind die Gleichungen (3.37) und (3.38) des u_1, n -Modells.

Grundgedanke des Beobachters ist es, den geschätzten Ständerstromraumvektor des Modells mit dem zusätzlich gemessenen Ständerstromraumvektor zu vergleichen. Die Differenz aus dem gemessenen und dem geschätzten Ständerstromraumvektor ist der

Beobachtungsfehler. Dieser wird über Rückführkoeffizienten gewichtet auf die Eingänge der Integratoren geschaltet. Die Aufschaltung bewirkt, dass sich die Schätzwerte der Zustandsgrößen den wahren Werten annähern.

Ausgehend von den Gleichungen (3.35), (3.36), (3.37) und (3.38) hat der u_1, n -Beobachter, der den Läuferspannungsraumvektor enthält, in der Zustandsraumdarstellung nach Gleichung (3.2) und (3.3) folgende Form [Arnold 2005]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\underline{\psi}}_1 \\ \hat{\underline{\psi}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma X_1} & \frac{R_1 X_h}{\sigma X_1 X_2} \\ \frac{R_2 X_h}{\sigma X_2 X_1} & -\frac{R_2}{\sigma X_2} + jn \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\underline{\psi}}_1 \\ \hat{\underline{\psi}}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{k}_1 \\ \underline{k}_2 \end{bmatrix} (\underline{i}_1 - \hat{\underline{i}}_1), \quad (3.40)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\underline{i}}_1 \\ \hat{\underline{i}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma X_1} & -\frac{1 X_h}{\sigma X_1 X_2} \\ -\frac{1 X_h}{\sigma X_2 X_1} & \frac{1}{\sigma X_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\underline{\psi}}_1 \\ \hat{\underline{\psi}}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Darin bilden der geschätzte Ständerflussraumvektor und der geschätzte Läuferflussraumvektor den Zustandsvektor, der gemessene Ständerspannungsraumvektor und der gemessene Läuferspannungsraumvektor den Eingangsvektor und der geschätzte Ständerstromraumvektor und der geschätzte Läuferstromraumvektor den Ausgangsvektor. Die Drehzahl ist ebenfalls eine Eingangsgröße.

Das Luftspaltmoment berechnet sich aus dem geschätzten Ständerflussraumvektor und dem gemessenen Ständerstromraumvektor:

$$\hat{m}_i = \left| \hat{\underline{\psi}}_1 \times \underline{i}_1 \right|_z. \quad (3.42)$$

Für die Rückführkoeffizienten wird die von Zägelein optimierte Einstellung übernommen, die auch bei verstimmten Parametern für eine hohe Genauigkeit bei der Schätzung des Luftspaltmoments im stationären und dynamischen Betrieb sorgt [Zägelein 1984]. Die Rückführkoeffizienten \underline{k}_1 und \underline{k}_2 sind in Gleichung (3.40) komplex dargestellt [Arnold 2005] und vom Vorzeichen der Drehzahl abhängig [Zägelein 1984]:

$$\underline{k}_1 = k_{11} + j \operatorname{sgn}(n) k_{12}, \quad (3.43)$$

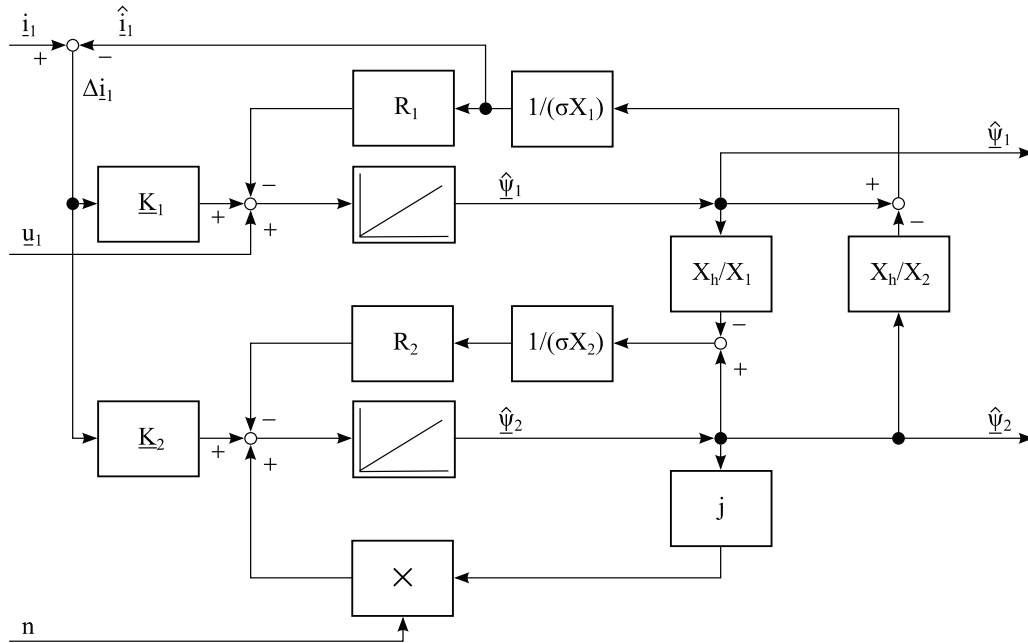
$$\underline{k}_2 = k_{21} + j \operatorname{sgn}(n) k_{22}. \quad (3.44)$$

Nach Zägelein sind folgende Werte für die Koeffizienten einzustellen [Zägelein 1984]:

$$k_{11} = 0,85 \quad k_{12} = k_{22} = 0,5 \quad k_{21} = -0,8. \quad (3.45)$$

Bild 3.8 zeigt den u_1, n -Beobachter für $u_2 = 0$.

Der folgende Abschnitt beschreibt die im Eisen auftretenden Sättigungserscheinungen und deren Integration in das Gleichungssystem der Asynchronmaschine.

Bild 3.8: Blockschaltbild des u_1, n -Beobachters

3.4.4 Berücksichtigung der Eisensättigung

Bei der Modellierung der Asynchronmaschine in Abschnitt 3.4.2 wurde angenommen, dass die Sättigung im Eisen konstant ist und die Induktivitäten konstant sind. Die Auslegung von Asynchronmaschinen erfolgt aber in der Regel so, dass diese im Bereich der Sättigung arbeiten [Schäfer 1989]. Der Zusammenhang zwischen dem Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors und dem dadurch hervorgerufenen Betrag des Hauptflussraumvektors ist nicht linear. Bild 6.3 veranschaulicht dies und zeigt die experimentell ermittelte Abhängigkeit der auf ihren Nennwert bezogenen Hauptreaktanz (blaue Linie) vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors für die in der vorliegenden Arbeit verwendete Asynchronmaschine. Der Betrag des Hauptflussraumvektors (schwarze Linie) als Funktion des Betrags des Magnetisierungsstromraumvektors ist ebenfalls dargestellt.

Bei Asynchronmaschinen wird im Wesentlichen zwischen Hauptfeldsättigung und Streufeldsättigung unterschieden [Scholz 1997; Arnold 2005; Ranta 2013]. Beide Erscheinungen beeinflussen sich gegenseitig, werden aber vereinfachend meist voneinander getrennt betrachtet [Ranta 2013]. Die Streufeldsättigung hängt vom Betrag des Ständer- bzw. Läuferstromraumvektors ab [Abbé 1978], der durch die feldorientierte Regelung begrenzt ist. Änderungen der Streufeldreaktanzen sind damit gering, weshalb diese ohne großen Fehler als konstant angenommen werden können [Arnold 2005].

Die Hauptreaktanz ist abhängig von Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors i_μ :

$$X_h = f(|i_\mu|), \quad (3.46)$$

$$i_\mu = i_1 + i_2. \quad (3.47)$$

Der Zusammenhang zwischen der Hauptreaktanz und dem Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors kann im Leerlaufversuch mit veränderlicher Speisespannung \underline{u}_1 bei Nennfrequenz ermittelt werden [Nürnberg u. Hanitsch 1987]. Die Eisenverluste werden dabei nicht berücksichtigt. Im Leerlauf ist der Betrag des Läuferstromraumvektors vernachlässigbar und der Betrag des Ständerstromraumvektors entspricht näherungsweise dem Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors. Bei dem in der vorliegenden Arbeit verwendeten Versuchsstand ist es möglich, die zu prüfende Asynchronmaschine durch eine zweite Asynchronmaschine, die die Reibungsverluste abdeckt, anzutreiben. Diese beeinflussen die Bestimmung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz damit nicht, weil kein Schlupf auftritt und in Folge dessen im Läufer keine Spannung induziert wird und auch kein Läuferstrom fließt.

Für den Spannungsraumvektor über der Hauptreaktanz \underline{u}_h gilt:

$$\underline{u}_h = \underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_1 - jX_{\sigma 1} \dot{i}_1. \quad (3.48)$$

Dabei werden die Ständerstrefeldreaktanz und der Ständerwiderstand als bekannt und konstant angenommen. Mit dem Betrag des Spannungsraumvektors über der Hauptreaktanz und dem Betrag des Ständerstromraumvektors wird die Hauptreaktanz berechnet:

$$X_h = \frac{|\underline{u}_h|}{|\dot{i}_1|}. \quad (3.49)$$

Durch Variierung der Speisespannung kann damit die Abhängigkeit der Hauptreaktanz vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors erfasst werden. Bei Asynchronmaschinen, die an einem Umrichter feldorientiert geregelt im Grunddrehzahlbereich betrieben werden, ist der Sättigungszustand des Eisens durch die Regelung des magnetisierenden Stroms auf einen festen Betrag nahezu konstant [Scholz 1997; Arnold 2005]. Die Hauptreaktanz kann in diesem Fall ohne großen Fehler als konstant angesehen werden. Das gilt nicht, wenn große elektromechanische Ausgleichsvorgänge, wie z. B. beim Netzspannungseinbruch mit nachfolgender Netzspannungswiederkehr mit Restfluss, ablaufen. Der Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors ändert sich bei diesem Vorgang signifikant, was ein Nachführen der Hauptreaktanz erfordert.

Die Hauptreaktanz wird in der vorliegenden Arbeit in Abhängigkeit vom Betrag des Hauptflussraumvektors, der sich leicht aus dem geschätzten Ständerflussraumvektor und dem gemessenen Ständerstromraumvektor berechnen lässt, nachgeführt:

$$|\underline{\psi}_h| = |\underline{\psi}_1 - X_{\sigma 1} \dot{i}_1|. \quad (3.50)$$

Der Grund dafür ist, dass die Berechnung nach Gleichung (3.46) und (3.47) den Läuferstromraumvektor benötigt. Der messtechnisch nicht zugängliche Läuferstromraumvektor wird bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer aber nicht von allen

Modellen geschätzt. Bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine steht der Läuferstromraumvektor zwar durch Messung zur Verfügung, kann aber durch die Koordinatentransformation mit dem geschätzten Läuferwinkel, siehe Abschnitt 4.2, fehlerbehaftet sein. Aus diesen Gründen wird die Nachführung in Abhängigkeit vom Betrag des Hauptflussraumvektors bevorzugt. Zunächst wird dafür für den Zusammenhang zwischen dem Betrag des Hauptflussraumvektors und dem Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors der Potenzansatz [Deleroi 1970]

$$|\underline{i}_\mu| = a_{Xh} |\underline{\psi}_h| + b_{Xh} |\underline{\psi}_h|^{n_{Xh}} \quad (3.51)$$

eingeführt. Für den Zusammenhang zwischen dem Betrag des Hauptflussraumvektors und der Hauptreaktanz gilt dann:

$$X_h = \frac{|\underline{\psi}_h|}{|\underline{i}_\mu|} = \frac{1}{a_{Xh} + b_{Xh} |\underline{\psi}_h|^{(n_{Xh} - 1)}}. \quad (3.52)$$

Darin sind a_{Xh} , b_{Xh} und n_{Xh} die Koeffizienten der Funktion zur Beschreibung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz. Die mit diesem Ansatz berechnete Abhängigkeit der auf ihren Nennwert bezogenen Hauptreaktanz vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors ist in Bild 6.3 (rote Linie) dargestellt.

Der nächste Abschnitt behandelt die Eisenverluste und deren Berücksichtigung im Gleichungssystem der Asynchronmaschine.

3.4.5 Berücksichtigung der Eisenverluste

Bisher wurden im Gleichungssystem (3.16)-(3.21) mit dem Ständer- und Läuferwiderstand nur die Kupferverluste berücksichtigt. Eine weitere Verlustart bilden die Eisenverluste, die im aktiven Eisen durch Ummagnetisierung entstehen [Schröder 2009]. Allgemein sind die Eisenverluste vom Quadrat der Amplitude des Flussdichteraumvektors abhängig. Diese setzen sich aus den Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen [Müller 1985]:

$$P_{v,Fe} = P_{v,hy} + P_{v,w}, \quad (3.53)$$

$$P_{v,hy} \sim \hat{B}^2 f, \quad (3.54)$$

$$P_{v,w} \sim \hat{B}^2 f^2. \quad (3.55)$$

Die Hystereseverluste entsprechen der Arbeit, die zum Ummagnetisieren des Eisens im Takt der Frequenz notwendig ist. Sie steigen linear mit der Frequenz [Müller 1985]. Der veränderliche magnetische Fluss bewirkt im Eisen Induktionsspannungen, die zu Wirbelströmen und danach benannten Wirbelstromverlusten führen. Die Höhe der induzierten

Spannung ist nach dem Induktionsgesetz proportional zur Änderung des magnetischen Flusses. Die Wirbelströme sind damit vom Quadrat der Frequenz abhängig [Müller 1985].

Bei umrichter gespeisten Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer ist die Läuferfrequenz klein gegenüber der Ständerfrequenz [Scholz 1997]. Damit überwiegen nach Scholz [Scholz 1997] die Eisenverluste im Ständer und die des Läufers können vernachlässigt werden. Weiterhin führt Scholz aus, dass der Flussdichtebetrag bei der FOR im Grunddrehzahlbereich feste Werte annimmt und typischerweise die Hystereseverluste überwiegen. Die Eisenverluste steigen daher linear mit der Ständerfrequenz [Scholz 1997]. Deshalb werden die Eisenverluste in der vorliegenden Arbeit durch einen parallel zur Ständerinduktivität geschalteten Eisenverlustwiderstand berücksichtigt [Scholz 1997], siehe Bild 3.9. Die Ständerfrequenz steht als Messgröße nicht zur Verfügung. Zur Nachführung des Eisenverlustwiderstandes bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer kann stattdessen ohne großen Fehler die Drehzahl verwendet werden [Scholz 1997]:

$$R_{Fe} \sim n \approx f_1. \quad (3.56)$$

Bei der doppelt gespeisten Asynchronmaschine wird der Ständer mit dem Netz verbunden und der Läufer von einem Umrichter gespeist. Durch die Netzspeisung des Ständers ist der Betrag des Ständerspannungsraumvektors nahezu konstant, wodurch auch die Ständerfrequenz und der Flussdichtebetrag im Ständer nahezu konstant sind. Die Eisenverluste im Ständer können deshalb als konstant angesehen werden. Die Läuferfrequenz, von der die Eisenverluste im Läufer abhängen, ist proportional zum Betrag der Differenz aus synchroner Drehzahl und Motordrehzahl. Da die doppelt gespeiste Asynchronmaschine üblicherweise in einem begrenzten Drehzahlband um die Synchrondrehzahl herum ($n_M \approx 0,7 \dots 1,3$) betrieben wird, nimmt auch die Läuferfrequenz nur relativ kleine Werte an. Experimentelle Untersuchungen im Rahmen der vorliegenden Arbeit haben gezeigt, dass die Berücksichtigung der Eisenverluste im Läufer nahezu keine Veränderung der Schätzergebnisse der Modelle bzw. Beobachter zur Folge hat. Die Eisenverluste im Läufer werden deshalb vernachlässigt. Die konstanten Eisenverluste im Ständer werden durch einen konstanten, parallel zur Ständerinduktivität geschalteten Eisenverlustwiderstand berücksichtigt.

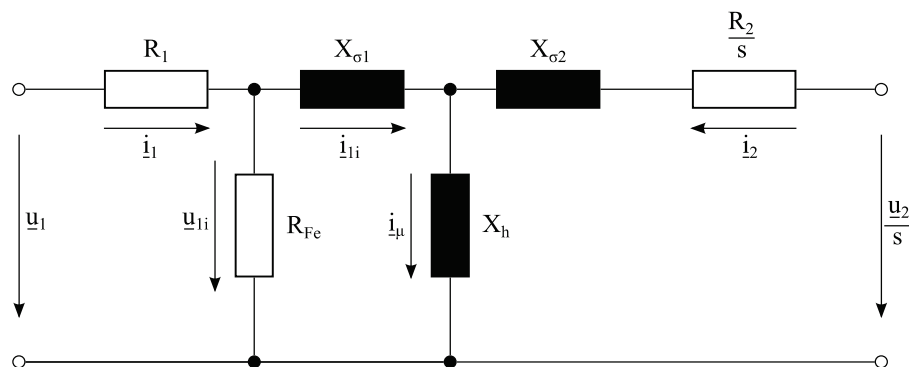


Bild 3.9: Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine für den stationären Betrieb mit Berücksichtigung der Eisenverluste

Durch die Integration der Eisenverluste in die Modelle muss das Gleichungssystem (3.16)-(3.21) modifiziert werden. Der gemessene Ständerspannungsraumvektor und der gemessene Ständerstromraumvektor können den Modellen nicht direkt zugeführt werden, sondern müssen zuvor umgerechnet werden. Statt des gemessenen Ständerspannungsraumvektors \underline{u}_1 liegt der innere Ständerspannungsraumvektor \underline{u}_{1i} über der Ständerreaktanz an. Für die Modelle, die den Ständerspannungsraumvektor als Eingangsgröße verwenden, gilt folgende Beziehung [Scholz 1997]:

$$\frac{d\psi_1}{dt} = \underline{u}_{1i} = k_{Fe}(f_1)(\underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_1) \quad (3.57)$$

mit

$$k_{Fe}(f_1) = \frac{R_{Fe}(f_1)}{R_{Fe}(f_1) + R_1}. \quad (3.58)$$

In vielen Fällen kann $k_{Fe} = 1$ gesetzt werden, da in der Regel $R_{Fe} \gg R_1$ gilt [Arnold 2005]. Die Umrechnung erübrigt sich in diesem Fall. Bei Modellen, die den Ständerstromraumvektor als Eingangsgröße nutzen, muss der gemessene Ständerstromraumvektor \dot{i}_1 auf den inneren Ständerstromraumvektor \dot{i}_{1i} , der für das Luftspaltmoment und die Flussraumvektor maßgeblich ist, umgerechnet werden [Arnold 2005]:

$$\dot{i}_{1i} = \frac{1}{k_{Fe}(f_1)} \dot{i}_1 - \frac{1}{R_{Fe}(f_1)} \underline{u}_1. \quad (3.59)$$

Diese Umrechnung ist auch beim u_1, n -Beobachter auf den gemessenen Ständerstromraumvektor vor der Bildung des Beobachtungsfehlers anzuwenden. Beim u_1, n -Modell und u_1, n -Beobachter errechnet sich der innere Ständerstromraumvektor \dot{i}_{1i} aus den Flussraumvektoren:

$$\hat{\dot{i}}_{1i} = \frac{1}{\sigma X_1} \hat{\psi}_1 - \frac{1}{\sigma X_1} \frac{X_h}{X_2} \hat{\psi}_2. \quad (3.60)$$

Die experimentelle Ermittlung der Eisenverluste erfolgt im Leerlaufversuch [Nürnberg u. Hanitsch 1987]. Bei Umrichterspeisung wird an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer die aufgenommene Leerlaufleistung, die sich unter Vernachlässigung der Zusatzverluste und Abdeckung der Reibungsverluste durch die zweite Asynchronmaschine aus Eisenverlusten und Ständerkupferverlusten zusammensetzt, für unterschiedliche Drehzahlen ermittelt. Für den Zusammenhang zwischen den Eisenverlusten und dem Eisenverlustwiderstand gilt [Scholz 1997]:

$$R_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{|\underline{u}_{1i}|^2}{P_{v,Fe}} = \frac{3}{2} \frac{|\underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_1|^2}{P_{v,Fe}}. \quad (3.61)$$

In der vorliegenden Arbeit wird der Eisenverlustwiderstand nach dieser Methode experimentell für die verwendete Asynchronmaschine bestimmt und die Nachführung des Eisenverlustwiderstands mit der linearen Funktion [Scholz 1997]

$$R_{Fe}(n_M) = a_{R_{Fe}} + b_{R_{Fe}} |n_M| \quad (3.62)$$

mit den Koeffizienten $a_{R_{Fe}}$ und $b_{R_{Fe}}$ realisiert. Die Eisenverluste im doppeltgespeisten Betrieb der Asynchronmaschine entsprechen den Eisenverlusten der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer beim Betrieb mit Nennfrequenz.

Abschnitt 3.4 stellte die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine vor. Der nächste Abschnitt enthält die mathematische Beschreibung des mechanischen Systems.

3.5 Mathematische Beschreibung des mechanischen Systems

Das mechanische System ist im Allgemeinen ein Mehrmassendrehchwinger. Oft genügt aber dessen vereinfachte Abbildung im Modell als Zweimassendrehchwinger mit Hilfe der sogenannten Ordnungsreduktion, auf die in der vorliegenden Arbeit nicht eingegangen wird. Es wird stattdessen auf die Literatur verwiesen [Klößner 1979; Laschet 1981].

Dieser Abschnitt betrachtet zunächst die Reibungsverluste im mechanischen System und deren Berücksichtigung bei der Modellierung. Anschließend wird die Beschreibung des mechanischen Systems als Ein- und Zweimassendrehschwingers vorgestellt. Lose und Nichtlinearitäten werden dabei nicht berücksichtigt. Der Abschnitt schließt mit Hinweisen zur Bestimmung der Parameter des mechanischen Systems.

3.5.1 Berücksichtigung der Reibungsverluste

Dieser Abschnitt beschreibt die Berücksichtigung der Reibungsverluste bei der Modellierung des mechanischen Systems als Ein- und Zweimassendrehchwinger. Allgemein setzen sich bei der Asynchronmaschine die Reibungsverluste aus Lager-, Luft- und Bürstenreibungsverlusten zusammen [Müller 1985]. Die letztgenannten Verluste treten nur bei der Asynchronmaschine mit Schleifringläufer auf. Die Lagerreibung kann vereinfachend mit einem konstanten oder drehzahlabhängigen Reibmoment berücksichtigt werden [Peter 2007]. Das Luftreibmoment steigt linear, beim Vorhandensein eines Lüfters quadratisch zur Drehzahl [Müller u. a. 2008]. Das Bürstenreibmoment ist konstant [Müller u. a. 2008].

Die vorliegende Arbeit berücksichtigt die erwähnten Reibungsverluste zusammengefasst durch ein drehzahlabhängiges Reibmoment, für den der Polynomansatz

$$m_r(n_M) = c_2 \operatorname{sgn}(n_M) n_M^2 + c_1 n_M + c_0 \operatorname{sgn}(n_M) \quad (3.63)$$

gilt [Arnold 2005]. Die Signumfunktion bewirkt dabei, dass das Reibmoment der Drehbewegung stets entgegenwirkt.

Die experimentelle Ermittlung der Koeffizienten c_0 , c_1 und c_2 des Polynoms kann im Auslaufversuch erfolgen. Dabei wird beim Zweimassendrehchwinger allerdings das Reibmoment des gesamten mechanischen Systems ermittelt. Die Aufteilung des Reibmoments auf dessen Einzelkomponenten muss deshalb festgelegt werden. Das Reibmoment tritt bei dem in der vorliegenden Arbeit betrachteten Versuchsstand (siehe Bild A.1) hauptsächlich in der Asynchronmaschine, der Arbeitsmaschine und den Wellenlagern auf, wobei letztere nur einen kleinen Anteil beitragen. Bei der Modellierung wird deshalb vereinbart, dass Reibmomente nur an der Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine, also an den diskreten Drehmassen, angreifen und diese die Reibmomente der Wellenlager enthalten. Ohne diese vereinfachenden Annahmen wäre eine Modellierung des mechanischen Systems als Zweimassendrehchwinger nicht möglich.

Die Aufteilung des Reibmoments auf die Drehmassen wird beim Zweimassendrehchwinger bei Umrichterspeisung im Leerlauf bei Nenndrehzahl bestimmt. Dabei treibt zunächst die Asynchronmaschine das mechanische System an, während die Arbeitsmaschine mitläuft. Bei Vernachlässigung der Reibmomente in den Wellenlagern entspricht das gemessene Wellenmoment dabei dem Reibmoment der Arbeitsmaschine. Im nächsten Schritt treibt die Arbeitsmaschine das mechanische System an, um das Reibmoment der Asynchronmaschine zu bestimmen. Für die Aufteilung des Reibmoments zwischen den Drehmassen wird der Koeffizient

$$k_{mr} = \frac{m_{rM}}{m_{rM} + m_{rA}} \quad k_{mr} = 0 \dots 1 \quad (3.64)$$

eingeführt. Darin bezeichnen m_{rM} und m_{rA} die im Leerlauf bei Nenndrehzahl bestimmten Reibmomente der Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine.

Das drehzahlabhängige Reibmoment nach Gleichung (3.63) wird mit Hilfe des Koeffizienten k_{mR} als Eingangsgröße im Differentialgleichungssystem (3.66) des Zweimassendrehchwingers integriert. Beim Einmassendrehchwinger wird das Reibmoment als Eingangsgröße in Gleichung (3.65) integriert. Die Modellierung des Ein- und Zweimassendrehchwingers beschreibt der folgende Abschnitt.

3.5.2 Modell des Ein- und Zweimassendrehchwingers

Der Einmassendrehchwinger besteht lediglich aus der rotierenden Masse der Asynchronmaschine, die sich in der normierten Anlaufzeitkonstante T_M abbildet. Unter Berücksichtigung der Reibung gilt:

$$\frac{dn_M}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_i - m_W - m_r(n_M)). \quad (3.65)$$

Die Größe n_M bezeichnet die Drehzahl der Asynchronmaschine (in der vorliegenden Arbeit auch als Motordrehzahl bezeichnet). Das Widerstandsmoment der Arbeitsmaschine ist mit

m_W , das Luftspaltmoment der Asynchronmaschine mit m_i und das drehzahlabhängige Reibmoment mit m_r bezeichnet.

Der Zweimassendrehchwinger besteht aus zwei diskreten Drehmassen und einer als masselos angenommenen Welle. Bild 3.10 zeigt den Zweimassendrehchwinger. Darin ist n_M die Drehzahl der Asynchronmaschine und n_A die Drehzahl der Arbeitsmaschine. Die rotierende Masse der Asynchronmaschine ist durch das unnormierte Trägheitsmoment J_M , die der Arbeitsmaschine durch das unnormierte Trägheitsmoment J_A abgebildet. Eine Welle mit der unnormierten Drehsteifigkeit c_{Wel} und dem unnormierten Dämpfungsbeiwert d_{Wel} , die das Wellenmoment m_{Wel} überträgt, verbindet Asynchronmaschine und Arbeitsmaschine drehelastisch miteinander. Das drehzahlabhängige Reibmoment ist mit m_r bezeichnet und wird über den Koeffizienten k_{mr} auf die Drehmassen aufgeteilt. Alle unnormierten Größen werden im Folgenden durch normierte Größen ersetzt.

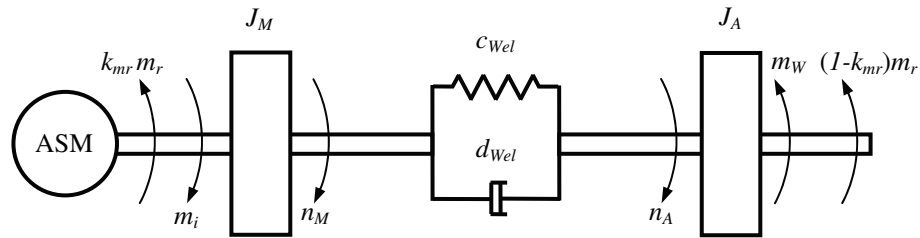


Bild 3.10: Modellierung des mechanischen Systems als Zweimassendrehchwinger

Für den Zweimassendrehchwinger gilt mit Berücksichtigung der Reibung:

$$\begin{bmatrix} \dot{n}_M \\ \dot{m}_{Wel} \\ \dot{n}_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 \\ \frac{1}{T_C} & -k_d \left(1 + \frac{1}{v_J}\right) & -\frac{1}{T_C} \\ 0 & \frac{1}{v_J T_M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_M \\ m_{Wel} \\ n_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} & 0 & -\frac{k_{mr}}{T_M} \\ k_d & \frac{k_d}{v_J} & k_d \left(\frac{1-k_{mr}}{v_J} - k_{mr}\right) \\ 0 & -\frac{1}{v_J T_M} & -\frac{1-k_{mr}}{v_J T_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_i \\ m_W \\ m_r \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Darin sind n_M , m_{Wel} und n_A die Zustandsgrößen und m_i , m_W und m_r die Eingangsgrößen. Das Widerstandsmoment m_W kann auch als Störgröße angesehen werden [Goslar 1998]. Die Ausgangsgrößen sind identisch mit den Zustandsgrößen, so dass eine Umrechnung nach Gleichung (3.3) entfallen kann. Für die bezogene Anlaufzeitkonstante der Asynchronmaschine T_M gilt Gleichung (3.22). Für die bezogene Anlaufzeitkonstante der Arbeitsmaschine ergibt sich entsprechend [Arnold 2005]:

$$T_A = 2\pi f_{1n} \frac{J_A}{3U_{1n} I_{1n}} \left(\frac{2\pi f_{1n}}{p} \right)^2. \quad (3.67)$$

Die einheitenlose Größe v_J beschreibt das Verhältnis des Trägheitsmoments der Arbeitsmaschine zum Trägheitsmoment der Asynchronmaschine:

$$v_J = \frac{J_A}{J_M} = \frac{T_A}{T_M}. \quad (3.68)$$

Aus dem Vergleich des Zweimassendrehchwingers mit dem Schwingungsglied, der in [Warschofsky 2009] ausführlich dargestellt ist, ergibt sich für die normierte Zeitkonstante T_C , die der Drehsteifigkeit entspricht, und den normierten Dämpfungsbeiwert k_d :

$$T_C = \frac{1+v_J}{v_J} \frac{1}{T_M} \left(\frac{f_{1n}}{f_0} \right)^2, \quad (3.69)$$

$$k_d = \frac{v_J}{1+v_J} \frac{f_0}{f_{1n}} 2D. \quad (3.70)$$

Gleichung (3.69) und (3.70) ermöglichen das direkte Vorgeben der unnormierten Eigenfrequenz f_0 und der relativen Dämpfung D des Zweimassendrehchwingers und schaffen damit einen physikalischen Bezug. Das mechanische System wird damit durch die Parameter T_M , v_J , f_0 und D , die eine Antriebskonfiguration bilden, beschrieben. Die relative Dämpfung der Welle ist meist sehr klein [Holzweißig u. Dresig 1982]. Diese sorgt zusammen mit dem Reibmoment für das Abklingen der Torsionsschwingungen und muss bei der Modellierung des realen Systems insbesondere dann berücksichtigt werden, wenn das Reibmoment vernachlässigt wird.

Der nächste Abschnitt stellt Möglichkeiten zur rechnerischen und experimentellen Bestimmung der Parameter des mechanischen Systems vor.

3.5.3 Bestimmung der Parameter des mechanischen Systems

Für das Modell des Zweimassendrehchwingers werden die Parameter des mechanischen Systems benötigt. Deshalb stellt dieser Abschnitt Möglichkeiten zur Berechnung oder experimentellen Bestimmung der Parameter vor. Das sind die Trägheitsmomente der Drehmassen sowie die Drehsteifigkeit und der Dämpfungsbeiwert der Welle. Die Eigenfrequenz wird ebenfalls betrachtet. Hinweise zur Bestimmung der Koeffizienten für das drehzahlabhängige Reibmoment wurden bereits in Abschnitt 3.5.1 gegeben.

Die Drehmassen können im einfachsten Fall auf die Form eines Zylinders, dessen Rotations- und Symmetrieachse identisch sind, zurückgeführt werden. Für das Trägheitsmoment eines Zylinders bezüglich seiner Symmetrieachse gilt in unnormierter Form:

$$J = \rho \frac{\pi R^4 L}{2}. \quad (3.71)$$

Darin bezeichnen J das Trägheitsmoment, ρ die Dichte, R den Radius und L die Länge des Zylinders. Komplizierter gestaltete Drehmassen können in mehrere Zylinder unterteilt und deren Trägheitsmomente addiert werden, um das Gesamtträgheitsmoment zu erhalten.

Das Trägheitsmoment kann mit dem Hochlaufversuch bestimmt werden. Beim Hochlauf (Beschleunigen) der Asynchronmaschine ohne Widerstandsmoment gilt mit Berücksichtigung des drehzahlabhängigen Reibmoments:

$$m_i(t) = T \frac{dn_M(t)}{dt} + m_r(n_M). \quad (3.72)$$

Darin bezeichnet T die normierte Anlaufzeitkonstante. Das Umstellen nach T ergibt den identifizierten Wert T' , der zur Unterscheidung mit einem Apostroph gekennzeichnet ist:

$$T'(t) = \frac{m_i(t) - m_r(n_M)}{\dot{n}_M(t)}. \quad (3.73)$$

Durch Umstellen von Gleichung (3.22) ergibt sich der identifizierte Wert für das unnormierte Trägheitsmoment J' :

$$J' = \frac{3U_{1n}I_{1n}}{2\pi f_{1n}} \left(\frac{p}{2\pi f_{1n}} \right)^2 T'. \quad (3.74)$$

Die zeitlichen Verläufe des Luftspaltmoments m_i und der Drehzahl des Motors n_M müssen beim Hochlauf aufgezeichnet werden. Das drehzahlabhängige Reibmoment m_r muss ebenfalls bekannt sein. Aus dem zeitlichen Verlauf der Motordrehzahl kann deren zeitliche Ableitung ermittelt werden. Anschließend kann nach Gleichung (3.73) und (3.74) das Trägheitsmoment bestimmt werden. Da sowohl m_i als auch n_M Funktionen der Zeit sind, ist auch J' eine Funktion der Zeit. Jedoch sollte J' näherungsweise konstant sein. Beim Hochlauf der Asynchronmaschine ohne angekuppelten Antriebsstrang wird das Trägheitsmoment der Asynchronmaschine J_M bestimmt. Dabei wirkt das Reibmoment allerdings nur anteilig, weil eine Aufteilung des Reibmoments vereinbart wurde. Bei angekuppeltem Antriebsstrang wird das Trägheitsmoment des gesamten Antriebsstrangs J_{ges} bestimmt. Die Differenz von J_{ges} und J_M entspricht näherungsweise dem Trägheitsmoment der Arbeitsmaschine J_A .

Die Drehsteifigkeit c einer Welle mit Kreisquerschnitt lässt sich aus ihren Abmaßen und dem materialabhängigen Gleitmodul G berechnen. Es gilt in unnormierter Form:

$$c = \frac{\pi GR^4}{2L}. \quad (3.75)$$

Angaben zur Berechnung der Drehsteifigkeiten komplizierter gestalteter Wellen und anderer Antriebsstrangkomponenten finden sich in der einschlägigen Literatur, z. B. in [Holzweißig u. Dresig 1982].

Die experimentelle Ermittlung der Drehsteifigkeit sollte ebenfalls durchgeführt werden, weil die berechnete Drehsteifigkeit durch vereinfachende Annahmen bei der Modellbildung meist zu hoch ist [Holzweißig u. Dresig 1982]. Bei der statischen Bestimmung der Drehsteifigkeit wird eine Seite der Welle fest eingespannt. An der anderen Seite der Welle wird ein Hebelarm im rechten Winkel zur Drehachse der Welle angebracht und waagrecht ausgerichtet. Diese Lage des Hebelarms stellt die Nulllage dar. Durch Anbringen eines Gewichts der Masse m mit dem Abstand r zur Drehachse der Welle auf dem Hebelarm wird die Welle durch ein Torsionsmoment M_t verdreht. Eine zusätzliche drehbare Lagerung der Welle in der Nähe des Hebelarms verhindert eine Biegung der Welle. Für das Torsionsmoment gilt in unnormierter Form:

$$M_t = mgr \cos \alpha. \quad (3.76)$$

Darin ist g die Erdbeschleunigung und α der im Experiment zu bestimmende Verdrehwinkel des Hebelarms gegenüber der Nulllage. Für die unnormierte Drehsteifigkeit gilt:

$$c = \frac{M_t}{\alpha}. \quad (3.77)$$

Für die Eigenfrequenz des Zweimassendrehsehwingers gilt unter Vernachlässigung der Dämpfung [Holzweißig u. Dresig 1982]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(1+v_J)c}{v_J J_M}}. \quad (3.78)$$

Durch die Vernachlässigung der Dämpfung ist die berechnete Eigenfrequenz im Allgemeinen größer als die wirkliche Eigenfrequenz [Holzweißig u. Dresig 1982]. Die experimentelle Überprüfung der berechneten Eigenfrequenzen ist deshalb ratsam. Diese kann mit dem Ausschwingversuch erfolgen. Dabei wird durch z. B. eine periodische Drehmomenterregung die Torsionseigenfrequenz des mechanischen Systems angeregt. Anschließend wird die Erregung abgeschaltet und die abklingende Eigenbewegung des mechanischen Systems aufgezeichnet. Aus der Periodendauer der Schwingung T kann die Eigenfrequenz des mechanischen Systems bestimmt werden [Holzweißig u. Dresig 1982]:

$$f_0 = \frac{1}{T}. \quad (3.79)$$

Für den Dämpfungsbeiwert müssen meist Erfahrungswerte verwendet werden, weil dessen direkte Berechnung oft nicht möglich ist [Holzweißig u. Dresig 1982]. Die experimentelle Bestimmung kann beispielsweise mit Hilfe des Ausschwingversuchs erfolgen.

Abschnitt 3.5 erläuterte die mathematische Beschreibung des mechanischen Systems. Das nächste Kapitel stellt die Regelung des elektrischen Antriebs vor.

4 Regelung des elektrischen Antriebs

Dieses Kapitel stellt die Regelung des elektrischen Antriebs in Abschnitt 4.1 bis Abschnitt 4.4 vor. Für die Regelung des elektrischen Antriebs werden unter anderem die Istwerte der Drehzahl und des Läuferwinkels der Asynchronmaschine sowie weiterer Zustandsgrößen des mechanischen Systems benötigt. Da es ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist, die Regelung auch ohne Sensoren für diese Größen zu betreiben, werden Verfahren für deren Schätzung in Abschnitt 4.5 bis Abschnitt 4.7 vorgestellt. Es wird an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, dass die Drehzahl der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sowie der doppeltgespeisten Asynchronmaschine einheitlich als Motordrehzahl n_M bezeichnet wird.

4.1 Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Dieser Abschnitt beschreibt die FOR der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, die von Blaschke [Blaschke 1974] bzw. Hasse [Hasse 1969] vorgeschlagen wurde. Die Regelung erfolgt bei der FOR in einem mit dem Läuferflussraumvektor $\underline{\psi}_2$ synchron rotierenden x - y -Koordinatensystem, was zwei wesentliche Vorteile hat. Erstens ruhen im stationären Betrieb die Raumvektoren der Spannungen, Ströme und Flüsse und erscheinen als Gleichgrößen. Zweitens ist über die zwei senkrecht aufeinander stehenden Komponenten des Ständerstromraumvektors eine getrennte Vorgabe des Läuferflussbetrags und des Luftspaltmoments möglich [Beckert 2011].

Die Grundstruktur der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer zeigt Bild A.2, in dem alle Größen normiert sind. Es ist die Kaskadenstruktur der Regelung zu erkennen. Dem Stromregelkreis der flussbildenden Stromkomponente i_{1x} ist der Flussregler überlagert. Der Betrag des Sollwerts des Läuferflussraumvektors wird über $|\underline{\psi}_2^*|$ vorgegeben. Dem Stromregelkreis der drehmomentbildenden Stromkomponente i_{1y} ist der Drehzahlregler überlagert. Der Sollwert der Motordrehzahl wird über n^* vorgegeben. In Bild A.2 sind der Läuferflussraumvektor $\underline{\psi}_2$ und der Transformationswinkel φ geschätzte Größen eines Modells bzw. Beobachters der Asynchronmaschine und deshalb mit einem Dach (^) gekennzeichnet. Auf diese Kennzeichnung wird in diesem Abschnitt zugunsten einer übersichtlicheren Darstellung verzichtet. Der in Bild A.2 angedeutete Umrichter speist die drei Phasen des Ständers der Asynchronmaschine. Wenn es die eindeutige Bezeichnung eines Raumvektors oder einer Komponente eines Raumvektors erfordert, ist deren Bezug zu einem Koordinatensystem im Folgenden im Index gekennzeichnet.

Die Regelung benötigt die Momentanwerte der Ständerstromkomponenten im x - y -Koordinatensystem. Dazu werden die Ströme mit der angepassten Gleichung (3.14) in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem umgerechnet:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \underline{i}_{1\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{1a} \\ \dot{i}_{1b} \\ \dot{i}_{1c} \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Weil der Sternpunkt nicht angeschlossen ist, entfällt die Nullkomponente. Anschließend wird der Ständerstromraumvektor $\underline{i}_{1\alpha\beta}$ mit Hilfe einer Koordinatentransformation vom ständerfesten α - β -Koordinatensystem in das synchron mit dem Läuferflussraumvektor rotierende x - y -Koordinatensystem umgerechnet, siehe Bild 4.1. Mit Nutzung der Gleichung (3.15) gilt:

$$\underline{i}_{1xy} = \underline{i}_{1\alpha\beta} e^{-j\varphi}. \quad (4.2)$$

Der dazu benötigte Transformationswinkel φ ist der Winkel des Läuferflussraumvektors $\underline{\psi}_2$ im ständerfesten α - β -Koordinatensystem, siehe Bild 4.1. Die Gleichungen (4.1) und (4.2) werden in angepasster Form auch für die Umrechnung anderer Größen vom ständerfesten Wicklungssystem in das rotierende x - y -Koordinatensystem verwendet.

Der Läuferflussraumvektor zeigt in Richtung der reellen x -Achse, wodurch $\psi_{2x} = \underline{\psi}_2$, $\psi_{2y} = 0$ und $d\psi_{2y}/dt = 0$ gilt [Beckert 2011]. Damit lassen sich aus dem Gleichungssystem der Asynchronmaschine (3.16)-(3.21) mit $\underline{u}_2 = 0$ und $\omega_K = \omega_1$ die Grundzusammenhänge der FOR herleiten [Beckert 2011]:

$$\frac{d\psi_{2x}}{dt} = \frac{R_2}{X_2} X_h i_{1x} - \frac{R_2}{X_2} \psi_{2x}, \quad (4.3)$$

$$m_i = \frac{X_h}{X_2} \psi_{2x} i_{1y}. \quad (4.4)$$

Daraus lässt sich erkennen, dass die FOR eine getrennte Vorgabe des Flusses und des Luftspaltemoments durch die Einstellung der x - und der y -Komponente des Ständerstromraumvektors erlaubt.

Die Regelung der Komponenten des Ständerstromraumvektors erfolgt jeweils mit einem eigenen PI-Regler [Riefenstahl 2010] (siehe Bild A.2) mit der Übertragungsfunktion [Lutz u. Wendt 2002]

$$F_{PI}(s) = \frac{k_R(1+sT_N)}{sT_N}. \quad (4.5)$$

Darin bezeichnen k_R die Proportionalverstärkung und T_N die Nachstellzeit des PI-Reglers. Weiterhin verfügt der PI-Regler über eine Stellgrößenbegrenzung mit dem Parameter y_{max}

und über Anti-Reset-Windup (ARW). ARW verhindert ein weiteres Aufsummieren des Integrators, wenn die Stellgrößenbegrenzung aktiv ist. Diese Konfiguration gilt für alle im Folgenden verwendeten PI-Regler. Abweichungen davon werden explizit erwähnt.

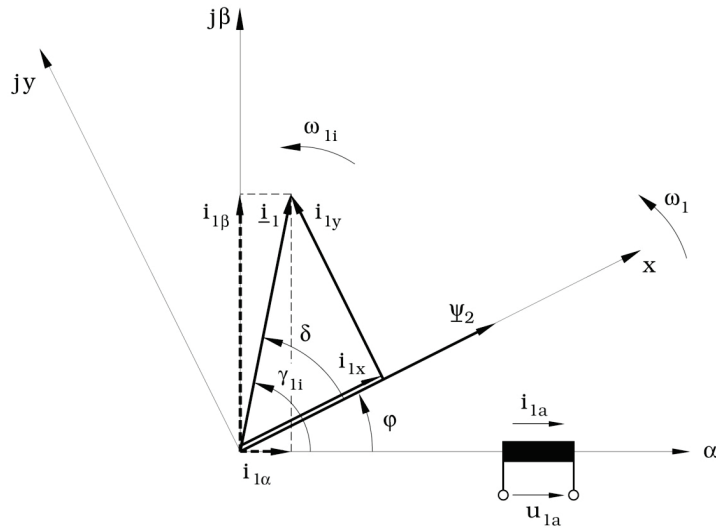


Bild 4.1: Ständerstromraumvektor \underline{i}_1 und Läuferflussraumvektor $\underline{\psi}_2$ im ständerfesten α - β -Koordinatensystem und im mit dem Läuferflussraumvektor rotierenden x - y -Koordinatensystem [Arnold 2005]

Die Stromkomponenten i_{1x} und i_{1y} werden mit einem Umrichter über die Spannungskomponenten u_{1x} und u_{1y} eingepreßt, hängen aber von weiteren Größen ab [Beckert 2011]. Deren Einfluss wird durch eine Entkopplung eliminiert, siehe Bild A.3. Der Umrichter, der in Bild A.3 nicht enthalten ist, wird vereinfachend als PT_1 -Element mit der Zeitkonstante T_u berücksichtigt [Goslar 1998]. Die Einstellung der PI-Regler des i_{1x} - und i_{1y} -Regelkreises erfolgt nach dem Betragsoptimum [Whiteley 1946; Kessler 1955], es gilt [Beckert 2011]:

$$T_{Ni_1} = \frac{\sigma X_1}{R_0}, \quad (4.6)$$

$$k_{Ri_1} = \frac{1}{2} \frac{\sigma X_1}{T_u} \quad (4.7)$$

mit

$$R_0 = R_1 + \left(\frac{X_h}{X_2} \right)^2 R_2. \quad (4.8)$$

Die Führungsübertragungsfunktionen der nach dem Betragsoptimum eingestellten Ständerstromregelkreise werden jeweils als PT_1 -Element approximiert [Beckert 2011]:

$$F_{wi_1}(s) = \frac{i_{1x}(s)}{i_{1x}^*(s)} = \frac{i_{1y}(s)}{i_{1y}^*(s)} = \frac{1}{1 + s 2T_u}. \quad (4.9)$$

Darin bezeichnen die Größen i_{1x}^* und i_{1y}^* die Sollwerte des i_{1x} - und i_{1y} -Regelkreises, siehe Bild A.3. Durch die Approximation als PT₁-Element ist eine vereinfachte Berücksichtigung des jeweiligen Ständerstromregelkreises im überlagerten Fluss- bzw. Drehzahlregelkreis möglich.

Für die Auslegung des Flussregelkreises bilden Gleichung (4.3) und der betragsoptimal eingestellte Stromregelkreis nach Gleichung (4.9) die Grundlage. Die Einstellung des PI-Reglers für den Fluss nach dem Betragsoptimum ergibt damit [Beckert 2011]:

$$T_{N\psi} = \frac{X_2}{R_2}, \quad (4.10)$$

$$k_{R\psi} = \frac{1}{4} \frac{X_2}{R_2 X_h T_u}. \quad (4.11)$$

Ausgangspunkt für die Betrachtung des Drehzahlregelkreises sind die Bewegungsdifferentialgleichung (3.21), in der das mechanische System als Einmassendreh Swinger berücksichtigt ist, die Beziehung für das Drehmoment nach Gleichung (4.4) und der betragsoptimal eingestellte Stromregelkreis nach Gleichung (4.9). Die Einstellung des PI-Drehzahlreglers kann z. B. nach dem Symmetrischen Optimum [Kessler 1958] erfolgen. Es gilt dann [Beckert 2011]:

$$T_{Nn} = 4 T_{Sn}, \quad (4.12)$$

$$k_{Rn} = \frac{1}{2} \frac{X_2}{X_h \psi_{2x}} \frac{T_M}{T_{Sn}}. \quad (4.13)$$

Die Zeitkonstante T_{Sn} setzt sich aus der Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises und der Zeitkonstante der Drehzahlwertglättung T_{gn} zusammen [Beckert 2011]:

$$T_{Sn} = 2T_u + T_{gn}. \quad (4.14)$$

Die Drehzahlwertglättung besteht aus einem PT₁-Element und wird bei der Einstellung nach dem Symmetrischen Optimum zur Minderung des Überschwingens der Drehzahl bei Drehzahlsprüngen eingesetzt. Für die Zeitkonstante des PT₁-Elements gilt [Beckert 2011]:

$$T_G = 4 T_{Sn}. \quad (4.15)$$

Bei nicht vorhandener Drehzahlwertglättung kann $T_{gn} = 0$ gesetzt werden. Die Verwendung eines PI-Reglers kann bei schwingungsfähigen mechanischen Systemen zu einer Drehzahlregelung mit unbefriedigender Qualität führen, weil die mechanische Eigenkreisfrequenz schlecht gedämpft sein kann und angeregte Torsionsschwingungen dadurch nur langsam abklingen. In Abschnitt 4.3 wird deshalb der Zustandsregler, der das mechanische System berücksichtigt und Torsionsschwingungen dämpft, zur Drehzahlregelung eingeführt.

Die Ausgangsgröße der FOR ist der berechnete Ständersollspannungsraumvektor \underline{u}_{1xy}^* . Dieser wird in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem umgerechnet, siehe Bild A.2. Die Transformationsbeziehung hierfür lautet:

$$\underline{u}_{1\alpha\beta}^* = \underline{u}_{1xy}^* e^{j\varphi}. \quad (4.16)$$

Nachfolgend werden die Komponenten des Ständersollspannungsraumvektors noch mit Hilfe der sogenannten inversen Clarke-Transformation vom α - β -Koordinatensystem in das dreiphasige Wicklungssystem umgerechnet (nicht in Bild A.2 gezeigt) [Riefenstahl 2010]:

$$\begin{bmatrix} u_{1a}^* \\ u_{1b}^* \\ u_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1\alpha}^* \\ u_{1\beta}^* \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Die drei Komponenten des Ständersollspannungsraumvektors im abc-Koordinatensystem steuern die drei Phasen des Umrichters.

Der nachfolgende Abschnitt behandelt die feldorientierte Regelung der doppeltespeisten Asynchronmaschine.

4.2 Feldorientierte Regelung der doppeltespeisten Asynchronmaschine

Bei der feldorientierten Regelung der doppeltespeisten Asynchronmaschine wird der Ständer direkt an das Netz angeschlossen und der Läufer über einen Umrichter gespeist [Albrecht 1984; Arsudis 1989; Maier 1974]. Die Regelung erfolgt in einem mit dem Ständerflussraumvektor $\underline{\psi}_1$ synchron rotierenden x - y -Koordinatensystem [Beckert 2008]. Wie bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer hat die Feldorientierung der Regelung den Vorteil, dass die Raumvektoren der Spannungen, Ströme und Flüsse ruhen und als Gleichgrößen erscheinen. Der zweite Vorteil der Feldorientierung ist die getrennte Vorgabe der Ständerwirk- und Ständerblindleistung über die zwei senkrecht aufeinander stehenden Komponenten des Läuferstromraumvektors i_{2y} und i_{2x} .

Die Grundstruktur der feldorientierten Regelung der doppeltespeisten Asynchronmaschine zeigt Bild A.4, in dem alle Größen normiert sind. Darin ist die Kaskadenstruktur der Regelung zu erkennen. Dem i_{2x} -Stromregelkreis ist der Ständerblindleistungsregler überlagert. Der Sollwert der Ständerblindleistung wird über q_1^* vorgegeben. Dem i_{2y} -Stromregelkreis ist der Ständerwirkleistungsregler überlagert. Der Sollwert der Ständerwirkleistung wird über p_1^* vorgegeben. Alternativ ist ein Drehzahlregelkreis überlagert [Leonhard 2000]. Der Winkel φ ist eine von einem Modell bzw. Beobachter der Asynchronmaschine (in Bild A.4 mit Ständerflussmodell bezeichnet) geschätzte Größe und deshalb mit einem Dach (^) gekennzeichnet. Auf diese Kennzeichnung wird in diesem Abschnitt zugunsten

einer übersichtlicheren Darstellung verzichtet. Die drei Phasen des Läufers der Asynchronmaschine werden durch den in Bild A.4 dargestellten Umrichter gespeist.

Die Regelung benötigt die Momentanwerte der Läuferstromkomponenten im x - y -Koordinatensystem. Dazu werden die Ströme in den drei Läuferphasen über Schleifringe im läuferfesten Wicklungssystem gemessen (Index $2a$, $2b$, $2c$) und in das läuferfeste d - q -Koordinatensystem umgerechnet. Dafür wird Gleichung (3.14) ohne Nullkomponente in angepasster Form verwendet:

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \underline{i}_{2dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Anschließend wird der Läuferstromraumvektor \underline{i}_{2dq} mit Hilfe einer Koordinatentransformation in das synchron mit dem Ständerflussraumvektor rotierende x - y -Koordinatensystem umgerechnet:

$$\underline{i}_{2xy} = \underline{i}_{2dq} e^{-j(\varphi - \vartheta)}. \quad (4.19)$$

Der dazu benötigte Winkel φ ist der Winkel des Ständerflussraumvektors $\underline{\psi}_1$ im ständerfesten α - β -Koordinatensystem. Die Größe ϑ ist der elektrische Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer. Bei Verwendung unnormierter Größen muss zwischen dem mechanischen Verdrehwinkel dem elektrischen Verdrehwinkel unterschieden werden. Es gilt unnormiert:

$$\vartheta = p \vartheta_m. \quad (4.20)$$

Darin ist p die Polpaarzahl und ϑ_m der mechanische Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer, der üblicherweise von einem inkrementalen Geber geliefert wird. Die Normierung macht eine Umrechnung nach Gleichung (4.20) überflüssig und sorgt dafür, dass in normierter Form der mechanische und der elektrische Verdrehwinkel identisch sind. Im Folgenden wird deshalb nicht explizit zwischen den Größen unterschieden und nur der Begriff Läuferwinkel verwendet. Die Gleichungen (4.18) und (4.19) werden in angepasster Form für die Umrechnung anderer Größen vom läuferfesten Wicklungssystem in das rotierende x - y -Koordinatensystem verwendet.

Der Ständerflussraumvektor zeigt in Richtung der reellen x -Achse, wodurch $\psi_{1x} = \underline{\psi}_1$, $\psi_{1y} = 0$ und $d\psi_{1y}/dt = 0$ gilt [Beckert 2008]. Im stationären Betrieb gilt im x - y -Koordinatensystem zudem $d\underline{\psi}_1/dt = 0$, womit aus der Ständerspannungsgleichung (3.16) mit $\omega_K = \omega_1 = 1$ folgt [Beckert 2008]:

$$\underline{u}_1 = R_1 \underline{i}_1 + j \underline{\psi}_1. \quad (4.21)$$

Die Aufspaltung dieser komplexen Gleichung in zwei reelle Gleichungen unter Einbeziehung von $\underline{\psi}_1 = \psi_{1x}$ und $\psi_{1y} = 0$ ergibt [Beckert 2008]:

$$u_{1x} = R_1 i_{1x}, \quad (4.22)$$

$$u_{1y} = R_1 i_{1y} + \psi_{1x}. \quad (4.23)$$

Da der Spannungsabfall über dem Ständerwiderstand gegenüber der induzierten Spannung sehr klein ist, gilt [Beckert 2008]:

$$u_{1x} \ll u_{1y} \approx u_1, \quad (4.24)$$

$$\psi_{1x} \approx u_{1y} \approx u_1. \quad (4.25)$$

Mit Gleichung (4.24) gilt für die von der Asynchronmaschine aufgenommene Ständerwirkleistung p_1 und Ständerblindleistung q_1 vereinfacht [Beckert 2008]:

$$p_1 \approx u_{1y} i_{1y} \approx u_1 i_{1y}, \quad (4.26)$$

$$q_1 \approx u_{1y} i_{1x} \approx u_1 i_{1x}. \quad (4.27)$$

Aus Gleichung (3.18) lässt sich im x - y -Koordinatensystem für die Komponenten der Ständer- und Läuferströme mit Beachtung von Gleichung (4.24) folgender Zusammenhang aufstellen [Beckert 2008]:

$$i_{1x} = \frac{\psi_{1x}}{X_1} - \frac{X_h}{X_1} i_{2x} \approx \frac{u_1}{X_1} - \frac{X_h}{X_1} i_{2x}, \quad (4.28)$$

$$i_{1y} = -\frac{X_h}{X_1} i_{2y}. \quad (4.29)$$

Damit ergibt sich für die Ständerwirk- und Ständerblindleistung [Beckert 2008]:

$$p_1 \approx -\frac{X_h}{X_1} u_1 i_{2y}, \quad (4.30)$$

$$q_1 \approx \frac{X_h}{X_1} u_1 \left(\frac{u_1}{X_h} - i_{2x} \right). \quad (4.31)$$

Daraus geht hervor, dass mit der feldorientiert geregelten doppelgespeisten Asynchronmaschine eine vollständig entkoppelte Einstellung der Ständerwirk- und Ständerblindleistung über die Läuferstromkomponenten i_{2y} und i_{2x} realisierbar ist. Außerdem gilt für das erzeugte Luftspaltmoment:

$$m_i = -\frac{X_h}{X_1} \psi_{1x} i_{2y}. \quad (4.32)$$

Die Regelung der Läuferstromkomponenten i_{2x} und i_{2y} erfolgt jeweils einem eigenen PI-Regler, siehe Bild A.4. Die Stromkomponenten i_{2x} und i_{2y} werden mit einem Umrichter über die Spannungskomponenten u_{2x} und u_{2y} eingepreßt, hängen aber von weiteren Größen ab. Deren Einfluss wird wie bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer durch ein Entkopplungsnetzwerk beseitigt, siehe Bild A.5. Der Umrichter wird wiederum als PT₁-Element mit der Zeitkonstante T_u berücksichtigt [Goslar 1998]. Die Einstellung der PI-Regler des i_{2x} - und i_{2y} -Regelkreises nach dem Betragsoptimum liefert [Beckert 2008]:

$$T_{Ni2} = \frac{\sigma X_2}{R_0}, \quad (4.33)$$

$$k_{Ri2} = \frac{1}{2} \frac{\sigma X_2}{T_u} \quad (4.34)$$

mit

$$R_0 = \left(\frac{X_h}{X_1} \right)^2 R_1 + R_2. \quad (4.35)$$

Zur vereinfachten Berücksichtigung im überlagerten Ständerwirk- bzw. Ständerblindleistungsregelkreis werden die Führungsübertragungsfunktionen der nach dem Betragsoptimum eingestellten Läuferstromregelkreise als PT₁-Element approximiert [Beckert 2008]:

$$F_{wi2}(s) = \frac{i_{2x}(s)}{i_{2x}^*(s)} = \frac{i_{2y}(s)}{i_{2y}^*(s)} = \frac{1}{1 + s 2T_u}. \quad (4.36)$$

Darin bezeichnen die Größen i_{2x}^* und i_{2y}^* die Sollwerte des i_{2x} - und i_{2y} -Regelkreises, siehe Bild A.6.

Den Ständerwirk- und Ständerblindleistungsregelkreis zeigt Bild A.6. Ausgangspunkt für die Beschreibung der Leistungsregelkreise sind die Gleichungen (4.30) und (4.31). Der erste Summand aus Gleichung (4.31) ist der Magnetisierungsstrom, der eine Störgröße im Ständerblindleistungsregelkreis darstellt. Bei konstanter Netzspannung ist dieser nahezu unveränderlich. Eine dynamische Kompensation durch eine Entkopplung ist deshalb nicht notwendig [Beckert 2008].

Die Einstellung der PI-Regler des Ständerwirk- und Ständerblindleistungsregelkreises ist so zu wählen, dass kein Überschwingen bei sprunghafter Änderung des Sollwerts auftritt [Beckert 2008]. Dazu muss die relative Dämpfung D größer gleich eins sein [Beckert 2008]. Die Einstellung nach dem Betragsoptimum mit $D \approx 0,71$, bei dem eine Überschwingweite von ca. 4,3 % auftritt, kann deshalb nicht angewendet werden. Die Einführung der relativen Dämpfung D in der Einstellvorschrift des Betragsoptimums ist deshalb sinnvoll, um diese bei der Reglereinstellung explizit angeben zu können. Die Einstellung der PI-Regler für die Ständerwirk- und die Ständerblindleistung ergibt mit

Berücksichtigung der unterlagerten, betragsoptimal eingestellten Stromregelkreise nach Gleichung (4.36) und der Glättung der Istwerte der Ständerwirk- und Ständerblindleistung mit einem PT₁-Element mit der Zeitkonstante T_F (siehe Bild A.6) [Beckert 2008]:

$$T_{Np1} = T_F, \quad (4.37)$$

$$k_{Rp1} = \frac{1}{4} \frac{T_F}{D^2 2T_u (X_h/X_1) u_1}, \quad (4.38)$$

$$T_{Nq1} = T_F, \quad (4.39)$$

$$k_{Rq1} = \frac{1}{4} \frac{T_F}{D^2 2T_u (X_h/X_1) u_1}. \quad (4.40)$$

Das mechanische System wird bei der Ständerwirkleistungsregelung nicht berücksichtigt. Bei schwingungsfähigen mechanischen Systemen kann dies dazu führen, dass die mechanische Eigenkreisfrequenz schlecht gedämpft ist und Torsionsschwingungen dadurch nur langsam abklingen. In Abschnitt 4.4 werden deshalb Maßnahmen zur Torsionsschwingungsdämpfung vorgestellt.

Ausgangsgröße der FOR ist der berechnete Läufersollspannungsraumvektor $\underline{u}_{2,xy}^*$. Dieser muss wieder in das läuferfeste d - q -Koordinatensystem umgerechnet werden, siehe Bild A.4. Die Transformationsbeziehung hierfür lautet:

$$\underline{u}_{2dq}^* = \underline{u}_{2,xy}^* e^{j(\varphi - \vartheta)}. \quad (4.41)$$

Für die anschließende Umrechnung der Komponenten der Läufersollspannung vom d - q -Koordinatensystem ins dreiphasige Wicklungssystem (nicht in Bild A.4 gezeigt) kann Gleichung (4.17) mit angepasster Indexierung angewendet werden [Riefenstahl 2010]:

$$\begin{bmatrix} u_{2a}^* \\ u_{2b}^* \\ u_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{2d}^* \\ u_{2q}^* \end{bmatrix}. \quad (4.42)$$

Die damit errechneten drei Komponenten des Läufersollspannungsraumvektors dienen der Ansteuerung der drei Phasen des Umrichters.

Die Umrechnung vom dreiphasigen Wicklungssystem in das jeweilige kartesische Koordinatensystem und umgekehrt wurde in diesem und dem vorangegangenen Abschnitt ausführlich beschrieben. Im Folgenden werden diese notwendigen Umrechnungen nicht immer mit aufgeführt. Es wird stillschweigend davon ausgegangen, dass Messgrößen schon als Raumvektor im jeweiligen kartesischen Koordinatensystem vorliegen bzw. eine Ausgabe von Sollgrößen als Raumvektor in ein kartesisches Koordinatensystem genügt.

Die folgenden zwei Abschnitte stellen die Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sowie an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine vor.

4.3 Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Dieser Abschnitt beschreibt die Drehzahlregelung und die Umsetzung der Torsionsschwingungsdämpfung an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Die Drehzahlregelung wird in drei Varianten realisiert. Die erste Variante ist eine PI-Regelung. Die zweite Variante und die dritte Variante sind Zustandsregelungen. Eine Zustandsregelung berücksichtigt die Zustandsgrößen des mechanischen Systems bei der Drehzahlregelung. Diese fließen über Koeffizienten gewichtet bei der Berechnung des Sollwerts der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente ein. Damit ist für den drehzahlgeregelten Antrieb, solange die Stellgrößenbegrenzung dies erlaubt, eine beliebige Polverteilung möglich. Dadurch kann die mechanische Eigenkreisfrequenz gezielt bedämpft und so eine Torsionsschwingungsdämpfung erreicht werden. Beim PI-Regler ist dies nicht möglich. Ein sehr guter Vergleich zum Potential der Torsionsschwingungsdämpfung der PI-Regelung und der Zustandsregelung ist in [Goslar 1998] enthalten.

Für die PI-Drehzahlregelung wird ein PI-Regler nach Gleichung (4.5) verwendet. Die Parameter des PI-Reglers sind k_{Rn} und T_{Nn} . Dem PI-Regler wird die Differenz aus dem Sollwert der Motordrehzahl und dem Istwert der Motordrehzahl am Eingang zugeführt. Der Istwert der Motordrehzahl kann dabei die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sein (siehe Abschnitt 5.1). Am Ausgang liefert der PI-Regler den Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente.

Goslar stellt in seiner Dissertation [Goslar 1998] eine Zustandsregelung vor, die besonders den Gesichtspunkt der Anwendungsorientierung berücksichtigt und aus diesem Grund in der vorliegenden Arbeit für die Drehzahlregelung eingesetzt wird. Die Zustandsregelung wird im Folgenden vorgestellt und als Zustandsregelung nach Goslar bezeichnet. Die Einstellung der Zustandsregelung nach Goslar erfolgt mit Formeln, die Goslar analytisch mit dem Polvorgabeverfahren [Ackermann 1977] herleitet. Die Formeln stellen die natürliche Dämpfung für die Zustandsregelung nach Goslar ein. An einigen Antriebskonfigurationen ist die natürliche Dämpfung auf Grund der Stellgrößenbegrenzung nicht realisierbar. Deshalb kann die Dämpfung über einen Parameter abgesenkt werden. Goslar überlagert dem Zustandsregler einen PI-Regler, um ein stationär genaues Führungs- und Störungsverhalten zu erreichen. Goslar erwähnt, dass die Rückführung des Istwerts der Motordrehzahl sowohl über den Proportionalanteil des PI-Reglers als auch über den Zustandsregler erfolgen kann. Er schlägt die Rückführung über den Zustandsregler vor und nutzt damit nur den integralen Anteil des PI-Reglers. In der vorliegenden Arbeit wird dieser Ansatz

übernommen. Die von Goslar integrierte Möglichkeit, die Wirkung des Zustandsreglers über einen Faktor stufenlos zuzuschalten, wird in der vorliegenden Arbeit nicht übernommen. Stattdessen ist der Zustandsregler immer aktiv.

Die Struktur der Zustandsregelung nach Goslar zeigt Bild 4.2. Eingangsgrößen sind der Sollwert der Motordrehzahl und die Istwerte der Motordrehzahl, des Wellenmoments, der Drehzahl der Arbeitsmaschine und des Luftspaltmoments. Weil nur der integrale Anteil des PI-Reglers genutzt wird, ist auch nur dieser dargestellt. Die Zustandsregelung nach Goslar verfügt, wie der PI-Regler nach Gleichung (4.5), über eine Stellgrößenbegrenzung mit dem Parameter y_{maxG} und über ARW, das ein weiteres Aufsummieren des Integrators bei aktiver Stellgrößenbegrenzung verhindert. Die Stellgrößenbegrenzung und das ARW sind nicht in Bild 4.2 dargestellt.

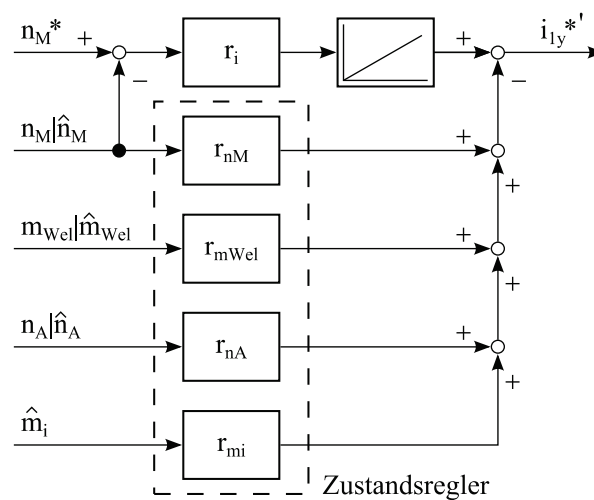


Bild 4.2: Blockschaltbild der Zustandsregelung nach Goslar (nach [Goslar 1998])

Die Istwerte der Motordrehzahl, des Wellenmoments und der Drehzahl der Arbeitsmaschine können als gemessene oder geschätzte Größen zugeführt werden. Bei der Regelung mit gemessenen Größen werden die gemessenen Werte aus dem gemessenen Zustandsvektor x (siehe Abschnitt 5.1) verwendet. Bei der Regelung mit geschätzten Größen werden die entsprechenden Werte aus dem geschätzten Zustandsvektor \hat{x} (siehe Abschnitt 5.1) verwendet.

Für die Regelung mit gemessenen Größen kann das Luftspaltmoment durch Umstellen der ersten Zeile der Gleichung (3.66) berechnet werden:

$$m_i = T_M \frac{dn_M}{dt} + m_{Wel} + k_{mr} m_r(n_M). \quad (4.43)$$

Dieses wird aus gemessenen Größen berechnet und kann damit als gemessenes Luftspaltmoment angesehen werden. Die Verwendung dieses gemessenen Luftspaltmoments ist aber nicht sinnvoll, weil die Differentiation der gemessenen Motordrehzahl für starkes Rauschen sorgt. Das Rauschen kann durch die Glättung des gemessenen Luftspaltmoments

mit einem PT_1 -Element vermindert werden. Die Glättung sorgt aber für eine Phasenverschiebung, die die Qualität der Regelung negativ beeinflussen kann. Deshalb wird bei der Regelung mit gemessenen Größen vom gemessenen Luftspaltpmoment kein Gebrauch gemacht und stattdessen das geschätzte Luftspaltpmoment verwendet.

Für die Koeffizienten der Zustandsregelung nach Goslar r_{nM} , r_{mWel} , r_{nA} , r_{mi} und r_i gilt [Goslar 1998]:

$$\begin{aligned}
 r_{nM} &= \frac{T_M T_u}{T_{RG} T_0} \left(2(1+\sqrt{2})f_{RG} + (1+\sqrt{2})\frac{T_0}{T_{RG}} + f_{RG}^2 \frac{T_{RG}}{T_0} \right), \\
 r_{mWel} &= (1+1/v_J) \frac{T_0 T_u}{T_{RG}^2} \\
 &\quad \left((1+\sqrt{2})f_{RG} \left(2 + f_{RG} \frac{T_{RG}}{T_0} \right) - \frac{1+f_{RG}^2(1+1/v_J)}{1/v_J} \frac{T_0}{T_{RG}} - 2f_{RG} \frac{T_{RG}^2}{T_0^2} \right), \\
 r_{nA} &= r_i \left(\frac{2f_{RG}}{1+f_{RG}^2} T_0 + (1+\sqrt{2}) T_{RG} \right) - r_{nM}, \\
 r_{mi} &= -1 + 2f_{RG} \frac{T_u}{T_0} + (1+\sqrt{2}) \frac{T_u}{T_{RG}}, \\
 r_i &= \frac{(1+1/v_J)(1+f_{RG}^2)}{1/v_J} \frac{T_M T_u}{T_{RG}^3}.
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

Darin sind T_{RG} und f_{RG} die Parameter der Zustandsregelung nach Goslar. Die bezogene Zeitkonstante T_{RG} ist ein Maß für die Dynamik der Zustandsregelung [Goslar 1998]. Der Parameter f_{RG} ist ein Maß für die Dämpfung der mechanischen Eigenkreisfrequenz [Goslar 1998]. Die Zustandsregelung nach Goslar kann somit intuitiv mit Hilfe der zwei Parameter eingestellt werden.

Am Ausgang liefert die Zustandsregelung nach Goslar den Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente. Diese ist in Bild 4.2 mit einem Apostroph versehen. Damit soll gekennzeichnet werden, dass der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente dem FIR-Filter zugeführt wird.

Eine weitere Zustandsregelung, die ähnlich wie die von Goslar aufgebaut ist, stellt Schröder in [Schröder 2009a] vor. Diese wird in der vorliegenden Arbeit ebenfalls verwendet und im Folgenden als Zustandsregelung nach Schröder bezeichnet. Schröder nutzt zur Einstellung der Zustandsregelung ebenfalls das Polvorgabeverfahren. Als Optimierungskriterium wird von Schröder das Dämpfungsoptimum verwendet. Um ein stationär genaues Führungs- und Störungsverhalten zu erreichen, wird der Zustandsregler, wie bei der Zustandsregelung nach Goslar, durch einen I-Regler überlagert. Die Anregelung des Luftspaltpmoments wird nicht berücksichtigt. Das Luftspaltpmoment entfällt damit als zurückzuführende Größe. Schröder verwendet den Differenzdrehwinkel, der aus der

Differenz der Drehwinkel der Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine gebildet wird, als Zustandsgröße des mechanischen Systems. Anstatt des Differenzdrehwinkels wird in der vorliegenden Arbeit das Wellenmoment verwendet. Diese Maßnahme ist möglich, da das Wellenmoment bei Vernachlässigung der ohnehin geringen Dämpfung proportional zum Differenzdrehwinkel ist. Die unten angegebenen Einstellformeln für die Zustandsregelung nach Schröder sind entsprechend modifiziert.

Die Struktur der Zustandsregelung nach Schröder zeigt Bild 4.3. Eingangsgrößen sind der Sollwert der Motordrehzahl und die Istwerte der Motordrehzahl, des Wellenmoments und der Drehzahl der Arbeitsmaschine. Die Zustandsregelung nach Schröder verfügt über eine Stellgrößenbegrenzung mit dem Parameter y_{maxS} und über ARW. Die Stellgrößenbegrenzung und das ARW sind nicht in Bild 4.3 dargestellt.

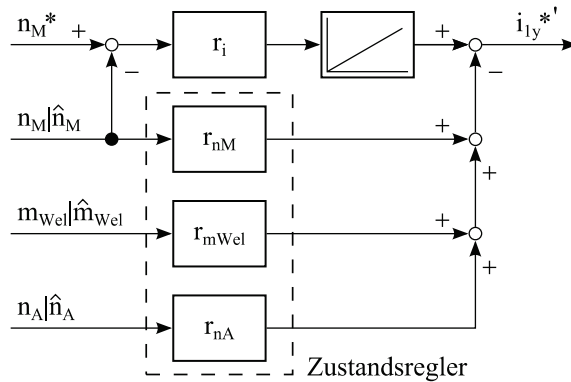


Bild 4.3: Blockschaltbild der Zustandsregelung nach Schröder (nach [Schröder 2009a])

Die Istwerte der Motordrehzahl, des Wellenmoments und der Drehzahl der Arbeitsmaschine können als gemessene Größen (Zustandsvektor \mathbf{x}) oder geschätzte Größen (Zustandsvektor $\hat{\mathbf{x}}$) wie bei der Zustandsregelung nach Goslar zugeführt werden.

Die Koeffizienten der Zustandsregelung nach Schröder r_{nM} , r_{mWel} , r_{nA} und r_i werden nach der Vorschrift in [Schröder 2009a] berechnet. Für die Koeffizienten gilt:

$$\begin{aligned}
 r_{nM} &= \frac{T_M}{T_{sys}}, \\
 r_{mWel} &= \frac{T_M T_C}{2T_{sys}^2} - \frac{v_J T_M^2 T_C^2}{64T_{sys}^4} - (1 + 1/v_J), \\
 r_{nA} &= \frac{v_J T_M^2 T_C}{8T_{sys}^3} - \frac{T_M}{T_{sys}}, \\
 r_i &= \frac{v_J T_M^2 T_C}{64T_{sys}^4}.
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

Darin ist T_{sys} der Parameter der Zustandsregelung nach Schröder. Die bezogene Zeitkonstante T_{sys} ist ein Maß für die Dynamik der Zustandsregelung [Schröder 2009a].

Am Ausgang liefert die Zustandsregelung nach Schröder den Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente, der in Bild 4.3 mit einem Apostroph versehen ist. Damit soll wiederum darauf hingewiesen werden, dass dieser dem FIR-Filter zugeführt wird.

Der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente ist Eingangsgröße des FIR-Filters. Um die Kennzeichnung in Bild 4.4 eindeutig zu gestalten, ist der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente vor dem FIR-Filter zusätzlich mit einem Apostroph versehen. Das FIR-Filter wird aus [Gelke u. Beckert 2010] bzw. [Gelke u. a. 2011] mit leichten Modifikationen übernommen und ist in Bild 4.4 dargestellt.

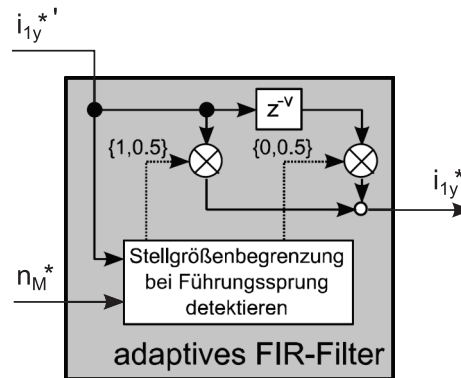


Bild 4.4: Blockschaltbild des adaptiven FIR-Filters (nach [Gelke u. a. 2011])

Das FIR-Filter, das optional zugeschaltet werden kann, detektiert aus den Sollwerten der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente und der Motordrehzahl einen Führungsgrößenprung mit Erreichen der Stellgrenze. Problematisch ist dieser Fall, weil eine Schwingungsdämpfung nicht möglich ist, solange sich der Stromregler in der Stellgrößenbegrenzung befindet. Das FIR-Filter wird deshalb beim Führungsgrößenprung kurz vor dem Erreichen der Stellgrenze des Stromreglers aktiv, um das Anregen von Torsionsschwingungen zu vermeiden. Das FIR-Filter bewirkt das Aufteilen eines Sprungs der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente in zwei zeitversetzte Sprünge mit gleicher Sprunghöhe. Der Zeitversatz entspricht der halben Periodendauer der mechanischen Eigenkreisfrequenz und kann über den Parameter ν angepasst werden. Dieser ν bestimmt, um wie viele Takte das Signal im Block $z^{-\nu}$ verzögert wird. Durch dieses Verfahren wird aus dem Sprungsignal die mechanische Eigenkreisfrequenz herausgefiltert und dadurch nicht mehr angeregt. Der nachfolgende Abschnitt befasst sich mit der Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine.

4.4 Drehzahlregelung und Torsionsschwingungsdämpfung an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Die Drehzahlregelung kann alternativ zur Ständerwirkleistungsregelung (siehe Abschnitt 4.2) an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine eingesetzt werden. Für die Drehzahlregelung wird ein PI-Regler nach Gleichung (4.5) verwendet. Die Parameter des

PI-Regler sind k_{Rn} und T_{Ni} . Dem PI-Regler wird die Differenz aus dem Sollwert der Motordrehzahl und dem Istwert der Motordrehzahl am Eingang zugeführt. Der Istwert der Motordrehzahl kann dabei die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sein (siehe Abschnitt 5.2). Am Ausgang liefert der PI-Regler den Sollwert i_{2y}^* , der zur Einstellung der Ständerwirkleistung dient und proportional zum Sollwert des Luftspaltmoments ist. Dieser wird anschließend einem FIR-Filter, das in Bild 4.4 dargestellt ist und in Abschnitt 4.3 erklärt wird, als Eingangsgröße zugeführt. Das FIR-Filter vermeidet das Anregen von Torsionsschwingungen beim Führungsgrößenprung.

Die Differenzdrehzahlaufschaltung dämpft Torsionsschwingungen dagegen beim Führungsgrößenprung und beim Lastsprung. Dazu wird die mit einem Koeffizienten gewichtete Differenz aus Motordrehzahl und der Drehzahl der Arbeitsmaschine vom Sollwert i_{2y}^* abgezogen. Zur Berechnung werden die gemessene Motordrehzahl und die gemessene Drehzahl der Arbeitsmaschine oder die geschätzte Motordrehzahl und die geschätzte Drehzahl der Arbeitsmaschine verwendet. Für die Berechnung gilt:

$$n_{DD} = k_{nDD} \frac{c_{Wel}}{M_B} (n_M - n_A). \quad (4.46)$$

Darin ist k_{nDD} der Koeffizient der Differenzdrehzahlaufschaltung, mit dem deren Wirkung angepasst werden kann. Die Differenzdrehzahlaufschaltung kann bei der Regelung der Motordrehzahl und bei der Regelung der Ständerwirkleistung zur Torsionsschwingungsdämpfung eingesetzt werden (siehe Bild 5.4).

Das FIR-Filter und die Differenzdrehzahlaufschaltung können optional zugeschaltet werden.

Der Beobachter für den Zweimassendrehchwinger (siehe Abschnitt 4.7) schätzt die Zustandsgrößen des mechanischen Systems. Dadurch kann ohne Mehraufwand die mechanische Leistung der Arbeitsmaschine berechnet und der Sollwert der Ständerwirkleistung an diese angepasst werden, um eine Torsionsschwingungsdämpfung zu erreichen:

$$p_1^* = \hat{n}_A \hat{m}_W + p_{1,corr}^* (\hat{n}_M, n_M^*). \quad (4.47)$$

Darin ist der erste Summand die mechanische Leistung der Arbeitsmaschine, die sich aus der geschätzten Arbeitsmaschinendrehzahl und dem geschätzten Widerstandsmoment, das mit einem PT_1 -Element geglättet wird, berechnet. Der Korrekturterm $p_{1,corr}^*$ verhindert ein dauerhaftes Driften der Motordrehzahl und ermöglicht auch die Vorgabe einer Motorsolldrehzahl. Der Korrekturterm kann aber nicht als zusätzliche Drehzahlregelung angesehen werden, weil dessen Wert sich nur sehr langsam ändert.

Die folgenden Abschnitte stellen Verfahren zur Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung und zur Schätzung der Zustandsgrößen des mechanischen Systems vor.

4.5 Drehzahlschätzung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Dieser Abschnitt stellt drei Verfahren zur Drehzahlschätzung für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer vor, die in Abschnitt 2.4 zur Untersuchung ausgewählt wurden. In den Verfahren wird die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz nicht berücksichtigt, weil die Hauptreaktanz auf Grund des geregelten Betrags des Läuferflussraumvektors als konstant angenommen werden kann. Die Eisenverluste werden durch Nutzung des inneren statt des gemessenen Ständerstromraumvektors in den Gleichungen berücksichtigt. Die Berechnung des inneren Ständerstromraumvektors wird in Abschnitt 3.4.5 erläutert.

4.5.1 Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Die folgenden Erläuterungen und Formeln zum Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sind [Beckert u. Arnold 2005] entnommen. Dessen Grundlage ist der u_1, n -Beobachter, der ausführlich in Abschnitt 3.4.3.4 erläutert wird. Zustandsgrößen sind die Raumvektoren des Ständer- und Läuferflusses. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten α - β -Koordinatensystem. Für die Berechnung der Drehzahl werden zwei Schätzungen für das Luftspaltmoment errechnet. Ausgangspunkt dafür ist Gleichung (3.20). Da der wahre Läuferflussraumvektor unbekannt ist, wird stattdessen der vom u_1, n -Beobachter geschätzte Läuferflussraumvektor verwendet. Die erste Schätzung für das Luftspaltmoment

$$\hat{m}_i = \frac{X_h}{X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \times \hat{i}_{1i} \right|_z = \frac{X_h}{X_2} (\hat{\psi}_{2\alpha} \hat{i}_{1i\beta} - \hat{\psi}_{2\beta} \hat{i}_{1i\alpha}) \quad (4.48)$$

wird aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor und dem inneren Ständerstromraumvektor berechnet. Die zweite Schätzung für das Luftspaltmoment

$$\hat{\hat{m}}_i = \frac{X_h}{X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \times \hat{\hat{i}}_{1i} \right|_z = \frac{X_h}{X_2} (\hat{\psi}_{2\alpha} \hat{\hat{i}}_{1i\beta} - \hat{\psi}_{2\beta} \hat{\hat{i}}_{1i\alpha}) \quad (4.49)$$

ergibt sich aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor und dem vom u_1, n -Beobachter nach Gleichung (3.60) geschätzten inneren Ständerstromraumvektor. Die Differenz der Schätzungen des Luftspaltmoments

$$\Delta \hat{m}_i = \hat{m}_i - \hat{\hat{m}}_i = \frac{X_h}{X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \times (\hat{i}_{1i} - \hat{\hat{i}}_{1i}) \right|_z = \frac{X_h}{X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \times \Delta \hat{i}_{1i} \right|_z \quad (4.50)$$

wird einem PI-Regler, bei dem ARW und die Stellgrößenbegrenzung deaktiviert sind, zugeführt. Der Ausgang des PI-Reglers liefert die geschätzte Drehzahl, die statt der gemessenen Motordrehzahl als Eingangsgröße für den u_1, n -Beobachter verwendet wird. Der PI-Regler stellt den Adaptionalgorithmus dar und minimiert die Abweichung zwischen den Schätzungen des Luftspaltmoments durch die Rückkopplung der geschätzten

Drehzahl. Die Proportionalverstärkung k_{RBA} und die Nachstellzeit T_{NBA} des PI-Reglers sind die Einstellparameter des Beobachters der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.

Bild 4.5 zeigt das zugehörige Blockschaltbild. Eingangsgrößen sind die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms. Ausgangsgrößen sind die geschätzten Raumvektoren des Ständer- und Läuferflusses sowie die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltmoment nach Gleichung (4.48).

Ähnliche Beobachter werden in [Kubota u. a. 1993], [Lascu u. a. 2005] und [Maes u. Melkebeek 2000] vorgestellt. Deren Unterschiede zu dem hier vorgestellten Beobachter werden im Folgenden kurz beschrieben. Der Beobachter in [Kubota u. a. 1993] verwendet die Raumvektoren des Ständerstroms und der Läuferflussverkettung als Zustandsgrößen. Der in [Lascu u. a. 2005] vorgestellte Beobachter berechnet den Läuferflussraumvektor in einem rotierenden Koordinatensystem, das am Läuferflussraumvektor ausgerichtet ist. Der Beobachter in [Maes u. Melkebeek 2000] führt die Berechnungen generell in einem synchron mit dem Läufer rotierenden Koordinatensystem durch und beinhaltet das Modell des Einmassendrehchwingers zur Verbesserung der Drehzahlschätzung.

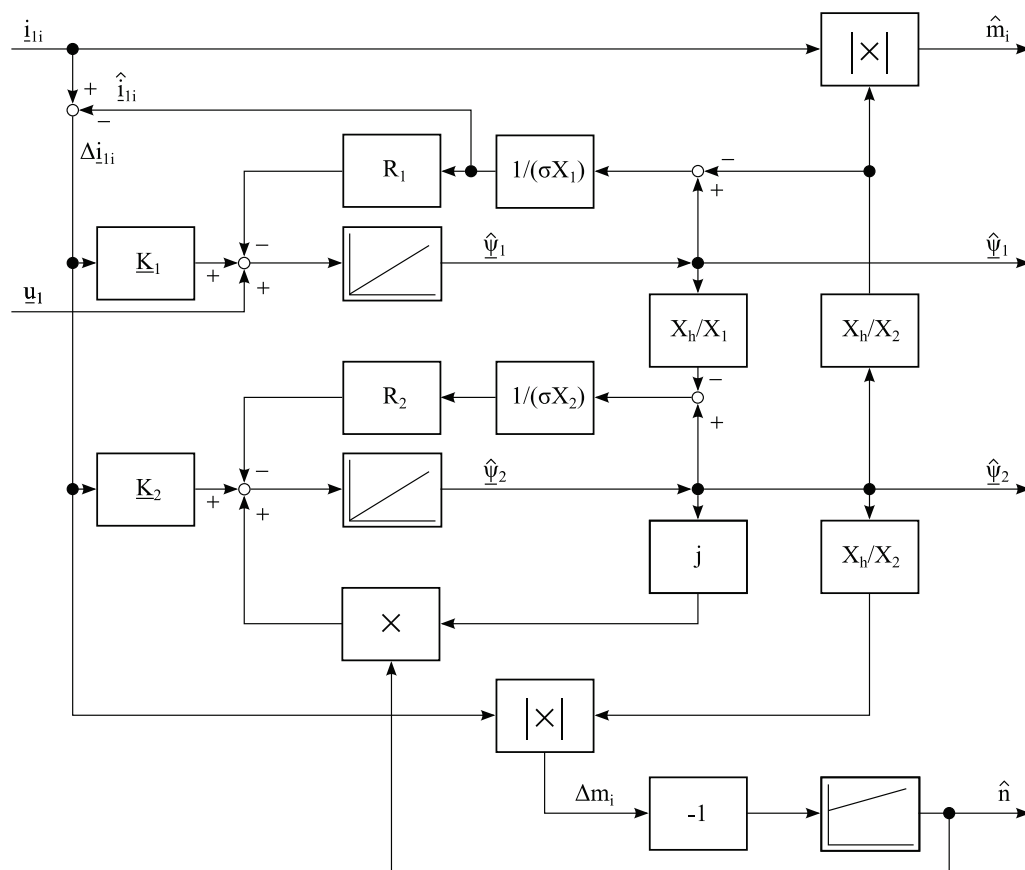


Bild 4.5: Blockschaltbild des Beobachters der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (nach [Beckert u. Arnold 2005])

Der folgende Abschnitt stellt ein MRAS-Verfahren zur Drehzahlschätzung vor.

4.5.2 MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Das MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wurde zuerst in [Schauder 1989] vorgestellt. Die folgenden Erläuterungen und Formeln sind dieser Veröffentlichung entnommen. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten α - β -Koordinatensystem. Die geschätzte Drehzahl berechnet das MRAS-Verfahren aus dem Vergleich zweier Schätzungen für den Läuferflussraumvektor.

Mit dem u_1, i_1 -Modell, das als Referenzmodell dient, wird aus den Raumvektoren der Ständerspannung und des inneren Ständerstroms nach Gleichung (3.31) die erste Schätzung für den Läuferflussraumvektor

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2^{(u)}}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left(\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_{1i} - \sigma X_1 \frac{d\underline{i}_{1i}}{dt} \right) \quad (4.51)$$

berechnet. Abweichend von [Schauder 1989] wird die offene Integration in der vorliegenden Arbeit zusätzlich einphasig stabilisiert [Arnold 2005], siehe Abschnitt 3.4.3.1.

Mit dem adaptiven i_1, n -Modell wird aus dem inneren Ständerstromraumvektor und der geschätzten Drehzahl nach Gleichung (3.33) mit $\underline{u}_2 = 0$ die zweite Schätzung für den Läuferflussraumvektor berechnet:

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2^{(i)}}{dt} = \frac{X_h R_2}{X_2} \underline{i}_{1i} - \frac{R_2}{X_2} \hat{\underline{\psi}}_2^{(i)} + j\hat{n} \hat{\underline{\psi}}_2^{(i)}. \quad (4.52)$$

Die Abweichung zwischen der ersten und zweiten Schätzung

$$e = \left| \hat{\underline{\psi}}_2^{(i)} \times \hat{\underline{\psi}}_2^{(u)} \right|_z = \hat{\psi}_{2\alpha}^{(i)} \hat{\psi}_{2\beta}^{(u)} - \hat{\psi}_{2\alpha}^{(u)} \hat{\psi}_{2\beta}^{(i)} \quad (4.53)$$

wird einem PI-Regler zugeführt, dessen Ausgang die geschätzte Drehzahl liefert. Der PI-Regler stellt den Adaptionsalgorithmus dar und sorgt durch die Rückkopplung der geschätzten Drehzahl in das i_1, n -Modell dafür, dass dieses adaptiert wird und die Abweichung minimiert wird. Bei dem PI-Regler sind ARW und die Stellgrößenbegrenzung deaktiviert. Die Proportionalverstärkung k_{RMA} und die Nachstellzeit T_{NMA} des PI-Reglers sind die Einstellparameter des MRAS-Verfahrens für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.

Das geschätzte Luftspaltmoment ergibt sich nach Gleichung (3.32) aus dem geschätzten Läuferflussraumvektor des Referenzmodells und dem inneren Ständerstromraumvektor:

$$\hat{m}_i = \frac{X_h}{X_2} \left| \hat{\underline{\psi}}_2^{(u)} \times \underline{i}_{1i} \right|_z. \quad (4.54)$$

Das zugehörige Blockschaltbild ist in Bild 4.6 dargestellt. Eingangsgrößen sind die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms. Ausgangsgrößen sind der geschätzte Läuferflussraumvektor, die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltmoment.

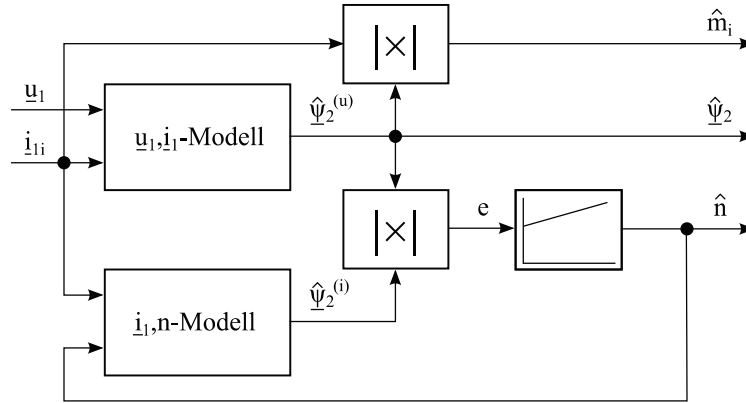


Bild 4.6: Blockschaltbild des MRAS-Verfahrens für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (nach [Beckert u. Arnold 2004])

Das MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer hat wie das u_1, i_1 -Modell den Nachteil, dass bei fallender Drehzahl der Einfluss des Spannungsabfalls über dem Ständerwiderstand steigt. Ein fehlerhafter Ständerwiderstand führt somit bei kleinen Drehzahlen zu einem Fehler in der Schätzung des Luftspaltmoments und der Drehzahl. Im folgenden Abschnitt wird ein Verfahren zur direkten Drehzahlberechnung vorgestellt.

4.5.3 Drehzahlberechnungsverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Das Drehzahlberechnungsverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird ebenfalls in [Schauder 1989] vorgestellt und in [Beckert 2012] anschaulich hergeleitet. Daraus sind die folgenden Formeln und Erläuterungen entnommen. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten α - β -Koordinatensystem. Ausgangspunkt sind Gleichung (3.33) mit $\underline{u}_2 = 0$ des i_1, n -Modells sowie Gleichung (3.29) und (3.31) des u_1, i_1 -Modells, die den inneren Ständerstromraumvektor verwenden:

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2}{dt} = -\frac{R_2}{X_2} [\hat{\underline{\psi}}_2 - X_h \underline{i}_{1i}] + jn\hat{\underline{\psi}}_2, \quad (4.55)$$

$$\hat{\underline{\psi}}_2 = \frac{X_2}{X_h} (\hat{\underline{\psi}}_1 - \sigma X_1 \underline{i}_{1i}), \quad (4.56)$$

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_2}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left(\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_{1i} - \sigma X_1 \frac{d\underline{i}_{1i}}{dt} \right). \quad (4.57)$$

Mit der Definition für die Gesamtstreuiziffer nach Gleichung (3.30) und Gleichung (4.56) gilt für den Ausdruck in der eckigen Klammer von Gleichung (4.55):

$$\hat{\underline{\psi}}_2 - X_h \underline{i}_{1i} = \frac{X_2}{X_h} (\hat{\underline{\psi}}_1 - X_1 \underline{i}_{1i}). \quad (4.58)$$

Das Einsetzen der Gleichungen (4.56), (4.57) und (4.58) in Gleichung (4.55) liefert:

$$n = -j \frac{\underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_{1i} - \sigma X_1 \frac{d\dot{i}_{1i}}{dt} + \frac{R_2}{X_2} (\hat{\underline{\psi}}_1 - X_1 \dot{i}_{1i})}{(\hat{\underline{\psi}}_1 - \sigma X_1 \dot{i}_{1i})} = -j \frac{\underline{Z}}{\underline{N}}. \quad (4.59)$$

Die darin verwendete Schätzung für den Läuferflussraumvektor wird durch Integration der Ständerspannungsgleichung

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \dot{i}_{1i} \quad (4.60)$$

aus dem Ständerspannungsraumvektor und dem inneren Ständerstromraumvektor berechnet. Die offene Integration wird einphasig stabilisiert [Arnold 2005]. Da Gleichung (4.59) komplex, der im Folgenden mit einem Dach (^) gekennzeichnete Schätzwert für die Drehzahl aber eine reelle Zahl ist, gilt:

$$\hat{n} = \operatorname{Re} \left[-j \frac{\underline{Z}}{\underline{N}} \right] = \frac{Z_\beta N_\alpha - Z_\alpha N_\beta}{N_\alpha^2 + N_\beta^2}. \quad (4.61)$$

Darin sind N_α und Z_α die Realteile und N_β und Z_β die Imaginärteile von \underline{Z} und \underline{N} .

Das geschätzte Luftspaltmoment ergibt sich nach Gleichung (3.20) aus dem geschätzten Ständerflussraumvektor und dem inneren Ständerstromraumvektor:

$$\hat{m}_i = \left| \hat{\underline{\psi}}_1 \times \dot{i}_{1i} \right|_z. \quad (4.62)$$

Das Drehzahlberechnungsverfahren liefert damit aus den Eingangsgrößen Ständerspannungs- und Ständerstromraumvektor die Ausgangsgrößen geschätzter Läuferflussraumvektor, geschätzte Drehzahl und geschätztes Luftspaltmoment.

Das Drehzahlberechnungsverfahren hat keine Einstellparameter. Nachteil des Drehzahlberechnungsverfahrens ist derselbe wie beim MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, da es ebenfalls auf dem u_1, i_1 -Modell basiert.

Nachdem dieser Abschnitt Verfahren zur Drehzahlschätzung für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer vorstellte, behandelt der folgende Abschnitt Verfahren zur Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine.

4.6 Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Dieser Abschnitt stellt zwei Verfahren zur Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine vor. Das erste Verfahren verwendet einen neuartigen Beobachter. Das zweite Verfahren beruht auf dem MRAS-Ansatz und wurde in

Abschnitt 2.4 zur Untersuchung ausgewählt. In den Verfahren wird die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz mit dem in Abschnitt 3.4.4 beschriebenen Polynomansatz berücksichtigt. Die Eisenverluste werden durch Ersetzen des gemessenen Ständerstromraumvektors mit dem inneren Ständerstromraumvektor berücksichtigt. Dessen Berechnung wird in Abschnitt 3.4.5 erläutert.

4.6.1 Beobachter der doppeltespeisten Asynchronmaschine

Grundidee des Verfahrens ist die Erweiterung des Beobachters der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer aus Abschnitt 4.5.1. Dieser kann ebenfalls für die doppeltespeiste Asynchronmaschine verwendet werden, wenn der Läuferstromraumvektor berücksichtigt wird. Grundlage hierfür ist der u_1, n -Beobachter mit vorhandener Läuferstromspannung (Gleichung (3.40) und (3.41), $\underline{u}_2 \neq 0$), der ausführlich in Abschnitt 3.4.3.4 erklärt wird. Zustandsgrößen sind die Raumvektoren des Ständer- und Läuferstromes. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten α - β -Koordinatensystem. Da die Komponenten des Läuferstromspannungsraumvektors über Schleifringe im läuferfesten d - q -Koordinatensystem gemessen werden, ist eine Koordinatentransformation des Läuferstromspannungsraumvektors in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem notwendig:

$$\underline{u}_{2\alpha\beta} = \underline{u}_{2dq} e^{j\hat{\vartheta}}. \quad (4.63)$$

Darin ist $\hat{\vartheta}$ der geschätzte Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer (im Folgenden auch als geschätzter Läuferwinkel bezeichnet), der dem Integral der geschätzten Drehzahl entspricht, siehe Bild 4.7. Die Drehzahlberechnung erfolgt wie beim Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer mit Hilfe der Gleichungen (4.48), (4.49) und (4.50) sowie einem PI-Regler, bei dem ARW und die Stellgrößenbegrenzung deaktiviert sind.

Diese Erweiterung des Beobachters der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer um den Läuferstromspannungsraumvektor und den geschätzten Läuferwinkel wird im Folgenden als Beobachter der doppeltespeisten Asynchronmaschine bezeichnet. Dessen Einstellparameter sind die Proportionalverstärkung k_{RBD} und die Nachstellzeit T_{NBD} des PI-Reglers.

Bild 4.7 zeigt das zugehörige Blockschaltbild. Darin liegt \underline{u}_{2dq} als einziger Raumvektor im d - q -Koordinatensystem vor, was in dessen Index explizit gekennzeichnet ist. Eingangsgrößen sind die Raumvektoren der Ständerstromspannung, der Läuferstromspannung und des Ständerstroms. Ausgangsgrößen sind der geschätzte Ständerstromraumvektor, der geschätzte Läuferstromraumvektor, der geschätzte Läuferwinkel, die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltmoment nach Gleichung (4.48).

Der Vollständigkeit halber soll an dieser Stelle erwähnt werden, dass in [Yang u. Ajjarapu 2009] ein Verfahren vorgestellt wird, das ebenfalls auf einem Beobachter beruht und die Drehzahl aus dem Vergleich zweier Schätzungen für das Luftspaltmoment berechnet. Das

Verfahren verwendet jedoch andere Zustandsgrößen und andere Größen für die Berechnung des Beobachtungsfehlers und der geschätzten Drehzahl. Abschnitt 2.2 enthält eine kurze Beschreibung des Verfahrens. Nach dem besten Wissen des Autors kann damit gesagt werden, dass der Beobachter der doppeltespeisten Asynchronmaschine in der vorliegenden Arbeit erstmalig vorgestellt wird.

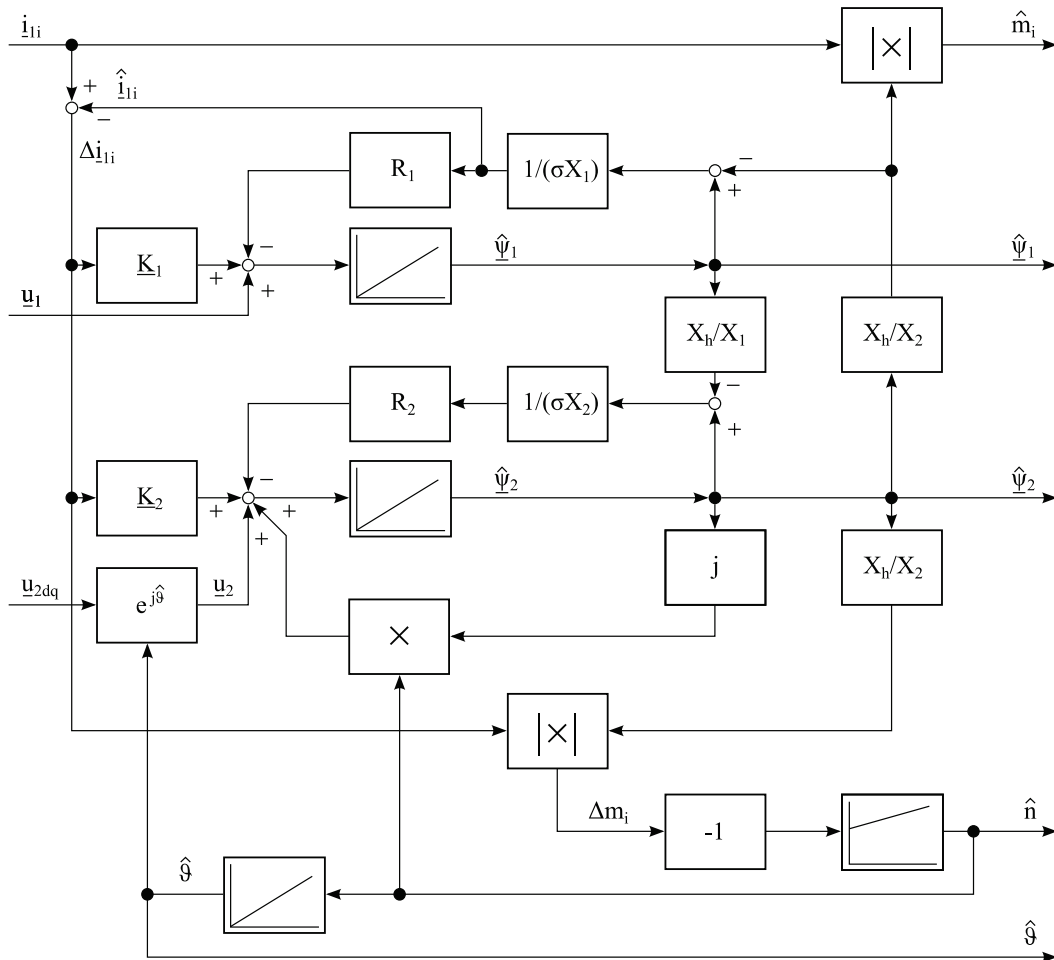


Bild 4.7: Blockschaltbild des Beobachters der doppeltespeisten Asynchronmaschine (Weiterentwicklung auf der Grundlage eines Blockschaltbilds aus [Beckert u. Arnold 2005])

Der nächste Abschnitt stellt ein Verfahren zur Drehzahl- und Läuferwinkelschätzung vor, das auf MRAS basiert.

4.6.2 MRAS-Verfahren für die doppeltespeisten Asynchronmaschine

Die nachfolgenden Erklärungen und Formeln zum MRAS-Verfahren für die doppeltespeiste Asynchronmaschine sind [Beckert u. a. 2013] entnommen. Die Berechnungen erfolgen im ständerfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Da die Messung der Komponenten des Läuferstromraumvektors über Schleifringe im läuferfesten $d-q$ -Koordinatensystem erfolgt, muss der Läuferstromraumvektor mit Hilfe der Transformation

$$\underline{i}_{2\alpha\beta} = \underline{i}_{2dq} e^{j\hat{\vartheta}} \quad (4.64)$$

in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem umgerechnet werden. Der zur Transformation benötigte geschätzte Läuferwinkel entspricht dem Integral der geschätzten Drehzahl, siehe Bild 4.8. Die geschätzte Drehzahl berechnet das MRAS-Verfahren aus dem Vergleich zweier Schätzungen für das Luftspaltmoment.

Mit dem u_1, i_1 -Modell, das als Referenzmodell dient, wird aus den Raumvektoren der Ständerspannung und des inneren Ständerstroms der geschätzte Ständerflussraumvektor durch Integrieren der Ständerspannungsgleichung

$$\frac{d\hat{\underline{\psi}}_1^{(u)}}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 \quad (4.65)$$

berechnet. Die offene Integration wird in der vorliegenden Arbeit mit der in [Arnold 2005] vorgeschlagenen Methode einphasig stabilisiert. Unter Nutzung von Gleichung (3.20) ergibt sich die erste Schätzung für das Luftspaltmoment aus dem geschätztem Ständerflussraumvektor und dem innerem Ständerstromraumvektor:

$$\hat{m}_i^{(u)} = \left| \hat{\underline{\psi}}_1^{(u)} \times \underline{i}_1 \right|_z = \hat{\psi}_{1\alpha}^{(u)} i_{1\beta} - \hat{\psi}_{1\beta}^{(u)} i_{1\alpha}. \quad (4.66)$$

Ein Nachteil des u_1, i_1 -Modells bei der Anwendung an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ist die durch temperaturabhängige Schwankungen des Ständerwiderstandes verursachte fehlerhafte Schätzung des Ständerflussraumvektors und damit auch des Luftspaltmoments bei niedrigen Drehzahlen. Ursache dafür ist, dass die Ständerspannung mit sinkender Drehzahl ebenfalls kleiner wird und damit der Einfluss des Spannungsabfalls über dem Ständerwiderstand in der Ständerspannungsgleichung steigt. Dieser Nachteil ist aber ohne Bedeutung, da die doppeltgespeiste Asynchronmaschine üblicherweise in einem begrenzten Drehzahlband um die Synchrondrehzahl herum ($n_M \approx 0,7 \dots 1,3$) betrieben wird. Zudem ist bei Speisung des Ständers der doppeltgespeisten Asynchronmaschine aus dem Netz der Spannungsabfall über dem Ständerwiderstand klein gegenüber der Ständerspannung, die durch die konstant hohe Netzspannung vorgegeben wird. In [Guofeng u. a. 2008] wird der Ständerwiderstand aus diesem Grund bei der Modellbildung sogar vernachlässigt.

Mit dem adaptiven Modell wird aus den Raumvektoren des inneren Ständerstroms und des Läuferstroms mit Gleichung (3.18) ebenfalls eine Schätzung für den Ständerflussraumvektor berechnet:

$$\hat{\underline{\psi}}_1^{(i)} = X_1 \underline{i}_1 + X_h \underline{i}_2. \quad (4.67)$$

Aus dem mit Gleichung (4.67) geschätzten Ständerflussraumvektor und dem inneren Ständerstromraumvektor wird eine zweite Schätzung für das Luftspaltmoment errechnet:

$$\hat{m}_i^{(i)} = \left| \hat{\underline{\psi}}_1^{(i)} \times \underline{i}_1 \right|_z = \hat{\psi}_{1\alpha}^{(i)} i_{1\beta} - \hat{\psi}_{1\beta}^{(i)} i_{1\alpha}. \quad (4.68)$$

Die Differenz der Schätzungen des Luftspaltpmoments

$$\Delta m_i = \hat{m}_i^{(u)} - \hat{m}_i^{(i)} \quad (4.69)$$

wird einem PI-Regler zugeführt, dessen Ausgangssignal die geschätzte Drehzahl ist. Die integrierte geschätzte Drehzahl entspricht dem geschätzten Läuferwinkel. Der PI-Regler stellt den Adaptionsalgorithmus dar und sorgt durch die Rückkopplung des geschätzten Läuferwinkels in das adaptive Modell dafür, dass dieses an das Referenzmodell angepasst wird und die Differenz der Schätzungen für das Luftspaltpmoment minimiert wird. Bei dem PI-Regler sind ARW und die Stellgrößenbegrenzung deaktiviert. Die Proportionalverstärkung k_{RMD} und die Nachstellzeit T_{NMD} des PI-Reglers sind die Einstellparameter des MRAS-Verfahrens für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine.

Das zugehörige Blockschaltbild zeigt Bild 4.8. Darin liegt \underline{i}_{2dq} als einziger Raumvektor im d - q -Koordinatensystem vor, was in dessen Index explizit gekennzeichnet ist. Eingangsgrößen sind die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms. Ausgangsgrößen sind der geschätzte Ständerflussraumvektor, der geschätzte Läuferwinkel, die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltpmoment nach Gleichung (4.66).

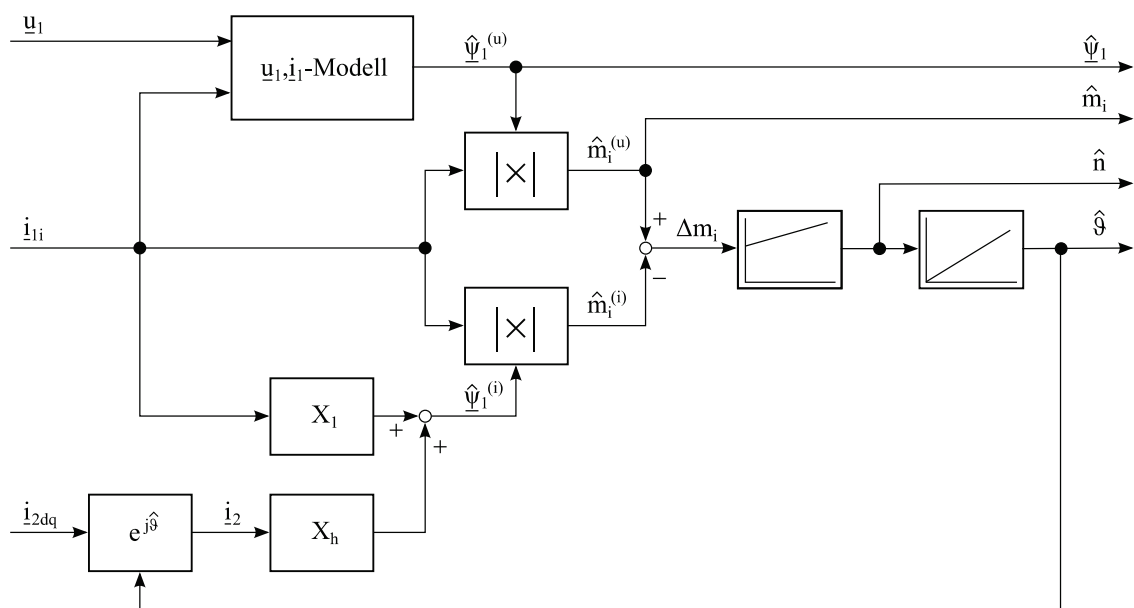


Bild 4.8: Blockschaltbild des MRAS-Verfahrens für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine (nach [Beckert u. a. 2013])

Ähnliche MRAS-Verfahren, die die Drehzahl bzw. den Läuferwinkel auf Basis des Vergleichs zweier Schätzungen für das Luftspaltpmoment berechnen, werden beispielsweise in [Marques u. Sousa 2012] und [Parida u. Chatterjee 2014] vorgestellt. Das Verfahren in [Marques u. Sousa 2012] unterscheidet sich aber dahingehend, dass die Schätzung für das Luftspaltpmoment beim Referenzmodell aus der über den Luftspalt übertragenen Leistung und der synchronen Drehzahl berechnet wird. Bei dem Verfahren in [Parida u. Chatterjee 2014] besteht der Unterschied zum hier vorgestellten Verfahren darin, dass die Schätzung

für das Luftspaltpmoment beim adaptiven Modell aus dem gemessenen Läuferstromvektor und dem vom u_1, i_1 -Modell geschätzten Ständerflussraumvektor berechnet wird.

Abschnitt 4.5 und Abschnitt 4.6 stellten Drehzahlschätzverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sowie Drehzahl- und Läuferwinkelschätzverfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine vor. Der nachfolgende Abschnitt beschäftigt sich mit der Zustandsgrößenschätzung des mechanischen Systems.

4.7 Schätzung der Zustandsgrößen des mechanischen Systems

Für die Zustandsregelung des elektrischen Antriebs müssen die Zustandsgrößen des mechanischen Systems, das als Ein- oder Zweimassendrehchwinger modelliert ist, bekannt sein. Alle Zustandsgrößen sind unmittelbar messtechnisch erfassbar. Dennoch ist die Erfassung besonders beim Zweimassendrehchwinger mit Aufwand und Kosten verbunden, was meist unerwünscht ist. Deshalb stellt dieser Abschnitt Beobachter für den Ein- und Zweimassendrehchwinger vor, die die Zustandsgrößen aus wenigen, bereits bekannten oder messtechnisch leicht zugänglichen Größen rekonstruieren. Die Beobachter basieren auf den Modellen des Ein- und Zweimassendrehschwingers, die in Abschnitt 3.5.2 vorgestellt werden. Die Grundlagen zum Beobachter enthält Abschnitt 3.3.

Nach Bild 3.2 müssen dem Beobachter dieselben Eingangsgrößen wie dem realen System zugeführt werden. Dies sind nach Gleichung (3.65) und (3.66) das Luftspaltpmoment m_i , das Widerstandsmoment m_W sowie das Reibmoment $m_r = f(\hat{n}_M)$. Das Luftspaltpmoment wird vom Beobachter der Asynchronmaschine geliefert und ist bekannt. Das Reibmoment wird intern aus der vom Beobachter des Ein- bzw. Zweimassendrehschwingers geschätzten Motordrehzahl berechnet. Es ist daher ebenfalls bekannt und nicht mehr als Eingangsgröße anzusehen. Das Widerstandsmoment ist unbekannt. Deshalb wird ein Störmodell [Föllinger 1984] dafür angesetzt:

$$\frac{dm_W}{dt} = 0. \quad (4.70)$$

Das Widerstandsmoment ist damit als neue Zustandsgröße im Modell des Ein- bzw. Zweimassendrehschwingers und nicht mehr als Eingangsgröße anzusehen.

Die dem Beobachter für den Ein- bzw. Zweimassendrehchwinger von außen zuzuführenden Eingangsgrößen sind damit das Luftspaltpmoment m_i und die zur Bildung des Beobachtungsfehlers in Gleichung (4.71) bzw. (4.75) benötigte Motordrehzahl n_M . Der Beobachtungsfehler ist die Differenz aus der zugeführten Motordrehzahl und der vom Beobachter des Ein- bzw. Zweimassendrehschwingers geschätzten Motordrehzahl. Die zugeführte Motordrehzahl kann wahlweise die gemessene Motordrehzahl oder die von einem Schätzverfahren berechnete Drehzahl sein, wie Kapitel 5 ausführlich darstellt.

Mit den allgemeinen Gleichungen (3.2) und (3.3) für den Beobachter ergibt sich aus der Gleichung des Einmassendrehchwingers (3.65) und dem Störmodellansatz für das Widerstandsmoment mit berücksichtigter Reibung das Gleichungssystem des Beobachters für den Einmassendrehchwinger, dessen Größen der Index BE kennzeichnet:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{n}_M \\ \hat{m}_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{n}_M \\ \hat{m}_W \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} & -\frac{1}{T_M} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_i \\ m_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{BE1} \\ k_{BE2} \end{bmatrix} (n_M - \hat{n}_M). \quad (4.71)$$

Der Beobachtungsfehler wird gewichtet über k_{BE1} und k_{BE2} auf den Beobachter für den Einmassendrehchwinger zurückgekoppelt und sorgt damit für eine Minimierung der Abweichungen zwischen geschätzten und wahren Zustandsgrößen. Der Beobachter für den Einmassendrehchwinger liefert die geschätzten Ausgangsgrößen, die mit den geschätzten Zustandsgrößen identisch sind. Dies sind die geschätzte Motordrehzahl \hat{n}_M und das geschätzte Widerstandsmoment \hat{m}_W .

Für den Entwurf des Beobachters für den Einmassendrehchwinger, bei dem die Koeffizienten k_{BE1} und k_{BE2} bestimmt werden, wird das Verfahren der Polvorgabe verwendet. Die Eigenwerte s_{BE1} und s_{BE2} , die den Polen des Beobachters für den Einmassendrehchwinger entsprechen, werden wie folgt festgelegt:

$$s_{BE1/BE2} = \frac{1}{T_{BE}} (-u_{BE} \pm j). \quad (4.72)$$

Darin ist j die imaginäre Einheit. Die Parameter T_{BE} und u_{BE} sind die Einstellparameter des Beobachters für den Einmassendrehchwinger. Die Zeitkonstante des Beobachters für den Einmassendrehchwinger T_{BE} ist ein Kennwert für dessen Dynamik, wobei kleinere Werte von T_{BE} zu einer größeren Dynamik führen. Die Größe u_{BE} ist überwiegend ein Maß für die Dämpfung des schwingungsfähigen Beobachters, wirkt sich aber ebenfalls auf die Dynamik aus. Ein größerer Wert von u_{BE} bedeutet eine größere Dämpfung.

Die charakteristische Gleichung des Beobachters für den Einmassendrehchwinger nach der allgemeinen Gleichung (3.11) ermöglicht durch einen Koeffizientenvergleich die Berechnung der Rückführkoeffizienten k_{BE1} und k_{BE2} aus den vorgegebenen Eigenwerten s_{BE1} und s_{BE2} nach Gleichung (4.72). Für die Rückführkoeffizienten gilt:

$$k_{BE1} = \frac{2u_{BE}}{T_{BE}}, \quad (4.73)$$

$$k_{BE2} = -\frac{(1+u_{BE}^2)T_M}{T_{BE}^2}. \quad (4.74)$$

Auf die Herleitung der Rückführkoeffizienten wird hier verzichtet, weil diese beim Beobachter des Zweimassendrehchwingers, der im Folgenden vorgestellt wird, gezeigt wird.

Der in [Warschofsky 2009] vorgestellte Beobachter für den Zweimassendrehchwinger wird simulativ an verschiedenen Antriebskonfigurationen und für verstimmte Parameter untersucht und erfolgreich an einem Versuchsstand experimentell erprobt. Aus diesem Grund wird der Beobachter für den Zweimassendrehchwinger für die vorliegende Arbeit übernommen und lediglich um die Reibungsverluste ergänzt. Die Dämpfung der in mechanischen Systemen verwendeten Wellen ist meist sehr klein [Holzweißig u. Dresig 1982] und wird deshalb beim Entwurf des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger vernachlässigt [Goslar 1998].

Die Größen des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger sind durch den Index BZ gekennzeichnet. Mit den allgemeinen Gleichungen (3.2) und (3.3) für den Beobachter ergibt sich aus dem Gleichungssystem des Zweimassendrehchwingers (3.66) mit dem Störmodellansatz für das Widerstandsmoment, berücksichtigter Reibung und vernachlässigter Dämpfung die Gleichung des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}}_{BZ} = \mathbf{A}_{BZ} \hat{\mathbf{x}}_{BZ} + \mathbf{b}_{BZ} \mathbf{u}_{BZ} + \mathbf{k}_{BZ} (n_M - \hat{n}_M) \quad (4.75)$$

mit

$$\mathbf{A}_{BZ} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_M} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_C} & 0 & -\frac{1}{T_C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{v_J T_M} & 0 & -\frac{1}{v_J T_M} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.76)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{BZ} = [\hat{n}_M \quad \hat{m}_{Wel} \quad \hat{n}_A \quad \hat{m}_W]^T, \quad (4.77)$$

$$\mathbf{b}_{BZ} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} & -\frac{k_{mr}}{T_M} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1-k_{mr}}{v_J T_M} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.78)$$

$$\mathbf{u}_{BZ} = [m_i \quad m_r]^T, \quad (4.79)$$

$$\mathbf{k}_{BZ} = [k_{BZ1} \quad k_{BZ2} \quad k_{BZ3} \quad k_{BZ4}]^T. \quad (4.80)$$

Der Beobachtungsfehler wird zur Minimierung der Abweichungen zwischen geschätzten und wahren Zustandsgrößen gewichtet über \mathbf{k}_{BZ} auf den Beobachter für den Zweimassendrehchwinger zurückgekoppelt. Dieser liefert die geschätzten Ausgangsgrößen, die mit den geschätzten Zustandsgrößen im geschätzten Zustandsgrößenvektor $\hat{\mathbf{x}}_{BZ}$ identisch sind. Dies sind die geschätzte Motordrehzahl \hat{n}_M , das geschätzte Wellenmoment \hat{m}_{Wel} , die geschätzte Drehzahl der Arbeitsmaschine \hat{n}_A und das geschätzte Widerstandsmoment \hat{m}_W .

Für den Entwurf des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger wird wieder das Verfahren der Polvorgabe verwendet. Für die Eigenwerte s_{BZ1} bis s_{BZ4} , die den Polen des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger entsprechen, werden die Einstellformeln von Goslar [Goslar 1998] übernommen:

$$s_{BZ1/BZ2} = \frac{1}{\sqrt{2}T_{BZ}}(-u_{BZ} \pm j), \quad (4.81)$$

$$s_{BZ3/BZ4} = \frac{1}{T_0}(-u_{BZ} \pm j). \quad (4.82)$$

Die Parameter T_{BZ} und u_{BZ} sind die Einstellparameter des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger. Für die Zeitkonstante T_0 , die sich aus der unnormierten Eigenfrequenz des Zweimassendrehchwingers ergibt, gilt [Goslar 1998]:

$$T_0 = \frac{f_{1n}}{f_0}. \quad (4.83)$$

Bild 4.9 zeigt den Zusammenhang der Pollen des Zweimassendrehchwingers und des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger.

Der Faktor u_{BZ} ist überwiegend ein Maß für die Dämpfung der mechanischen Eigenschwingungen, wirkt sich aber ebenfalls auf die Dynamik aus. Dieser beeinflusst den Realteil der Pole des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger. Ein größerer Wert von u_{BZ} bedeutet eine größere Dämpfung. Für $u_{BZ} = 1$ ergibt sich die natürliche Dämpfung. Der Beobachterparameter T_{BZ} ist ein Kennwert für die Dynamik, wobei kleinere Werte von T_{BZ} zu einer größeren Dynamik führen.

Die charakteristische Gleichung des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger nach Gleichung (3.11) ermöglicht die Berechnung der Rückführkoeffizienten k_{BZ1} bis k_{BZ4} aus den vorgegebenen Eigenwerten s_{BZ1} bis s_{BZ4} nach Gleichung (4.81) und (4.82):

$$\det(s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_{BZ} - \mathbf{k}_{BZ}\mathbf{c}_{BZ}^T)) = (s - s_{BZ1}) \dots (s - s_{BZ4}). \quad (4.84)$$

Darin ist

$$\mathbf{c}_{BZ} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (4.85)$$

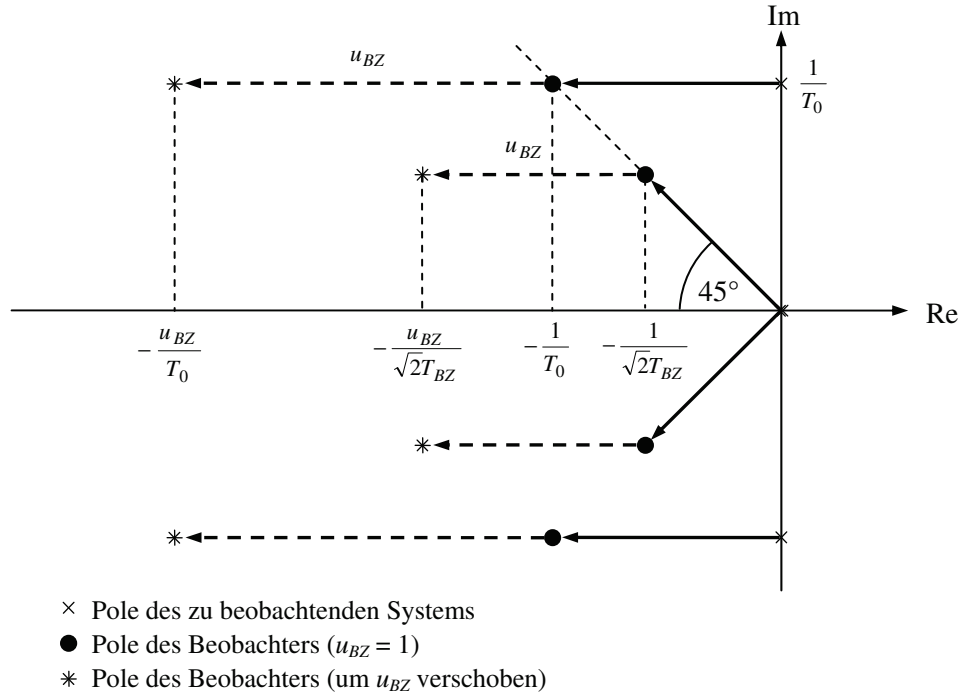


Bild 4.9: Pole des zu beobachtenden Systems und des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger (nach [Goslar 1998])

der Ausgangsvektor. Durch einen Koeffizientenvergleich in Gleichung (4.84) entsteht ein lineares Gleichungssystem, dessen Lösung die Rückführkoeffizienten in Abhängigkeit von bekannten Parametern liefert [Goslar 1998]:

$$k_{BZ1} = u_{BZ} \left(\frac{\sqrt{2}}{T_{BZ}} + \frac{2}{T_0} \right), \quad (4.86)$$

$$k_{BZ2} = -\frac{T_M}{T_{BZ}T_0} \left(\frac{1+u_{BZ}^2}{2} \frac{T_0}{T_{BZ}} + u_{BZ}^2 \left(\frac{T_{BZ}}{T_0} + 2\sqrt{2} \right) \right), \quad (4.87)$$

$$k_{BZ3} = k_{BZ1} \left(\frac{(1+1/v_J)(1+u_{BZ}^2)}{\sqrt{2}} \frac{T_0}{T_{BZ}} - 1/v_J \right), \quad (4.88)$$

$$k_{BZ4} = -\frac{(1+v_J)(1+u_{BZ}^2)^2}{2} \frac{T_M}{T_{BZ}^2}. \quad (4.89)$$

Dieses Kapitel erläuterte die Verfahren zur Regelung des elektrischen Antriebs und zur Schätzung der für die Regelung benötigten Istwerte. Diese Verfahren werden in den im Rahmen dieser Arbeit realisierten Regel- und Beobachterstrukturen, die das nächste Kapitel beschreibt, genutzt.

5 Realisierte Regel- und Beobachterstrukturen

Die Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine bilden die Grundlage für die simulativen und experimentellen Untersuchungen.

Die am Versuchsstand eingesetzte Asynchronmaschine verfügt über einen gewickelten Läufer. Die Enden der Wicklungen sind auf der einen Seite in Stern zusammengeschaltet und auf der anderen Seite über Schleifringe in den Klemmkasten geführt. Die Asynchronmaschine kann somit als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer oder als doppeltgespeiste Asynchronmaschine betrieben werden. Deren Drehzahl wird in beiden Fällen, wie bereits erwähnt, als Motordrehzahl n_M bezeichnet. Mit kleinen Anpassungen kann dieselbe Asynchronmaschine somit für die experimentelle Erprobung beider Regel- und Beobachterstrukturen verwendet werden.

Für die simulativen Untersuchungen wird die Software *MATLAB* mit der Erweiterung *Simulink* verwendet. Die in einer zeitkontinuierlichen Darstellung vorliegende Regel- und Beobachterstruktur wird in der Software als Modell abgebildet und zeitdiskret berechnet. Die Umwandlung von der zeitkontinuierlichen in die zeitdiskrete Darstellung führt *MATLAB* automatisch durch. Die Software *Real-Time Workshop*, die ebenfalls eine Erweiterung von *MATLAB* ist, ermöglicht die automatisierte Übersetzung des Modells in *C*-Code. Der *C*-Code wiederum ist nach der Kompilierung auf dem am Versuchsstand zur Regelung verwendeten Prozessor ausführbar. Damit kann die im Modell beschriebene Regel- und Beobachterstruktur für die Simulation und den Versuchsstand verwendet werden. Änderungen in der Simulation sind somit komfortabel und mit geringem Zeitaufwand auf den Versuchsstand übertragbar und können experimentell erprobt werden. Unterschiede, die in der Simulation und am Versuchsstand grundsätzlich auftreten, werden ebenfalls erläutert.

Um die Regel- und Beobachterstruktur in der Simulation und am Versuchsstand verwenden zu können, muss diese in zwei Teile aufgetrennt werden. Der erste Teil der Regel- und Beobachterstruktur ist in der Simulation und am Versuchsstand identisch. In der Simulation und am Versuchsstand existieren prinzipbedingt Unterschiede. Deshalb gibt es den zweiten Teil der Regel- und Beobachterstruktur in einer Version für die Simulation und in einer Version für den Versuchsstand. Es wird zunächst der erste Teil und direkt im Anschluss der zweite Teil in der Version für den Versuchsstand erläutert, um eine vollständige Darstellung der realisierten Regel- und Beobachterstruktur für den Versuchsstand anzugeben. Darauf folgend wird der zweite Teil in der Version für die Simulation beschrieben. Der erste Teil zusammen mit dem zweiten Teil in der Version für die Simulation ergibt eine vollständige Darstellung der realisierten Regel- und Beobachterstruktur für die Simulation.

Abschnitt 5.1 beschreibt die Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Abschnitt 5.2 enthält die Beschreibung der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine.

5.1 Realisierte Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Bild 5.1 zeigt die Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer für den Versuchsstand, beinhaltet also von der Regel- und Beobachterstruktur den ersten Teil und den zweiten Teil in der Version für den Versuchsstand. Die Grenze zwischen dem ersten Teil und dem zweiten Teil in der Version für den Versuchsstand ist in Bild 5.1 durch eine gestrichelte Linie hervorgehoben. Die vorzugebenden Eingangsgrößen der Regel- und Beobachterstruktur sind der Sollwert der Motordrehzahl n_M^* und der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine m_W^* . Die Werte der Simulations- und Versuchsstandsparameter, die in der Regel- und Beobachterstruktur verwendet werden, sind in Anhang C zusammengefasst.

Es folgt zunächst die Beschreibung des ersten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, dessen Eingangsgrößen die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms, die Motordrehzahl, das Wellenmoment, die Drehzahl der Arbeitsmaschine und der Sollwert der Motordrehzahl sind.

Die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms sind die Eingangsgrößen des Blocks *Schätzer ASM*. Dieser Block beinhaltet wahlweise den Beobachter für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (siehe Abschnitt 4.5.1), das MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (siehe Abschnitt 4.5.2) oder das Drehzahlberechnungsverfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (siehe Abschnitt 4.5.3). Die Eisenverluste werden darin berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand eingesetzt wird. Der Block liefert als Ausgangsgrößen die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltpmoment.

Das geschätzte Luftspaltpmoment ist eine Eingangsgröße des Blocks *Beobachter mechanisches System*, der den Beobachter des Zweimassendrehsehingers enthält (siehe Abschnitt 4.7). Die zweite Eingangsgröße des Blocks *Beobachter mechanisches System* ist wahlweise die gemessene Motordrehzahl oder die im Block *Schätzer DGAM* geschätzte Drehzahl. Die Umschaltung erfolgt mit Hilfe des Schalters *S3*. Die Reibungsverluste werden berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand eingesetzt wird.

Der Block *Beobachter mechanisches System* liefert als Ausgangsgrößen die geschätzte Motordrehzahl, das geschätzte Wellenmoment und die geschätzte Drehzahl der Arbeitsmaschine. Das geschätzte Widerstandsmoment wird nicht verwendet.

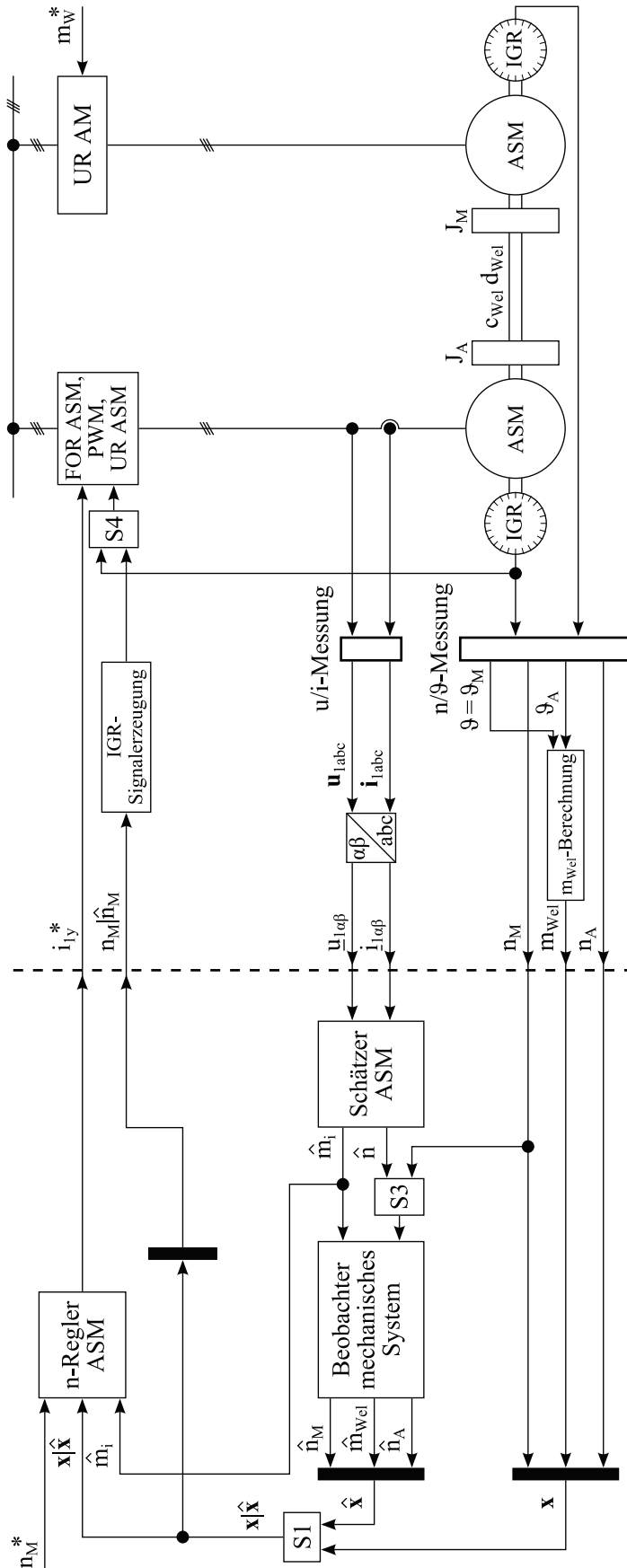


Bild 5.1: Blockschaltbild der realisierten Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer für den Versuchsstand

Die Schätzgrößen werden zum geschätzten Zustandsvektor zusammengefasst:

$$\hat{\boldsymbol{x}} = [\hat{n}_M \quad \hat{m}_{Wel} \quad \hat{n}_A]^T. \quad (5.1)$$

Die Zusammenfassung wird in Bild 5.1 durch einen Balken symbolisiert. Mit dem Schalter *SI* kann zwischen dem gemessenen Zustandsvektor

$$\boldsymbol{x} = [n_M \quad m_{Wel} \quad n_A]^T \quad (5.2)$$

und dem geschätzten Zustandsvektor zentral umgeschaltet werden, um die Regelung wahlweise mit gemessenen oder geschätzten Größen zu betreiben. Die Auftrennung des Zustandsvektors in seine Komponenten ist in Bild 5.1 ebenfalls durch einen Balken symbolisiert. Dabei wird aber nur die verwendete Komponente aus dem Balken herausgeführt.

Der gemessene oder der geschätzte Zustandsvektor, das geschätzte Luftspaltmoment und der Sollwert der Motordrehzahl sind Eingangsgrößen des Blocks *n-Regler ASM*, der die Drehzahlregelung für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und das FIR-Filter enthält (siehe Abschnitt 4.3). Ausgangsgröße des Blocks *n-Regler ASM* ist der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente.

Der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente und die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sind die Ausgangsgrößen des ersten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer.

Es folgt die Beschreibung des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für den Versuchsstand. Dessen Eingangsgrößen sind der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente, die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sowie der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine. Die Umrechnung vom kartesischen Koordinatensystem in das dreiphasige Wicklungssystem und umgekehrt sind der Vollständigkeit halber mit aufgeführt.

Der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente, der hier dem Sollwert des Luftspaltmoments entspricht, und das generierte oder das reale IGR²-Signal sind Eingangsgrößen des Blocks *FOR ASM, PWM, UR ASM*. Dieser Block stellt den am Versuchsstand verwendeten Industriemrichter, der die drei Ständerwicklungen der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (*ASM*) speist, nach. Der Industriemrichter vereint die Komponenten feldorientierte Regelung, inverse Clarke-Transformation, Pulsweitenmodulation und Umrichter in einem Bauteil. Interne Ein- und Ausgangsgrößen der Komponenten im Industriemrichter sind aus diesem Grund nicht zugänglich. Die Dokumentation des Industriemrichters liefert auch keine genaue Beschreibung der Komponenten. Aus diesen Gründen muss auf eine Erläuterung der Komponenten

² Inkrementalgeber

verzichtet werden. Die generelle Funktionsweise der FOR ist aber in Abschnitt 4.1 angegeben. Die generelle Funktionsweise der Pulsweitenmodulation, der inversen Clarke-Transformation und des Umrichters ist im zweiten Teil der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine in der Version für den Versuchsstand in Abschnitt 5.2 enthalten. Die FOR benötigt den Ständerstromraumvektor. Der Industrieumrichter verfügt deshalb über eine interne Erfassung der Ständerstromkomponenten, aus denen der Ständerstromraumvektor berechnet wird. Die Motordrehzahl wird ebenfalls für die FOR benötigt. Aus diesem Grund wird dem Industrieumrichter das generierte oder das reale IGR-Signal zugeführt.

Die Stellung des Schalters $S4$ hängt von der Stellung des Schalters $S1$, der zwischen der Regelung mit gemessenen oder geschätzten Größen umschaltet, ab. Bei der Regelung mit gemessenen Größen führt der Schalter $S4$ dem Industrieumrichter das vom IGR der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer gelieferte Signal zu. Bei der Regelung mit geschätzten Größen führt der Schalter $S4$ dem Industrieumrichter das vom Block *IGR-Signalerzeugung* gelieferte Signal zu. Der Block *IGR-Signalerzeugung* ist notwendig, um bei Regelung mit geschätzten Größen die geschätzte Motordrehzahl in ein Signal umzuwandeln, das dem des IGRs der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer entspricht (siehe Abschnitt 6.1.2).

Die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ist über eine Welle mit der Arbeitsmaschine gekoppelt. Diese Anordnung bildet den Zweimassendrehchwinger. Die Arbeitsmaschine ist ebenfalls eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und wird von einem Umrichter (*UR AM*) gespeist, an dem der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine vorgegeben wird. Am freien Wellenende der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Arbeitsmaschine ist jeweils ein IGR angebracht (siehe Bild A.1). Damit werden die Läuferwinkel der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sowie der Arbeitsmaschine erfasst. Der Läuferwinkel der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ist mit ϑ_M bezeichnet und gleichzusetzen mit dem Läuferwinkel ϑ . Der Läuferwinkel der Arbeitsmaschine ist mit ϑ_A bezeichnet.

Der Block *n/ϑ-Messung* nimmt die Signale der IGRs entgegen und berechnet aus diesen die gemessenen Läuferwinkel der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Arbeitsmaschine. Der Block berechnet mit der sogenannten erweiterten Frequenzzählmessung (siehe Abschnitt 6.1.1) aus den Signalen der IGRs ebenfalls die gemessenen Drehzahlen der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Arbeitsmaschine.

Das Wellenmoment wird unter Vernachlässigung der Dämpfung aus den Läuferwinkeln der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Arbeitsmaschine im Block *m_{Wel}-Berechnung* errechnet:

$$m_{Wel} = \frac{c_{Wel} \vartheta_B}{M_B} (\vartheta_M - \vartheta_A). \quad (5.3)$$

An der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer werden jeweils die drei Komponenten der Ständerspannung und des Ständerstroms gemessen. Die drei Komponenten sind zur besseren Übersicht jeweils in Vektoren, die nicht mit komplexen Raumvektoren zu verwechseln sind, zusammengefasst:

$$\mathbf{u}_{1abc} = [u_{1a} \ u_{1b} \ u_{1c}]^T, \quad (5.4)$$

$$\mathbf{i}_{1abc} = [i_{1a} \ i_{1b} \ i_{1c}]^T. \quad (5.5)$$

Der Block *u/i-Messung* beinhaltet die Aufbereitung der gemessenen Spannungs- und Stromkomponenten in eine für die Regelung verwendbare Darstellung mit Hilfe der frequenzanalogen Messwerterfassung. Diese ist in Abschnitt 6.1.1 beschrieben.

Die Ständergrößen werden mit Hilfe Clarke-Transformation vom dreiphasigen ständerfesten Wicklungssystem in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem umgerechnet. Gleichung (4.1) beschreibt die Umrechnung der Ständerstromkomponenten und wird analog zur Umrechnung der Ständerspannungskomponenten genutzt.

Ausgangsgrößen des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für den Versuchsstand sind die Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms, die Motordrehzahl, das Wellenmoment und die Drehzahl der Arbeitsmaschine.

Es folgt die Beschreibung des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für die Simulation, den Bild 5.2 zeigt.

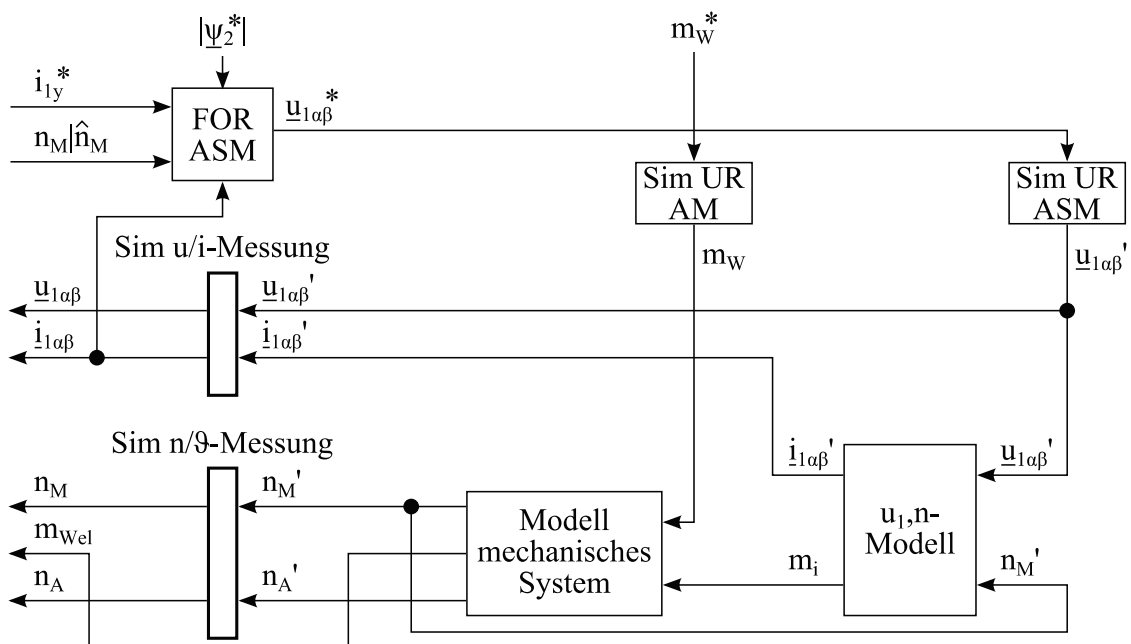


Bild 5.2: Blockschaubild des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für die Simulation

Dessen Eingangsgrößen sind ebenfalls der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente, die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sowie der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine. Zusätzliche Eingangsgröße ist der Betrag des Sollwerts des Läuferflussraumvektors, der nur in der Simulation vorgegeben werden kann. In der Simulation werden durchgängig komplexe Raumvektoren verwendet. Die Umrechnung vom ständerfesten α - β -Koordinatensystem in das dreiphasige ständerfeste Wicklungssystem und umgekehrt entfällt damit. Teilweise wird die Messwerterfassung von Größen simuliert. Um die Kennzeichnung der Größen eindeutig zu gestalten, sind diese am Eingang der Simulation der Messwerterfassung mit einem Apostroph versehen.

Der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente, die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl, der Ständerstromraumvektor und der Betrag des Sollwerts des Läuferflussraumvektors sind Eingangsgrößen der feldorientierten Regelung für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer im Block *FOR ASM*. Dieser beinhaltet die in Abschnitt 4.1 detailliert beschriebene und in Bild A.2 dargestellte feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer mit einigen Modifikationen.

Zum besseren Verständnis zeigt Bild 5.3 das Blockschaltbild der modifizierten feldorientierten Regelung. Zur Schätzung des Läuferflussraumvektors wird das in Bild 3.6 gezeigte i_1, n -Modell nach Gleichung (3.33) mit $\underline{u}_2 = 0$ verwendet. Die Schätzung des Läuferflussraumvektors mit einem separaten Modell erscheint als überflüssig, weil die Verfahren im Block *Schätzer ASM* diese Schätzung bereits berechnen. Die Verfahren im Block *Schätzer ASM* berechnen die Schätzung des Läuferflussraumvektors stets unter Verwendung der geschätzten Drehzahl. Die feldorientierte Regelung soll jedoch mit gemessener Motordrehzahl oder mit geschätzter Motordrehzahl betrieben werden. Dasselbe gilt für das Modell im Block *FOR ASM*, da dieses eine Teilkomponente der feldorientierten Regelung darstellt. Diese Anforderung macht den Einsatz des zusätzlichen Modells notwendig, das den Läuferflussraumvektor unter Verwendung der gemessenen Motordrehzahl oder unter Verwendung der geschätzten Motordrehzahl berechnet. Für die Schätzung des Läuferflussraumvektors wird das i_1, n -Modell ausgewählt, weil dieses das einzige Modell der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ist, das den Läuferflussraumvektor auch bei Drehzahl null schätzen kann.

Der Winkel des geschätzten Läuferflussraumvektors im ständerfesten α - β -Koordinatensystem wird mit Hilfe der Arkustangensfunktion mit zwei Argumenten *atan2* (Definition siehe Anhang B.2) aus dessen α - und β -Komponente berechnet:

$$\hat{\phi} = \text{atan2}(\hat{\psi}_{2\beta}, \hat{\psi}_{2\alpha}). \quad (5.6)$$

Dieser Winkel wird für die Koordinatentransformation benötigt, siehe Bild 5.3. Der Betrag des geschätzten Läuferflussraumvektors wird zum Vergleich mit dem Betrag des Sollwerts des Läuferflussraumvektors gebildet. Die Differenz der Größen wird dem Flussregler zugeführt. Die Terme des Entkopplungsnetzwerks sind in Bild 5.3 in den Block des i_{1x} -

bzw. i_{1y} -Reglers integriert (Blöcke i_{1x} -Regler + Entkopplung und i_{1y} -Regler + Entkopplung). Die Ausgangsgröße der feldorientierten Regelung ist der Sollwert des Ständerspannungsraumvektors.

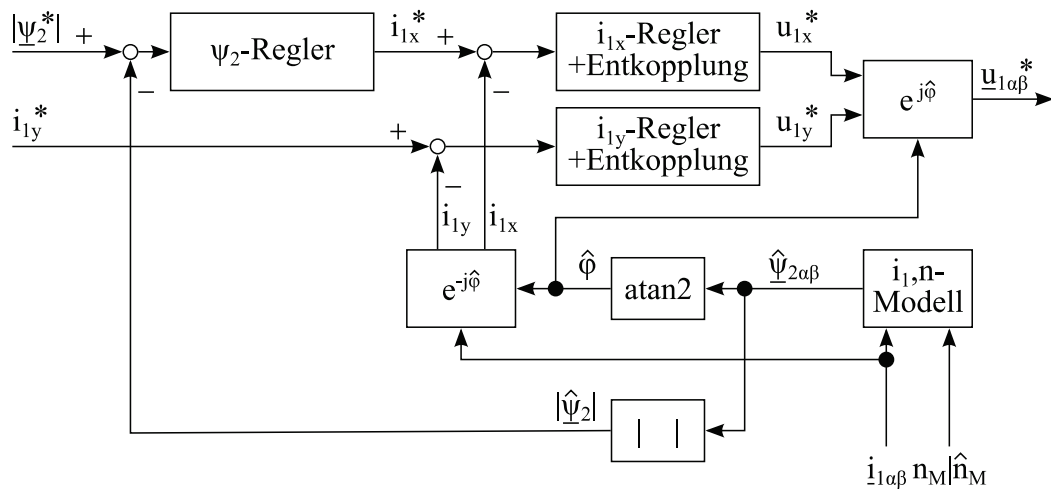


Bild 5.3: Blockschaltbild der modifizierten FOR für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Die Pulsweitenmodulation und der Umrichter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer werden durch ein PT_1 -Element (Block *Sim UR ASM*) mit der Zeitkonstante T_u (siehe Abschnitt 4.1) nachgebildet. Das Widerstandsmoment wird mit einem PT_1 -Element (*Sim UR AM*) mit der Zeitkonstante T_{uAM} , das den Umrichter der Arbeitsmaschine nachbildet, aus dem Sollwert des Widerstandsmoments m_W^* berechnet.

Die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird mit dem u_1, n -Modell, das durch die Gleichungen (3.35), (3.36), (3.37) und (3.38) mit $\underline{u}_2 = 0$ beschrieben wird, nachgebildet. Der Zweimassendrehchwinger wird mit dem Modell des Zweimassendrehchwingers nach Gleichung (3.66) nachgebildet. Die Reibungsverluste werden in der Simulation nicht berücksichtigt. Die Modelle sind in den Blöcken u_1, n -Modell und *Modell mechanisches System* enthalten. Das Luftspaltmoment, das eine Ausgangsgröße des u_1, n -Modells ist, bildet gleichzeitig eine Eingangsgröße des Modells des Zweimassendrehchwingers. Die Motordrehzahl n_M , die eine Ausgangsgröße des Modells des Zweimassendrehchwingers ist, wird am Eingang des u_1, n -Modells für die Drehzahl n verwendet.

Der Block *Sim u/i-Messung* bildet den Block *u/i-Messung* in der Simulation nach. Die frequenzanaloge Messwerterfassung wird in der Simulation komplett abgebildet. Das Simulationsmodell der frequenzanalogen Messwerterfassung existiert am Institut für Elektrotechnik bereits. Es wurde von Arnold [Arnold 2005] aufgebaut und wird mit Anpassungen für die vorliegende Arbeit verwendet.

Der Block *Sim n/θ-Messung* bildet den Block *n/θ-Messung* in der Simulation nach. Die Quantisierung, die durch die inkrementale Erfassung der Läuferwinkel am Versuchsstand entsteht, ist in Block *Sim n/θ-Messung* nicht abgebildet. Nach Meinung des Verfassers ist dies durch die hohe Auflösung der am Versuchsstand verwendeten Läuferwinkel erfassung

gerechtfertigt. Die erweiterte Frequenzzählmessung des Versuchsstands kann in der Simulation nachgebildet werden, erfordert aber viel Rechenkapazität [Warschofsky 2009]. Deshalb wird diese durch eine Quantisierung mit dem Quantisierungsschritt Δy_Q vereinfacht in der Simulation dargestellt. Die Quantisierung erfordert wenig Rechenkapazität, bildet aber auch nicht alle Details der erweiterten Frequenzzählmessung, z. B. deren Nichtlinearität, nach. Die Auflösung der Quantisierung ist deshalb etwas niedriger als die der erweiterten Frequenzzählmessung gewählt worden [Warschofsky 2009].

Die Ausgangsgrößen des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für die Simulation sind dieselben wie die in der Version für den Versuchsstand. Damit hat der zweite Teil der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Version für die Simulation und in der Version für den Versuchsstand identische Eingangs- und Ausgangsgrößen. Die Versionen sind damit leicht gegeneinander austauschbar und ermöglichen dadurch den Einsatz der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in der Simulation und am Versuchsstand.

Die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird im nächsten Abschnitt vorgestellt.

5.2 Realisierte Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine

Die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine ist in Teilen identisch mit der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Diese Teile werden wiederholt erläutert, wenn es die Verständlichkeit der Beschreibung erhöht.

Bild 5.4 zeigt die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine für den Versuchsstand, beinhaltet also von der Regel- und Beobachterstruktur den ersten Teil und den zweiten Teil in der Version für den Versuchsstand. Die Grenze zwischen dem ersten Teil und dem zweiten Teil in der Version für den Versuchsstand ist in Bild 5.4 durch eine gestrichelte Linie hervorgehoben. Die vorzugebenden Eingangsgrößen der Regel- und Beobachterstruktur sind der Sollwert der Motordrehzahl n_M^* bzw. der Ständerwirkleistung p_1^* , der Sollwert der Ständerblindleistung q_1^* , der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine m_W^* und die Amplitude der Netzspannung $|u_1|$. Die Werte der Simulations- und Versuchsstandsparameter, die in der Regel- und Beobachterstruktur verwendet werden, sind in Anhang C zusammengefasst.

Es wird im Folgenden zunächst der erste Teil der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine beschrieben, dessen Eingangsgrößen die Raumvektoren der Ständer- und Läuferspannung sowie des Ständer- und Läuferstroms, der

Läuferwinkel, die Motordrehzahl, das Wellenmoment, die Drehzahl der Arbeitsmaschine, der Sollwert der Motordrehzahl bzw. der Ständerwirkleistung und der Sollwert der Ständerblindleistung sind.

Alle elektrischen Messgrößen der doppeltgespeisten Asynchronmaschine liegen als Raumvektoren vor. Diese sind die Eingangsgrößen des Blocks *Schätzer DGAM*. Dieser Block beinhaltet wahlweise den Beobachter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine (siehe Abschnitt 4.6.1) oder das MRAS-Verfahren die für doppeltgespeiste Asynchronmaschine (siehe Abschnitt 4.6.2). Die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanzen wird darin berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand und in der Simulation eingesetzt wird. Die Eisenverluste werden darin berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand eingesetzt wird. Der Block liefert als Ausgangsgrößen den geschätzten Läuferwinkel, die geschätzte Drehzahl und das geschätzte Luftspaltpmoment.

Das geschätzte Luftspaltpmoment ist eine Eingangsgröße des Blocks *Beobachter mechanisches System*, der den Beobachter des Zweimassendrehchwingers enthält (siehe Abschnitt 4.7). Die zweite Eingangsgröße des Blocks *Beobachter mechanisches System* ist wahlweise die gemessene Motordrehzahl oder die im Block *Schätzer DGAM* geschätzte Drehzahl. Die Umschaltung erfolgt mit Hilfe des Schalters *S3*. Die Reibungsverluste werden berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand eingesetzt wird. Der Block *Beobachter mechanisches System* liefert als Ausgangsgrößen die geschätzte Motordrehzahl, das geschätzte Wellenmoment und die geschätzte Drehzahl der Arbeitsmaschine. Das geschätzte Widerstandsmoment wird nicht verwendet. Die Schätzgrößen und der geschätzte Läuferwinkel werden zum geschätzten erweiterten Zustandsvektor zusammengefasst:

$$\hat{\mathbf{x}}_{erw} = \left[\hat{\vartheta} \quad \hat{n}_M \quad \hat{m}_{Wel} \quad \hat{n}_A \right]^T. \quad (5.7)$$

Die Zusammenfassung ist in Bild 5.4 durch einen Balken dargestellt. Um die Regelung wahlweise mit gemessenen oder geschätzten Größen zu betreiben, kann mit dem Schalter *S1* zwischen dem gemessenen erweiterten Zustandsvektor

$$\mathbf{x}_{erw} = \left[\vartheta \quad n_M \quad m_{Wel} \quad n_A \right]^T \quad (5.8)$$

und dem geschätzten erweiterten Zustandsvektor zentral umgeschaltet werden. Wie Bild 5.4 erkennen lässt, ist eine zentrale Umschaltung sinnvoll, weil der erweiterte Zustandsvektor selbst oder die Komponenten des erweiterten Zustandsvektors von mehreren Blöcken als Eingangsgröße verwendet werden. Die Auftrennung des erweiterten Zustandsvektors in seine Komponenten ist in Bild 5.4 wieder durch Balken dargestellt, wobei aber nur die jeweils verwendeten Komponenten aus dem Balken herausgeführt werden.

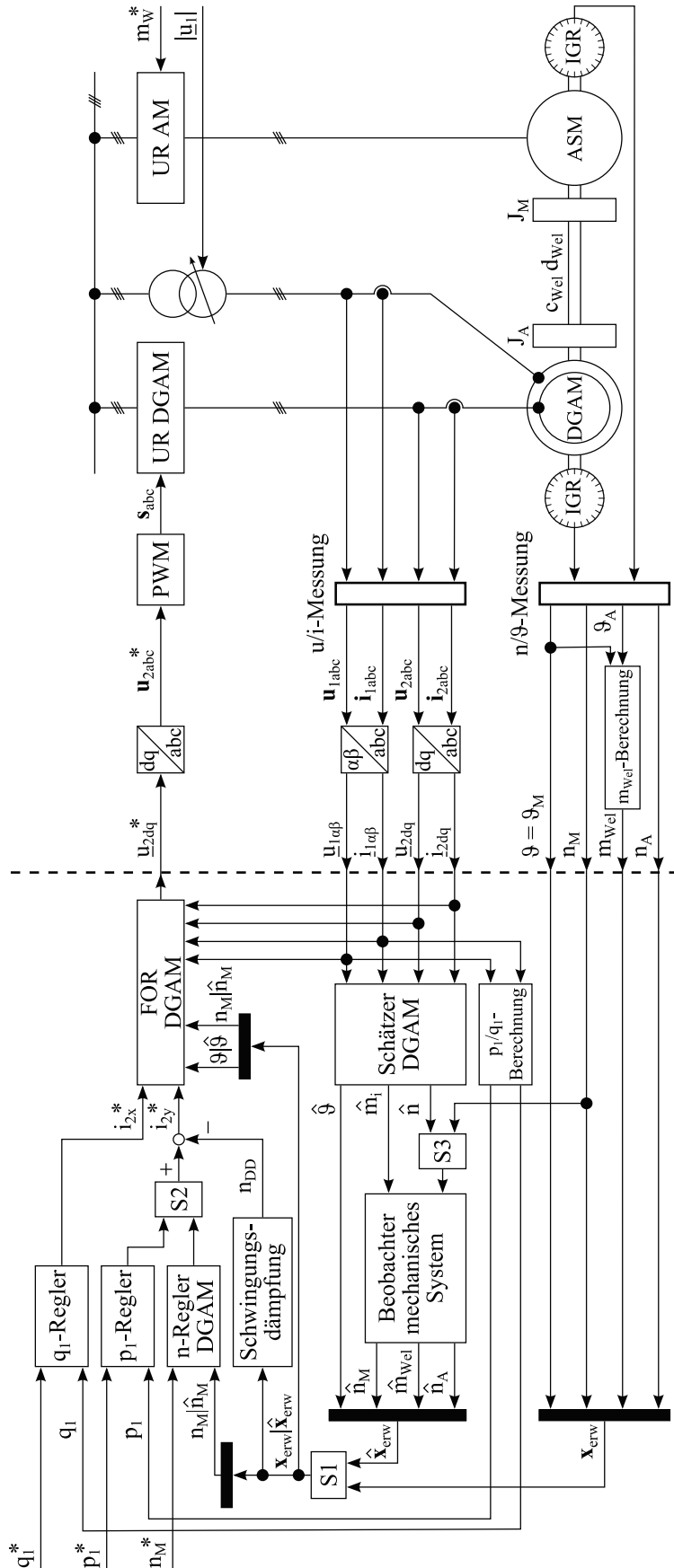


Bild 5.4: Blockschaubild der Regel- und Beobachterstruktur für die doppelgespeiste Asynchronmaschine für den Versuchsstand

Die gemessene oder die geschätzte Motordrehzahl sowie der Sollwert der Motordrehzahl sind Eingangsgrößen des Blocks *n-Regler DGAM*, der die Drehzahlregelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine und das FIR-Filter enthält (siehe Abschnitt 4.4). Ausgangsgröße des Blocks *n-Regler DGAM* ist der Sollwert der Läuferstromkomponente, die zur Einstellung der Ständerwirkleistung dient und proportional zum Sollwert des Luftspaltmoments ist.

Statt der Motordrehzahl kann die Ständerwirkleistung geregelt werden. In diesem Fall wird der Sollwert für die Läuferstromkomponente, die zur Einstellung der Ständerwirkleistung dient, von der im Block *p₁-Regler* enthaltenen Ständerwirkleistungsregelung berechnet (siehe Abschnitt 4.2). Diese nutzt als Eingangsgrößen den Sollwert der Ständerwirkleistung und den Istwert der Ständerwirkleistung, der im Block *p₁-q₁-Berechnung* aus den Raumvektoren der Ständerspannung und des Ständerstroms nach Gleichung (4.26) berechnet wird. Die Umschaltung zwischen Drehzahlregelung und Ständerwirkleistungsregelung erfolgt mit dem Schalter *S2*.

Der Block *Schwingungsdämpfung* berechnet den Wert n_{DD} , der vom Sollwert für die Läuferstromkomponente, die zur Einstellung der Ständerwirkleistung dient, abgezogen wird, um damit eine Dämpfung der Torsionsschwingungen zu realisieren (siehe Abschnitt 4.4). Zur Berechnung wird als Eingangsgröße der gemessene oder der geschätzte erweiterte Zustandsvektor verwendet. Das in diesem Block eingesetzte Verfahren zur Torsionsschwingungsdämpfung ist die Differenzdrehzahlaufschaltung.

Der Sollwert der Ständerblindleistung und der Istwert der Ständerblindleistung, der ebenfalls im Block *p₁-q₁-Berechnung* mit Hilfe der Gleichung (4.27) berechnet wird, sind die Eingangsgrößen des Ständerblindleistungsreglers im Block *q₁-Regler*. Der Ständerblindleistungsregler berechnet den Sollwert der Läuferstromkomponente, die zur Einstellung der Ständerblindleistung dient (siehe Abschnitt 4.2).

Die Sollwerte der zwei Läuferstromkomponenten sind Eingangsgrößen der feldorientierten Regelung für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine im Block *FOR DGAM*. Weitere Eingangsgrößen sind die Raumvektoren der Ständer- und Läuferstroms sowie des Ständer- und Läuferstroms, der Läuferwinkel und die Motordrehzahl. Die zwei letztgenannten Größen werden als gemessene oder geschätzte Größe zugeführt, um die FOR mit gemessener Motordrehzahl und gemessenem Läuferwinkel oder mit geschätzter Motordrehzahl und geschätztem Läuferwinkel zu betreiben. Der Block *FOR DGAM* beinhaltet die in Abschnitt 4.2 detailliert beschriebene und in Bild A.4 dargestellte feldorientierte Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit einigen Modifikationen.

Zum besseren Verständnis zeigt Bild 5.5 das Blockschaltbild der modifizierten feldorientierten Regelung. Zur Schätzung des Ständerflussraumvektors wird der um den Läuferstromraumvektor erweiterte u_1, n -Beobachter nach Gleichung (3.40) und (3.41) verwendet, der in Bild 5.5 und auch im Folgenden als u_1, u_2, n -Beobachter bezeichnet

wird. Die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz wird im u_1, u_2, n -Beobachter berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand und in der Simulation eingesetzt wird. Die Eisenverluste werden im u_1, u_2, n -Beobachter berücksichtigt, wenn die Regel- und Beobachterstruktur am Versuchsstand eingesetzt wird.

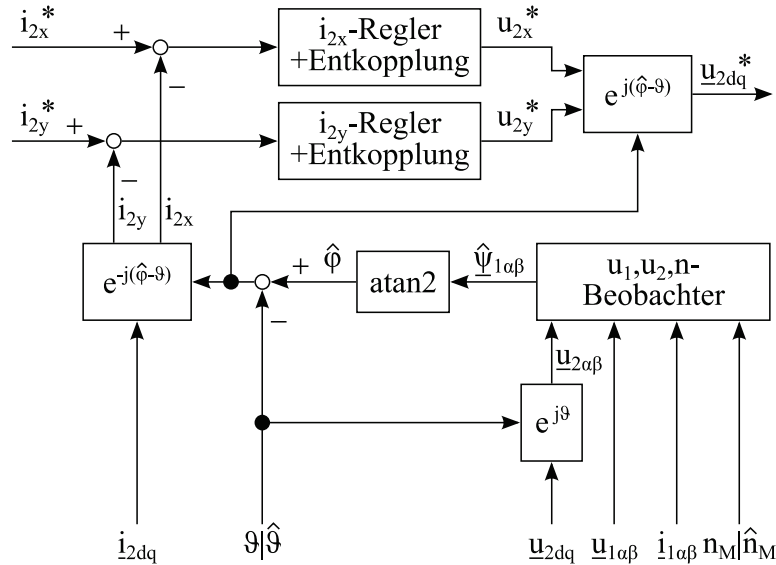


Bild 5.5: Blockschaltbild der modifizierten FOR für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine

Auf den ersten Blick erscheint die Schätzung des Ständerflussraumvektors mit einem separaten Beobachter als überflüssig, weil der Beobachter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine oder das MRAS-Verfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine im Block *Schätzer DGAM* diese Schätzung bereits berechnen. Die Verfahren im Block *Schätzer DGAM* berechnen die Schätzung des Ständerflussraumvektors stets unter Verwendung der geschätzten Drehzahl und des geschätzten Läuferwinkels. Die feldorientierte Regelung soll jedoch mit gemessener Motordrehzahl und gemessenem Läuferwinkel oder mit geschätzter Motordrehzahl und geschätztem Läuferwinkel betrieben werden. Dasselbe gilt für den Beobachter im Block *FOR DGAM*, da dieser eine Teilkomponente der feldorientierten Regelung darstellt. Diese Anforderung macht den Einsatz des zusätzlichen Beobachters notwendig, der den Ständerflussraumvektor unter Verwendung der gemessenen Motordrehzahl und des gemessenen Läuferwinkels oder unter Verwendung der geschätzten Motordrehzahl und des geschätzten Läuferwinkels berechnet. Für die Schätzung des Ständerflussraumvektors wird der u_1, u_2, n -Beobachter ausgewählt, weil dieser auf dem u_1, n -Beobachter basiert und damit unempfindlich gegenüber Schwankungen der Parameter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist.

Der Winkel des geschätzten Ständerflussraumvektors im ständerfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wird mit Hilfe der Arkustangensfunktion mit zwei Argumenten *atan2* (Definition siehe Anhang B.2) aus dessen α - und β -Komponente berechnet:

$$\hat{\varphi} = \text{atan2}(\hat{\psi}_{1\beta}, \hat{\psi}_{1\alpha}). \quad (5.9)$$

Dieser Winkel wird neben dem gemessenen bzw. geschätzten Läuferwinkel für einige Koordinatentransformationen benötigt, siehe Bild 5.5. Die Terme des Entkopplungsnetzwerks sind in Bild 5.5 in den Block des i_{2x} - bzw. i_{2y} -Reglers integriert (Blöcke i_{2x} -Regler + Entkopplung und i_{2y} -Regler + Entkopplung). Der gemessene Läuferspannungsraumvektor wird vom läuferfesten d - q -Koordinatensystem in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem transformiert, da die Berechnungen des u_1, u_2, n -Beobachters in diesem Koordinatensystem durchgeführt werden. Die Ausgangsgröße der feldorientierten Regelung ist der Sollwert des Läuferspannungsraumvektors.

Der Sollwert des Läuferspannungsraumvektors ist gleichzeitig die Ausgangsgröße des ersten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine.

Es folgt die Beschreibung des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine in der Version für den Versuchsstand. Dessen Eingangsgrößen sind der Sollwert des Läuferspannungsraumvektors, der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine und die Amplitude der Netzspannung. Die Umrechnung vom jeweiligen kartesischen Koordinatensystem in das dreiphasige Wicklungssystem und umgekehrt sind der Vollständigkeit halber mit aufgeführt.

Der Sollwert des Läuferspannungsraumvektors wird mit Hilfe der inversen Clarke-Transformation vom läuferfesten d - q -Koordinatensystem in das dreiphasige läuferfeste Wicklungssystem umgerechnet, siehe Gleichung (4.42). Die drei berechneten Läuferspannungssollwerte sind zur besseren Übersicht in einem Vektor, der nicht einem komplexen Raumvektor zu verwechseln ist, zusammengefasst:

$$\mathbf{u}_{2abc}^* = \begin{bmatrix} u_{2a}^* & u_{2b}^* & u_{2c}^* \end{bmatrix}^T. \quad (5.10)$$

Anschließend werden aus den drei Läuferspannungssollwerten mit Hilfe der sogenannten Pulsweitenmodulation im Block *PWM* drei Schaltsignale s_a, s_b, s_c , die die Signalpegel null oder eins annehmen können, generiert. Die drei Schaltsignale sind in Bild 5.4 als Vektor dargestellt:

$$\mathbf{s}_{abc} = \begin{bmatrix} s_a & s_b & s_c \end{bmatrix}^T. \quad (5.11)$$

Die drei Schaltsignale sind die Eingangsgrößen des Umrichters der doppeltgespeisten Asynchronmaschine im Block *UR DGAM*, der die drei Läuferwicklungen der doppeltgespeisten Asynchronmaschine (*DGAM*) speist. Dieser ist ein sogenannter Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis und besteht im Wesentlichen aus einer eingangsseitigen Dreiphasengleichrichterschaltung, einem Kondensator und einer ausgangsseitigen dreiphasigen Wechselrichterschaltung. Der Kondensator wird über die Dreiphasengleichrichterschaltung aus dem Netz aufgeladen und stellt eine Gleichspannung zur Verfügung. Über die Wechselrichterschaltung werden in Abhängigkeit der Schaltsignale die Ausgänge des Umrichters über elektronische Ventile entweder mit dem Plus- oder Minuspol des

Kondensators elektrisch verbunden. Dabei steuert je ein Eingangssignal eine Ausgangsphase des Umrichters.

Der zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung einer Phase des Umrichters entspricht damit einem pulsweitenmodulierten Rechtecksignal. Im Hinblick auf die verwendeten Modelle ist jedoch nur der Grundswingungsanteil der Ausgangsspannung von Interesse. Deshalb wird im Folgenden von einer quasi sinusförmigen Ausgangsspannung des Umrichters ausgegangen. Diese Annahme ist zulässig, da die Frequenz der Pulsweitenmodulation um ein Vielfaches höher als die Frequenz der Grundschiwingung ist. Durch das Tiefpassverhalten der Induktivität der angeschlossenen Motorwicklung ergibt sich ohnehin qualitativ ein zeitlicher Verlauf des Stroms, der phasenverschoben dem zeitlichen Verlauf des zugehörigen Läufer Spannungssollwerts entspricht.

Zwischen Netz und Umrichter kann ein Transformator zur Spannungsanpassung vorhanden sein. Am Versuchsstand, der für die experimentellen Untersuchungen der vorliegenden Arbeit genutzt wird, ist der Umrichter direkt mit dem Netz verbunden.

Der Ständer der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist über einen Stelltransformator, mit dem die Amplitude der Netzspannung $|u_1|$ beeinflusst werden kann, mit dem Netz verbunden. Die Frequenz der Netzspannung f_1 ist konstant.

Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine ist über eine Welle mit der Arbeitsmaschine gekoppelt. Diese Anordnung bildet den Zweimassendrehchwinger. Die Arbeitsmaschine ist eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und wird von einem Umrichter (*UR AM*) gespeist, an dem der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine vorgegeben wird. Am freien Wellenende der doppeltgespeisten Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine ist jeweils ein IGR angebracht (siehe Bild A.1), um damit die Läuferwinkel der doppeltgespeisten Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine zu erfassen. Der Läuferwinkel der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist mit ϑ_M bezeichnet und gleichzusetzen mit dem Läuferwinkel ϑ . Der Läuferwinkel der Arbeitsmaschine ist mit ϑ_A bezeichnet.

Der Block *n/ϑ-Messung* nimmt die Signale der IGRs entgegen und berechnet aus diesen die gemessenen Läuferwinkel sowie die gemessenen Drehzahlen der doppeltgespeisten Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine. Zur Berechnung der gemessenen Drehzahlen wird die erweiterte Frequenzzählmessung verwendet, siehe Abschnitt 6.1.1. Das Wellenmoment wird unter Vernachlässigung der Dämpfung aus den Läuferwinkeln der doppeltgespeisten Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine im Block *m_{Well}-Berechnung* errechnet, siehe Gleichung (5.3).

An der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden jeweils die drei Komponenten der Ständer- und Läuferspannung sowie des Ständer- und Läuferstroms gemessen. Die drei Komponenten sind zur besseren Übersicht jeweils in Vektoren, die nicht mit komplexen Raumvektoren zu verwechseln sind, zusammengefasst:

$$\mathbf{u}_{1abc} = \begin{bmatrix} u_{1a} & u_{1b} & u_{1c} \end{bmatrix}^T, \quad (5.12)$$

$$\mathbf{u}_{2abc} = \begin{bmatrix} u_{2a} & u_{2b} & u_{2c} \end{bmatrix}^T, \quad (5.13)$$

$$\mathbf{i}_{1abc} = \begin{bmatrix} i_{1a} & i_{1b} & i_{1c} \end{bmatrix}^T, \quad (5.14)$$

$$\mathbf{i}_{2abc} = \begin{bmatrix} i_{2a} & i_{2b} & i_{2c} \end{bmatrix}^T. \quad (5.15)$$

Der Block *u/i-Messung* beinhaltet die Aufbereitung der gemessenen Spannungs- und Stromkomponenten in eine für die Regelung verwendbare Darstellung mit Hilfe der frequenzanalogen Messwerterfassung. Diese ist in Abschnitt 6.1.1 beschrieben.

Die Ständergrößen werden mit Hilfe Clarke-Transformation vom dreiphasigen ständerfesten Wicklungssystem in das ständerfeste α - β -Koordinatensystem umgerechnet. Gleichung (4.1) beschreibt die Umrechnung der Ständerstromkomponenten und wird analog zur Umrechnung der Ständerspannungskomponenten genutzt. Die Läufergrößen werden mit Hilfe Clarke-Transformation vom dreiphasigen läuferfesten Wicklungssystem in das läuferfeste d - q -Koordinatensystem umgerechnet. Gleichung (4.18) wird für die Umrechnung der Läuferstromkomponenten genutzt und analog zur Umrechnung der Läuferspannungskomponenten angewendet.

Ausgangsgrößen des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine in der Version für den Versuchsstand sind die Raumvektoren der Ständer- und Läuferspannung sowie des Ständer- und Läuferstroms, der Läuferwinkel, die Motordrehzahl, das Wellenmoment und die Drehzahl der Arbeitsmaschine.

Es folgt die Beschreibung des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine in der Version für die Simulation, den Bild 5.6 zeigt und dessen Eingangsgrößen ebenfalls der Sollwert des Läuferspannungsraumvektors, der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine und die Amplitude der Netzspannung sind. In der Simulation werden durchgängig komplexe Raumvektoren verwendet. Die Umrechnung vom jeweiligen kartesischen Koordinatensystem in das dreiphasige Wicklungssystem und umgekehrt entfällt damit. Die Messwerterfassung von Größen wird teilweise simuliert. Zur eindeutigen Kennzeichnung der Größen sind diese am Eingang der Simulation der Messwerterfassung mit einem Apostroph versehen.

Die Pulsweitenmodulation und der Umrichter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden durch ein PT₁-Element (Block *Sim UR DGAM*) mit der Zeitkonstante T_u (siehe

Abschnitt 4.2) nachgebildet. Das Widerstandsmoment wird mit einem PT_1 -Element (*Sim UR AM*) mit der Zeitkonstante T_{uAM} , das den Umrichter der Arbeitsmaschine nachbildet, aus dem Sollwert des Widerstandsmoments m_W^* berechnet.

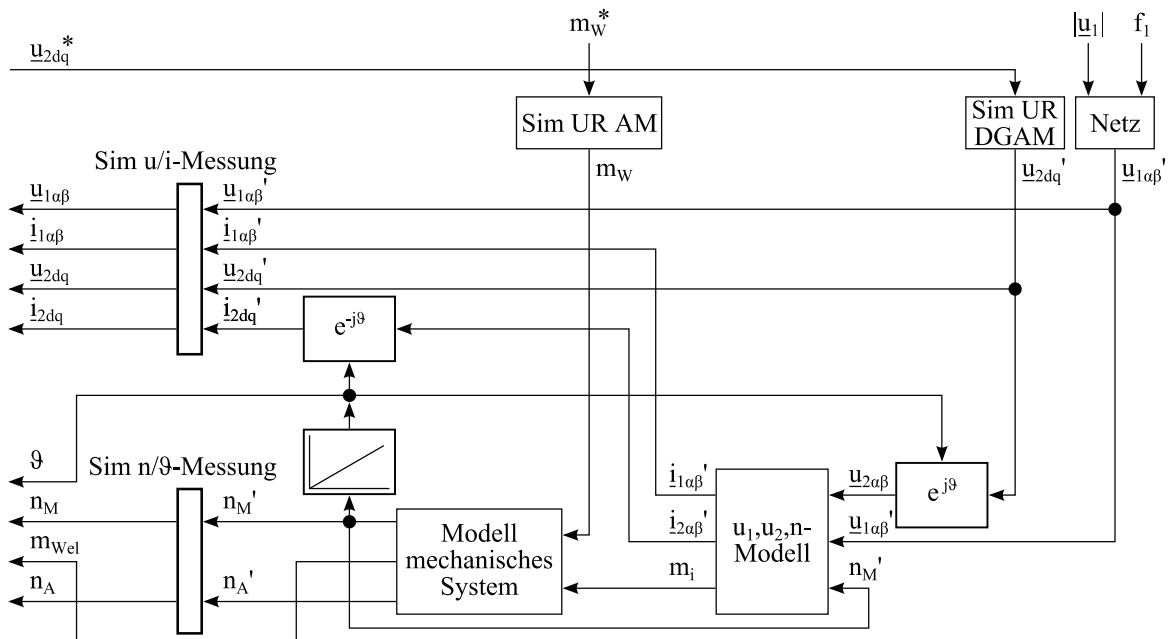


Bild 5.6: Blockschaltbild des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppelgespeiste Asynchronmaschine in der Version für die Simulation

Die doppelgespeiste Asynchronmaschine wird mit dem um die Läuferspannung erweiterten u_1, n -Modell, das durch die Gleichungen (3.35), (3.36), (3.37) und (3.38) beschrieben wird und im Folgenden u_1, u_2, n -Modell genannt wird, nachgebildet. Der Zweimassendrehschwinger wird mit dem Modell des Zweimassendrehschwingers nach Gleichung (3.66) nachgebildet. Die Reibungsverluste werden in der Simulation nicht berücksichtigt. Die Modelle sind in den Blöcken u_1, u_2, n -Modell und *Modell mechanisches System* enthalten. Das Luftspaltmoment, das eine Ausgangsgröße des u_1, u_2, n -Modells ist, bildet gleichzeitig eine Eingangsgröße des Modells des Zweimassendrehschwingers. Die Motordrehzahl n_M , die eine Ausgangsgröße des Modells des Zweimassendrehschwingers ist, wird am Eingang des u_1, u_2, n -Modells für die Drehzahl n verwendet. Die Berechnungen des u_1, u_2, n -Modells werden im ständerfesten α - β -Koordinatensystem durchgeführt. Deshalb wird der im läuferfesten d - q -Koordinatensystem vorliegende Läuferspannungsraumvektor in das α - β -Koordinatensystem transformiert. Der im ständerfesten α - β -Koordinatensystem berechnete Läuferstromraumvektor des u_1, u_2, n -Modells wird in das läuferfeste d - q -Koordinatensystem transformiert. Der Läuferwinkel wird durch Integration der Motordrehzahl gebildet.

Der Block *Sim u/i-Messung* bildet den Block *u/i-Messung* in der Simulation nach. Die frequenzanaloge Messwerterfassung wird in der Simulation komplett abgebildet. Es gelten hierzu die entsprechenden Anmerkungen aus Abschnitt 5.1.

Der Block *Sim n/9-Messung* bildet den Block *n/9-Messung* in der Simulation nach. Es gelten hierzu die entsprechenden Anmerkungen aus Abschnitt 5.1.

Der Block *Netz* generiert den Ständerspannungsraumvektor aus zwei um 90° zueinander phasenverschobenen Sinusfunktionen mit der variablen Amplitude $|u_1|$ und der festen Frequenz f_1 .

Die Ausgangsgrößen des zweiten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltespeiste Asynchronmaschine in der Version für die Simulation sind dieselben wie die in der Version für den Versuchsstand. Damit hat der zweite Teil der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltespeiste Asynchronmaschine in der Version für die Simulation und in der Version für den Versuchsstand identische Eingangs- und Ausgangsgrößen. Die Versionen sind damit wieder leicht gegeneinander austauschbar und ermöglichen dadurch den Einsatz der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltespeiste Asynchronmaschine in der Simulation und am Versuchsstand.

Dieses Kapitel beschrieb die Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltespeiste Asynchronmaschine, die im nachfolgenden Kapitel bei der praktischen Erprobung am Versuchsstand implementiert werden.

6 Praktische Erprobung

Dieses Kapitel beschreibt die praktische Erprobung der Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung. Eingangs werden die technische Realisierung und die damit verbundene Implementierung der im vorhergehenden Kapitel vorgestellten Regel- und Beobachterstrukturen am Versuchsstand beschrieben. Anschließend werden die Qualität der vom Beobachter für das mechanische System geschätzten Zustandsgrößen sowie die Qualität der sensorlosen Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung bewertet.

Der praktischen Erprobung gingen umfangreiche simulative Untersuchungen voraus. Die in diesem Kapitel gezeigten Messergebnisse bestätigen die Simulationsergebnisse. Aus diesem Grund wird auf eine gesonderte Auswertung der Simulationsergebnisse verzichtet.

6.1 Technische Realisierung

Die Darstellung der technischen Realisierung beginnt mit einer Beschreibung des in der vorliegenden Arbeit verwendeten Versuchsstands. Dabei steht die Vorstellung der eingesetzten Hardware-Komponenten im Vordergrund. Anschließend werden die Umsetzung der Regel- und Beobachterstrukturen und des Sicherheitskonzepts für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* erläutert, wobei vor allem die Funktionen der erstellten Software-Komponenten im Fokus stehen. Abschließend wird der Anlaufvorgang der Asynchronmaschinen betrachtet.

6.1.1 Beschreibung des Versuchsstands

Den allgemeinen schematischen Aufbau des Versuchsstands, in dem die Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer konfiguriert ist, zeigt Bild A.1. Zwei baugleiche Asynchronmaschinen mit Schleifringläufer (Daten siehe Anhang C.2.1) sind über eine Welle elastisch gekoppelt. Die Mechanik dieser Konstruktion entspricht im Wesentlichen der eines Zweimassendrehsehingers. Die linke Asynchronmaschine ist die Antriebsmaschine. Die rechte Asynchronmaschine ist die Arbeitsmaschine. Zur Regelung der Asynchronmaschinen ist der Versuchsstand mit einer Regeleinrichtung, einem leistungselektronischen Stellglied und einem IGR je Asynchronmaschine ausgerüstet. Der Versuchsstand verfügt zudem über einen Personalcomputer (PC).

Weil die Asynchronmaschinen über Schleifringläufer verfügen, ist deren Konfiguration als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer oder als doppeltgespeiste Asynchronmaschine möglich. Die Antriebsmaschine wird in beiden Konfigurationen betrieben. Für die Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer sind die Läuferwicklungen direkt am Läufer kurzgeschlossen und die Schleifkontakte von den

Schleifringen abgehoben. Diese Maßnahme vermeidet mechanische Reibung und elektrische Übergangswiderstände an den Schleifkontakten. Für die Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltgespeiste Asynchronmaschine sind die Schleifkontakte auf die Schleifringe aufgelegt, um die Läuferwicklungen zu speisen. Die Arbeitsmaschine wird stets als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer betrieben. Dazu sind bei dieser ebenfalls die Läuferwicklungen direkt am Läufer kurzgeschlossen und die Schleifkontakte von den Schleifringen abgehoben.

Am Versuchsstand werden zwei unterschiedliche Umrichter eingesetzt, deren Daten in Anhang C.2.1 aufgeführt sind. Bei der Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird ein Industrieumrichter der Firma *Control Techniques* eingesetzt, der die Ständerwicklungen in Sternschaltung speist. Bei der Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird ein Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* eingesetzt, der die Läuferwicklungen in Sternschaltung speist. Die Ständerwicklungen werden in diesem Fall in Sternschaltung über einen Stelltransformator mit dem Netz verbunden. Für die allgemeine Beschreibung des Industrieumrichters und des Umrichters sei auf Abschnitt 5.1 und Abschnitt 5.2 verwiesen.

Auf eine Besonderheit soll jedoch an dieser Stelle hingewiesen werden. Der Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* war ursprünglich ebenfalls ein herkömmlicher Industrieumrichter. Durch Modifikationen an der Steuerelektronik des Umrichters seitens der Firma *SEW-Eurodrive* ist die direkte Vorgabe der drei Schaltsignale für die drei Ausgangsphasen des Umrichters (siehe Abschnitt 5.2) möglich. Der Schalttakt ist über die Schaltsignale einstellbar. Aus den drei Schaltsignalen generiert der Umrichter intern die Signale für die Ansteuerung der Halbleiterbauelemente der dreiphasigen Wechselrichterschaltung. Notwendige Verriegelungszeiten werden dabei vom Umrichter ebenfalls eingefügt. Diese Modifikation erlaubt eine freie Vorgabe des Schaltmusters. Sicherheitsfunktionen wie eine Überdrehzahl- und Überstromüberwachung sind dadurch aber inaktiv und müssen separat implementiert werden, weshalb der Umrichter mit dieser Modifikation von der Firma *SEW-Eurodrive* nur für Forschungseinrichtungen und nicht für den freien Markt angeboten wird. Es wird deshalb ein Sicherheitskonzept entworfen und umgesetzt, das den Umrichter stoppt, sobald ein Fehler auftritt. Das Sicherheitskonzept wird in Abschnitt 6.1.2 näher betrachtet.

Der Ständer der Arbeitsmaschine wird ebenfalls in Sternschaltung von einem zweiten Industrieumrichter der Firma *Control Techniques* gespeist, der baugleich dem Industrieumrichter für die Antriebsmaschine ist. Ein separates Sicherheitskonzept ist für die Industrieumrichter der Firma *Control Techniques* nicht notwendig, da diese bereits ab Werk über alle nötigen Sicherheitsfunktionen verfügen.

Die mechanische Verbindung der Asynchronmaschinen mit der Welle ist mit Kupplungen hergestellt, die jeweils aus einer Schalenkupplung und einer Buchse bestehen. Wie

Bild A.1 zeigt, sind die Buchsen wegen der unterschiedlichen Durchmesser der Wellenzapfen der Asynchronmaschinen und der Welle notwendig. Die Welle ist an zwei Punkten zusätzlich gelagert. Diese Maßnahme vermindert die Durchbiegung der Welle infolge ihres Eigengewichts und damit auch die Anregung von Biegeschwingungen im Betrieb.

Die Werte der Parameter des mechanischen Systems sind in Anhang C.2.3 aufgeführt. Diese lagen zum Teil in Form von Herstellerangaben vor. Unbekannte, aber benötigte Parameterwerte wurden berechnet oder experimentell ermittelt. Das Trägheitsmoment einer Kupplung ist gegenüber dem Trägheitsmoment einer Asynchronmaschine nicht vernachlässigbar und wird zu diesem hinzuaddiert. Dadurch entstehen zwei diskrete Drehmassen mit den resultierenden Trägheitsmomenten J_M und J_A , die sich jeweils aus dem Trägheitsmoment einer Asynchronmaschine und einer Kupplung zusammensetzen. Die resultierenden Trägheitsmomente konnten im Hochlaufversuch experimentell bestätigt werden. Das Trägheitsmoment der Welle wird gemäß dem Modell des Zweimassendrehsehingers (siehe Abschnitt 3.5.1) mit null angenommen. Der dadurch entstehende Fehler ist bei Beachtung der Größenordnung des Trägheitsmoments der Welle gegenüber den anderen Trägheitsmomenten als sehr gering einzuschätzen. Aus demselben Grund werden die Trägheitsmomente der IGRs ebenfalls vernachlässigt. Wegen der Verwendung baugleicher Asynchronmaschinen und des symmetrischen Aufbaus des Versuchsstands ergibt sich für das Verhältnis der Trägheitsmomente $\nu_J = 1$.

Die Aufteilung des Reibmoments zwischen den Drehmassen wird experimentell bestimmt (siehe Abschnitt 3.5.1). Für die Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer gilt $k_{mR} = 0,5$. Bei der Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltespeiste Asynchronmaschine müsste der größere Teil des Reibmoments auf Grund der aufgelegten Schleifkontakte bei der Antriebsmaschine auftreten. Vor Beginn der experimentellen Untersuchungen an der doppeltespeisten Asynchronmaschine wurden bei der Arbeitsmaschine jedoch die Lager getauscht und deren Reibmomente erhöhten sich. Für die Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltespeiste Asynchronmaschine gilt deshalb $k_{mR} = 0,375$. Das drehzahlabhängige Reibmoment der Konfigurationen ist ebenfalls verschieden und wird durch unterschiedliche Koeffizientenwerte in Gleichung (3.63) berücksichtigt.

Die Drehsteifigkeit der Welle c_{Wel} wurde statisch bestimmt (siehe Abschnitt 3.5.3). Aus der Drehsteifigkeit der Welle kann mit Gleichung (3.78) die Eigenfrequenz des mechanischen Systems berechnet werden. Die berechnete Eigenfrequenz konnte experimentell im Ausschwingversuch bestätigt werden.

Die Erfassung der Spannungen und Ströme erfolgt am Versuchsstand mit der frequenzanalogen Messwerterfassung, die sich bereits in anderen Arbeiten, z. B. [Scholz 1997; Arnold 2005], bewährt hat. Vorteile der frequenzanalogen Messwerterfassung sind eine hohe Linearität, ein stabiler und reproduzierbarer Offset, eine sichere Potentialtrennung und eine

hohe Störsignaldämpfung [Arnold 2005]. Bild 6.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau der frequenzanalogen Messwerterfassung.

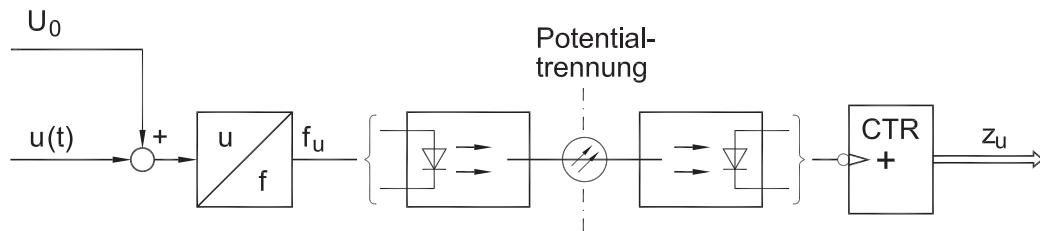


Bild 6.1: Strukturbild der frequenzanalogen Spannungsmessung (nach [Arnold 2005])

Das Prinzip der frequenzanalogen Messwerterfassung, das ausführlich in den Arbeiten von Scholz [Scholz 1997] oder Arnold [Arnold 2005] beschrieben ist, wird im Folgenden kurz zusammengefasst. Ein Spannungs-Frequenz-Wandler vom Typ *AD652KP* übernimmt die Umsetzung der angelegten Spannung $u(t)$ in eine Folge von elektrischen Impulsen. Die angelegte Spannung $u(t)$ ist eine Wechselgröße im Bereich von -5 V bis $+5\text{ V}$. Da der Spannungs-Frequenz-Wandler einen Eingangsspannungsbereich von 0 V bis 10 V hat, hebt die Gleichspannung U_0 den Spannungspegel der angelegten Spannung in diesen Bereich an. Die Frequenz der Impulsfolge f_u ist direkt proportional zur Spannung am Eingang des Spannungs-Frequenz-Wandlers, wobei die maximale Frequenz der Impulsfolge 2 MHz beträgt. Die elektrischen Impulse am Ausgang des Spannungs-Frequenz-Wandlers werden in optische Impulse umgewandelt, die zur Potentialtrennung über Lichtwellenleiter einem optischen Eingang einer Karte des DSP-Systems zugeführt werden. Die optischen Impulse werden in der Karte zur Weiterverarbeitung wieder in elektrische Impulse umgewandelt. Die Karte verfügt für jeden optischen Eingang über einen separaten Zähler. Jeder Impuls erhöht den Zählerstand z_u des Zählers (in Bild 6.1 mit *CTR* bezeichnet) um eins. Die Anzahl der Impulse pro Zeiteinheit ist proportional zur angelegten Spannung. Die angelegte Spannung kann damit aus der Differenz zwei zeitlich aufeinanderfolgender Zählerstände, der Zeitdifferenz und einem Umrechnungsfaktor berechnet werden. Am Versuchsstand zu messende Spannungen werden mit einem Spannungsteiler so angepasst, dass diese im Bereich von -5 V bis $+5\text{ V}$ liegen. Für den Spannungsteiler werden Widerstände der Toleranzklasse $0,1\%$ verwendet. Für jede zu messende Spannung gibt es am Versuchsstand einen Spannungsteiler und eine frequenzanaloge Messwerterfassung. Zur Messung von Strömen werden am Versuchsstand Stromwandler der Firma *LEM* mit der Genauigkeit $0,25\%$ (*LEM LAH 50-P*) und $0,3\%$ (*LEM LAH 25-NP*) eingesetzt. Der Sekundärkreis des Stromwandlers enthält eine Bürde der Toleranzklasse $0,1\%$. Deren Wert wird so gewählt, dass der zu messende Strom einen Spannungsabfall im Bereich von -5 V bis $+5\text{ V}$ an der Bürde verursacht. Für jeden zu messenden Strom gibt es am Versuchsstand einen Stromwandler, eine Bürde und eine frequenzanaloge Messwerterfassung.

Vereinfacht kann die frequenzanaloge Messwerterfassung als Reihenschaltung eines analogen Integrators und diskreten Differenzierers betrachtet werden [Arnold 2005]. Das hat

den großen Vorteil, dass die angelegte Spannung zeitkontinuierlich und nicht zeitdiskret, wie bei einem Analog-Digital-Wandler, erfasst wird. Das ermöglicht auch die korrekte Erfassung der nichtsinusförmigen Umrichterspannung, die mit einem herkömmlichen Analog-Digital-Wandler wegen der zeitdiskreten Werterfassung problematisch ist.

Die beschriebenen Komponenten der frequenzanalogen Messwerterfassung sind hauptsächlich im vergrößerten Klemmkasten der Asynchronmaschine untergebracht. Der Klemmkasten beherbergt einen optischen Ausgang für jede erfasste elektrische Größe. Die insgesamt 12 optischen Ausgänge sind über Lichtwellenleiter mit dem DSP-System verbunden.

Zur Berechnung der Regel- und Beobachterstruktur in Echtzeit steht am Versuchsstand ein modulares DSP-System der Firma dSPACE zur Verfügung. Das DSP-System besteht aus einer Prozessorkarte, die auf einem *PowerPC 750GX* Prozessor mit 1 GHz Taktfrequenz basiert, und zwei weiteren Karten mit identischem Aufbau, die jeweils mit einem sogenannten Field Programmable Gate Array (FPGA) vom Typ *Spartan 3 XC3S400* der Firma *Xilinx*, einer konfigurierbaren Logikgatteranordnung, ausgestattet sind und im Folgenden als FPGA-Karten bezeichnet werden. Die FPGA-Karten sind eine Eigenentwicklung des Instituts für Elektrotechnik. Alle Karten sind in das Bussystem des PC eingesteckt. Diese Verbindung dient der Energieversorgung der Karten. Die Prozessorkarte kommuniziert über diese Verbindung zusätzlich mit dem PC. Die Karten sind zur schnellen Kommunikation untereinander mit dem sogenannten Peripheral High Speed Bus (PHS-Bus) verbunden. Der PHS-Bus wird durch ein gemeinsames Flachbandkabel, an das alle Karten angeschlossen werden, realisiert.

Mit der ersten FPGA-Karte werden dem DSP-System sämtliche am Versuchsstand erfassten Messgrößen über die erwähnten Lichtwellenleiter und optische Eingänge zugänglich gemacht. Die erfassten Messgrößen sind jeweils die drei Komponenten der Ständerspannung, des Ständerstroms, der Läufer Spannung und des Läuferstroms der Antriebsmaschine. Alle Ströme und Spannungen werden, wie oben beschrieben, mit der frequenzanalogen Messwerterfassung erfasst. Weiterhin sind die Signale der IGRs der Antriebsmaschine und der Arbeitsmaschine erfasste Messgrößen. Die IGRs arbeiten nach dem Prinzip der photoelektrischen Abtastung und haben eine Strichzahl von 10000. Das Signal eines IGRs besteht aus zwei Folgen elektrischer Impulse der zwei sogenannten Spuren des IGRs. Die elektrischen Impulse werden in äquivalente optische Impulse gewandelt. Pro IGR liegen damit zwei Folgen optischer Impulse vor, die ebenfalls mit der ersten FPGA-Karte erfasst werden. Die zwei Spuren des IGRs sind um eine halbe Strichbreite gegeneinander verdreht. Dadurch weisen die Impulsfolgen der Spuren einen Phasenversatz von 90° auf, was die Erkennung der Drehrichtung des IGRs ermöglicht. Durch die Auswertung der steigenden und fallenden Flanke der Impulsfolgen beider Spuren wird zudem eine Vervierfachung der Auflösung realisiert, die somit 40000 Impulse pro Umdrehung beträgt. Aus den Signalen der IGRs werden die Drehzahlen und die Drehwinkel der Antriebsmaschine und der

Arbeitsmaschine bestimmt. Der Drehwinkel ist dabei proportional zur Anzahl der Impulse und lässt sich unter Berücksichtigung der Drehrichtung mit einem Umrechnungsfaktor aus dieser bestimmen. Für die Bestimmung der Drehzahl aus dem Signal des IGRs kommt die sogenannte erweiterte Frequenzzählmessung zum Einsatz. Diese kombiniert die Vorteile der Verfahren Frequenzzählmessung und Periodendauermessung und liefert dadurch über den gesamten Drehzahlbereich ein Drehzahlsignal mit hoher Auflösung [Arnold 2005].

Die zweite FPGA-Karte stellt dem DSP-System digitale Ein- und Ausgänge zur Verfügung. An einem Steuerpult erfolgt manuell über einen Schalter die Freigabe des Betriebs für den Industriemrichter der Firma *Control Techniques* bzw. für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive*. Je nach Schalterstellung beträgt die Spannung am Schalter 0 V oder 5 V. Die Schalterstellung und damit auch die Freigabe des Betriebs des Industriemrichters bzw. des Umrichters werden durch das Abgreifen der Spannung mit einem digitalen Eingang erfasst werden. Die Schalterstellung startet oder beendet die Berechnung der Regel- und Beobachterstruktur auf dem DSP-System.

Die drei Schaltsignale für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* (siehe Abschnitt 5.2) und das aus der geschätzten Motordrehzahl generierte IGR-Signal (siehe Abschnitt 5.1) werden über digitale Ausgänge ausgegeben. Der Sollwert der drehmomentbildenden Ständerstromkomponente für den Industriemrichter der Firma *Control Techniques* und der Sollwert des Widerstandsmoments der Arbeitsmaschine für den anderen Industriemrichter sind in der Regel- und Beobachterstruktur jeweils in einer Variablen mit einer Auflösung von 16 Bit gespeichert. Der Wert einer Variablen wird als serieller Datenstrom über einen digitalen Ausgang an einen Digital-Analog-Umsetzer (DAU) übertragen, der nahe am Industriemrichter angebracht ist und den digitalen Wert in eine Spannung im Bereich von 0 V bis 10 V umsetzt. Die Umsetzung ist notwendig, weil der Industriemrichter den Sollwert als analoges Spannungssignal benötigt. Für die Übertragung wird das Bussystem Serial Peripheral Interface (SPI) genutzt, das insgesamt vier digitale Ausgänge der FPGA-Karte benötigt. Für jeden Industriemrichter existiert eine Ausgabe und Übertragung mit SPI und ein DAU. Die größtenteils digitale Übertragung des Sollwerts hat den Vorteil, dass weniger Störungen im analogen Spannungssignal enthalten sind. Zwei weitere digitale Ausgänge werden für das Sicherheitskonzept für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* verwendet. Deren Funktion wird in Abschnitt 6.1.2 erklärt.

Die Software *Control Desk* der Firma *dSPACE* ist auf dem PC für die Interaktion des Benutzers mit dem DSP-System installiert. Die Software ermöglicht beispielsweise das Visualisieren und Speichern zeitlicher Verläufe von Variablenwerten. Weiterhin ist mit *Control Desk* die Bedienung der Regel- und Beobachterstruktur, die auf dem Prozessor des DSP-Systems ausgeführt wird, möglich.

6.1.2 Implementierung am Versuchsstand

Ein Bestandteil der Implementierung ist die Umsetzung der Regel- und Beobachterstrukturen am Versuchsstand, die aus der Programmierung des Prozessors und der Konfiguration der FPGAs besteht. Weiterer Bestandteil ist die Umsetzung des Sicherheitskonzepts für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive*.

Die Regel- und Beobachterstruktur ist, wie bereits beschrieben, in *Simulink* in einem Modell abgebildet und durch die automatisierte Übersetzung in *C*-Code und die anschließende Kompilierung auch auf dem Prozessor des DSP-Systems ausführbar, siehe Abschnitt 5. Ein großer Teil des Programms für den Prozessor wird daher direkt von der Software *Simulink* erzeugt. Ein kleiner Teil des Programms, der sich nicht oder nur mit erheblichem Aufwand in *Simulink* umsetzen lässt, wird von Hand in der Programmiersprache *C* geschrieben. Darin werden beispielsweise Teile des Sicherheitskonzepts für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* und die Kommunikation über den PHS-Bus realisiert. Die Konfiguration der FPGAs erfolgt mit Hilfe der Software *ISE* der Firma *Xilinx* in der Hardwarebeschreibungssprache *VHDL*. Die Konfiguration eines FPGAs wird umgangssprachlich auch als Programmierung eines FPGAs bezeichnet. Da es sich bei diesem Vorgang aber um das Abbilden von Algorithmen auf im FPGA flexibel zusammenschaltbaren Logikgattern handelt, wird im Folgenden der Begriff Konfiguration verwendet.

Im Folgenden wird beschrieben, welche Teile der Regel- und Beobachterstrukturen, die in Bild 5.1 und Bild 5.4 dargestellt sind, auf dem Prozessor und auf den FPGAs realisiert sind. Dabei ist die Abfolge der Beschreibung für die bessere Anschaulichkeit so gewählt, dass diese dem Signalfluss von der Messwerterfassung bis zur Ausgabe der Signale entspricht. Das DSP-System verfügt über zwei FPGA-Karten. Entsprechend wird im Folgenden mit den Begriffen Konfiguration des ersten FPGAs und Konfiguration des zweiten FPGAs gearbeitet.

Die für die Erfassung der Messgrößen genutzte frequenzanaloge Messwerterfassung und erweiterte Frequenzzählmessung sind zum Teil im ersten FPGA und zum Teil im Prozessor umgesetzt. Die Konfiguration des ersten FPGAs realisiert für jeden optischen Eingang der ersten FPGA-Karte einen Aufwärtszähler zur Registrierung und Zählung der eingehenden Impulse. Das Prozessorprogramm, das der Prozessor mit einer Zykluszeit von $100\ \mu\text{s}$ abarbeitet, liest alle Zählerstände über den PHS-Bus aus und berechnet die Messwerte. Weiterhin enthält das Prozessorprogramm die Clarke-Transformation der gemessenen Spannungs- und Stromkomponenten, die Berechnung des Wellenmoments nach Gleichung (5.3) (Block *m_{Wel}-Berechnung*) und die komplette Berechnung der Komponenten des ersten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (siehe Bild 5.1) bzw. des ersten Teils der Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine (siehe Bild 5.4). Das Prozessorprogramm berechnet somit auch, je nach Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit

Kurzschlussläufer oder als doppeltgespeiste Asynchronmaschine, den geschätzten Zustandsvektor (Gleichung (5.1)) oder den geschätzten erweiterten Zustandsvektor (Gleichung (5.7)). Diese Vektoren enthalten die geschätzten Zustandsgrößen. Zur Beurteilung der Qualität der geschätzten Zustandsgrößen dienen die wahren Zustandsgrößen im gemessenen Zustandsgrößenvektor (Gleichung (5.2)) oder im gemessenen erweiterten Zustandsgrößenvektor (Gleichung (5.8)) als Vergleichswerte. Darüber hinaus beinhaltet das Prozessorprogramm die inverse Clarke-Transformation, die für die Regel- und Beobachterstruktur für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine benötigt wird. Die auszugebenden Signale werden vom Prozessorprogramm über den PHS-Bus an die zweite FPGA-Karte übertragen.

Die Konfiguration des zweiten FPGAs realisiert die Erzeugung des IGR-Signals (Block *IGR-Signalerzeugung* in Bild 5.1) und die Funktion des Schalters *S4* bei der Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die Pulsweitenmodulation (Block *PWM*) zur Erzeugung der Schaltsignale s_a , s_b , s_c bei der Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltgespeiste Asynchronmaschine. Weiterhin wird mit der Konfiguration des zweiten FPGAs die Ausgabe aller Signale über digitale Ausgänge umgesetzt.

Das Protokoll für die Kommunikation über den PHS-Bus ist in der Konfiguration beider FPGAs enthalten und ermöglicht das Senden und Empfangen von Daten.

Das Sicherheitskonzept für den Umrichter der Firma *SEW-Eurodrive* ist zum Teil im Prozessorprogramm, zum Teil in der Konfiguration des zweiten FPGAs und zum Teil in Komponenten außerhalb des DSP-Systems implementiert und schaltet den Umrichter bei zu hohem Strom, zu hoher Drehzahl oder bei einem anderen auftretenden Fehler ab. Zu hoher Strom kann zur Beschädigung der Asynchronmaschine oder des Umrichters führen. Überwacht werden die drei Komponenten des Läuferstroms. Der Strom wird auf den doppelten Läuferstrom der Asynchronmaschine beschränkt. Die in Folge zu hoher Drehzahl auftretende Zentrifugalkraft kann zur Beschädigung des Läufers oder im schlimmsten Fall zum Bersten der Asynchronmaschine führen. Die maximal zulässige Drehzahl beträgt das Anderthalbfache der Nenndrehzahl der Asynchronmaschine. Weitere Fehler, die überwacht werden, sind der Ausfall der Kommunikation zwischen dem Prozessor und dem zweiten FPGA sowie der Ausfall des zweiten FPGAs oder des PCs. In diesen Fällen muss der Umrichter gestoppt werden, weil dann davon auszugehen ist, dass auch die drei Schaltsignale für den Umrichter nicht mehr korrekt erzeugt werden.

Im Prozessorprogramm wird in jedem Rechenzyklus überprüft, ob die Motordrehzahl im zulässigen Betriebsbereich liegt. Bei der Ausführung des Prozessorprogramms werden kontinuierlich Daten zum zweiten FPGA gesendet. Die Konfiguration des zweiten FPGAs überprüft, ob kontinuierlich Daten vom Prozessor gesendet werden und überwacht damit, dass die Kommunikation zwischen Prozessor und dem zweiten FPGA intakt ist sowie das

Prozessorprogramm und damit auch dessen Sicherheitsfunktion ausgeführt werden. Sobald eine zu hohe Drehzahl auftritt oder keine Kommunikation zwischen Prozessor und FPGA stattfindet, wird dies als Fehler gewertet, der über einen digitalen Ausgang an der zweiten FPGA-Karte an Komponenten außerhalb des DSP-Systems signalisiert wird. Die Konfiguration des zweiten FPGAs generiert an einem weiteren digitalen Ausgang der zweiten FPGA-Karte ein Rechtecksignal mit einem Takt von 100 kHz. Mit dem kontinuierlichen Pegelwechsel wird den Komponenten außerhalb des DSP-Systems signalisiert, dass der zweite FPGA aktiv ist. Gleichzeitig signalisiert der Pegelwechsel auch die intakte Energieversorgung des PCs, weil die FPGA-Karte von der Energieversorgung des PCs abhängig ist. Ein ausbleibender Pegelwechsel zeigt einen Fehler im FPGA oder im PC an.

Die Komponenten außerhalb des DSP-Systems sind eine Hardware-Überstromerkennung und eine Logikschaltung, die im Steuerpult, das der manuellen Freigabe des Umrichters dient (siehe Abschnitt 6.1.1), untergebracht sind. Die Erkennung eines zu hohen Stroms ist generell auch im Prozessorprogramm realisierbar. Einer externen Hardware-Überstromerkennung ist aber der Vorzug zu geben, weil ein Überstrom bei hoher Stromanstiegsgeschwindigkeit, z. B. bei einem Wicklungskurzschluss, im Prozessorprogramm auf Grund der relativ langen Zykluszeit erst spät erkannt wird. Die Hardware-Überstromerkennung meldet einen zu hohen Strom über eine Signalleitung.

Die zwei für das Sicherheitskonzept genutzten digitalen Ausgänge und die Signalleitung der Hardware-Überstromüberwachung sind in das Steuerpult geführt und werden dort von der Logikschaltung ausgewertet. Die Logikschaltung sorgt dafür, dass der Umrichter nur dann manuell freigegeben werden kann, wenn kein Fehler aus dem DSP-System gemeldet wird, das 100 kHz-Signal anliegt und kein Überstrom von der Hardware-Überstromerkennung gemeldet wird. Ist eine dieser Bedingungen auch nur kurzzeitig nicht erfüllt, erkennt die Logikschaltung dies als Fehler und stoppt den Umrichter. Die Logikschaltung speichert den Fehler bzw. welche Bedingung verletzt wurde und zeigt dies optisch an, um die Fehlersuche zu erleichtern. Ein Fehler muss vor der erneuten Freigabe des Umrichters manuell quittiert werden.

6.1.3 Anlaufvorgang der Asynchronmaschinen

Üblicherweise muss die doppeltgespeiste Asynchronmaschine beim Anlaufvorgang vor dem Zuschalten an das Netz synchronisiert werden, d. h. Amplitude, Frequenz und Phase von Netz- und Ständerspannungskomponenten müssen übereinstimmen [Ehrenberg u. a. 2001]. Andernfalls treten unerwünschte Ausgleichsströme auf.

Da das Zuschalten der doppeltgespeisten Asynchronmaschine an das Netz in der vorliegenden Arbeit nicht Gegenstand der Untersuchungen ist, wird für den Anlaufvorgang ein anderes, einfacheres Verfahren verwendet, das keine Synchronisation erfordert. Dabei wird die doppeltgespeiste Asynchronmaschine mit der drehzahlgeregelten Arbeitsmaschine auf

die synchrone Drehzahl n_s beschleunigt und anschließend mit dem Netz verbunden. Weil die Winkelgeschwindigkeiten des Läufers und des Ständerflussraumvektors identisch sind, wird in den Läuferwicklungen keine Spannung induziert, die beim Zuschalten des Umrichters Ausgleichsströme verursacht. Die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird nun mit $n_M^* = n_s$ und $q_1^* = 0$ in Betrieb genommen und der Umrichter freigegeben. Die Ständerblindleistungsregelung sorgt dafür, dass der Magnetisierungsstrom nun nicht mehr vom Netz, sondern vom Umrichter geliefert wird. Die Arbeitsmaschine wird anschließend abgeschaltet. Der Anlaufvorgang der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist damit abgeschlossen.

Generell wird die Regelung beim Anlaufvorgang mit gemessenen Größen betrieben. Nach dem Anlaufvorgang kann die Regelung auch mit geschätzten Größen betrieben werden. Dies ist insbesondere bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer notwendig, weil die Drehzahlschätzung erst oberhalb 1 % der Nenndrehzahl funktioniert.

6.2 Bewertung der Qualität der geschätzten Zustandsgrößen

In diesem Abschnitt wird die Qualität der vom Beobachter für den Zweimassendreh-schwinger geschätzten Zustandsgrößen untersucht. Zu diesem Zweck werden zunächst Gütekriterien, die die Qualität quantifizieren, definiert. Anschließend werden Schätzer für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine, die die Eingangsgrößen für den Beobachter des Zweimassendreh-schwingers liefern, ausgewählt. Abschließend werden die Ergebnisse vorgestellt und ausgewertet. Die Parameterwerte der in diesem Abschnitt aufgeführten Schätzer und Beobachter sind in Anhang C angegeben.

6.2.1 Definition des Gütekriteriums

Das im Folgenden vorgestellte Gütekriterium ermöglicht den Vergleich der zeitlichen Verläufe zweier Größen mit Hilfe eines aus den zeitlichen Verläufen berechneten skalaren Werts. Das Gütekriterium wird in der vorliegenden Arbeit zur Auswahl eines Schätzers für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine und zur Bewertung der Qualität der geschätzten Zustandsgrößen eingesetzt.

Das Gütekriterium vergleicht den zeitlichen Verlauf einer geschätzten Größe mit dem zeitlichen Verlauf einer Vergleichsgröße und lautet in allgemeiner Form in zeitkontinuierlicher Darstellung (Index I):

$$J_I = \frac{1}{t_E - t_A} \int_{t_A}^{t_E} |\hat{x}(t) - x(t)| dt. \quad (6.1)$$

Darin bezeichnen t_A und t_E die Anfangs- und Endzeit des zu betrachtenden Zeitraums und $\hat{x}(t)$ und $x(t)$ die zeitkontinuierlichen Verläufe der geschätzten Größe und der Vergleichsgröße. Die Normierung auf die Differenz zwischen t_E und t_A sorgt dafür, dass der Wert des Gütekriteriums unabhängig von der Länge des betrachteten Zeitraums ist. Bild 6.2 veranschaulicht beispielhaft die Berechnung von J_I aus den zeitlichen Verläufen der Vergleichsgröße und der geschätzten Größe. Das Integral in Gleichung (6.1) entspricht der grauen Fläche unter der Kurve im unteren Teil von Bild 6.2.

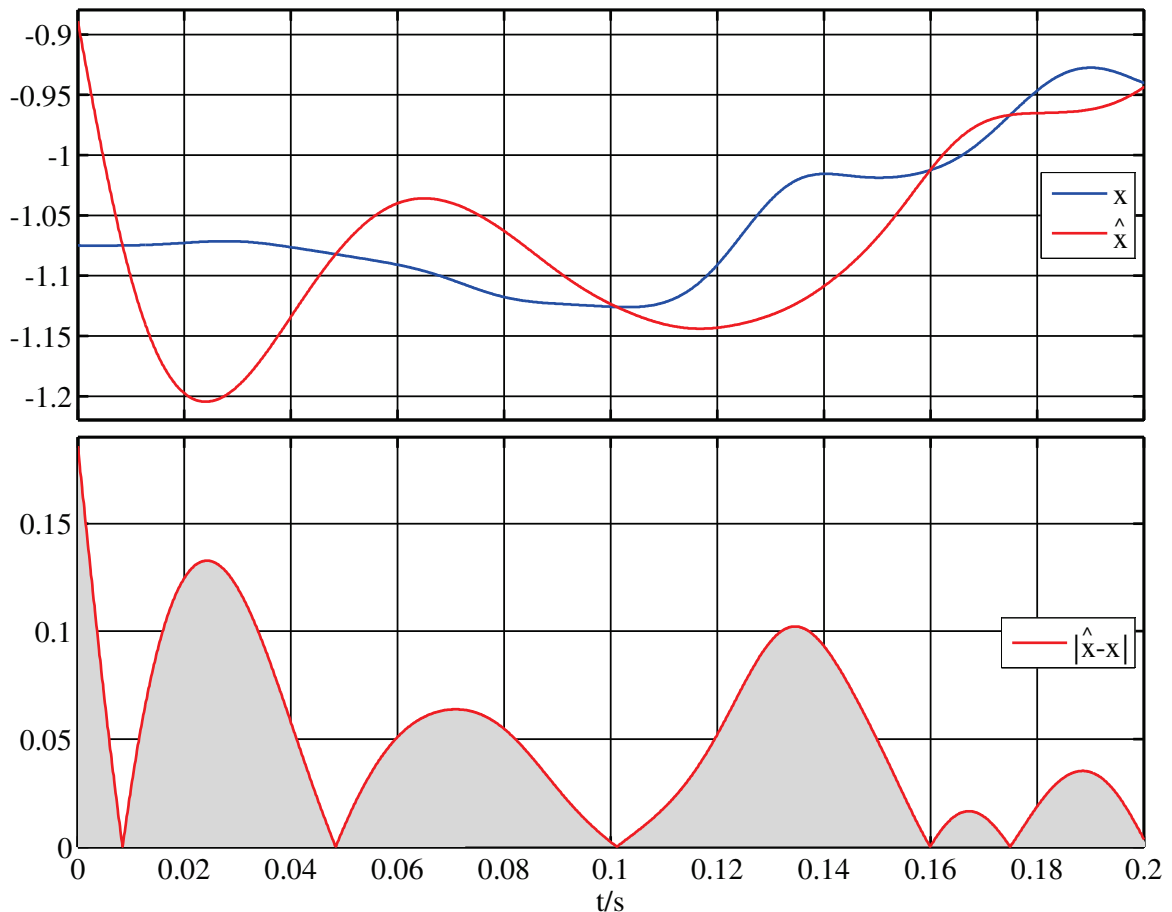


Bild 6.2: Zeitliche Verläufe der Vergleichsgröße und der geschätzten Größe (oben)
Veranschaulichung des Integrals in Gleichung (6.1) als graue Fläche (unten)

Die Werte von \hat{x} und x liegen in einer zeitdiskreten Darstellung, die im Folgenden vereinfachend ebenfalls als zeitlicher Verlauf bezeichnet wird, vor. Deshalb wird das Gütekriterium in eine zeitdiskrete Darstellung überführt:

$$J = \frac{1}{t_E - t_A} \Delta t \sum_{k=1}^z |\hat{x}_k - x_k| = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z |\hat{x}_k - x_k|. \quad (6.2)$$

Darin ist z die Anzahl der Messwerte im Zeitraum t_A bis t_E und Δt die äquidistante Abtastzeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messwerten. Der Index k bezeichnet den k -ten Wert der geschätzten Größe bzw. der Vergleichsgröße zum Zeitpunkt $t_k = k\Delta t + t_A$. Wird

das Gütekriterium zusätzlich auf den Sollwert der Vergleichsgröße normiert, was mit einem Apostroph gekennzeichnet ist, ergibt sich:

$$J' = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left| \frac{\hat{x}_k - x_k}{x_k^*} \right|. \quad (6.3)$$

Der Wert des Gütekriteriums ist stets positiv und beschreibt, wie groß der Betrag der Differenz zwischen dem zeitlichen Verlauf der geschätzten Größe und der Vergleichsgröße im Mittel im Zeitraum t_A bis t_E ist. Je kleiner der Wert ist, desto besser stimmen die zeitlichen Verläufe der geschätzten Größe und der Vergleichsgröße überein. Ein hoher Wert kann verschiedene Ursachen haben, beispielsweise starkes Rauschen im zeitlichen Verlauf der geschätzten Größe. Im dynamischen Betrieb führt eine gegenüber dem zeitlichen Verlauf der Vergleichsgröße zeitlich verzögerter Verlauf der geschätzten Größe zu hohen Werten. Dies kann durch eine zu geringe Beobachtdynamik verursacht werden. Im stationären Betrieb führt ein Offset zu hohen Werten. Die Ursache kann nicht anhand des Werts des Gütekriteriums, sondern nur durch Betrachten der zeitlichen Verläufe ermittelt werden.

Das Gütekriterium wird im folgenden Abschnitt zur Auswahl eines Schätzers für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine angewendet.

6.2.2 Auswahl eines Schätzers für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine

In diesem Abschnitt wird die Schätzqualität der Schätzer für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine (im Folgenden als Schätzer bezeichnet) bestimmt und anhand dieser der jeweils am besten geeignete Schätzer ausgewählt. Die Schätzer liefern das geschätzte Luftspaltmoment und die geschätzte Drehzahl. Die Schätzqualität wird anhand der Qualität dieser Größen quantifiziert. Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird die Schätzqualität des Beobachters, des MRAS-Verfahrens und des Drehzahlberechnungsverfahrens (siehe Abschnitt 4.5), bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine des Beobachters und des MRAS-Verfahrens (siehe Abschnitt 4.6) untersucht. Die Werte der Einstellparameter der Schätzer werden, falls vorhanden, empirisch ermittelt und so gewählt, dass ein Kompromiss zwischen hoher Dynamik und niedriger Rauschempfindlichkeit erreicht wird.

Der Schätzer liefert die Eingangsgrößen für den Beobachter des mechanischen Systems, dieser wiederum liefert die geschätzten Zustandsgrößen für die Regelung mit geschätzten Größen (siehe Bild 5.1 und Bild 5.4). Die Qualität der Regelung mit geschätzten Größen hängt dadurch von der Schätzqualität des Beobachters des mechanischen Systems und diese wiederum von der Schätzqualität des Schätzers ab. Daran wird deutlich, dass eine

hohe Schätzqualität des Schätzers erforderlich ist, damit auch der Beobachter des mechanischen Systems eine hohe Schätzqualität und die Regelung eine hohe Qualität erreichen.

Da die geschätzten Größen für die Regelung verwendet werden, ist es besonders wichtig, dass diese gegenüber den gemessenen Größen bei dynamischen Vorgängen möglichst wenig zeitlich verzögert sind, weil zeitliche Verzögerungen zu einer instabilen Regelung führen können. Wegen der dauerhaften Dynamik wird deshalb die Schätzqualität der Schätzer beim periodischen Reversieren bestimmt. Die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird zur Erhöhung der Dynamik von der Welle abgekoppelt und entspricht dadurch einem Einmassendrehchwinger. Dies hat auch den Vorteil, dass keine Schwingungen auftreten (siehe Bild 6.6), die die Ergebnisse beeinflussen. Bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist ein Abkoppeln der Welle nicht möglich, weil die Arbeitsmaschine für den Start zwingend benötigt wird, siehe Abschnitt 6.1.3.

Die Koeffizienten für die Beschreibung des Eisenverlustwiderstands a_{RFe} und b_{RFe} werden bei der praktischen Erprobung der Schätzer mit dem in Abschnitt 3.4.5 beschriebenen Verfahren bestimmt.

Bei den Schätzern der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz mit dem in Abschnitt 3.4.4 beschriebenen Polynomansatz berücksichtigt. Bei der praktischen Erprobung der Schätzer für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine werden deshalb die Koeffizienten der Funktion zur Beschreibung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz bestimmt und das Vorgehen dafür im Folgenden kurz erläutert. Für die Gleichungen (3.51) und (3.52) werden die Werte für diskrete Stellen von $|\psi_h|$ tabelliert und Wertepaare gebildet. Dadurch ergibt sich mit dem Polynomansatz die rechnerische Abhängigkeit der Hauptreaktanz vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors in Form von diskreten Wertepaaren. Im Leerlaufversuch wird die Abhängigkeit der Hauptreaktanz vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors für die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Asynchronmaschine zudem experimentell bestimmt, wie in Abschnitt 3.4.4 beschrieben. Die rechnerische Abhängigkeit und die im Leerlaufversuch ermittelte Abhängigkeit werden in ein Koordinatensystem eingetragen und die Koeffizienten der Funktion zur Beschreibung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz a_{Xh} , b_{Xh} und n_{Xh} so gewählt, dass die eingetragenen Abhängigkeiten möglichst gut übereinstimmen. In Bild 6.3 sind die rechnerische Abhängigkeit (rote Linie) und die im Leerlaufversuch ermittelte Abhängigkeit (blaue Linie) dargestellt.

Die Schätzqualität wird mit Hilfe von Vergleichsgrößen bestimmt. Die Vergleichsgröße zur Bestimmung der Qualität des geschätzten Luftspaltpmoments ist das berechnete Luftspaltpmoment, für das beim unbelasteten Einmassendrehchwinger gilt:

$$m_i = T_M \frac{dn_M}{dt} + m_r. \quad (6.4)$$

Beim Zweimassendrehchwinger gilt für das berechnete Luftspaltmoment:

$$m_i = T_M \frac{dn_M}{dt} + m_{Wel} + k_{mr} m_r. \quad (6.5)$$

Das Ableiten der gemessenen Motordrehzahl verstärkt das Messrauschen. Die Ableitung wird deshalb mit dem sogenannten Verfahren der beidseitigen Faltung, das in [Hillenbrand 1982] zur Berechnung der Ableitung gemessener Größen eingesetzt wird und das Rauschen nicht verstärkt, ersetzt. In der vorliegenden Arbeit wird dazu ein differenzierend wirkendes diskretes FIR-Filter, wie in [Arnold 2005] vorgeschlagen, eingesetzt. Dabei ist zu beachten, dass das FIR-Filter eine zeitliche Verzögerung zur Folge hat. Deshalb müssen alle anderen Größen in Gleichung (6.4) und (6.5), die in die Berechnung des Luftspaltmoments einfließen, mit einem FIR-Filter, allerdings ohne differenzierende Wirkung, gefiltert werden [Arnold 2005]. Ebenfalls muss das geschätzte Luftspaltmoment, das mit dem berechneten Luftspaltmoment verglichen wird, gefiltert werden [Arnold 2005].

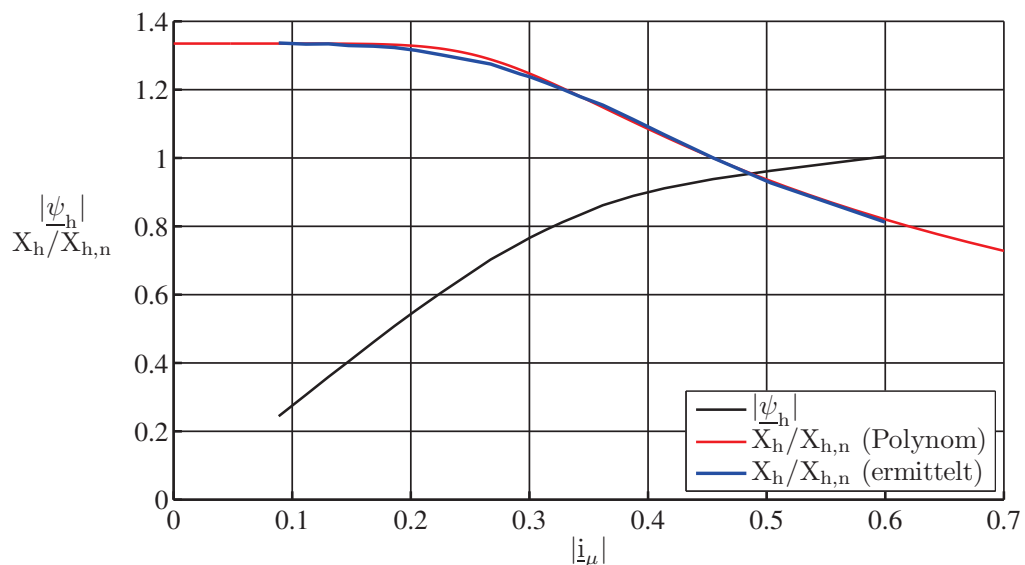


Bild 6.3: Magnetisierungskennlinie: bei der verwendeten Asynchronmaschine experimentell ermittelte Abhängigkeit des Hauptflussraumvektorbetrags (schwarze Linie) und der Hauptreaktanz (blaue Linie) vom Magnetisierungsstromraumvektorbetrag und mit dem Polynomansatz berechnete Hauptreaktanz (rote Linie)

Die Vergleichsgröße zur Bestimmung der Qualität der geschätzten Drehzahl ist die gemessene Motordrehzahl. Weil die geschätzte Drehzahl \hat{n} verrauscht ist und dies die Ergebnisse stark verfälschen würde, wird statt dieser die geschätzte Motordrehzahl \hat{n}_M vom Beobachter des mechanischen Systems (vergleiche Bild 5.1 bzw. Bild 5.4) für den Vergleich verwendet. Diese ist wesentlich weniger verrauscht und nur minimal gegenüber der geschätzten Drehzahl zeitlich verzögert. Diese Maßnahme wird auch in [Maes u. Melkebeek 2000] zur Verbesserung der Drehzahlschätzung angewandt. Die Bewertung der geschätzten Motordrehzahl ist zudem relevanter, weil diese für die Regelung mit geschätzten Größen verwendet wird. Für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird

der Beobachter für den Einmassendrehchwinger, für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine der Beobachter für den Zweimassendrehchwinger eingesetzt. Diese werden in Abschnitt 4.7 beschrieben.

Zur Bestimmung der Schätzqualität wird das Gütekriterium nach Gleichung (6.2) verwendet. Es ergibt sich für das geschätzte Luftspaltmoment und für die geschätzte Motordrehzahl:

$$J_{mi} = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z |\hat{m}_{i,k} - m_{i,k}|, \quad (6.6)$$

$$J_{nM} = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z |\hat{n}_{M,k} - n_{M,k}|. \quad (6.7)$$

Beim periodischen Reversieren arbeitet die Regelung mit gemessenen Größen. Die Drehzahlregelung ist inaktiv. Es wird nur das Vorzeichen des Sollwerts des Luftspaltmoments m_i^* bei Erreichen der Umschalt Drehzahl n_U umgekehrt. Das Widerstandsmoment ist stets null. Es wird an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer $m_i^* = \pm 1$ und $n_U = \pm 1$, an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine $m_i^* = \pm 0,8$ und $n_U = 1 \pm 0,4$ gewählt.

Bild 6.6 zeigt beispielhaft die zeitlichen Verläufe der geschätzten Größen des Beobachters für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Vergleichsgrößen beim periodischen Reversieren.

Die Werte von J_{mi} und J_{nM} sind in Bild 6.4 und Bild 6.5 grafisch dargestellt. In Bild 6.4 ist zu erkennen, dass beim Beobachter die Werte von J_{mi} und J_{nM} am niedrigsten sind. Daraus folgt, dass bei diesem sowohl die Qualität des geschätzten Luftspaltmoments als auch der geschätzten Drehzahl am besten ist. Aus diesem Grund wird dieser als Schätzer für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ausgewählt.

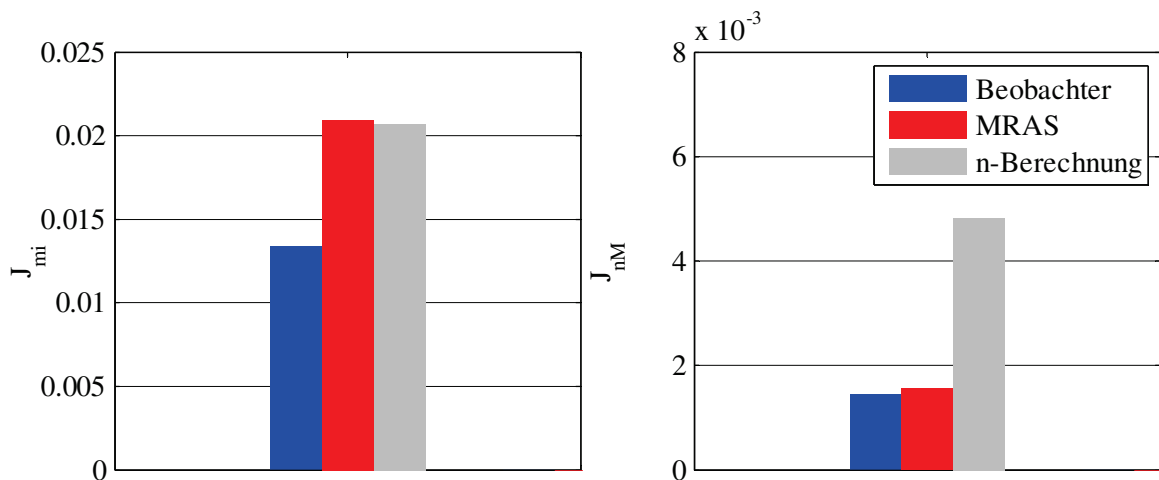


Bild 6.4: Schätzer der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: grafische Darstellung der Werte von J_{mi} und J_{nM} beim periodischen Reversieren

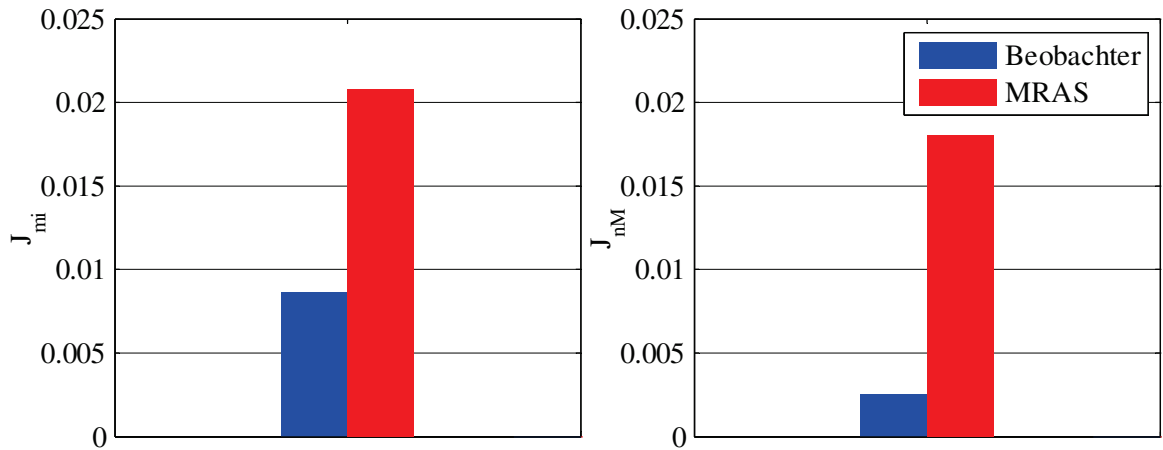


Bild 6.5: Schätzer der doppelgespeisten Asynchronmaschine: Grafische Darstellung der Werte von J_{mi} und J_{nM} beim periodischen Reversieren

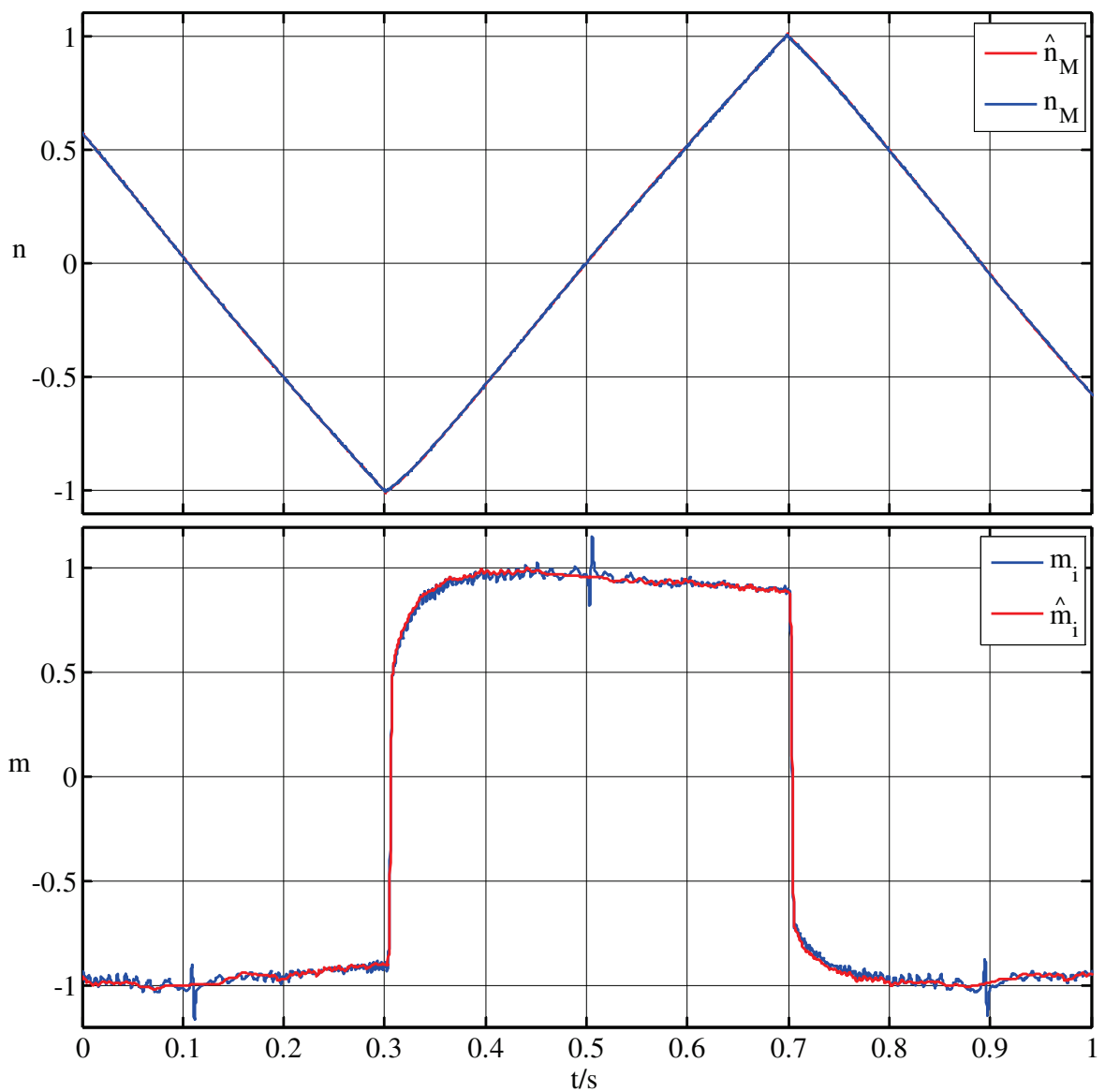


Bild 6.6: Zeitliche Verläufe der geschätzten Größen des Beobachters für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der Vergleichsgrößen beim periodischen Reversieren

Bild 6.5 zeigt, dass die Qualität des geschätzten Luftspaltmoments und der geschätzten Drehzahl beim Beobachter deutlich besser als beim MRAS-Verfahren ist, was an den niedrigeren Werten von J_{mi} und J_{nM} zu erkennen ist. Aus diesem Grund wird der Beobachter als Schätzer für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine ausgewählt.

Der Beobachter benötigt gegenüber dem MRAS-Verfahren zusätzlich den Läuferspannungsraumvektor als Eingangsgröße, was zusätzlichen messtechnischen Aufwand bedeutet. Dies wird aber in der vorliegenden Arbeit nicht als Nachteil gewertet, weil in dieser die hohe Schätzqualität des Schätzers für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine höher gewichtet wird als niedriger messtechnischer Aufwand.

Erwähnenswert ist noch, dass die Qualität des geschätzten Luftspaltmoments und der geschätzten Drehzahl bei den ausgewählten Beobachtern der beiden Maschinentypen beim periodischen Reversieren ungefähr gleich ist. Zudem haben weitere Untersuchungen gezeigt, dass der Beobachter für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer die Drehzahl bereits ab $n_M = 0,01$ bis $n_M = 1,0$ und der Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine im Bereich $0,5 \leq n_M \leq 1,5$ mit hoher Qualität schätzen.

Im nachfolgenden Abschnitt wird die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger untersucht.

6.2.3 Auswertung der Ergebnisse

Dieser Abschnitt untersucht die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen des Beobachters für den Zweimassendrehchwinger, der das geschätzte Luftspaltmoment und die geschätzte Drehzahl als Eingangsgrößen verwendet und in diesem Abschnitt als Beobachter bezeichnet wird, und wertet die diesbezüglich gewonnenen Ergebnisse aus. Die Eingangsgrößen werden je nach untersuchtem Maschinentyp vom Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer oder vom Beobachter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine geliefert.

Die Untersuchungen in Abschnitt 6.2.2 haben ergeben, dass die Qualität der geschätzten Größen des Beobachters der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und des Beobachters der doppeltgespeisten Asynchronmaschine beim periodischen Reversieren ungefähr gleich ist. Diese Aussage gilt auch für den stationären Betrieb und andere dynamische Betriebsfälle, wie weitere Untersuchungen ergeben haben. Da die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen des Beobachters neben den Werten seiner Einstellparameter nur von der Qualität seiner Eingangsgrößen abhängt, genügt es deshalb, nur einen Maschinentyp bei den Untersuchungen zu betrachten. Dafür wird die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ausgewählt.

Motivation zur Untersuchung der Qualität der geschätzten Zustandsgrößen ist, dass diese bei Regelung mit geschätzten Größen für die Regelung verwendet werden. Die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen beeinflusst damit die Qualität der Regelung und sollte deshalb

möglichst hoch sein. Es wird die Qualität der geschätzten Motordrehzahl, der geschätzten Arbeitsmaschinendrehzahl sowie des geschätzten Wellenmoments untersucht. Die Qualität des geschätzten Widerstandsmoments wird nicht untersucht, weil dieses nicht für die Regelung verwendet wird.

Im stationären Betrieb nehmen alle Zustandsgrößen einen nahezu konstanten Wert an. Ein Fehler in einer geschätzten Zustandsgröße tritt dann als Offset zur gemessenen Zustandsgröße in Erscheinung. Ein Offset ist aber nur bei der geschätzten Motordrehzahl von Bedeutung, weil dieser die stationäre Genauigkeit der Regelung negativ beeinflusst. Diese wird in Abschnitt 6.3.4 ausführlich untersucht. Ein Offset in der geschätzten Arbeitsmaschinendrehzahl oder im geschätzten Wellenmoment wird dagegen durch den integralen Anteil der Drehzahlregelung ausgeglichen und ist damit von geringer Bedeutung. In diesem Abschnitt wird deshalb nur die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen im dynamischen Betrieb untersucht.

Die Zustandsregelung nach Goslar verwendet neben den vom Beobachter geschätzten Zustandsgrößen auch das geschätzte Luftspaltmoment. Die Qualität des geschätzten Luftspaltmoments ist deshalb ebenfalls von Interesse. Diesbezüglich durchgeführte Untersuchungen haben gezeigt, dass die Qualität des geschätzten Luftspaltmoments sich in der Qualität des geschätzten Wellenmoments abbildet, weshalb auf dessen Bestimmung verzichtet wird.

Im dynamischen Betrieb wird die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen beim Führungsverhalten und beim Störverhalten betrachtet. Das Führungsverhalten wird mit einer Änderung des Sollwerts der Motordrehzahl, die im weiteren Verlauf der Arbeit als Führungssprung bezeichnet wird, untersucht. Das Störverhalten wird mit einer Änderung des Widerstandsmoments, die im weiteren Verlauf der Arbeit als Lastsprung bezeichnet wird, untersucht.

Die Vergleichsgrößen zur Bestimmung der Schätzqualität sind die gemessenen Zustandsgrößen. Beim Führungssprung wird zur Bestimmung der Schätzqualität das Gütekriterium nach Gleichung (6.2) verwendet. Beispielhaft wird hier das Gütekriterium für das Wellenmoment angegeben:

$$J_{m_{Wel}} = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left| \hat{m}_{Wel,k} - m_{Wel,k} \right|. \quad (6.8)$$

Die Gütekriterien J_{nM} und J_{nA} für den Führungssprung ergeben sich in analoger Weise.

Beim Lastsprung gilt für das Gütekriterium für das Wellenmoment ebenfalls Gleichung (6.8). Für die Motordrehzahl und die Arbeitsmaschinendrehzahl ergibt sich das Gütekriterium beim Lastsprung dagegen nach Gleichung (6.3):

$$J'_{nM} = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left| \frac{\hat{n}_{M,k} - n_{M,k}}{n_{M,k}^*} \right|, \quad (6.9)$$

$$J'_{nA} = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left| \frac{\hat{n}_{A,k} - n_{A,k}}{n_{M,k}^*} \right|. \quad (6.10)$$

Die darin enthaltene Normierung auf den Sollwert der Motordrehzahl erlaubt den Vergleich der Werte auch für unterschiedliche Sollwerte der Motordrehzahl.

Für die Untersuchungen wird die PI-Drehzahlregelung, die mit gemessener Drehzahl und mit abgeschaltetem FIR-Filter arbeitet, verwendet. Die Werte der Einstellparameter des Beobachters werden empirisch ermittelt und so gewählt, dass ein Kompromiss zwischen hoher Beobachterdynamik einerseits und niedriger Rauschempfindlichkeit andererseits erreicht wird. Beim Lastsprung werden jeweils ausgehend von $m_{W0} = 0$ unterschiedliche Änderungen des Widerstandsmoments Δm_W , die aus den Diagrammen in Bild 6.11 hervorgehen, für $n_M^* = 0,02$, $n_M^* = 0,1$ und $n_M^* = 1,0$ untersucht. Beim Führungssprung beträgt die Änderung des Motordrehzahlsollwerts $\Delta n_M^* = -0,9$ bzw. $\Delta n_M^* = 0,9$, ausgehend von $n_{M0}^* = 1,0$ bzw. $n_{M0}^* = 0,1$. Für das Widerstandsmoment wird dabei jeweils $m_W = -0,4$, $m_W = 0$ und $m_W = 0,4$ gewählt.

Bild 6.8 zeigt exemplarisch die zeitlichen Verläufe der gemessenen und der vom Beobachter geschätzten Zustandsgrößen beim Lastsprung. Bild 6.7 zeigt die dazu gehörigen zeitlichen Verläufe des berechneten und des geschätzten Widerstandsmoments sowie des berechneten und des vom Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer geschätzten Luftspaltmoments.

Das berechnete Widerstandsmoment, das zum Vergleich mit aufgetragen ist, wird mit der dritten Zeile der Gleichung (3.66) ermittelt:

$$m_W = m_{Wel} - v_J T_M \frac{dn_A}{dt} - (1 - k_{mr}) m_r. \quad (6.11)$$

Zur Berechnung der Ableitung der Arbeitsmaschinendrehzahl wird ein differenzierend wirkendes diskretes FIR-Filter eingesetzt [Arnold 2005].

Bild 6.9 zeigt exemplarisch die zeitlichen Verläufe der gemessenen und der vom Beobachter geschätzten Zustandsgrößen beim Führungssprung. Bild 6.10 zeigt die dazu gehörigen zeitlichen Verläufe des berechneten und des vom Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer geschätzten Luftspaltmoments.

Zum Vergleich schätzt ein weiterer Beobachter für den Zweimassendreh Swinger, der das geschätzte Luftspaltpmoment und die gemessene Drehzahl als Eingangsgrößen erhält und im Folgenden als Referenzbeobachter bezeichnet wird, die Zustandsgrößen. Bei diesem werden dieselben Werte für die Einstellparameter verwendet wie beim Beobachter. Die Werte der Gütekriterien werden am Referenzbeobachter ebenfalls ermittelt. Diese sind die Vergleichswerte, die die unter Verwendung der gemessenen Drehzahl erreichbare Schätzqualität widerspiegeln.

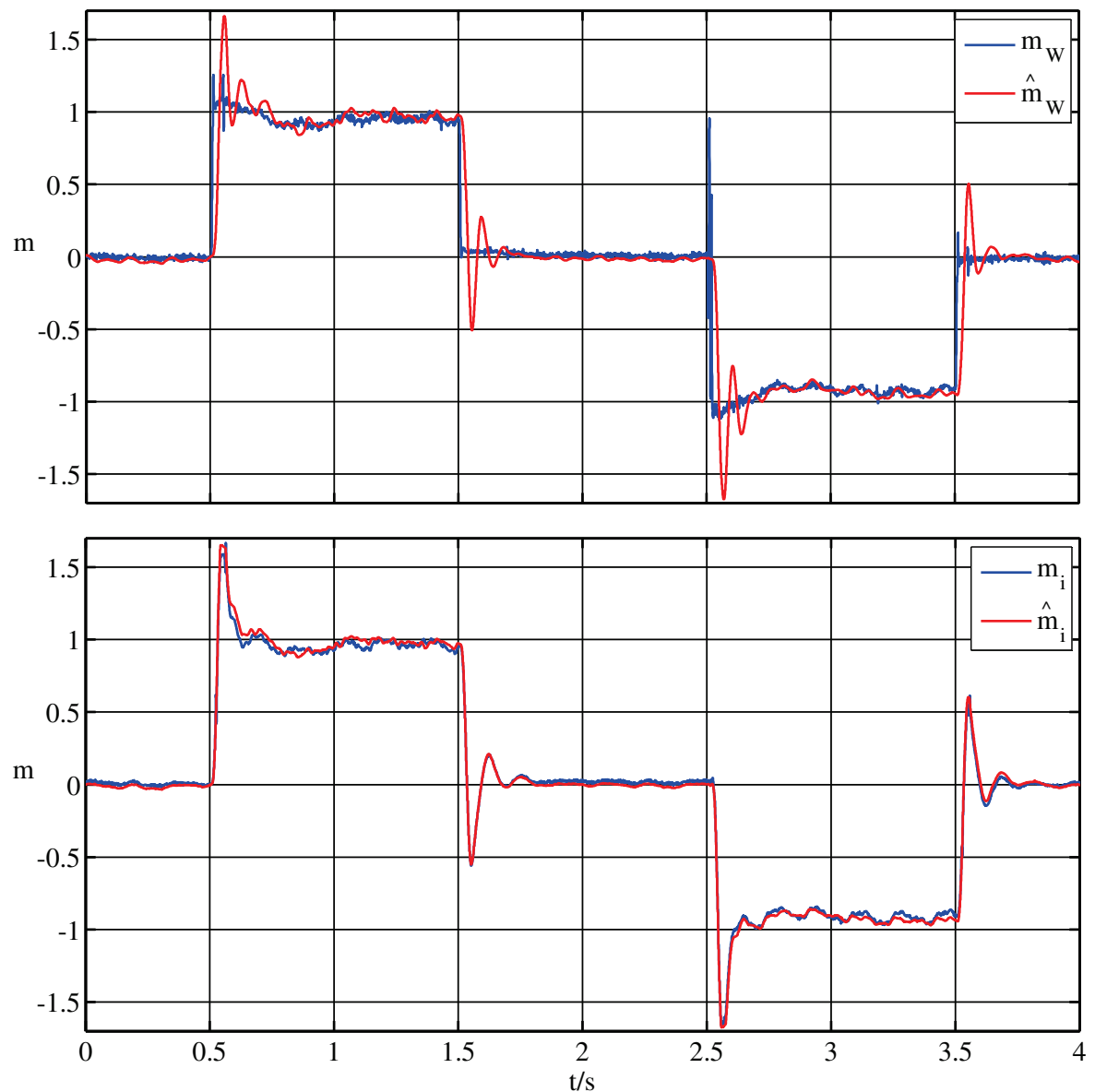


Bild 6.7: Zeitliche Verläufe des berechneten und des geschätzten Widerstandsmoments sowie des berechneten und des geschätzten Luftspaltpmoments bei Lastsprung $\Delta m_w^* = 1,0$ und $\Delta m_w^* = -1,0$ für $n_M^* = 0,02$

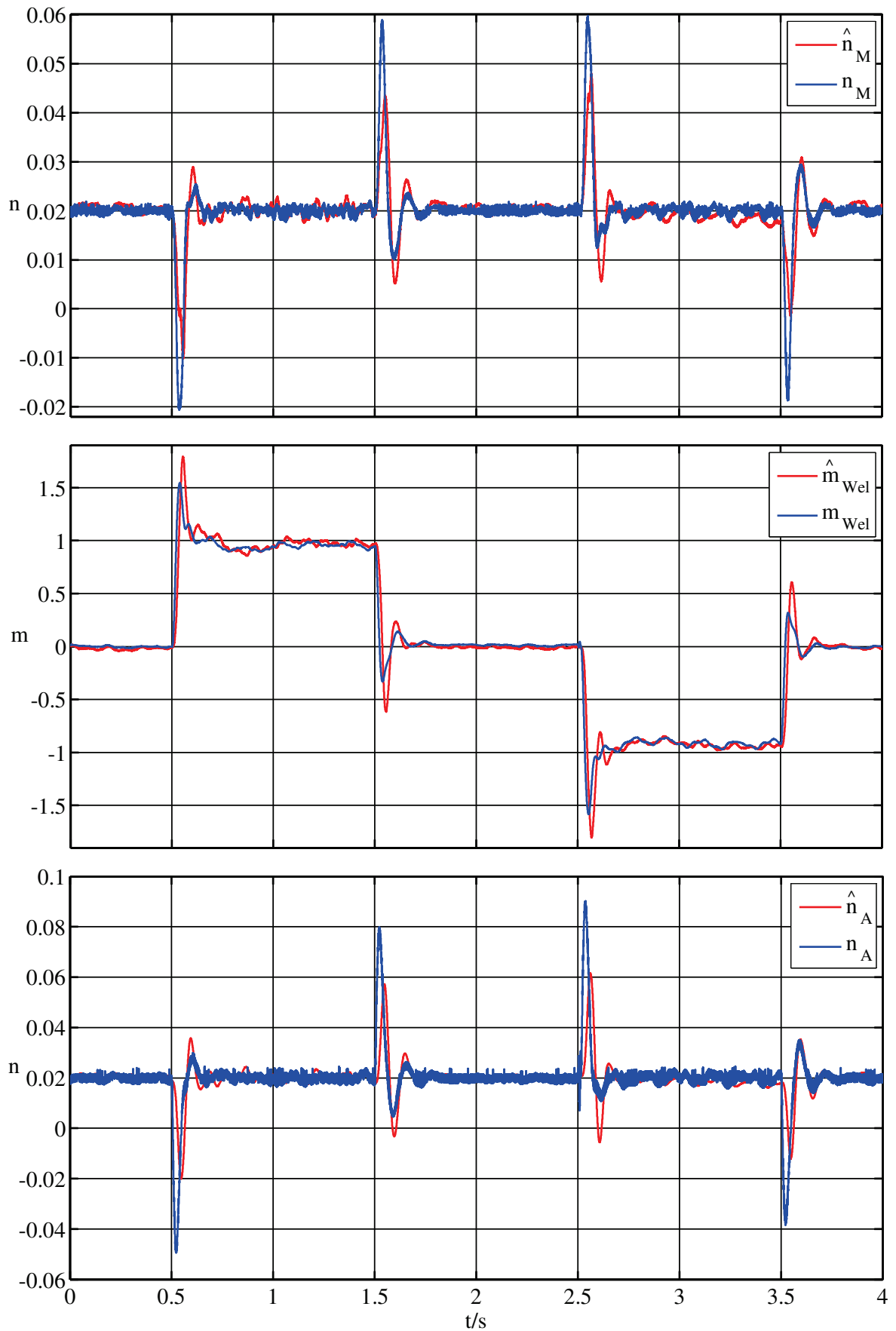


Bild 6.8: Zeitliche Verläufe der gemessenen und der vom Beobachter geschätzten Zustandsgrößen beim Lastsprung $\Delta m_W^* = 1,0$ und $\Delta m_W^* = -1,0$ für $n_M^* = 0,02$

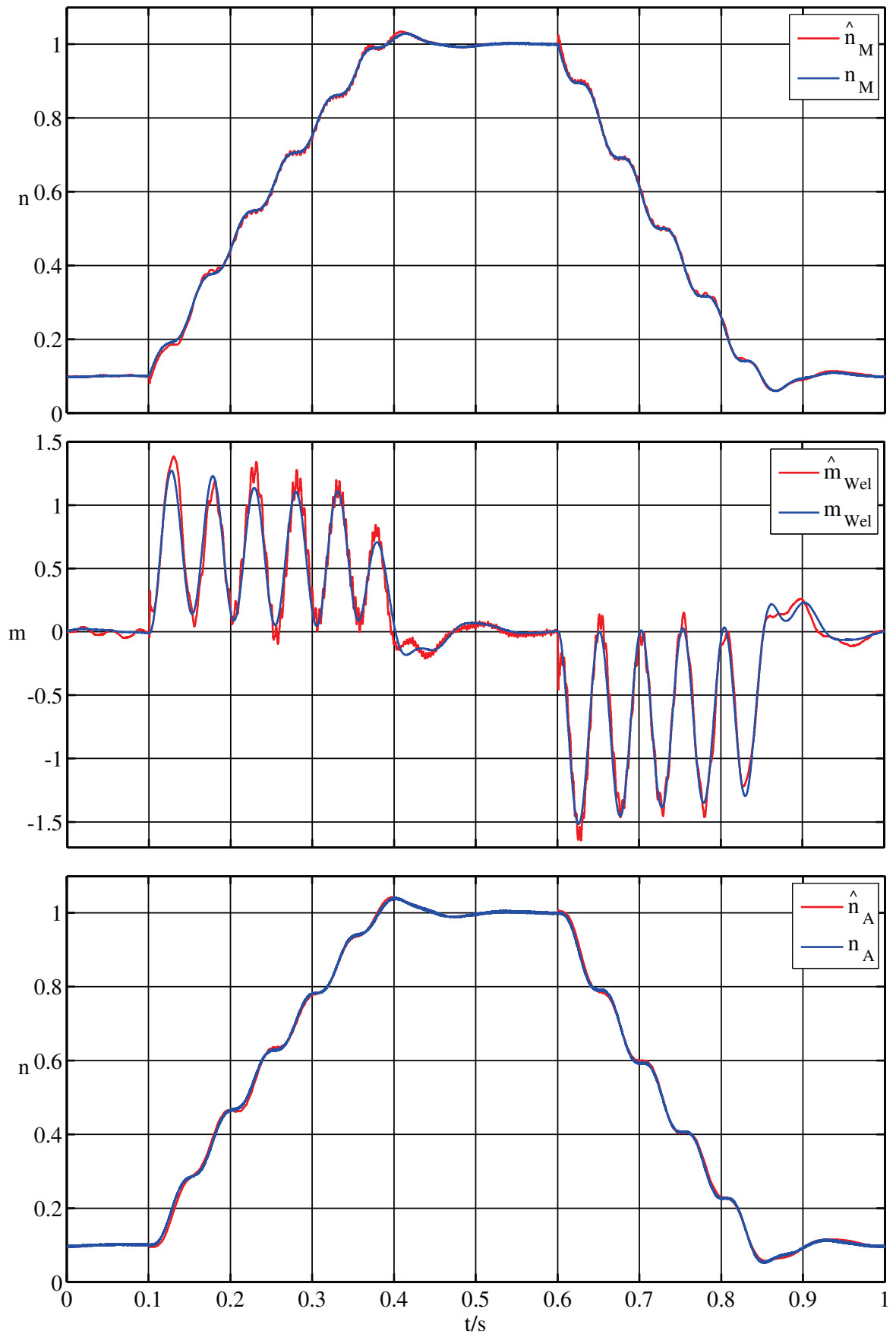


Bild 6.9: Zeitliche Verläufe der gemessenen und der vom Beobachter geschätzten Zustandsgrößen beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,9$ von $n_{M0}^* = 0,1$ und $\Delta n_M^* = -0,9$ von $n_{M0}^* = 1,0$ für $m_W = 0$

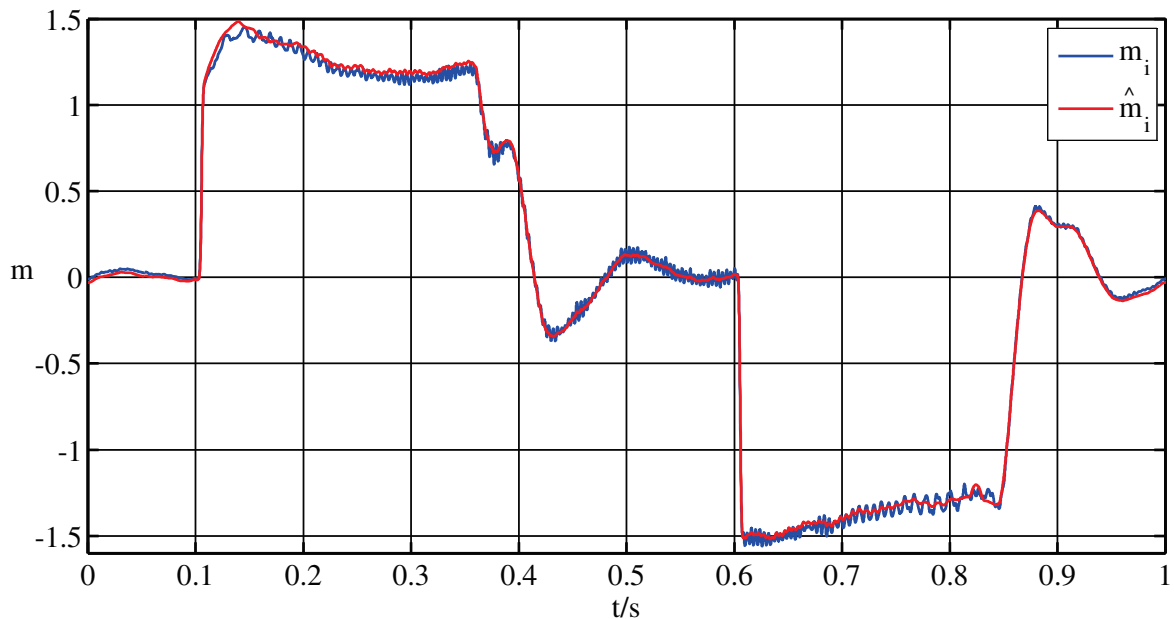


Bild 6.10: Zeitliche Verläufe des berechneten und des geschätzten Luftspaltmoments beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,9$ von $n_{M0}^* = 0,1$ und $\Delta n_M^* = -0,9$ von $n_{M0}^* = 1,0$ für $m_W = 0$

Bild 6.11 und Bild 6.12 stellen die beim Last- und Führungssprung am Beobachter und am Referenzbeobachter ermittelten Werte der Gütekriterien grafisch dar. In Bild 6.11 ist zu beachten, dass die Werte für $n_M^* = 0,02$ und $n_M^* = 0,1$ in den oberen und mittleren Diagrammen für eine übersichtliche Darstellung mit dem Faktor 10^{-1} multipliziert sind.

Generell ist die Qualität der Schätzung beim Last- und Führungssprung beim Beobachter und Referenzbeobachter für die Motordrehzahl am besten und nimmt für die Arbeitsmaschinendrehzahl und das Wellenmoment immer weiter ab, was aus dem Ansteigen der Werte der Güte hervorgeht.

Beim Lastsprung sind die Werte der Gütekriterien nahezu identisch zu den Vergleichswerten, d. h. durch die Verwendung der geschätzten statt der gemessenen Drehzahl sinkt die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen nicht. Die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen sinkt mit fallender Drehzahl und betragsmäßig steigender Lastsprunghöhe, was jeweils durch die steigenden Werte der Gütekriterien zu erkennen ist. In Bild 6.8 ist aber zu erkennen, dass die zeitlichen Verläufe der geschätzten Zustandsgrößen auch bei $n_M^* = 0,02$ und $\Delta m_W^* = 1,0$ gut mit denen der gemessenen Zustandsgrößen übereinstimmen.

Beim Führungssprung sind die Werte der Gütekriterien generell größer als die Vergleichswerte, d. h. die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen sinkt durch die Verwendung der geschätzten statt der gemessenen Drehzahl. Beim Beobachter sinkt die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen mit wachsender Dynamik des Drehzahlsturzes, die durch die Höhe des Widerstandsmoments variiert, was wiederum an den jeweils steigenden Werten der Gütekriterien zu erkennen ist. Die zeitlichen Verläufe der geschätzten Zustandsgrößen stimmen jedoch gut mit denen der gemessenen Zustandsgrößen überein, wie Bild 6.9 zeigt.

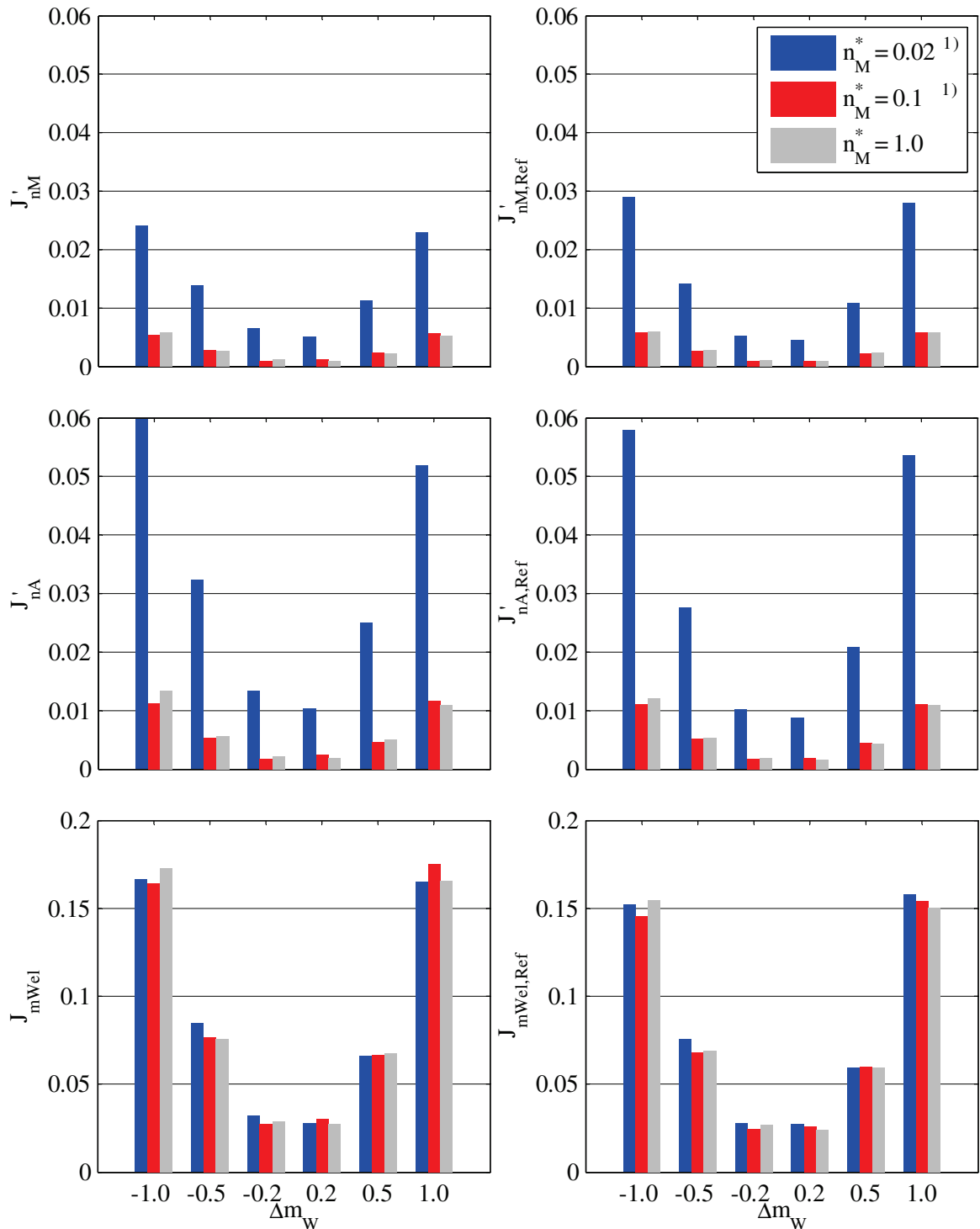


Bild 6.11: Grafische Darstellung der beim Lastsprung ermittelten Werte der Gütekriterien zur Bewertung der Qualität der geschätzten Größen (links: Beobachter, rechts: Referenzbeobachter)

¹⁾ Werte sind zur besseren Darstellung mit dem Faktor 10^{-1} multipliziert (in den oberen und mittleren Diagrammen)

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die zeitlichen Verläufe der geschätzten Zustandsgrößen generell gut mit denen der gemessenen Zustandsgrößen übereinstimmen und die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen bei Verwendung der geschätzten statt der gemessenen Drehzahl beim Lastsprung gleichbleibend ist und beim Führungssprung sinkt.

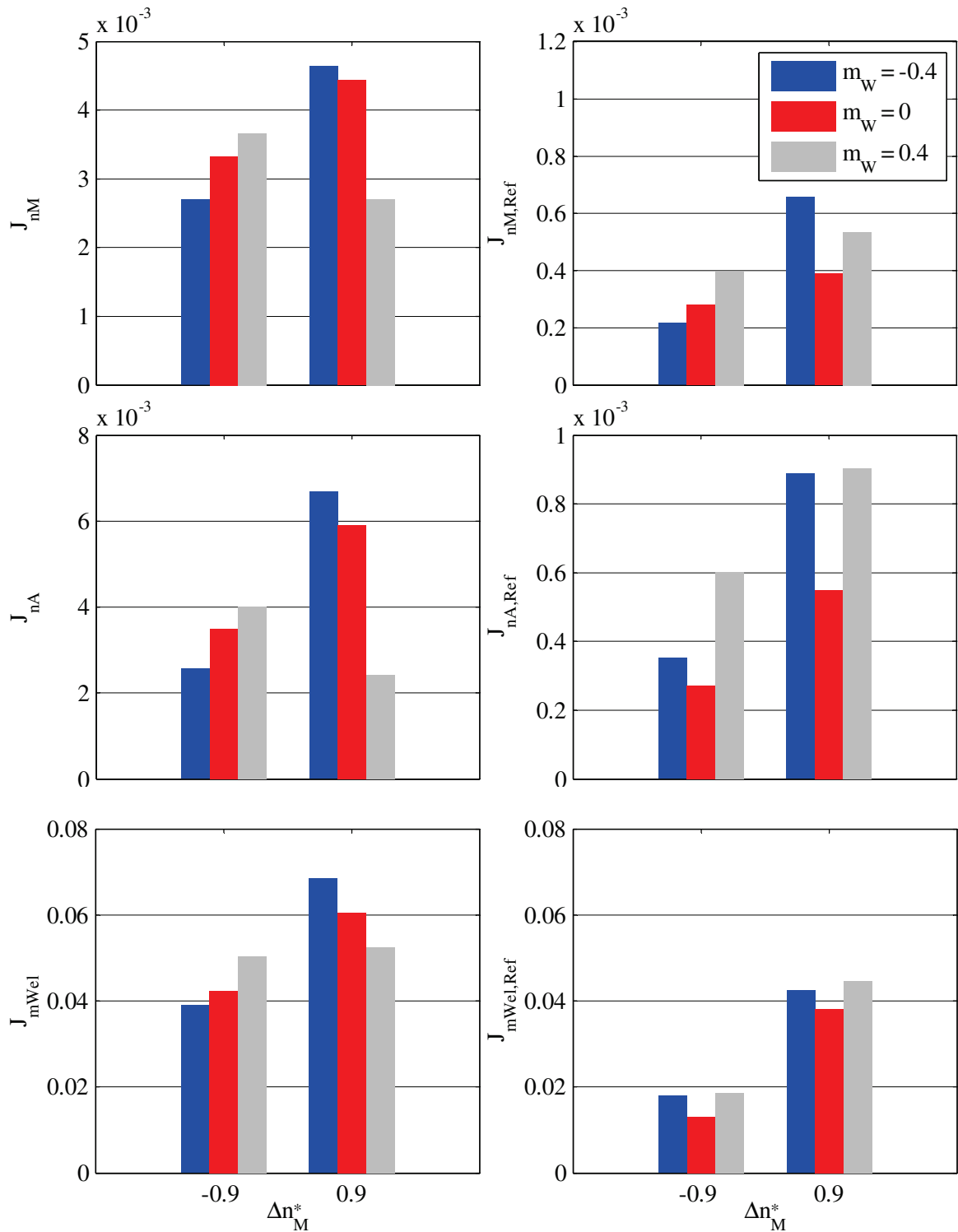


Bild 6.12: Grafische Darstellung der beim Führungssprung ermittelten Werte der Gütekriterien zur Bewertung der Qualität der geschätzten Größen (links: Beobachter, rechts: Referenzbeobachter)

Wie sich die Verwendung der hier untersuchten geschätzten Zustandsgrößen statt der gemessenen Zustandsgrößen auf die Qualität der Regelung auswirkt, stellen die im nächsten Abschnitt enthaltenen Untersuchungen dar.

6.3 Bewertung der Qualität der sensorlosen Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung

Dieser Abschnitt beginnt mit allgemeinen Anmerkungen und erläutert anschließend die Berechnung der Schädigung bei Torsionsbelastung. Die Schädigung ist eines der nachfolgend vorgestellten Gütekriterien zur Bewertung der Qualität der sensorlosen Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung. Darauf werden die im stationären und dynamischen Betrieb gewonnenen Ergebnisse ausgewertet. Die Parameterwerte der in diesem Abschnitt untersuchten Regler sind in Anhang C angegeben.

6.3.1 Vorbetrachtungen

Die Schädigung, die Torsionsschwingungen bei dynamischen Vorgängen verursachen, kann durch die Dämpfung derselben verringert werden. Dazu werden in Abschnitt 4.3 und Abschnitt 4.4 verschiedene Regelverfahren vorgestellt. Die Werte der Parameter dieser Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung werden empirisch ermittelt und so gewählt, dass eine gute Torsionsschwingungsdämpfung erreicht wird. Ein Nebenkriterium dabei ist, dass die Funktionsfähigkeit der Regelverfahren bei Verwendung gemessener Größen und bei Verwendung geschätzter Größen gegeben sein muss.

Die Torsionsschwingungsdämpfung kann aber die Dynamik beeinflussen. Deshalb werden im dynamischen Betrieb die Schädigung und die Dynamik mit Gütekriterien quantifiziert. Die Werte der Gütekriterien werden für jedes Regelverfahren bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit geschätzten Größen bestimmt.

Als Vergleichswerte dienen die Werte der Gütekriterien einer Regelung, die keine Torsionsschwingungsdämpfung beinhaltet. Die Vergleichswerte erlauben eine Einschätzung dazu, welchen Einfluss die einzelnen Regelverfahren bei Regelung mit gemessenen Größen oder bei Regelung mit geschätzten Größen im Bezug auf die Schädigung und die Dynamik haben.

Die geschätzten Größen können fehlerhaft sein. Eine fehlerhaft geschätzte Motordrehzahl führt bei Regelung mit geschätzten Größen zu einer Abweichung der Motordrehzahl vom ihrem Sollwert, was unerwünscht ist und besonders im stationären Betrieb auffällt. Deshalb wird diese Abweichung im stationären Betrieb ebenfalls mit Gütekriterien bestimmt. Als Vergleichswerte dienen dabei die bei Regelung mit gemessenen Größen ermittelten Werte der Gütekriterien.

Bei allen Untersuchungen an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird die Drehzahl geregelt. Der Betrag des Läuferflussraumvektors wird durch den Industrieumrichter auf einen konstanten Wert geregelt.

Die Auswahl der Regelung für die einzelnen Untersuchungen bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist durch die Praxis motiviert und wird nachfolgend kurz erläutert. Ein

gutes Störverhalten ist bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine beim Einsatz als Generator in Windkraftanlagen von Bedeutung, weil dabei die Änderung der Windgeschwindigkeit und die daraus resultierende Änderung des Widerstandsmoments eine Störung darstellen, die die Regelung ausgleichen muss. Für die Untersuchung des Störverhaltens an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird deshalb die Ständerwirk- und Ständerblindleistungsregelung, die in Windkraftanlagen eingesetzt wird [Bossanyi 2009; Ehrenberg u. a. 2001], verwendet.

Ein gutes Führungsverhalten ist bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine beim Einsatz als Generator bzw. Motor in Pumpspeicherkraftwerken von Bedeutung, weil dabei über eine Drehzallsollwertvorgabe die Drehzahl der Turbinen bzw. Pumpen zur Wirkungsgradoptimierung an die Fall- bzw. Förderhöhe angepasst wird [Leonhard 2000]. Für die Untersuchung des Führungsverhaltens an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird deshalb die Drehzahl- und Ständerblindleistungsregelung verwendet.

Der nachfolgende Abschnitt vermittelt die Grundlagen zur Berechnung der Schädigung bei Torsionsbelastung.

6.3.2 Schädigungsrechnung bei Torsionsbelastung

Die im schwingfähigen mechanischen System auftretenden Torsionsschwingungen haben v. a. für die Welle eine schädigende Wirkung, die deren Lebensdauer verkürzt. Das Ziel der Schädigungsrechnung ist die Quantifizierung der schädigenden Wirkung, nachfolgend als Schädigung bezeichnet, die bei einem dynamischen Vorgang auftritt. Eine geringere Schädigung kann als Lebensdauererwerb gewertet werden. Der Wert der Schädigung wird in der vorliegenden Arbeit dazu verwendet, verschiedene Regelverfahren zur Torsionsschwingungsdämpfung bei demselben dynamischen Vorgang quantitativ miteinander zu vergleichen und damit zu einer Aussage zum erreichten Lebensdauererwerb zu gelangen.

Ausgangspunkt zur Berechnung der Schädigung ist die Torsionsbeanspruchung der Welle, die durch den zeitlichen Verlauf der Torsionsspannung in der Welle beschrieben wird. Dieser wird anschließend mit dem sogenannten Rainflow-Verfahren ausgewertet, um den Schädigungsinhalt zu erfassen. Zur Berechnung der Schädigung wird die elementare Form der Miner-Regel verwendet.

Für die Torsionsspannung τ_t in der Welle gilt in unnormierter Form:

$$\tau_t(r) = \frac{M_t}{I_t} r. \quad (6.12)$$

Darin sind M_t das auf die Welle einwirkende Torsionsmoment, I_t das polare Flächenträgheitsmoment der Welle und r der Radius.

Für das polare Flächenträgheitsmoment gilt:

$$I_t = \frac{\pi}{2} R^4. \quad (6.13)$$

Darin bezeichnet R den Wellenradius. Das Torsionsmoment in Gleichung (6.12) entspricht dem normierten Wellenmoment m_{Wel} multipliziert mit dem Bezugsmoment M_B . Damit gilt für die unnormierte maximale Torsionsspannung, die am Rand der Welle bei $r = R$ auftritt:

$$\tau_{t,max} = \frac{2M_B}{\pi R^3} m_{Wel}. \quad (6.14)$$

Mit Gleichung (6.14) kann aus dem zeitlichen Verlauf des Wellenmoments der zeitliche Verlauf der unnormierten Torsionsspannung berechnet werden, in dem Torsionsschwingungen auftreten, die im Allgemeinen mittelspannungsbehaftet sind und durch die Amplitude τ_{ta} und den Mittelwert τ_{tm} charakterisiert werden.

Die Torsionsschwingungen, im Folgenden als Schwingspiele bezeichnet, werden mit dem Rainflow-Verfahren aus dem zeitlichen Verlauf der Torsionsspannung, dessen Wertebereich zu diesem Zweck in i äquidistante Klassen bzw. Stufen eingeteilt wird, identifiziert. Das Rainflow-Verfahren wird ausgewählt, weil es den Schädigungsinhalt des zeitlichen Verlaufs der Torsionsspannung am besten erfasst [Jenne 2004]. Das Rainflow-Verfahren wird in der Software *MATLAB* umgesetzt. Der dazu verwendete Algorithmus ist [Niesłony 2009] entnommen.

Für eine ausführliche Beschreibung des Ablaufschemas des Rainflow-Verfahrens wird auf die Literatur verwiesen, z. B. [Haibach 2006; Jenne 2004]. Zusammengefasst zählt das Rainflow-Verfahren die Schwingspiele, die geschlossenen Hysteresen im zeitlichen Verlauf der Torsionsspannung entsprechen, und liefert eine Häufigkeitsverteilung für die aus der Klassierung entstandenen Kombinationen von Amplitude und Mittelwert der Schwingspiele. Um selten auftretende Maxima im zeitlichen Verlauf der Torsionsspannung sicher zu erfassen, werden nicht geschlossene Hystereseäste in der vorliegenden Arbeit als geschlossene Hysteresen gewertet [Jenne 2004].

Um den Mittelwert eines Schwingspiels τ_{tm} bei der Berechnung der Schädigung zu berücksichtigen, muss dieses in einen mittelspannungsfreies Schwingspiel mit der Amplitude $\tau_{ta,e}$ umgerechnet werden. Dafür wird die sogenannte Mittelspannungsempfindlichkeit des Werkstoffs, aus der die Welle besteht, benötigt. Die Mittelspannungsempfindlichkeit unter der Wirkung von Normalspannung M_σ bzw. Schubspannung M_τ hängt bei Stahl von der Zugfestigkeit R_m ab und lässt sich wie folgt berechnen [Läpple 2011]:

$$M_\sigma = 0,00035 R_M - 0,10, \quad (6.15)$$

$$M_\tau = 0,577 M_\sigma. \quad (6.16)$$

Die am Versuchsstand verwendete Stahlwelle besteht aus dem Werkstoff *54 SiCr 6*, der eine Zugfestigkeit von $R_m = 1900 \text{ N/mm}^2$ hat, womit sich für $M_\tau = 0,2837$ ergibt. Für die Amplitude des mittelspannungsfreien Schwingspiels gilt [Haibach 2006]:

$$\tau_{ta,e} = \tau_{ta} f_\tau \left(\frac{\tau_{tm}}{\tau_{ta}}, M_\tau \right). \quad (6.17)$$

Die Abhängigkeit von f_τ von τ_{tm}/τ_{ta} ist in Bild 6.13 beispielhaft für $M_\tau = 0,2837$ grafisch dargestellt. Die Berechnung von f_τ ist [Haibach 2006] entnommen und in Anhang B.3 enthalten. Als Ergebnis dieser Rechnung und des Rainflow-Verfahrens liegen die Schwingspielzahlen n_i der mittelspannungsfreien Schwingspielamplituden $\tau_{tai,e}$ für die einzelnen Stufen i vor.

Zur Berechnung der Schädigung wird die elementare Form der Miner-Regel, die auch Amplituden unterhalb der Dauerfestigkeit berücksichtigt [Haibach 2006], verwendet. Grundgedanke dabei ist, dass jedes Schwingspiel einen Schädigungsbeitrag liefert, der sich zu einer Schädigung aufsummiert, die beim Erreichen eines kritischen Werts ($D = 1$) zum Schwingbruch führt [Haibach 2006]. Die Schädigung ist eine dimensionslose skalare Größe, deren Wertebereich durch $0 \leq D \leq 1$ definiert ist [Jenne 2004].

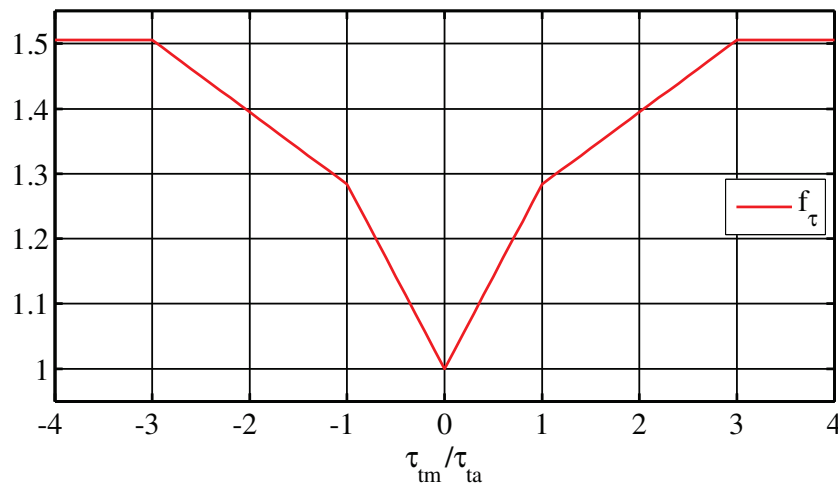


Bild 6.13: Darstellung von f_τ in Abhängigkeit von τ_{tm}/τ_{ta} für $M_\tau = 0,2837$

Die sogenannte Wöhlerlinie, die Bild 6.14 zeigt, stellt die von einem Bauteil ertragbare Schwingspielzahl N_i in Abhängigkeit von der Amplitude des Schwingspiels $\tau_{tai,e}$ dar und wird durch die Eckschwingspielzahl N_D , die Torsionsdauerfestigkeit τ_{taD} und den Neigungsexponent k beschrieben [Haibach 2006]:

$$N_i = N_D \left(\frac{\tau_{tai,e}}{\tau_{taD}} \right)^{-k}. \quad (6.18)$$

Bei der elementaren Form der Miner-Regel wird der Geradenverlauf unterhalb der Torsionsdauerfestigkeit fortgesetzt (gestrichelte Linie in Bild 6.14), um auch die Schädigung von Schwingspielen mit einer Amplitude unter der Torsionsdauerfestigkeit zu erfassen.

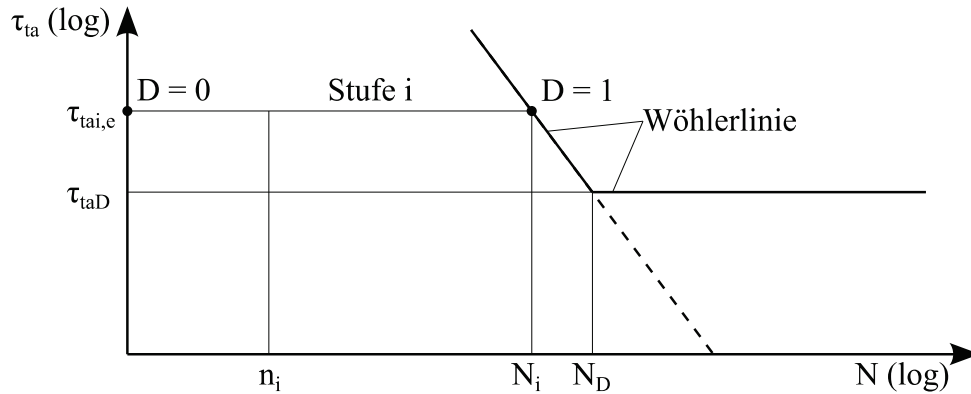


Bild 6.14: Schematische Darstellung der Wöhlerlinie (nach [Jenne 2004])

Die Teilschädigung D_i der i -ten Stufe berechnet sich aus [Haibach 2006]:

$$D_i = \frac{n_i}{N_D} \left(\frac{\tau_{tai,e}}{\tau_{taD}} \right)^k. \quad (6.19)$$

Die Schädigung D ergibt sich aus der Summe der Teilschädigungen [Haibach 2006]:

$$D = \sum D_i. \quad (6.20)$$

Für die Wöhlerlinie werden in der vorliegenden Arbeit die Parameterwerte $N_D = 10^6$, $\tau_{taD} = 217 \text{ MPa}$ und $k = 4$ verwendet. Während der Wert für τ_{taD} der Dokumentation des Versuchsstands entnommen werden konnte, sind für N_D und k lediglich übliche Werte für Stahl [Haibach 2006] gewählt worden. Der berechnete Wert von D spiegelt damit nicht die reale Schädigung der Welle wider, weil die verwendete Wöhlerlinie auf Annahmen beruht. Er ermöglicht aber den relativen Vergleich der Schädigung, die durch die Verwendung verschiedener Regelungen bei demselben dynamischen Vorgang verursacht wird [Jenne 2004]. Eine Abschätzung zum Lebensdauergewinn ist dadurch ebenfalls möglich.

Die Schädigung ist eines der Gütekriterien zur Bewertung der Qualität der Regelung, die der folgende Abschnitt definiert.

6.3.3 Definition der Gütekriterien

Die Qualität der Regelung wird mit Gütekriterien im stationären und dynamischen Betrieb bestimmt. Die Gütekriterien für den stationären Betrieb quantifizieren die stationäre Genauigkeit der Drehzahlregelung. Die Gütekriterien für den dynamischen Betrieb quantifizieren die Dynamik der Drehzahlregelung und die Schädigung der Drehzahl- oder Ständerwirkleistungsregelung bei einem dynamischen Vorgang.

Zur Bewertung der Qualität der Regelung im stationären Betrieb wird ein erstes Gütekriterium eingeführt, das das Vorzeichen der Differenz der zeitlichen Verläufe der gemessenen

Motordrehzahl und des Sollwerts der Motordrehzahl berücksichtigt. In der zeitkontinuierlichen Darstellung (Index I) gilt dafür:

$$\Delta n_I = \frac{1}{t_E - t_A} \int_{t_A}^{t_E} (n_M(t) - n_M^*(t)) dt. \quad (6.21)$$

Darin bezeichnen t_A und t_E wieder die Anfangs- und Endzeit des zu betrachtenden Zeitraums. Bild 6.15 veranschaulicht beispielhaft die Berechnung von Δn_I aus den zeitlichen Verläufen der gemessenen Motordrehzahl und des Sollwerts der Motordrehzahl. Das Integral in Gleichung (6.21) berechnet sich aus den Flächen unter der Kurve, siehe Bild 6.15 unten. Dabei gehen die hellgrauen Flächen positiv und die dunkelgrauen Flächen negativ in die Berechnung ein.

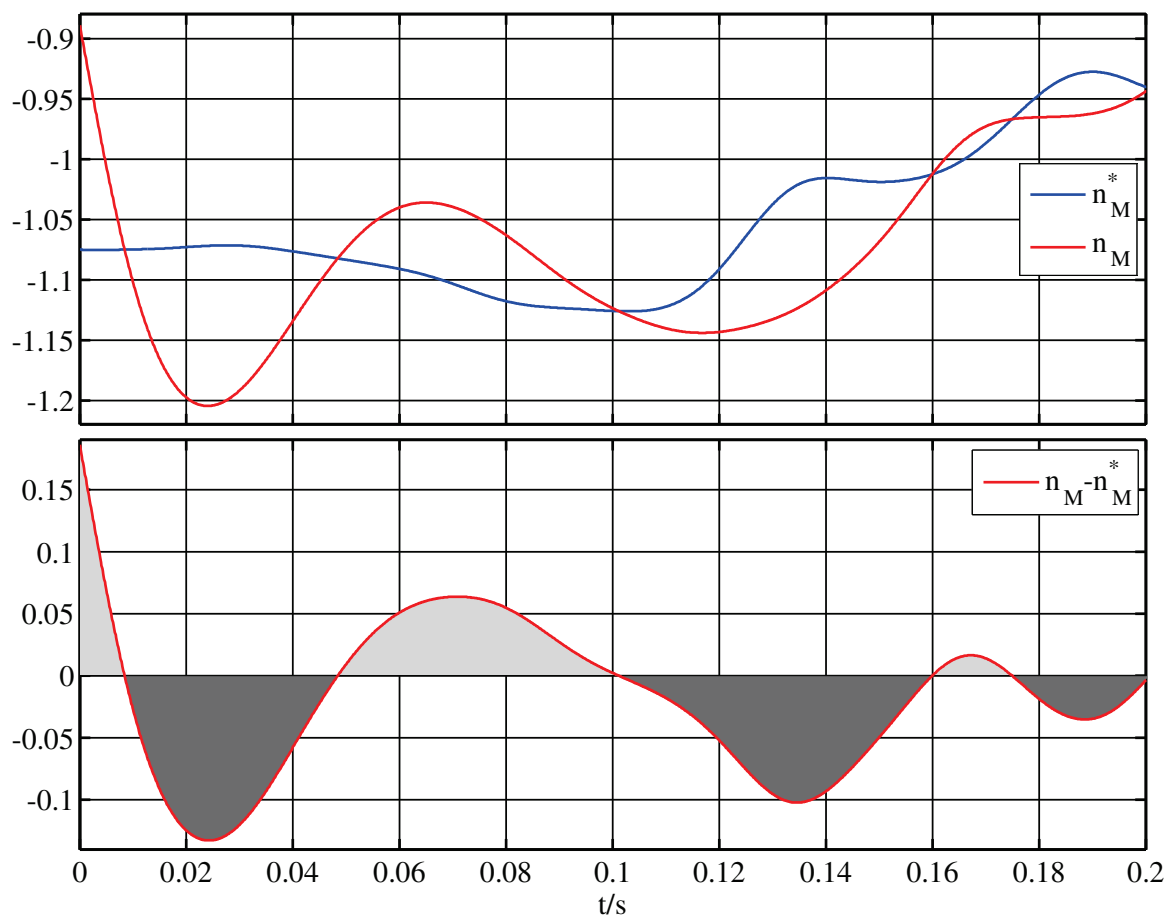


Bild 6.15: Zeitliche Verläufe des Sollwerts der Motordrehzahl und der gemessenen Motordrehzahl (oben)
Veranschaulichung des Integrals in Gleichung (6.21) (unten)

Nach Überführung in die zeitdiskrete Form und Normierung auf den Sollwert der Motordrehzahl, die mit einem Apostroph gekennzeichnet ist, ergibt sich für das Gütekriterium:

$$\Delta n' = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left[\frac{n_{M,k} - n_{M,k}^*}{n_{M,k}^*} \right]. \quad (6.22)$$

Der Index k bezeichnet den k -ten Wert der gemessenen Motordrehzahl bzw. des Sollwerts der Motordrehzahl zum Zeitpunkt $t_k = k\Delta t + t_A$. Der vorzeichenbehaftete Wert des Gütekriteriums beschreibt, wie gut der im stationären Betrieb konstante Sollwert der Motordrehzahl im Mittel im Zeitraum t_A bis t_E eingehalten wird. Je dichter der Wert bei null liegt, desto besser wird der Sollwert der Motordrehzahl eingehalten.

Im stationären Betrieb bedeutet ein von null verschiedener Wert ein Offset zwischen den zeitlichen Verläufen der gemessenen Motordrehzahl und dem Sollwert der Motordrehzahl. Gegenüber Rauschen im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl ist das Gütekriterium weitestgehend unempfindlich. Eine Schwingung im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl kann zu abwechselnd positiven und negativen Differenzen führen, die sich im zeitlichen Verlauf gegeneinander aufheben. Das Gütekriterium $\Delta n'$ liefert in diesem Fall einen Wert von null, d. h. die Schwingung ist damit nicht detektierbar.

Deshalb wird als zweites Gütekriterium zur Bewertung der Qualität der Regelung im stationären Betrieb J' nach Gleichung (6.3) verwendet. Dieses wird hier auf die gemessene Motordrehzahl und den als Vergleichsgröße dienenden Sollwert der Motordrehzahl angewendet:

$$J_n' = \frac{1}{z} \sum_{k=1}^z \left| \frac{n_{M,k} - n_{M,k}^*}{n_{M,k}^*} \right|. \quad (6.23)$$

Je kleiner der Wert von J_n' ist, desto besser stimmen die zeitlichen Verläufe der gemessenen Motordrehzahl und des Sollwerts der Motordrehzahl überein bzw. umso geringer ist deren Differenz. Im stationären Betrieb angewendet bedeutet ein hoher Wert des Gütekriteriums ein Offset zwischen den zeitlichen Verläufen der gemessenen Motordrehzahl und dem Sollwert der Motordrehzahl oder Rauschen oder eine Schwingung im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl.

Wurde durch $\Delta n'$ das Vorhandensein eines Offsets bereits ausgeschlossen, kann mit J_n' überprüft werden, ob Rauschen oder eine Schwingung im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl enthalten sind. Es muss anschließend durch Betrachten des zeitlichen Verlaufs der gemessenen Motordrehzahl ermittelt werden, ob Rauschen oder eine Schwingung vorhanden ist.

Die in beiden Gütekriterien zur Bewertung der Qualität der Regelung im stationären Betrieb enthaltene Normierung auf den Sollwert der Motordrehzahl erlaubt den Vergleich der Werte der Gütekriterien auch für unterschiedliche Sollwerte der Motordrehzahl.

Das erste Gütekriterium zur Bewertung der Qualität der Regelung im dynamischen Betrieb ist die Maßzahl der Schädigung D [Haibach 2006], mit der beim Führungs- und Lastsprung die durch den dynamischen Vorgang entstehende Schädigung der Welle quantifiziert wird. Ein kleinerer Wert von D bedeutet eine geringere Schädigung durch den Vorgang und somit einen Lebensdauergewinn.

Für die Bewertung der Qualität der Regelung im dynamischen Betrieb wird ein zweites Gütekriterium eingeführt, das die Dynamik quantifiziert und sich beim Last- und Führungssprung unterscheidet.

Ein Lastsprung führt im zeitlichen Verlauf der Arbeitsmaschinendrehzahl zu einer Differenz zum Sollwert der Motordrehzahl. Deshalb ist das zweite Gütekriterium zur Bewertung der Qualität der Regelung beim Lastsprung die Ausregelzeit der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl t_{ausr} , die im Folgenden als Ausregelzeit bezeichnet wird. Diese gibt an, welche Zeit nach dem Lastsprung vergeht, bis der Betrag der Differenz dauerhaft kleiner oder gleich der zu definierenden Abweichung ε ist [Lutz u. Wendt 2002].

Die Ausregelzeit beinhaltet beim Führungssprung auch die Zeit, die zum Beschleunigen oder Abbremsen nötig ist und von der Höhe des Widerstandsmoments und der Änderung des Motordrehzahlsollwerts abhängt. Diese Zeit entspricht der Anregelzeit der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl t_{anr} , die im Folgenden als Anregelzeit bezeichnet wird. Diese gibt an, welche Zeit nach dem Führungssprung vergeht, bis die Arbeitsmaschinendrehzahl zum ersten Mal den neuen Sollwert der Motordrehzahl erreicht [Lutz u. Wendt 2002]. Durch die Berücksichtigung der Anregelzeit wird der Einfluss der Änderung des Motordrehzahlsollwerts und des Widerstandsmoment eliminiert.

Beim Führungssprung ist das zweite Gütekriterium zur Bewertung der Qualität der Regelung deshalb die Differenz zwischen Aus- und Anregelzeit:

$$t_{aa} = t_{ausr} - t_{anr} . \quad (6.24)$$

Die Werte von t_{ausr} beim Lastsprung und t_{aa} beim Führungssprung sind ein Maß für die Dynamik der Regelung, wobei kleinere Werte einer besseren Dynamik entsprechen.

Durch die Elastizität der Welle treten im dynamischen Betrieb im zeitlichen Verlauf der Arbeitsmaschinendrehzahl größere Abweichungen vom Sollwert der Motordrehzahl als im zeitlichen Verlauf der Motordrehzahl auf. Dies wiederum führt dazu, dass die Werte von t_{ausr} und t_{aa} bei der Arbeitsmaschinendrehzahl größer sind und damit auch deren Dynamik schlechter ist. Aus diesem Grund wird die Arbeitsmaschinendrehzahl und nicht die Motordrehzahl für die Untersuchung der Dynamik verwendet. Zudem ist die Dynamik der Arbeitsmaschinendrehzahl aus technologischer Sicht oft bedeutungsvoller als die der Motordrehzahl, weil diese direkt auf den Prozess einwirkt und damit die Prozessgüte beeinflusst.

Die vorgestellten Gütekriterien werden im folgenden Abschnitt angewendet.

6.3.4 Auswertung der Ergebnisse für den stationären Betrieb

Die stationäre Genauigkeit der Drehzahlregelung wird durch die Abweichung der gemessenen Motordrehzahl vom Sollwert der Motordrehzahl bestimmt. Diese wird mit Hilfe der Gütekriterien $\Delta n'$ und J_n' nach Gleichung (6.22) und (6.23) quantifiziert.

Die Werte der Gütekriterien werden bei Regelung mit geschätzten Größen und zur Ermittlung der Vergleichswerte bei Regelung mit gemessenen Größen bestimmt. Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer gibt es verschiedene Varianten zur Realisierung der Drehzahlregelung mit Torsionsschwingungsdämpfung, siehe Abschnitt 4.3. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die erreichbare stationäre Genauigkeit nicht von der verwendeten Drehzahlregelung, sondern hauptsächlich von der Qualität der für die Drehzahlregelung verwendeten Motordrehzahl abhängt. Deshalb wird hier nur die stationäre Genauigkeit der PI-Drehzahlregelung untersucht. Bei den Untersuchungen im stationären Betrieb sind das FIR-Filter und die Differenzdrehzahlaufschaltung abgeschaltet.

Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden die Werte der Gütekriterien für verschiedene Werte des Sollwerts der Motordrehzahl und des Widerstandsmoment ermittelt. Diese untersuchten stationären Betriebspunkte gehen aus den Diagrammen in Bild 6.16 und Bild 6.17 hervor.

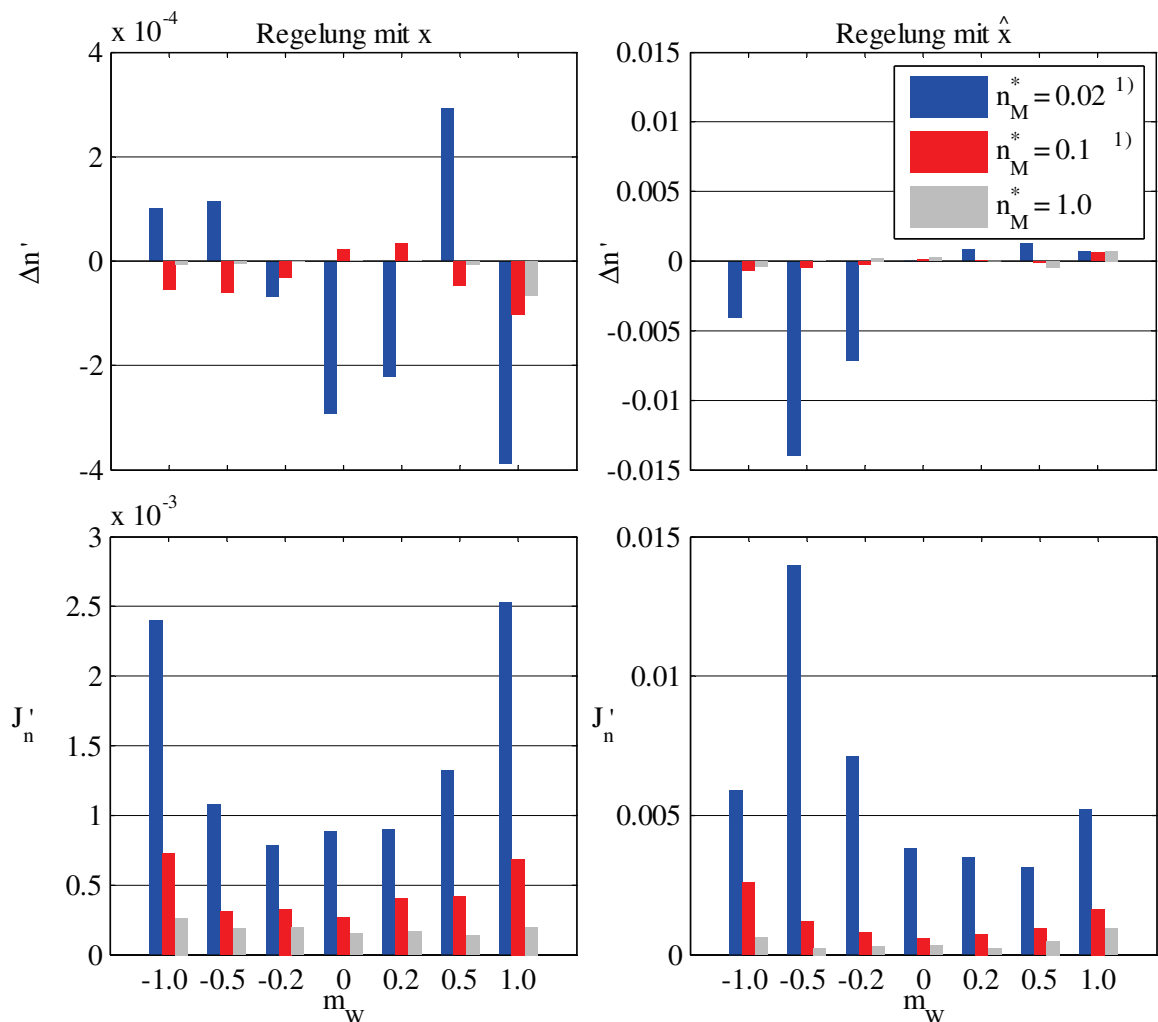


Bild 6.16: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: grafische Darstellung der im stationären Betrieb ermittelten Werte von $\Delta n'$ und J_n' bei Regelung mit gemessenen (links) und geschätzten Größen (rechts)

¹⁾ Werte sind zur besseren Darstellung mit dem Faktor 10^{-1} multipliziert

Die an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ermittelten Werte der Gütekriterien für den stationären Betrieb sind in den Diagrammen in Bild 6.16 grafisch dargestellt. Dabei ist zu beachten, dass die Werte für $n_M^* = 0,02$ und $n_M^* = 0,1$ für eine übersichtliche Darstellung mit dem Faktor 10^{-1} multipliziert sind.

Die bei Regelung mit gemessenen Größen (Regelung mit \mathbf{x}) ermittelten Werte von $\Delta n'$ und J_n' sind die Vergleichswerte, die die erreichbare stationäre Genauigkeit widerspiegeln. Wird die Regelung mit geschätzten Größen (Regelung mit $\hat{\mathbf{x}}$) statt mit gemessenen Größen betrieben, weichen die Werte von $\Delta n'$ stärker von null ab und die Werte von J_n' steigen, d. h. die Abweichung der Motordrehzahl von ihrem Sollwert wird größer, was einer geringeren stationären Genauigkeit entspricht. Tendenziell ist diese Abweichung im generatorischen Betrieb negativ und im motorischen Betrieb positiv, wobei die Abweichung mit ca. -14 % im generatorischen Betrieb bei $m_W = -0,5$ bei $n_M^* = 0,02$ am größten ist. In allen stationären Betriebspunkten für $n_M^* = 0,1$ und $n_M^* = 1,0$ ist die betragsmäßige Abweichung dagegen mit einem Wert von $\Delta n'$ von unter 1 % deutlich geringer. Generell steigt die betragsmäßige Abweichung mit sinkender Drehzahl, d. h. die stationäre Genauigkeit ist bei $n_M^* = 0,02$ am geringsten. Grund dafür ist, dass der Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer auf dem u_1, n -Modell basiert, das eine hohe Empfindlichkeit gegenüber einem verstimmten Ständer- bzw. Läuferwiderstand besonders bei kleinen Drehzahlen aufweist [Schröder 2009a], siehe Abschnitt 3.4.3.3. Diese Empfindlichkeit führt bei kleinen Drehzahlen zu einem Fehler in der geschätzten Drehzahl, die sich negativ auf die stationäre Genauigkeit der Regelung auswirkt.

Der Wert von J_n' ist bei Regelung mit geschätzten Größen in einigen Betriebspunkten, besonders im motorischen Betrieb bei $n_M^* = 0,02$, relativ hoch, obwohl in diesen ein niedriger Wert für $\Delta n'$ vorliegt. Dies bedeutet, dass Rauschen oder eine Schwingung im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl vorhanden sind. Das Betrachten des zeitlichen Verlaufs der gemessenen Motordrehzahl ergab, dass das Rauschen in diesen Betriebspunkten für einen hohen Wert von J_n' verantwortlich ist.

Zusammengefasst ist bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer die stationäre Genauigkeit bei Regelung mit geschätzten Größen für $n_M^* = 0,1$ und $n_M^* = 1,0$ sehr gut, für $n_M^* = 0,02$ befriedigend.

Die an der doppelgespeisten Asynchronmaschine ermittelten Werte der Gütekriterien für den stationären Betrieb sind in den Diagrammen in Bild 6.17 grafisch dargestellt. Darin entsprechen $n_M^* = 1,03$ der synchronen, $n_M^* = 0,8$ einer untersynchronen und $n_M^* = 1,2$ einer übersynchronen Drehzahl.

Die bei Regelung mit gemessenen Größen (Regelung mit \mathbf{x}_{erw}) ermittelten Werte von $\Delta n'$ und J_n' sind die Vergleichswerte, die wieder die erreichbare stationäre Genauigkeit widerspiegeln. Die Werte von $\Delta n'$ weichen tendenziell stärker von null ab und die Werte von J_n' steigen, wenn die Regelung mit geschätzten Größen (Regelung mit $\hat{\mathbf{x}}_{erw}$) statt mit

gemessenen Größen betrieben wird. Die Werte von $\Delta n'$ weichen maximal doppelt so weit von null ab. Das bedeutet, dass die Abweichung der Motordrehzahl von ihrem Sollwert leicht zunimmt, was wiederum einer nur leicht verringerten stationären Genauigkeit entspricht. Es ist kein Zusammenhang zwischen Abweichung und Widerstandsmoment oder zwischen Abweichung und Sollwert der Motordrehzahl erkennbar.

Der Wert von J_n' ist bei Regelung mit geschätzten Größen in den Betriebspunkten von $n_M^* = 0,8$ und $n_M^* = 1,2$ relativ hoch, obwohl in diesen ein niedriger Wert für $\Delta n'$ vorliegt. Das Betrachten des zeitlichen Verlaufs der gemessenen Motordrehzahl ergab, dass eine Schwingung im zeitlichen Verlauf der gemessenen Motordrehzahl das Ansteigen des Werts von J_n' in diesen Betriebspunkten verursacht. Die Amplitude der Schwingung ist aber sehr gering.

Zusammengefasst ist bei der doppelgespeisten Asynchronmaschine die stationäre Genauigkeit bei Regelung mit geschätzten Größen sehr gut. Zudem ist bei Regelung mit geschätzten Größen ein Betrieb bei synchroner Drehzahl dauerhaft möglich.

Der folgende Abschnitt untersucht die Qualität der Regelung im dynamischen Betrieb.

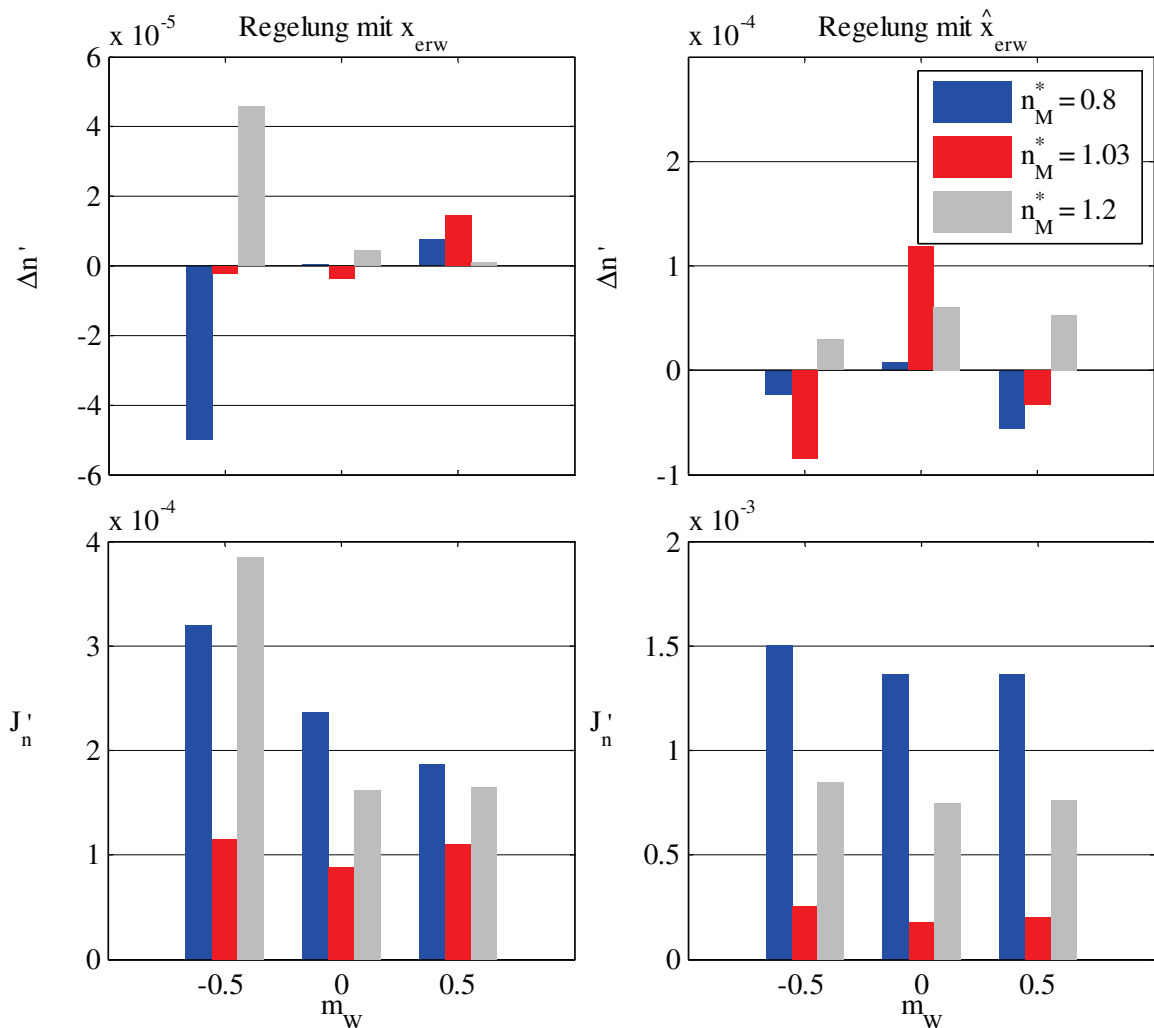


Bild 6.17: Doppelgespeiste Asynchronmaschine: grafische Darstellung der im stationären Betrieb ermittelten Werte von $\Delta n'$ und J_n' bei Regelung mit gemessenen (links) und geschätzten Größen (rechts)

6.3.5 Auswertung der Ergebnisse für den dynamischen Betrieb

Dieser Abschnitt vergleicht die Qualität verschiedener Regelungen im dynamischen Betrieb, die sich aus der Dynamik und der Schädigung zusammensetzt. Die dazu verwendeten Gütekriterien werden in Abschnitt 6.3.2 erläutert. Bei der Bewertung der Ergebnisse ist die Schädigung das vorrangige und die Dynamik das nachrangige Kriterium. Sind bei einer Regelung in mehr als einem Betriebspunkt Werte für die Gütekriterien bestimmbar, wird jeweils ein Mittelwert errechnet, um die Schädigung und die Dynamik jeweils mit nur einem Wert quantifizieren zu können. Die Auswahl der gezeigten zeitlichen Verläufe soll unterstützend die qualitative Wirkung der Torsionsschwingungsdämpfung vermitteln. Die Auswertung erfolgt jedoch anhand der Werte der Gütekriterien.

6.3.5.1 Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Bei den Untersuchungen an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer werden zunächst die Werte der Gütekriterien einer nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellten PI-Drehzahlregelung (*PISO*) ($T_{Nn} = 0,6283$; $k_{Rn} = 20,0$) mit ausgeschaltetem FIR-Filter bei Regelung mit gemessenen Größen bestimmt. Die ermittelten Werte sind die Vergleichswerte für die Dynamik und die Schädigung. Die Bestimmung von Vergleichswerten bei Regelung mit geschätzten Größen ist nicht möglich, weil die nach dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Drehzahlregelung eine verhältnismäßig hohe Proportionalverstärkung hat, die das Rauschen in der geschätzten Motordrehzahl verstärkt und damit die Regelung instabil werden lässt. Anschließend werden die Werte der Gütekriterien für die Varianten der Drehzahlregelung mit Torsionsschwingungsdämpfung (siehe Abschnitt 4.3) mit zugeschaltetem FIR-Filter bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung geschätzten Größen bestimmt. Die Varianten sind eine auf gute Dämpfung optimierte PI-Regelung (*PI*), nachfolgend als optimierte PI-Regelung bezeichnet, die Zustandsregelung nach Goslar (*ZRG*) und die Zustandsregelung nach Schröder (*ZRS*).

Beim Lastsprung beträgt die Änderung des Widerstandsmoments $\Delta m_w = 1,0$ ausgehend von $m_{w0} = 0$, die Abweichung $\varepsilon = 1 \%$. Es wird bewusst eine große Änderung gewählt, weil dadurch ein größerer Ausgleichsvorgang angeregt wird. Dieser hebt sich deutlicher vom Rauschen ab und steigert dadurch die Aussagekraft der Ergebnisse. Die Werte der Gütekriterien t_{ausr} und D werden für $n_M^* = 0,02$, $n_M^* = 0,1$ und $n_M^* = 1,0$ bestimmt und daraus je ein Durchschnittswert für t_{ausr} und D errechnet. Bild 6.7 und Bild 6.8 zeigen exemplarisch die zeitlichen Verläufe wichtiger Größen bei Lastsprung. Darin ist zu erkennen, dass die zeitlichen Verläufe der Größen nach den vier gezeigten Lastsprüngen, die sich in m_{w0} bzw. in Δm_w unterscheiden, qualitativ sehr ähnlich sind. Aus diesem Grund genügt die Untersuchung einer dieser Lastsprünge.

Bild 6.18 und Bild 6.19 zeigen die zeitlichen Verläufe der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl und des gemessenen Wellenmoments beim Lastsprung für $n_M^* = 1,0$.

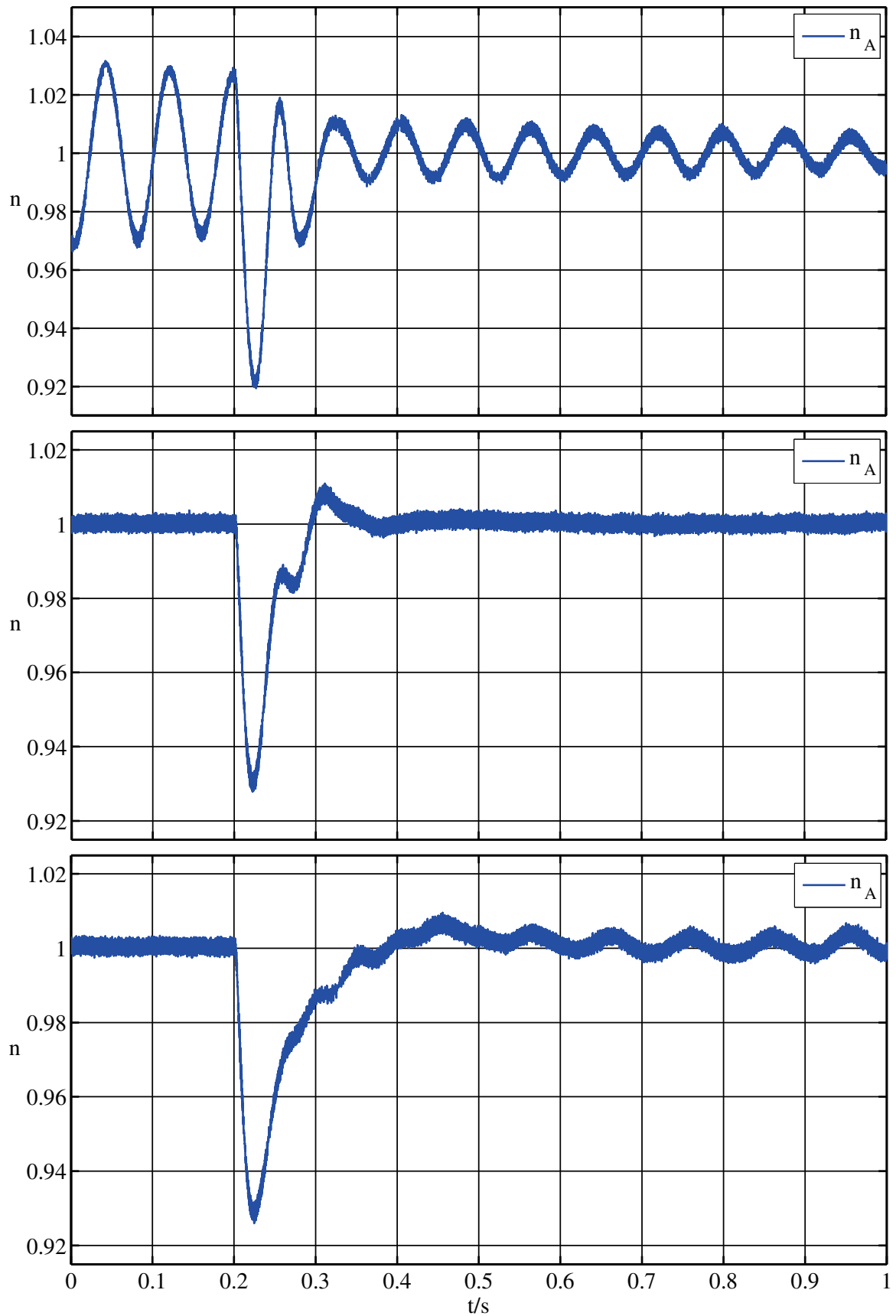


Bild 6.18: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf der Arbeitsmaschinendrehzahl beim Lastsprung $\Delta m_w = 1,0$ von $m_{w0} = 0$ für $n_M^* = 1,0$. Oben: nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung, mittig: optimierte PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), unten: optimierte PI-Regelung (Regelung mit geschätzten Größen)

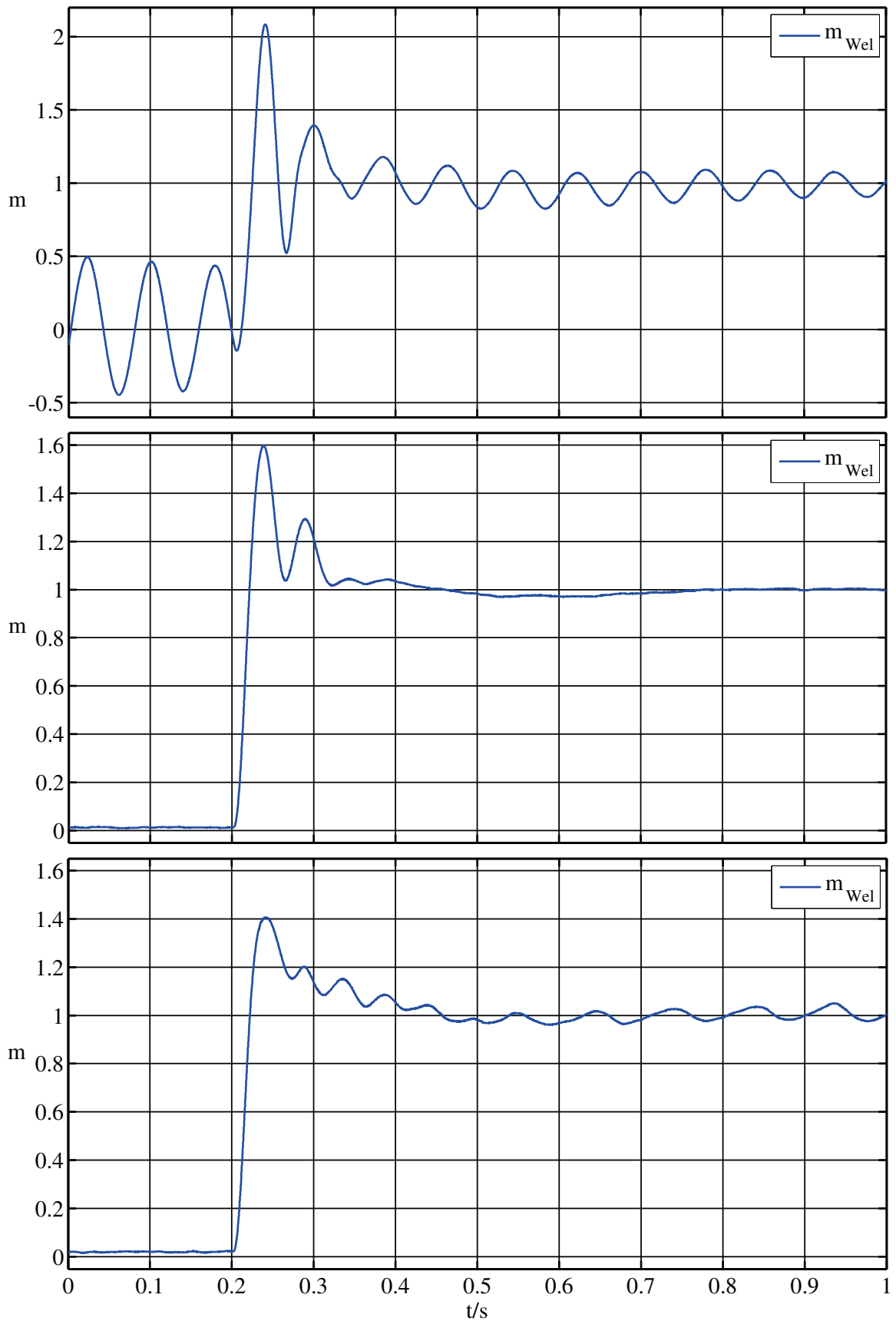


Bild 6.19: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Lastsprung $\Delta m_W = 1,0$ von $m_{W0} = 0$ für $n_M^* = 1,0$. Oben: nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung, mittig: optimierte PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), unten: optimierte PI-Regelung (Regelung mit geschätzten Größen)

Die nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung verursacht deutliche Schwingungen. Weil zur Generierung der Aufnahme kontinuierlich Lastsprünge erzeugt werden, sind die Schwingungen, die der vorangegangene Lastsprung verursacht hat, noch deutlich zu erkennen. Die optimierte PI-Regelung, die hier stellvertretend ausgewählt wird, verursacht dagegen kaum Schwingungen. Dabei sind Unterschiede zwischen der Regelung mit gemessenen Größen und der Regelung mit geschätzten Größen erkennbar, diese sind aber gering. Da die Unterschiede gering sind und das Ziel der Arbeit die Untersuchung von sensorlosen Regelverfahren ist, werden nur die zeitlichen Verläufe bei Regelung mit geschätzten Größen im folgenden Vergleich gezeigt. Maßgebend für die Schädigung als vorrangiges Kriterium ist der zeitliche Verlauf des Wellenmoments, weshalb im folgenden Vergleich auch auf die Darstellung des zeitlichen Verlaufs der Arbeitsmaschinendrehzahl verzichtet wird.

Bild 6.20 zeigt vergleichend die zeitlichen Verläufe des Wellenmoments bei Verwendung der optimierten PI-Regelung, der Zustandsregelung nach Goslar und der Zustandsregelung nach Schröder beim Lastsprung bei Regelung mit geschätzten Größen für $n_M^* = 1,0$.

Beim Führungssprung beträgt die Änderung des Motordrehzahlsollwerts $\Delta n_M^* = 0,9$ ausgehend von $n_{M0}^* = 0,1$, die Abweichung $\varepsilon = 0,8 \%$. Die Werte der Gütekriterien t_{aa} und D werden für $m_W = -0,4$, $m_W = 0$ und $m_W = 0,4$ bestimmt und daraus je ein Durchschnittswert für t_{aa} und D errechnet. Bild 6.10 und Bild 6.9 zeigen exemplarisch die zeitlichen Verläufe wichtiger Größen beim Führungssprung. Die zeitlichen Verläufe der Größen nach den zwei darin gezeigten Führungssprüngen, die sich in n_{M0} und in Δn_M unterscheiden, sind qualitativ sehr ähnlich. Aus diesem Grund genügt die Untersuchung eines Führungssprungs.

Bild 6.21 und Bild 6.22 zeigen die zeitlichen Verläufe der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl und des gemessenen Wellenmoments beim Führungssprung für $m_W = 0$. Die nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung verursacht wieder deutliche Schwingungen. Weil zur Generierung der Aufnahme kontinuierlich Führungssprünge erzeugt werden, sind die Schwingungen, die der vorangegangene Führungssprung verursacht hat, noch deutlich zu erkennen. Die optimierte PI-Regelung, die wieder stellvertretend ausgewählt wird, verursacht dagegen bei Regelung mit gemessenen Größen kaum Schwingungen und bei Regelung mit geschätzten Größen Schwingungen mit kleiner Amplitude.

Beim Führungssprung für $m_W = 0$ werden mit derselben Begründung wie beim Lastsprung nur die zeitlichen Verläufe des Wellenmoments bei Verwendung der optimierten PI-Regelung, der Zustandsregelung nach Goslar und der Zustandsregelung nach Schröder bei Regelung mit geschätzten Größen verglichen, siehe Bild 6.23.

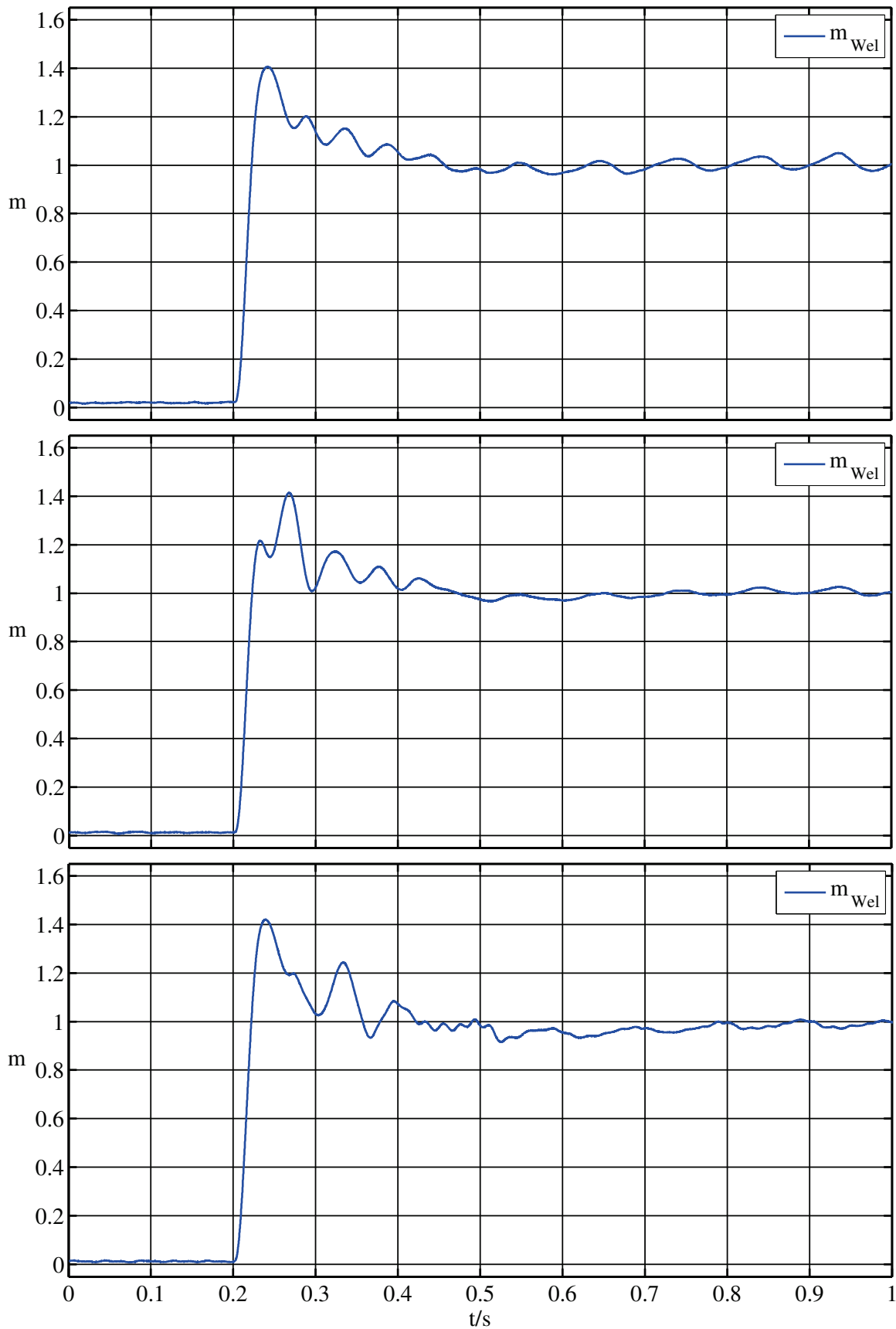


Bild 6.20: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Lastsprung $\Delta m_W = 1,0$ von $m_{W0} = 0$ für $n_M^* = 1,0$. Oben: optimierte PI-Regelung, mittig: Zustandsregelung nach Goslar, unten: Zustandsregelung nach Schröder (jeweils Regelung mit geschätzten Größen)

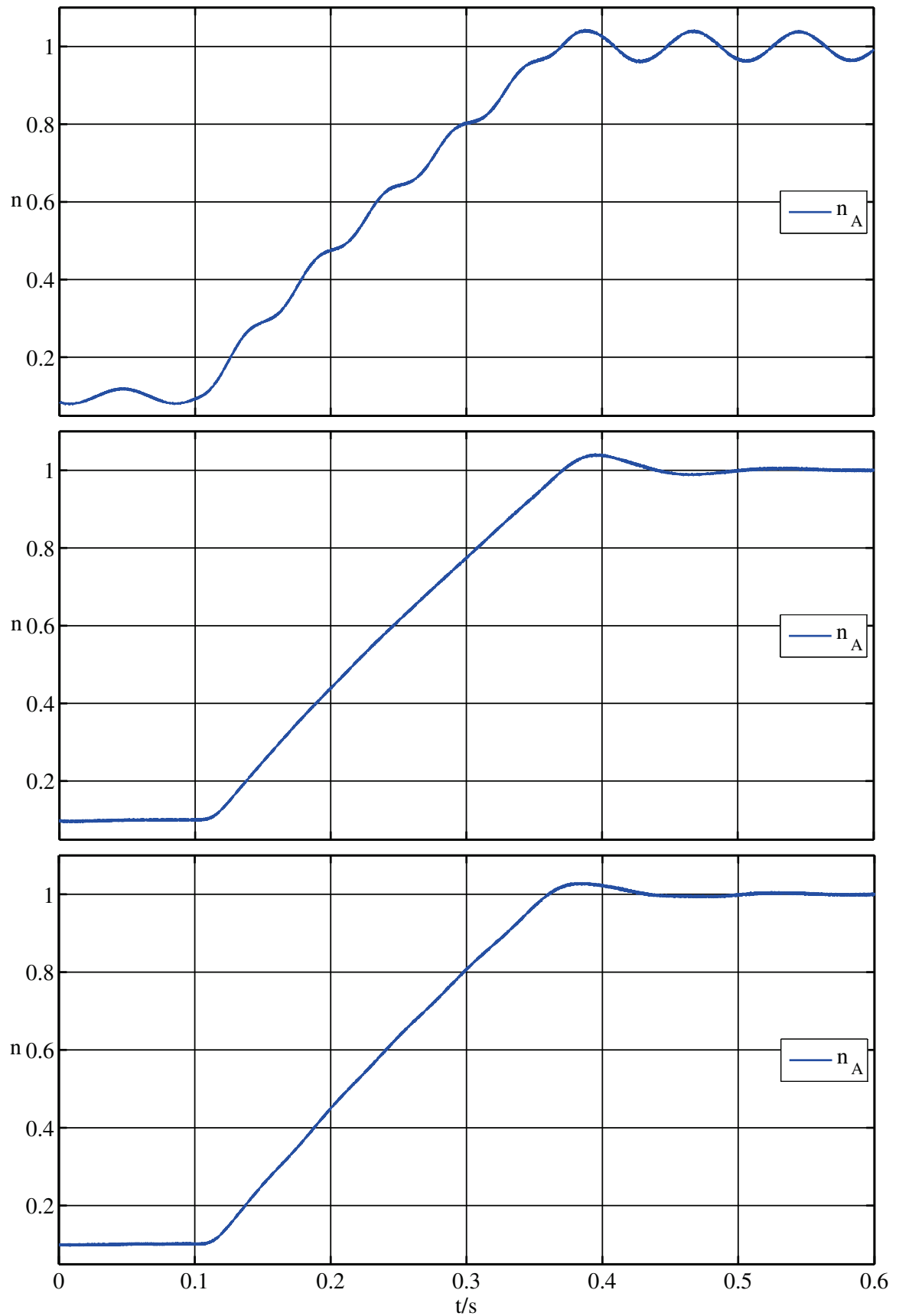


Bild 6.21: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf der Arbeitsmaschinendrehzahl beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,9$ von $n_{M0}^* = 0,1$ für $m_W = 0$. Oben: nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung, mittig: optimierte PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), unten: optimierte PI-Regelung (Regelung mit geschätzten Größen)

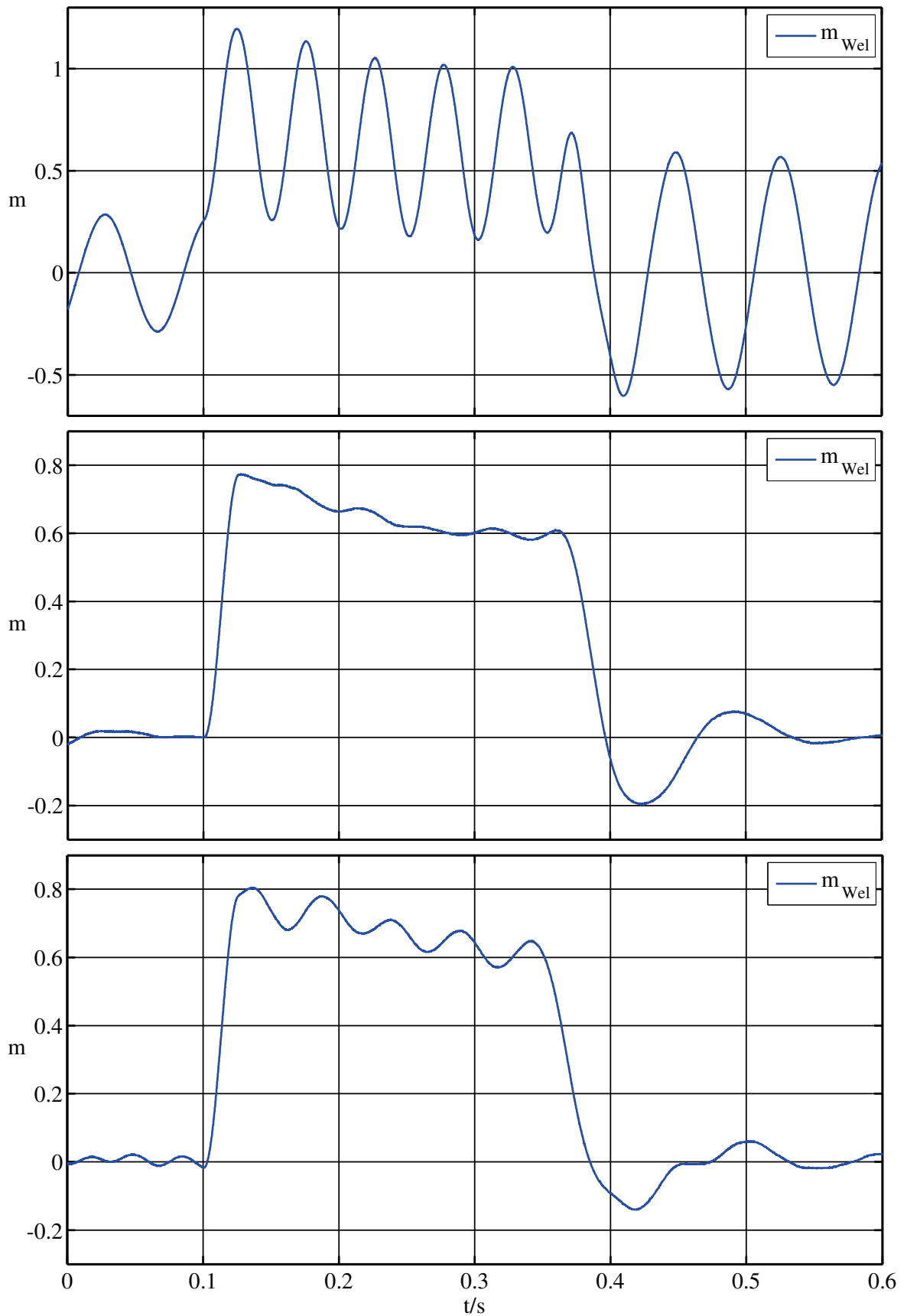


Bild 6.22: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,9$ von $n_{M0}^* = 0,1$ für $m_W = 0$. Oben: nahe dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung, mittig: optimierte PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), unten: optimierte PI-Regelung (Regelung mit geschätzten Größen)

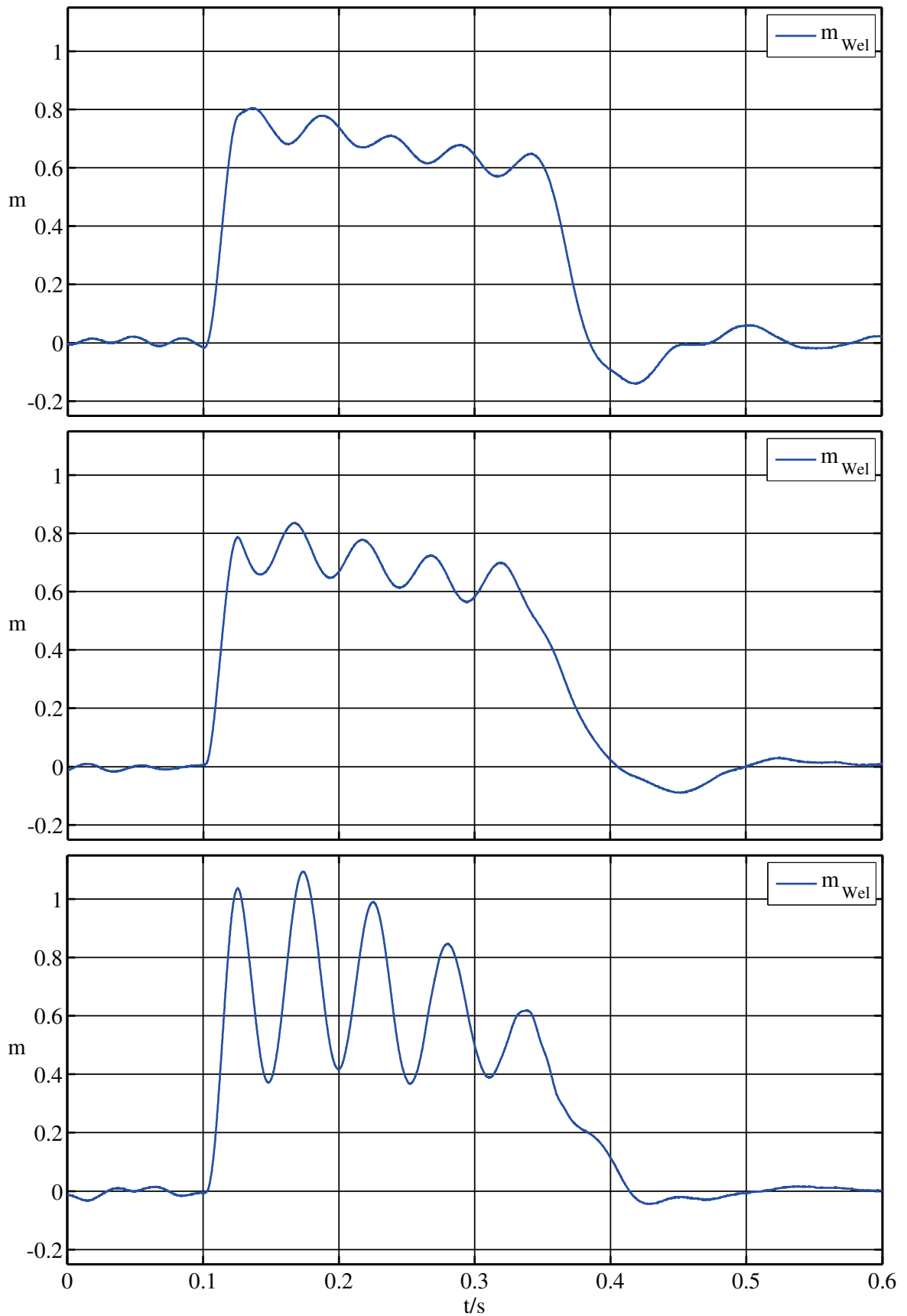


Bild 6.23: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,9$ von $n_{M0}^* = 0,1$ für $m_W = 0$. Oben: optimierte PI-Regelung, mittig: Zustandsregelung nach Goslar, unten: Zustandsregelung nach Schröder (jeweils Regelung mit geschätzten Größen)

Die an der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ermittelten Werte der Gütekriterien für den dynamischen Betrieb sind in den Diagrammen in Bild 6.24 grafisch dargestellt.

Beim Lastsprung ist die Schädigung bei allen Regelungen ähnlich groß und weit unterhalb des Vergleichswerts. Die Verwendung geschätzter Größen (Regelung mit \mathbf{x}) statt gemessener Größen (Regelung mit $\hat{\mathbf{x}}$) hat bei allen Regelungen nur geringen Einfluss auf die Schädigung. Die Ausregelzeit ist bei allen Regelungen deutlich niedriger als der Vergleichswert, d. h. alle Regelungen sorgen für eine deutliche Verbesserung der Dynamik. Die Verwendung geschätzter statt gemessener Größen führt bei allen Regelungen zu einer leichten Verschlechterung der Dynamik.

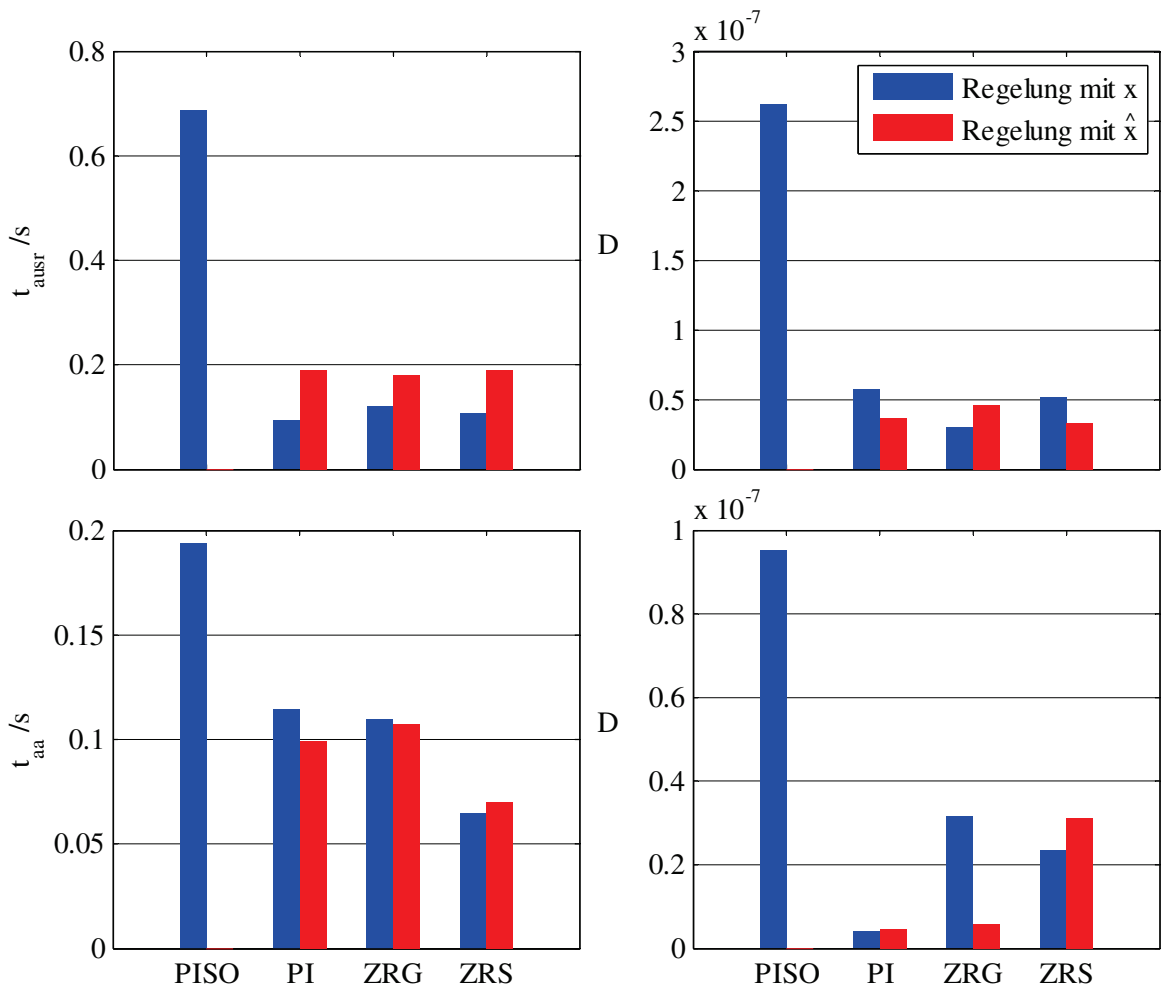


Bild 6.24: Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: grafische Darstellung der beim Lastsprung ermittelten Werte der Ausregelzeit t_{ausr} und der Schädigung D (oben) und der beim Führungssprung ermittelten Werte der Zeit t_{aa} und der Schädigung D (unten)

Beim Führungssprung ist die Schädigung bei allen Regelungen unterhalb des Vergleichswerts und bei der PI-Regelung mit Abstand am geringsten. Die Verwendung geschätzter statt gemessener Größen hat bei der PI-Regelung und der Zustandsregelung nach Schröder nur geringen Einfluss auf die Schädigung. Bei der Zustandsregelung nach Goslar ergibt sich dagegen eine deutlich geringere Schädigung. Das ist ungewöhnlich, der Vergleich der

zeitlichen Verläufe des Wellenmoments bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit geschätzten Größen bestätigt dieses Ergebnis aber. Im letztgenannten Fall sind die Torsionsschwingungen wesentlich besser gedämpft. Die Ursache dafür wird nicht näher untersucht.

Die Zeit t_{aa} ist bei allen Regelungen niedriger als der Vergleichswert. Alle Regelungen sorgen damit für eine Verbesserung der Dynamik, die bei der Zustandsregelung nach Schröder am höchsten ist. Der Vergleichswert der Zeit t_{aa} ist eigentlich größer als im Diagramm dargestellt, konnte aber durch die beschränkte Aufnahmelänge nur mit 0,19 s bestimmt werden. Der Dynamikgewinn ist demnach bei allen Regelungen noch größer. Die Verwendung geschätzter statt gemessener Größen führt bei allen Regelungen nur zu geringen Unterschieden bei der Dynamik.

Zusammengefasst bieten alle untersuchten Regelungen beim Last- und Führungssprung eine bessere Dynamik und eine geringere Schädigung als die nach dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung. Da die Schädigung bei der Ergebniswertung im Vordergrund steht, ist die hinsichtlich der Dämpfung optimierte PI-Regelung die beste Regelung. Mit dieser ist die Reduzierung der Schädigung bei Regelung mit geschätzten Größen im gleichen Umfang möglich wie bei Regelung mit gemessenen Größen. Die Zustandsregelung nach Goslar liegt mit der hinsichtlich der Dämpfung optimierten PI-Regelung nahezu gleichauf, wenn die Schädigung nur bei Regelung mit geschätzten Größen betrachtet wird.

6.3.5.2 Doppeltgespeiste Asynchronmaschine

Wie bereits in Abschnitt 6.3.1 erwähnt, wird bei den Untersuchungen an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine beim Lastsprung die Ständerwirkleistung und beim Führungssprung die Motordrehzahl geregelt. Beim Lastsprung ist die Dynamik mit der Ausregelzeit nicht sinnvoll quantifizierbar, weil die Motordrehzahl selbst keine Regelgröße ist. Beim Lastsprung wird deshalb nur die Schädigung bestimmt.

Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wurde aufgezeigt, dass sich durch die Verwendung der geschätzten statt der gemessenen Größen für die Regelung nur geringe Unterschiede in den zeitlichen Verläufen ergeben, vergleiche Bild 6.18 und Bild 6.19. Weil dies bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ebenso der Fall ist und das Ziel der Arbeit die Untersuchung von sensorlosen Regelverfahren ist, werden im Folgenden für die Varianten der Torsionsschwingungsdämpfung nur die zeitlichen Verläufe bei Regelung mit geschätzten Größen gezeigt. Mit derselben Begründung wie bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird auch bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine nur je einer von mehreren, qualitativ sehr ähnlichen Last- bzw. Führungssprüngen untersucht.

Beim Lastsprung wird zunächst der Wert der Schädigung der PI-Regelung mit ausgeschaltetem FIR-Filter (pPI) bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit

geschätzten Größen bestimmt. Die ermittelten Werte sind die Vergleichswerte für die Schädigung. Anschließend wird der Wert der Schädigung für zwei Varianten der Torsionsschwingungsdämpfung bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit geschätzten Größen ermittelt. Die erste Variante ist eine PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung ($pPI+D$). Die zweite Variante ist ebenfalls eine PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung, es wird aber zusätzlich der Sollwert der Ständerwirkleistung in Abhängigkeit der mechanischen Leistung der Arbeitsmaschine nachgeführt ($pPI+D+pI$). Die Varianten werden in Abschnitt 4.4 vorgestellt.

Die Änderung des Widerstandsmoments ist bei beiden Varianten $\Delta m_W = -0,6$ ausgehend von $m_{W0} = -0,5$ und der Sollwert der Ständerblindleistung $q_1^* = 0$. Bei der ersten Variante ist $p_1^* = -0,5$. Bei der zweiten Variante ist $n_M^* = 1,0$.

Weil beim Lastsprung nur die Schädigung quantifiziert wird, wird auch nur der dafür relevante zeitliche Verlauf des gemessenen Wellenmoments verglichen, siehe Bild 6.25. Bei der PI-Regelung sind deutliche Schwingungen zu erkennen. Weil zur Generierung der Aufnahme kontinuierlich Lastsprünge erzeugt werden, sind die Schwingungen, die der vorangegangene Lastsprung verursacht hat, ebenfalls noch deutlich zu erkennen. Darunter ist die Wirksamkeit der beiden Varianten zur Torsionsschwingungsdämpfung gut zu erkennen.

Während bei der PI-Regelung und der PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung der Sollwert der Ständerwirkleistung konstant ist, ist dies bei der PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und Nachführung des Sollwerts der Ständerwirkleistung nicht der Fall. Deshalb zeigt Bild 6.26 ergänzend zu dieser die zeitlichen Verläufe relevanter Größen. Darin ist zu erkennen, wie der Sollwert der Ständerwirkleistung, der sich aus den zeitlichen Verläufen der geschätzten Arbeitsmaschinendrehzahl und des geschätzten Widerstandsmoments ergibt, zeitlich verläuft. Weiterhin sind zum Vergleich die zeitlichen Verläufe des berechneten Widerstandsmoments, der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl und des Istwerts der Ständerwirkleistung mit aufgetragen. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die Nachführung des Sollwerts der Ständerwirkleistung beim Lastsprung für einen kleineren Drehzahlanstieg als bei einem konstanten Sollwert der Ständerwirkleistung sorgt (ohne Bild).

Beim Führungssprung werden zunächst die Werte der Gütekriterien der schon bei der Asynchronmaschine verwendeten und hinsichtlich der Dämpfung optimierten PI-Regelung ohne Differenzdrehzahlaufschaltung und mit ausgeschaltetem FIR-Filter (PI) bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit geschätzten Größen bestimmt. Die ermittelten Werte sind die Vergleichswerte für die Dynamik und die Schädigung. Anschließend werden die Werte der Gütekriterien zweier Varianten der Torsionsschwingungsdämpfung, der PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung ($PI+D$) und der PI-Regelung mit

FIR-Filter (*PI+FIR*), bei Regelung mit gemessenen Größen und bei Regelung mit geschätzten Größen bestimmt.

Beim Führungssprung beträgt $\Delta n_M^* = 0,4$ ausgehend von $n_{M0}^* = 0,8$, $q_1^* = 0$ und die Abweichung $\varepsilon = 1,0\%$. Die Werte der Gütekriterien t_{aa} und D werden bei der PI-Drehzahlregelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung für $m_W = -0,5$, $m_W = 0$ und $m_W = 0,5$ bestimmt und daraus je ein Durchschnittswert für t_{aa} und D errechnet. Die PI-Drehzahlregelung mit FIR-Filter wurde im Rahmen der praktischen Versuche nur probeweise untersucht. Deshalb liegen nur Daten für $m_W = 0,5$ vor, für die die Werte für t_{aa} und D ermittelt werden.

Bild 6.27 und Bild 6.28 zeigen die zeitlichen Verläufe der gemessenen Arbeitsmaschinendrehzahl und des gemessenen Wellenmoments beim Führungssprung für $m_W = 0,5$. Bei den zeitlichen Verläufen der PI-Regelung sind während des Hochlaufs Schwingungen deutlich erkennbar. Durch die PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung werden diese effektiv gedämpft. Durch die PI-Regelung mit FIR-Filter wird das Entstehen der Schwingungen fast vollständig verhindert.

Die an der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ermittelten Werte der Gütekriterien für den dynamischen Betrieb sind in den Diagrammen in Bild 6.29 grafisch dargestellt.

Beim Lastsprung ist die Schädigung bei beiden Regelungen geringer als der Vergleichswert, wobei die zusätzliche Nachführung des Sollwerts der Ständerwirkleistung die Schädigung nochmals senkt. Die Verwendung geschätzter Größen (Regelung mit x_{erv}) statt gemessener Größen (Regelung mit \hat{x}_{erv}) führt bei beiden Regelungen zu einem Anstieg der Schädigung. Der Anstieg ist bei der Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung besonders groß. Deren Schädigung ist aus diesem Grund fast genauso hoch wie der Vergleichswert, d. h. die Differenzdrehzahlaufschaltung sorgt bei Regelung mit geschätzten Größen nicht zu einer Verringerung der Schädigung.

Beim Führungssprung ist die Schädigung bei den beiden untersuchten Regelungen unterhalb des Vergleichswerts und bei der PI-Regelung mit FIR-Filter am geringsten. Die Verwendung geschätzter statt gemessener Größen hat bei beiden Regelungen nur geringen Einfluss auf die Schädigung. Die Zeit t_{aa} ist bei der PI-Regelung mit FIR-Filter niedriger und bei der PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung höher als der Vergleichswert. Die PI-Regelung mit FIR-Filter sorgt damit für eine Verbesserung, die PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung für eine Verschlechterung der Dynamik. Die Verwendung geschätzter statt gemessener Größen hat bei beiden Regelungen nur geringen Einfluss auf die Dynamik.

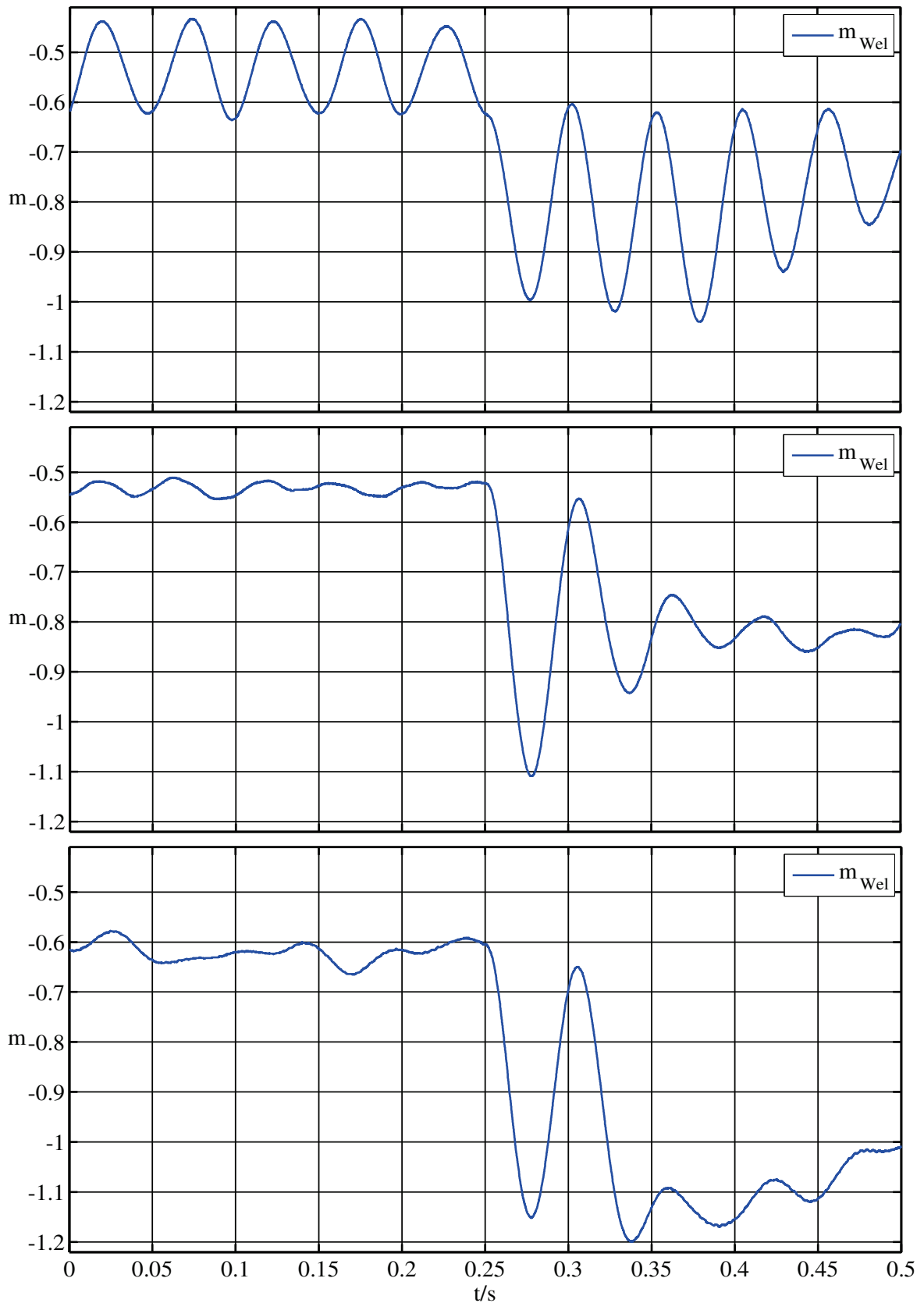


Bild 6.25: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Lastsprung $\Delta m_W = -0,6$ von $m_{W0} = 0,55$. Oben: PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), mittig: PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung (Regelung mit geschätzten Größen), unten: PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und Nachführung des Sollwerts der Ständerwirkleistung (Regelung mit geschätzten Größen)

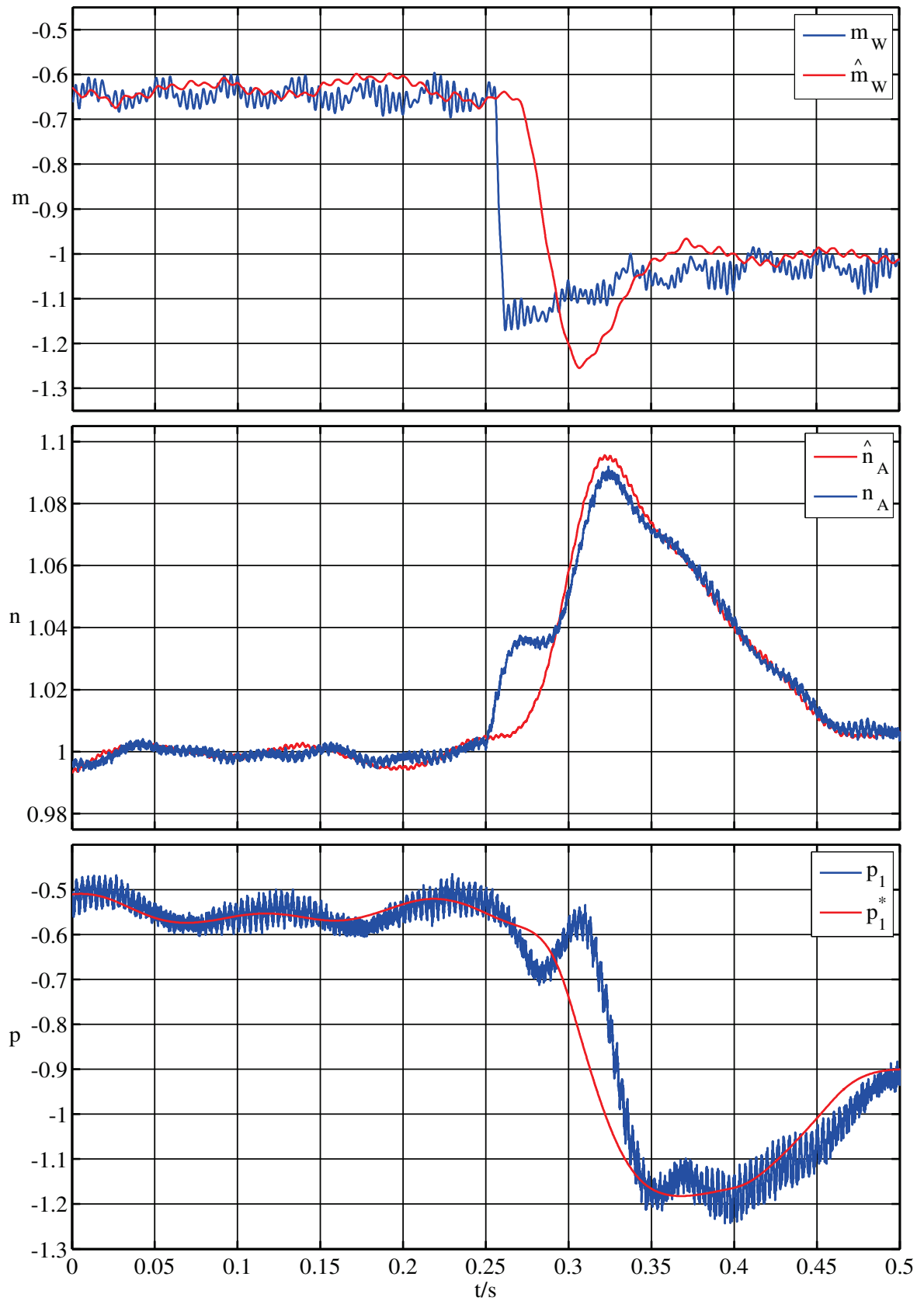


Bild 6.26: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: zeitliche Verläufe des berechneten und des geschätzten Widerstandsmoments, der gemessenen und der geschätzten Arbeitsmaschinendrehzahl sowie des Istwerts und des Sollwerts der Ständerwirkleistung beim Lastsprung $\Delta m_W = -0,6$ von $m_{W0} = 0,55$ der PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und Nachführung des Sollwerts der Ständerwirkleistung (Regelung mit geschätzten Größen)

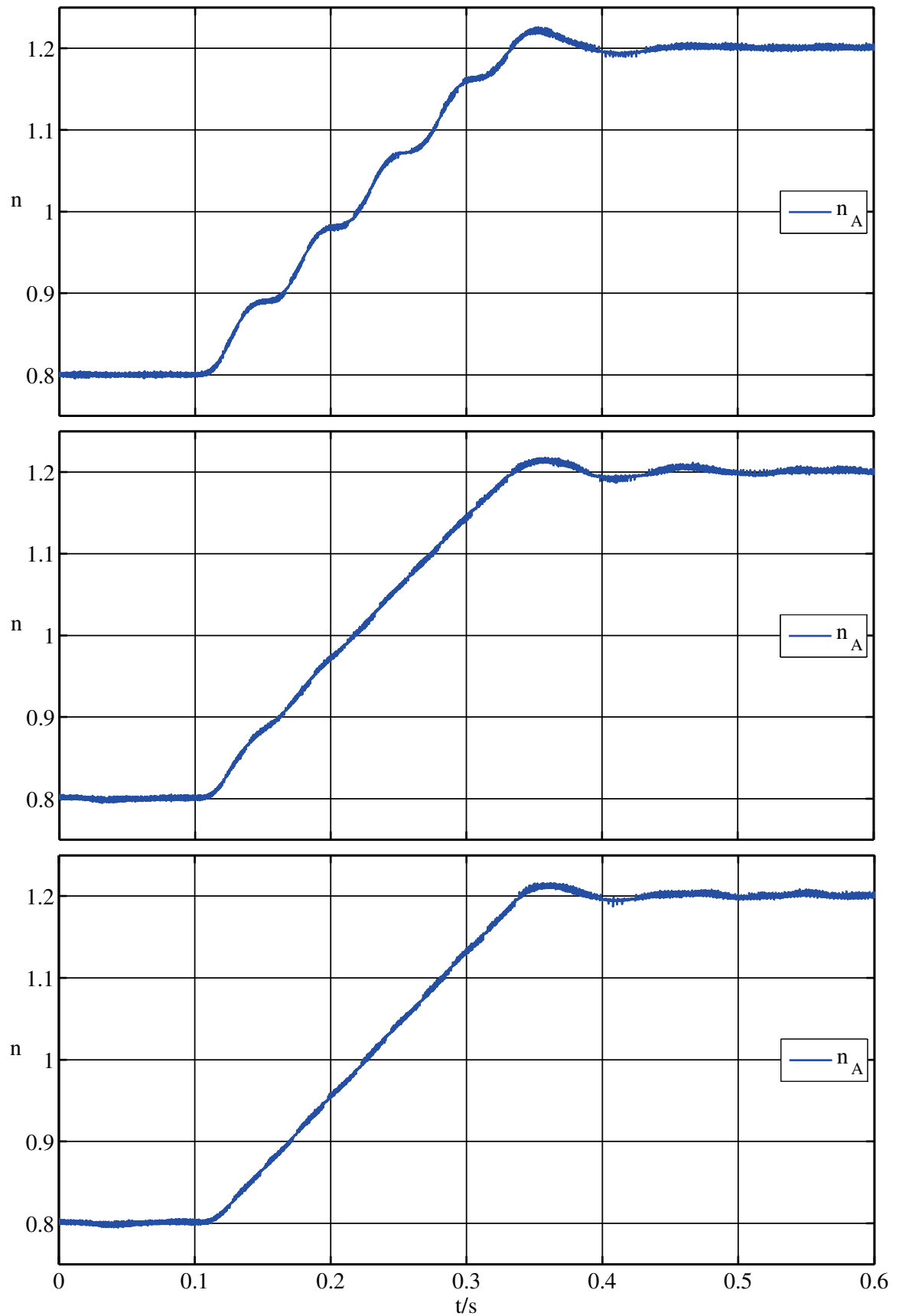


Bild 6.27: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: zeitlicher Verlauf der Arbeitsmaschinendrehzahl beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,4$ von $n_{M0}^* = 0,8$ für $m_W = 0,5$. Oben: PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), mittig: PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung (Regelung mit geschätzten Größen), unten: PI-Regelung mit FIR-Filter (Regelung mit geschätzten Größen)

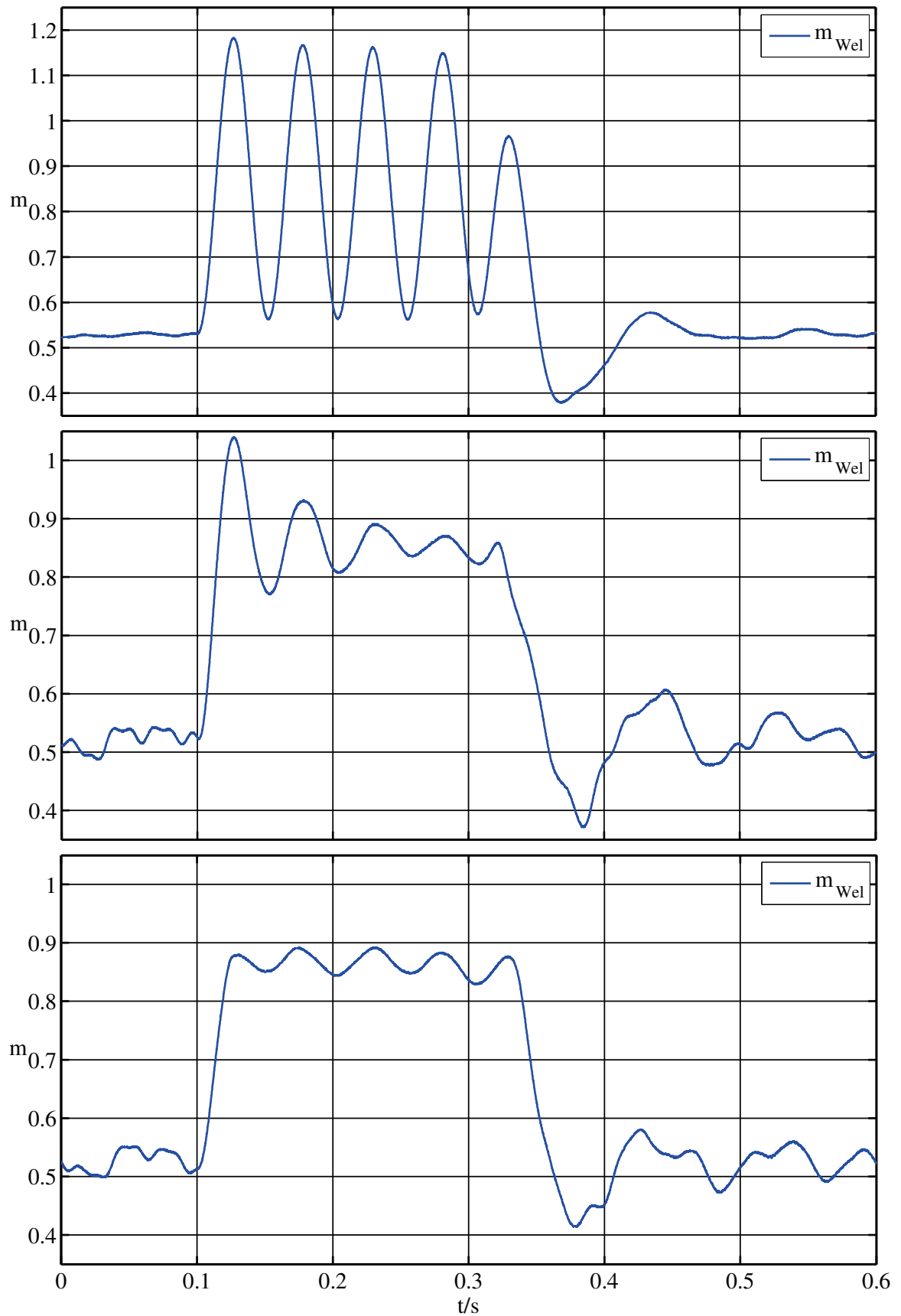


Bild 6.28: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: zeitlicher Verlauf des Wellenmoments beim Führungssprung $\Delta n_M^* = 0,4$ von $n_{M0}^* = 0,8$ für $m_W = 0,5$. Oben: PI-Regelung (Regelung mit gemessenen Größen), mittig: PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung (Regelung mit geschätzten Größen), unten: PI-Regelung mit FIR-Filter (Regelung mit geschätzten Größen)

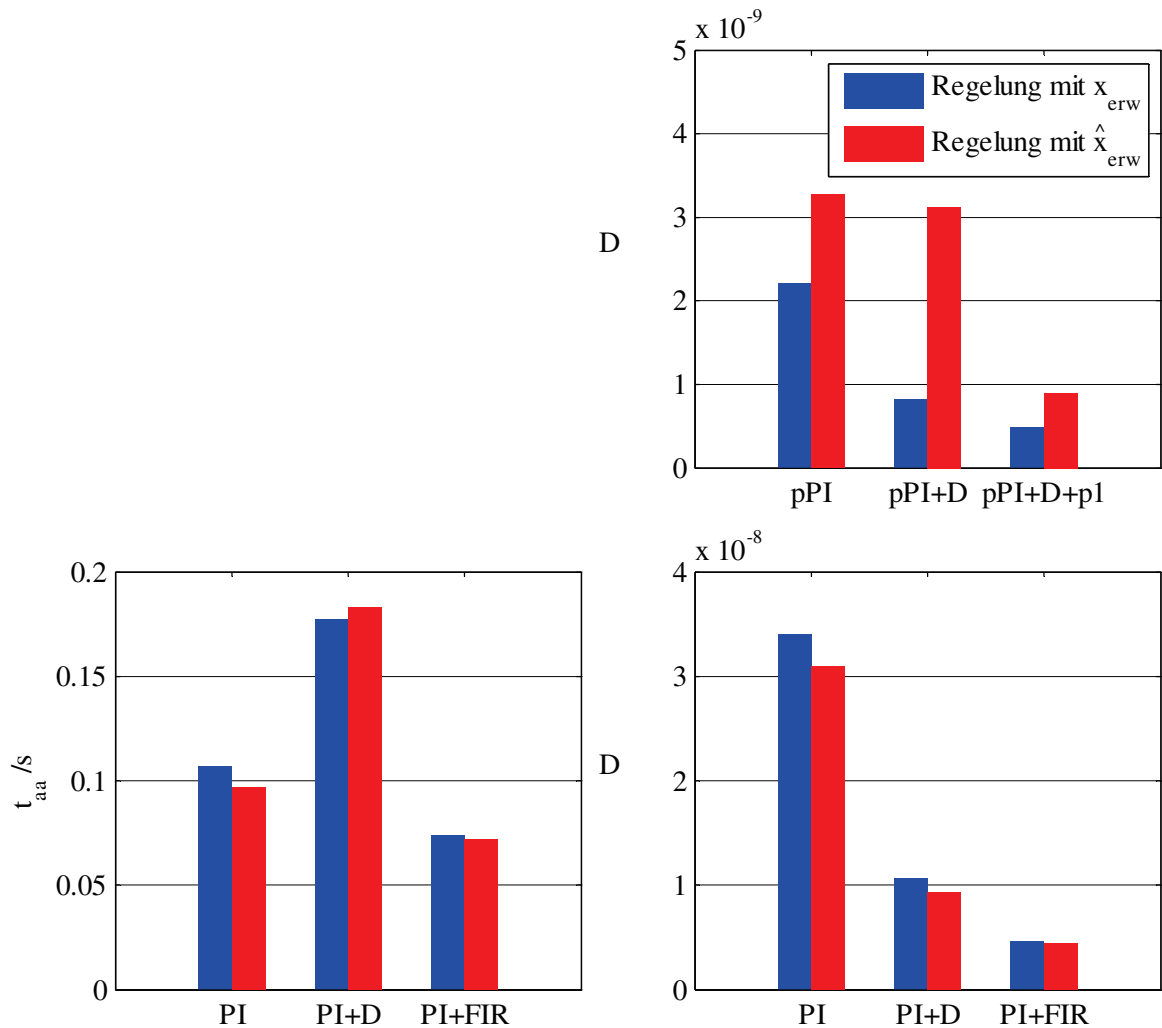


Bild 6.29: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: grafische Darstellung der beim Lastsprung ermittelten Werte der Schädigung D (oben) und der beim Führungssprung ermittelten Werte der Zeit t_{aa} und der Schädigung D (unten)

Zusammengefasst sorgt beim Lastsprung die Ständerwirkleistungsregelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und nachgeführtem Ständerwirkleistungssollwert für die geringste Schädigung. Beim Führungssprung verursacht die PI-Regelung mit FIR-Filter die geringste Schädigung und weist zudem die beste Dynamik auf. Diese Aussagen für den Last- und Führungssprung gelten sowohl bei Regelung mit gemessenen Größen als auch bei Regelung mit geschätzten Größen. Es kann auch festgestellt werden, dass die Reduzierung der Schädigung bei Regelung mit geschätzten Größen beim Führungssprung im gleichen Umfang und beim Lastsprung im ähnlichen Umfang möglich ist wie bei Regelung mit gemessenen Größen.

Die Werte der Gütekriterien bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer (Abschnitt 6.3.5.1) und der doppeltgespeisten Asynchronmaschine zeigen zudem, dass die Reduzierung der Schädigung nicht generell zu einer schlechteren Dynamik führt.

7 Simulation des Netzspannungseinbruchs bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

In diesem Kapitel werden die simulativ gewonnenen Ergebnisse für den Betriebsfall Netzspannungseinbruch bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine aufgezeigt und ausgewertet. Die Validierung dieser Ergebnisse mit Messungen ist am verwendeten Versuchsstand nicht möglich. In anderen Betriebsfällen haben die Messungen am Versuchsstand jedoch die Ergebnisse aus der Simulation bestätigt. Deshalb kann davon ausgegangen werden, dass die Simulation auch für den Netzspannungseinbruch Ergebnisse liefert, die einer Validierung mit Messwerten standhalten würde. Es wird an dieser Stelle wiederholt darauf hingewiesen, dass die Drehzahl der doppeltgespeisten Asynchronmaschine als Motordrehzahl n_M bezeichnet wird.

In Windkraftanlagen ist die doppeltgespeiste Asynchronmaschine Teil einer sogenannten Erzeugungsanlage. Wenn diese Erzeugungsanlage Strom in das Verbundnetz einspeist, müssen die Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber [VDN 2007] erfüllt werden. Darin wird auch definiert, wie sich die Erzeugungsanlage im Fehlerfall verhalten soll. Ein besonders kritischer Fehlerfall ist der Netzspannungseinbruch, weil dieser die Komponenten des mechanischen Systems durch das Anregen von Torsionsschwingungen [Wenske u. Beckert 2012] stark belastet. Es ergeben sich aus [VDN 2007] während des Netzspannungseinbruchs zusammengefasst folgende Anforderungen:

- der Ständer muss (über einen Transformator) mit dem Netz verbunden bleiben,
- die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine muss stabil arbeiten,
- die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine muss dafür sorgen, dass zusätzlicher Blindstrom eingespeist wird.

Die Wirkleistungsabgabe, die während des Netzspannungseinbruchs auf nahezu null zurückgeht, muss sofort nach dem Netzspannungseinbruch fortgesetzt und auf den ursprünglichen Wert gesteigert werden [VDN 2007]. Diese Anforderung und die zusätzliche Blindstromeinspeisung gemäß [VDN 2007] werden in der Simulation umgesetzt.

Für die folgenden Untersuchungen wird die doppeltgespeiste Asynchronmaschine mit der Ständerwirkleistungs- und Ständerblindleistungsregelung betrieben. Es wird untersucht, ob die Regelung bei Verwendung geschätzter Größen beim Netzspannungseinbruch stabil arbeitet. In diesem Zusammenhang werden auch die geschätzten Größen mit den gemessenen Größen verglichen. Es wird außerdem untersucht, inwiefern eine Dämpfung der durch den Netzspannungseinbruch angeregten Torsionsschwingungen möglich ist.

Beim Netzspannungseinbruch betragen das obere und das untere Spannungsniveau 100 % und 5 % der Nennspannung, $p_1^* = -1,0$, $q_1^* = -0,3$ und $m_W = -1,0$. Für den Gradient der

Spannung gilt beim Einbruch der Netzspannung $\Delta u_1/\Delta t = -0,95/20$ ms und bei der Wiederkehr der Netzspannung $\Delta u_1/\Delta t = 0,95/2$ ms.

Es wird zunächst die Regelung ohne Maßnahmen zur Torsionsschwingungsdämpfung betrachtet, die mit geschätzten Größen arbeitet. Bild 7.1 zeigt den zeitlichen Verlauf der Amplitude der Netz- bzw. Ständerspannung.

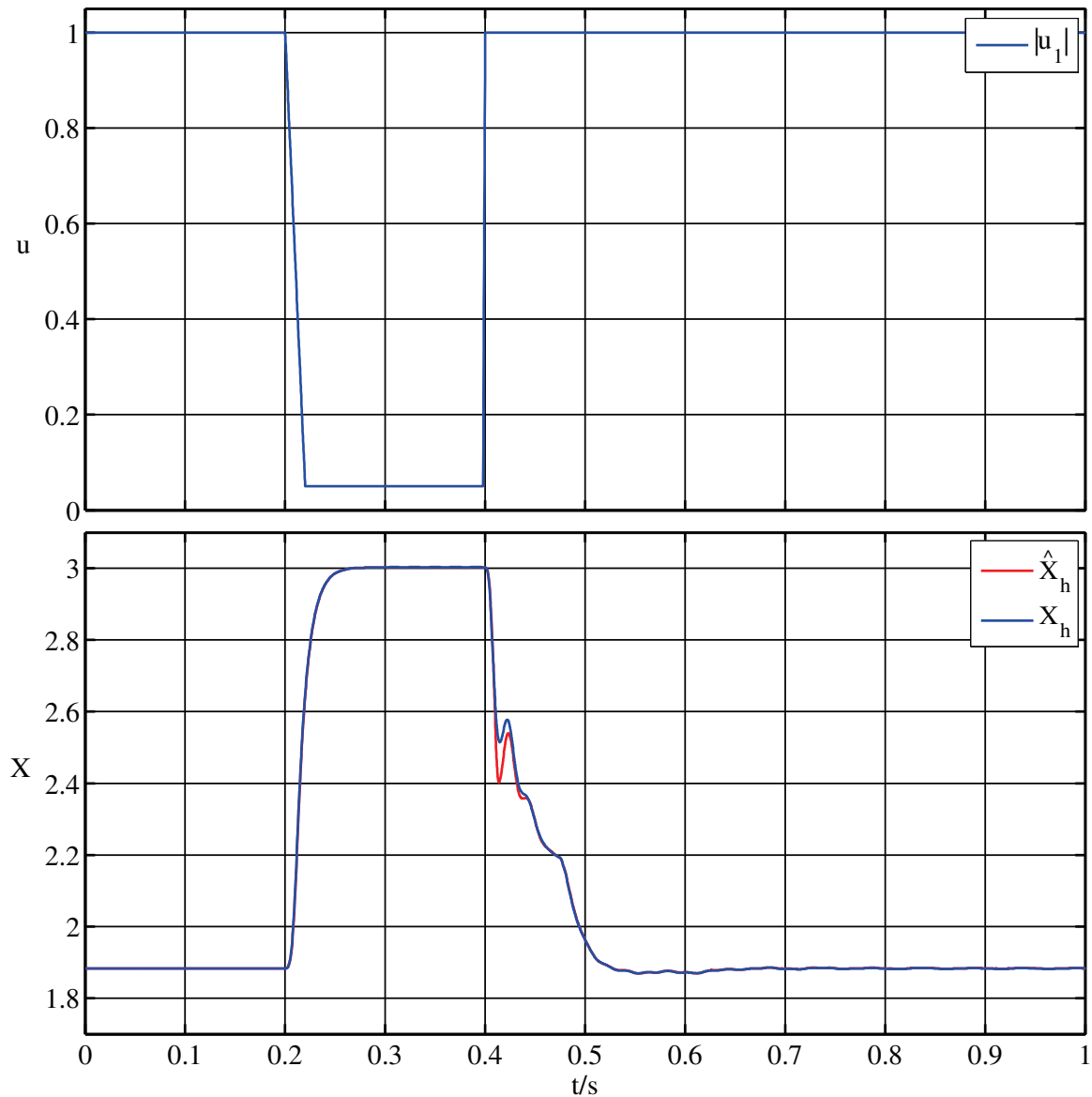


Bild 7.1: Zeitliche Verläufe der Amplitude der Netzspannung sowie der geschätzten und der gemessenen Hauptreaktanz beim Netzspannungseinbruch (Regelung mit geschätzten Größen)

Zudem zeigt Bild 7.1 die zugehörigen zeitlichen Verläufe der gemessenen Hauptreaktanz, die in der Simulation dem u_1, u_2, n -Modell entnommen werden kann, und der vom Beobachter für die doppelgespeiste Asynchronmaschine geschätzten Hauptreaktanz, die mit einem Dach (^) gekennzeichnet ist. Es ist zu erkennen, dass diese von der Amplitude der Netzspannung abhängen und eine gute Übereinstimmung aufweisen. Die Amplitude der Netzspannung ändert den Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors, was wiederum eine Änderung der Hauptreaktanz hervorruft. Bild 6.3 veranschaulicht diesen nichtlinearen

Zusammenhang und zeigt die experimentell ermittelte Abhängigkeit der auf ihren Nennwert bezogenen Hauptreaktanz (blaue Linie) vom Betrag des Magnetisierungsstromraumvektors für die in der vorliegenden Arbeit verwendete Asynchronmaschine. Die Nachführung der Hauptreaktanz im Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine verbessert v. a. die Schätzung der Zustandsgrößen des mechanischen Systems. Bild 7.2 zeigt dazu beispielhaft die zu Bild 7.1 zugehörigen zeitlichen Verläufe der geschätzten Motordrehzahl mit und ohne Nachführung der Hauptreaktanz im Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine. Die Hauptreaktanz wird bei den nachfolgend gezeigten zeitlichen Verläufen generell nachgeführt.

Bild 7.3 zeigt die zu Bild 7.1 zugehörigen zeitlichen Verläufe des vom Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine geschätzten Luftspaltmoments und des gemessenen Luftspaltmoments, das in der Simulation dem u_1, u_2, n -Modell entnommen werden kann.

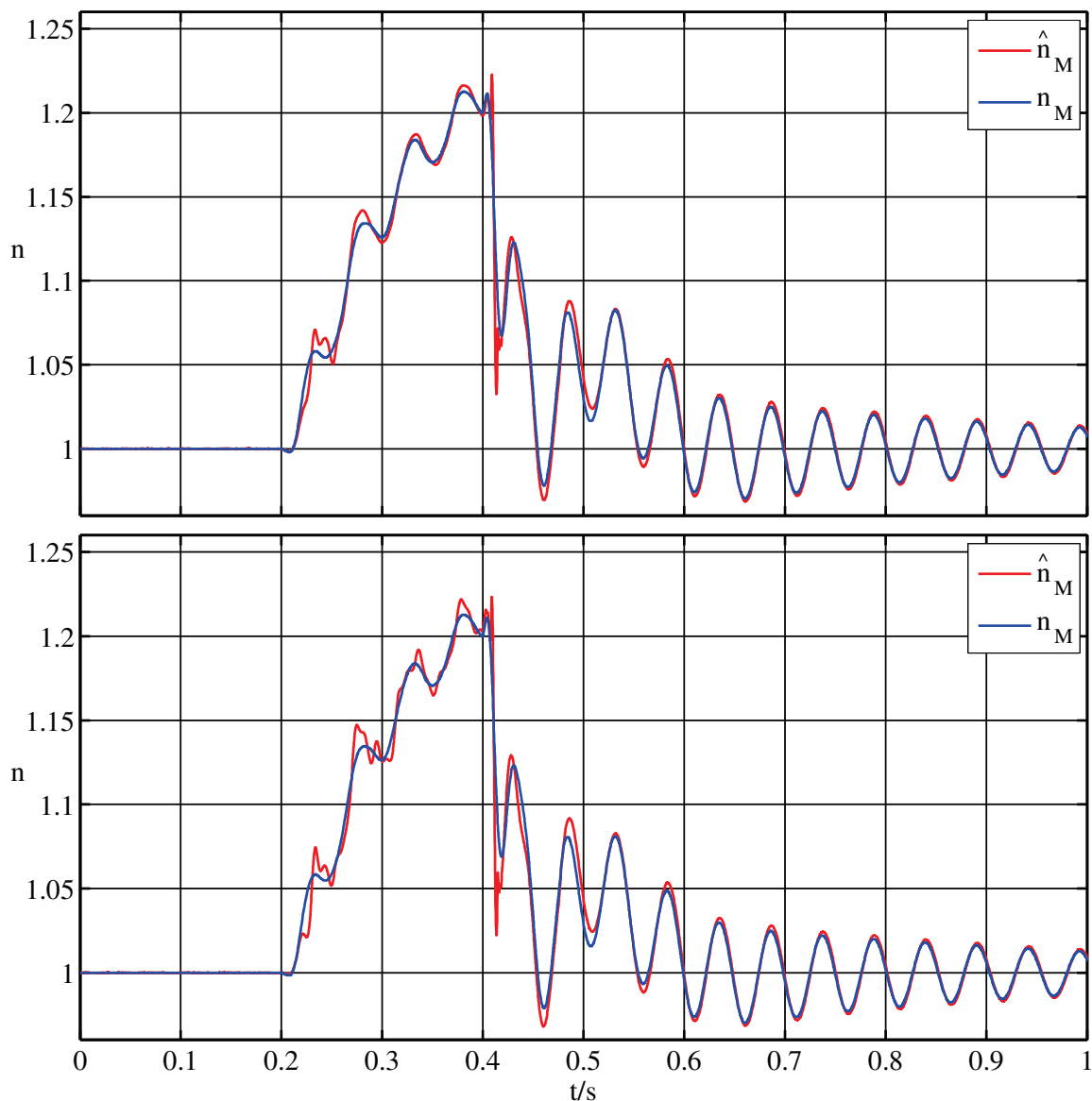


Bild 7.2: Zeitliche Verläufe der geschätzten und der gemessenen Motordrehzahl beim Netzspannungseinbruch mit (oben) und ohne Nachführung (unten) der Hauptreaktanz im Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine (Regelung mit geschätzten Größen)

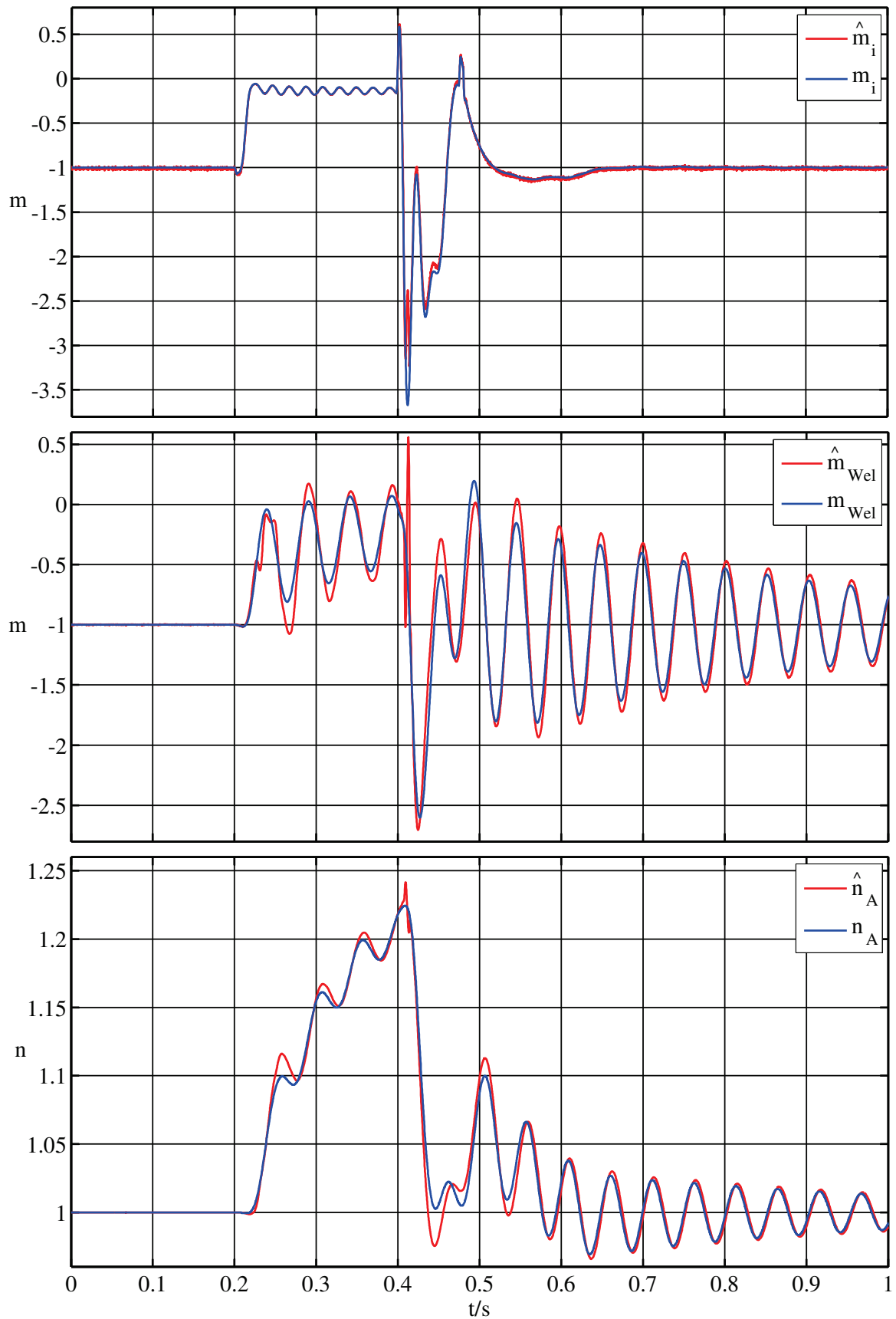


Bild 7.3: Zeitliche Verläufe des geschätzten und des gemessenen Luftspaltmoments, des geschätzten und des gemessenen Wellenmoments sowie der gemessenen und der geschätzten Arbeitsmaschinen-drehzahl beim Netzspannungseinbruch (Regelung mit geschätzten Größen)

Es ist zu erkennen, dass der zeitliche Verlauf des geschätzten Luftspaltpmoments kaum von dem des gemessenen Luftspaltpmoments abweicht. Bild 7.3 zeigt ebenfalls die zu Bild 7.1 zugehörigen gemessenen und geschätzten zeitlichen Verläufe des Wellenmoments sowie der Arbeitsmaschinendrehzahl, die ebenfalls eine gute Übereinstimmung aufweisen. Es ist zu erkennen, dass der Netzspannungseinbruch Torsionsschwingungen anregt, die schlecht abklingen.

Bild 7.4 zeigt vergleichend den zeitlichen Verlauf des Wellenmoments der Regelung ohne Maßnahme zur Torsionsschwingungsdämpfung und der Regelung mit Differenzdrehzahl-aufschaltung. Beide Regelungen arbeiten mit geschätzten Größen.

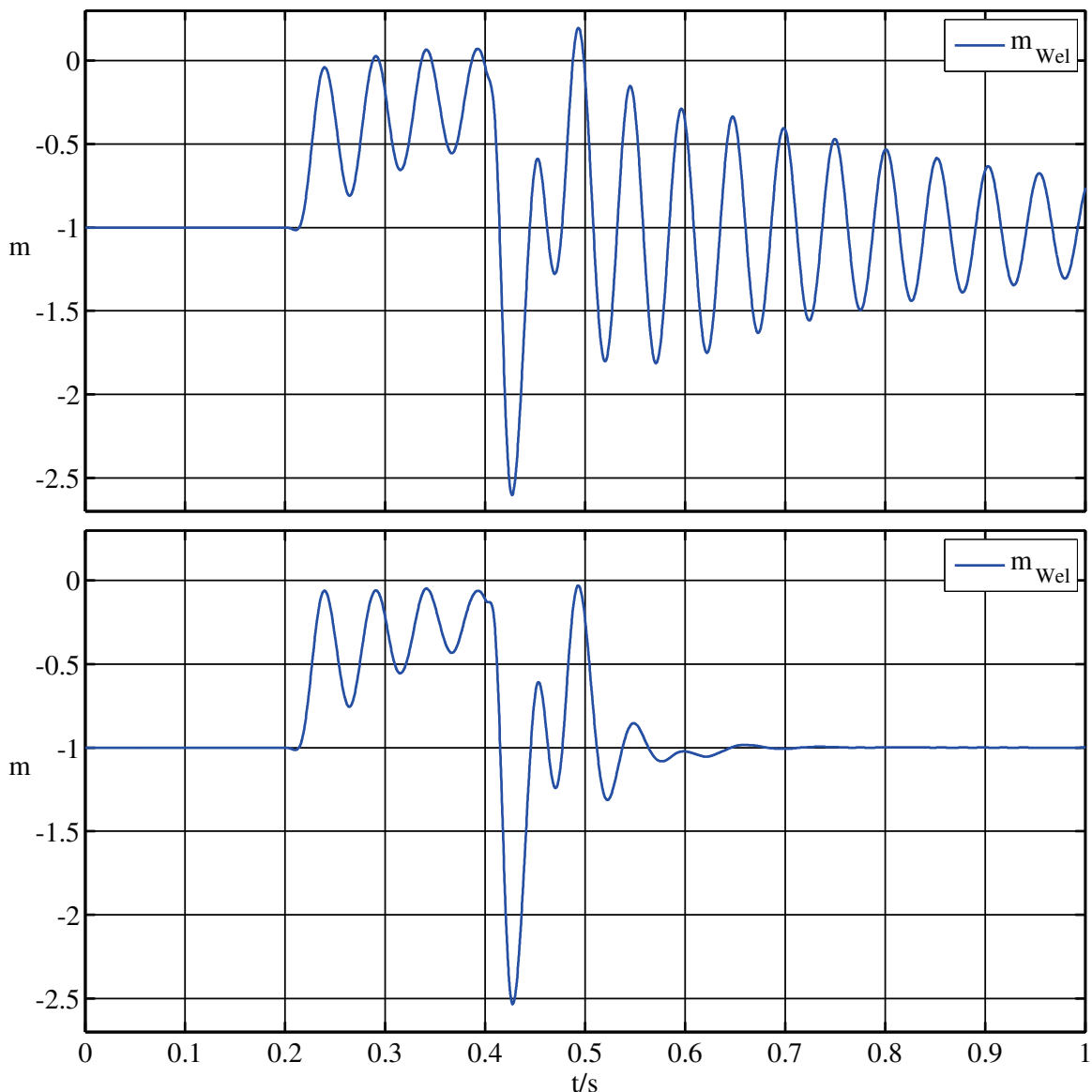


Bild 7.4: Zeitlicher Verlauf des gemessenen Wellenmoments beim Netzspannungseinbruch bei Regelung ohne Maßnahme zur Torsionsschwingungsdämpfung (oben) und bei Regelung mit Differenzdrehzahl-aufschaltung (unten) (jeweils Regelung mit geschätzten Größen)

Es ist gut zu erkennen, dass die Dämpfung der Torsionsschwingungen bei verringerter Amplitude der Netzspannung ($|u_1| = 0,05$) nur in geringem Maße und bei voller Amplitude

der Netzspannung ($|u_1| = 1,0$) gut möglich ist. Diese Beobachtung lässt sich damit erklären, dass der Betrag des Ständerflussraumvektors nach Gleichung (4.25) proportional zum Betrag des Ständerspannungsraumvektors ist. Der Betrag des Ständerflussraumvektors geht nach Gleichung (4.32) proportional bei der Berechnung des Luftspaltpmoments ein. Mit der Reduzierung der Amplitude der Ständer- bzw. Netzspannung ist demnach auch eine proportionale Reduzierung des Luftspaltpmoments verbunden. Die Wirksamkeit der Maßnahme zur Torsionsschwingungsdämpfung wird aus diesem Grund ebenfalls reduziert, weil diese über einen Regelungseingriff am Luftspaltpmoment erfolgt.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die Regelung bei Verwendung geschätzter Größen beim Netzspannungseinbruch stabil arbeitet. Die zeitlichen Verläufe der vom Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine und der vom Beobachter für den Zweimassendrehchwinger geschätzten Größen stimmen auch beim Netzspannungseinbruch gut mit den zeitlichen Verläufen der gemessenen Größen überein. Die Dämpfung der Torsionsschwingungen ist bei verringerter Amplitude der Netzspannung nur geringfügig und bei voller Amplitude der Netzspannung gut möglich.

8 Zusammenfassung

Die Dämpfung der Torsionsschwingungen mit der niedrigsten Eigenfrequenz und die damit verbundene Erhöhung der Lebensdauer der Komponenten des mechanischen Systems sind durch die Berücksichtigung des mechanischen Systems bei der Antriebsregelung möglich. Diese Art der Antriebsregelung benötigt allerdings die Momentanwerte der Zustandsgrößen. Die Messung aller Zustandsgrößen ist aufwendig und aus betriebswirtschaftlicher Sicht nicht vertretbar. In der Regel wird nur die Drehzahl oder der Drehwinkel des Motors messtechnisch erfasst, während die übrigen Zustandsgrößen mit einem Beobachter rekonstruiert werden. Die in der vorliegenden Arbeit vorgestellten Regelverfahren zur Dämpfung von Torsionsschwingungen benötigen keinen Sensor für die Drehzahl und den Drehwinkel des Motors und rekonstruieren diese Größen mit Hilfe von Schätzverfahren aus den gemessenen Spannungen und Strömen. Die übrigen Zustandsgrößen werden ebenfalls mit einem Beobachter rekonstruiert.

In der vorliegenden Arbeit werden die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und die doppeltgespeiste Asynchronmaschine eingesetzt. Für die Untersuchungen werden Regel- und Beobachterstrukturen für beide Maschinentypen entwickelt. Die in den Regel- und Beobachterstrukturen enthaltenen Komponenten werden beschrieben. In diesem Zusammenhang wird das verwendete Modell des elektrischen Antriebs erläutert. Es besteht aus dem mathematischen Modell der Asynchronmaschine, das die Eisenverluste und die Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanzen berücksichtigt, und dem mathematischen Modell des mechanischen Systems, das als Zweimassendrehchwinger angenommen wird und die Reibungsverluste berücksichtigt. Es werden weiterhin für beide Maschinentypen die feldorientierte Regelung, die Drehzahlregelung mit Torsionsschwingungsdämpfung und mehrere Drehzahlschätzverfahren vorgestellt. Zudem wird ein Beobachter für das mechanische System beschrieben.

Die sensorlose Regelung mit Torsionsschwingungsdämpfung benötigt verzögerungsfrei berechnete Schätzwerte hoher Qualität. In diesem Zusammenhang wird die Schätzqualität verschiedener Drehzahlschätzverfahren und der Zustandsgrößen des Beobachters für das mechanische System am Versuchsstand im dynamischen Betrieb mit Gütekriterien untersucht.

Es wird für beide Maschinentypen die Schätzqualität ausgewählter Drehzahlschätzverfahren im Reversierbetrieb verglichen. Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer werden ein Beobachter, ein MRAS-Verfahren und ein direktes Drehzahlschätzverfahren, bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ein Beobachter und ein MRAS-Verfahren eingesetzt. Der Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird in der vorliegenden Arbeit erstmals vorgestellt. Für beide Maschinentypen werden wegen ihrer

hohen Schätzqualität die Beobachter ausgewählt. Der Beobachter für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer schätzt die Drehzahl bereits ab $n_M = 0,01$ bis $n_M = 1,0$ und der Beobachter für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine im Bereich $0,5 \leq n_M \leq 1,5$ mit hoher Qualität.

Die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen des Beobachters für das mechanische System sinkt beim Lastsprung mit fallender Drehzahl und betragsmäßig steigender Lastsprunghöhe, beim Führungssprung mit wachsender Dynamik des Drehzahlsprungs. Dennoch ist die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen beim Last- und Führungssprung als durchweg gut zu bezeichnen. Bei Verwendung der vom Drehzahlschätzverfahren berechneten statt der gemessenen Motordrehzahl ist die Qualität der geschätzten Zustandsgrößen beim Lastsprung gleichbleibend. Beim Führungssprung sinkt diese leicht.

Es werden in der vorliegenden Arbeit Gütekriterien für die Beurteilung der Qualität von sensorlosen Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung definiert. Die Gütekriterien berücksichtigen unter anderem die bei einem dynamischen Vorgang entstehende Schädigung und ermöglichen dadurch eine Abschätzung zum Lebensdauergewinn der Komponenten des mechanischen Systems, der durch die Dämpfung der Torsionsschwingungen erreicht wird.

Es werden geeignete Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung ausgewählt und am Versuchsstand praktisch erprobt. Die Regelverfahren mit Torsionsschwingungsdämpfung werden einerseits mit geschätzten Zustandsgrößen und andererseits zum Vergleich mit gemessenen Zustandsgrößen betrieben und mit Gütekriterien bezüglich der stationären Genauigkeit sowie der Schädigung und der Dynamik im dynamischen Betrieb verglichen. Dabei ist die Schädigung das vorrangige Gütekriterium.

Bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer ist die stationäre Genauigkeit bei Regelung mit geschätzten Größen sehr gut, bei kleiner Drehzahl befriedigend. Wird die Regelung mit geschätzten Größen statt mit gemessenen Größen betrieben, sinkt die stationäre Genauigkeit. Bei kleiner Drehzahl sinkt die stationäre Genauigkeit am stärksten. Im dynamischen Betrieb werden zwei Zustandsregelungen und eine auf gute Dämpfung optimierte PI-Regelung untersucht. Eine nach dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung dient als Vergleich. Alle untersuchten Regelungen bieten beim Last- und Führungssprung eine bessere Dynamik und eine geringere Schädigung als die nach dem Symmetrischen Optimum eingestellte PI-Regelung. Die Ergebnisse der auf eine gute Dämpfung optimierten PI-Regelung sind am besten. Mit dieser ist die Reduzierung der Schädigung bei Regelung mit geschätzten Größen im gleichen Umfang wie bei Regelung mit gemessenen Größen möglich. Die Dynamik bleibt dabei beim Führungssprung auf dem gleichen Niveau und nimmt nur beim Lastsprung etwas ab.

Bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist die stationäre Genauigkeit bei Regelung mit geschätzten Größen sehr gut. Dies gilt auch für die synchrone Drehzahl. Wenn die

Regelung mit geschätzten Größen statt mit gemessenen Größen betrieben wird, sinkt die stationäre Genauigkeit nur leicht. Beim Lastsprung wird die Ständerwirkleistung und beim Führungssprung die Motordrehzahl geregelt. Beim Lastsprung werden zwei Regelungen mit Differenzdrehzahlaufschaltung untersucht. Die zweite Regelung führt zusätzlich den Ständerwirkleistungssollwert in Abhängigkeit von der mechanischen Leistung der Arbeitsmaschine, die im Normalfall nicht bekannt ist, nach. Deren Berechnung wird jedoch ohne Mehraufwand durch den Beobachter für das mechanische System ermöglicht, der die Arbeitsmaschinendrehzahl und das Widerstandsmoment schätzt. Aus diesen Größen wird die mechanische Leistung der Arbeitsmaschine berechnet. Beim Führungssprung werden eine PI-Regelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und eine PI-Regelung mit FIR-Filter untersucht. Als Vergleich dienen jeweils die entsprechenden Regelungen ohne Maßnahmen zur Torsionsschwingungsdämpfung. Beim Lastsprung verursacht die Ständerwirkleistungsregelung mit Differenzdrehzahlaufschaltung und in Abhängigkeit von der mechanischen Leistung der Arbeitsmaschine nachgeführtem Ständerwirkleistungssollwert die geringste Schädigung. Beim Führungssprung sorgt die PI-Regelung mit FIR-Filter für die geringste Schädigung und weist zudem die beste Dynamik auf. Die Reduzierung der Schädigung bei Regelung mit geschätzten Größen ist beim Führungssprung im gleichen Umfang und beim Lastsprung im ähnlichen Umfang wie bei Regelung mit gemessenen Größen möglich. Die Dynamik, die nur beim Führungssprung untersucht wird, ändert sich dabei kaum.

Zusammengefasst sind damit die Ergebnisse bezüglich der Dynamik und der Verringerung der Schädigung bei Regelung mit geschätzten Größen bei beiden Maschinentypen fast identisch mit denen bei Regelung mit gemessenen Größen. Bei beiden Maschinentypen kann zudem festgestellt werden, dass die Reduzierung der Schädigung nicht generell zu einer schlechteren Dynamik führt.

Der Netzspannungseinbruch wird bei der doppeltespeisten Asynchronmaschine simulativ untersucht. Die zeitlichen Verläufe der von den Beobachtern geschätzten Größen stimmen beim Netzspannungseinbruch gut mit den zeitlichen Verläufen der gemessenen Größen überein. Die Regelung arbeitet bei Verwendung geschätzter Größen beim Netzspannungseinbruch stabil. Die Dämpfung der Torsionsschwingungen ist jedoch nur bei voller Amplitude der Netzspannung gut möglich.

ANHANG

A Bilder

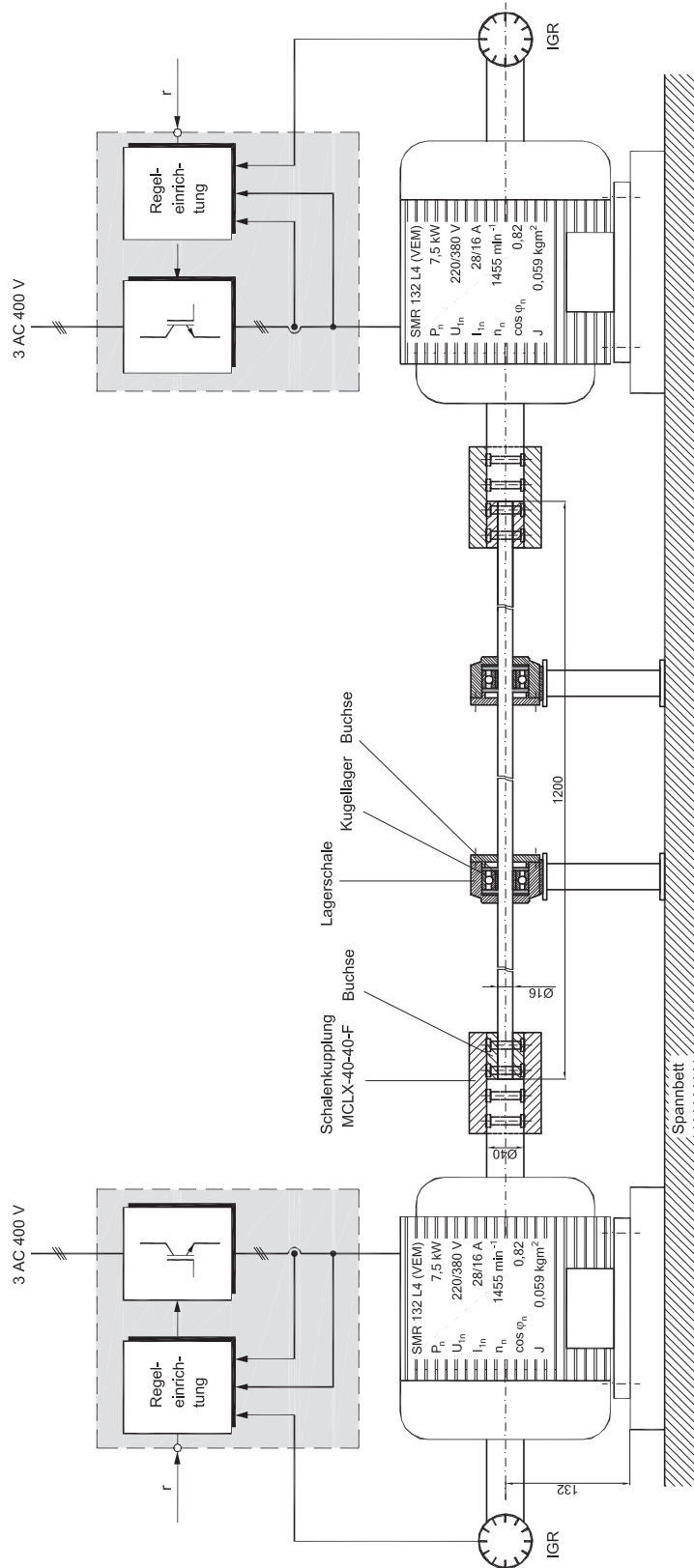


Bild A.1: Schematische Darstellung des Versuchsstands

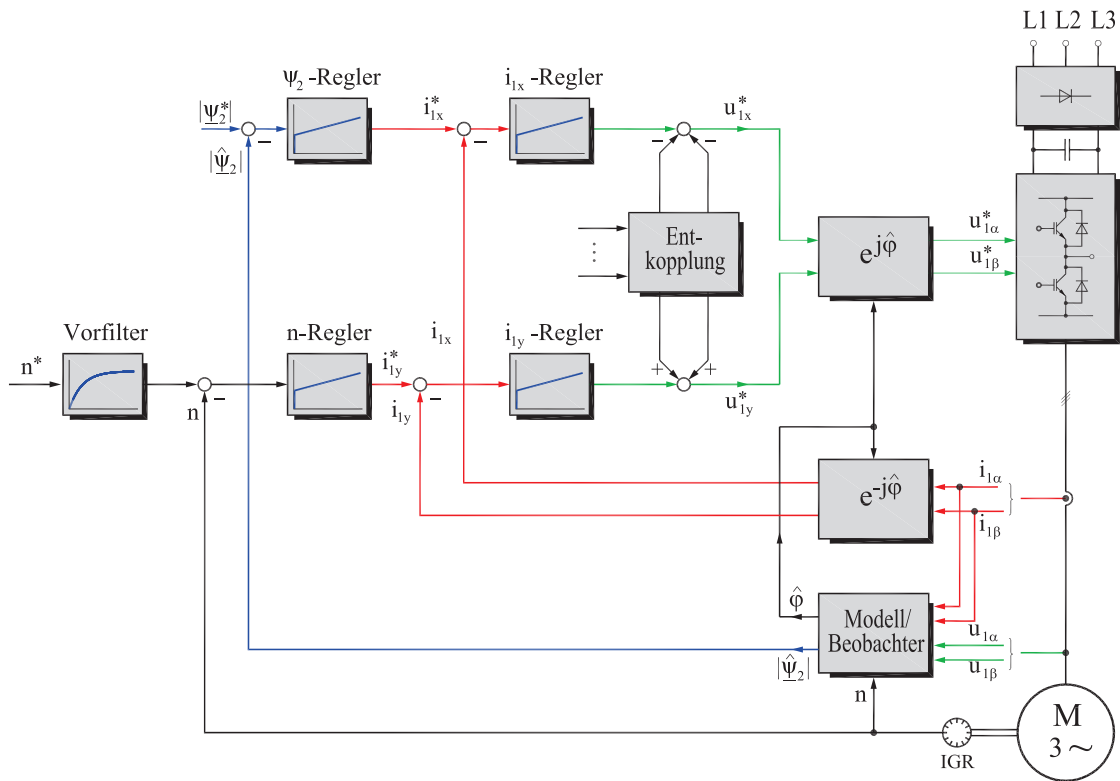


Bild A.2: FOR der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: Grundstruktur [Beckert 2011]

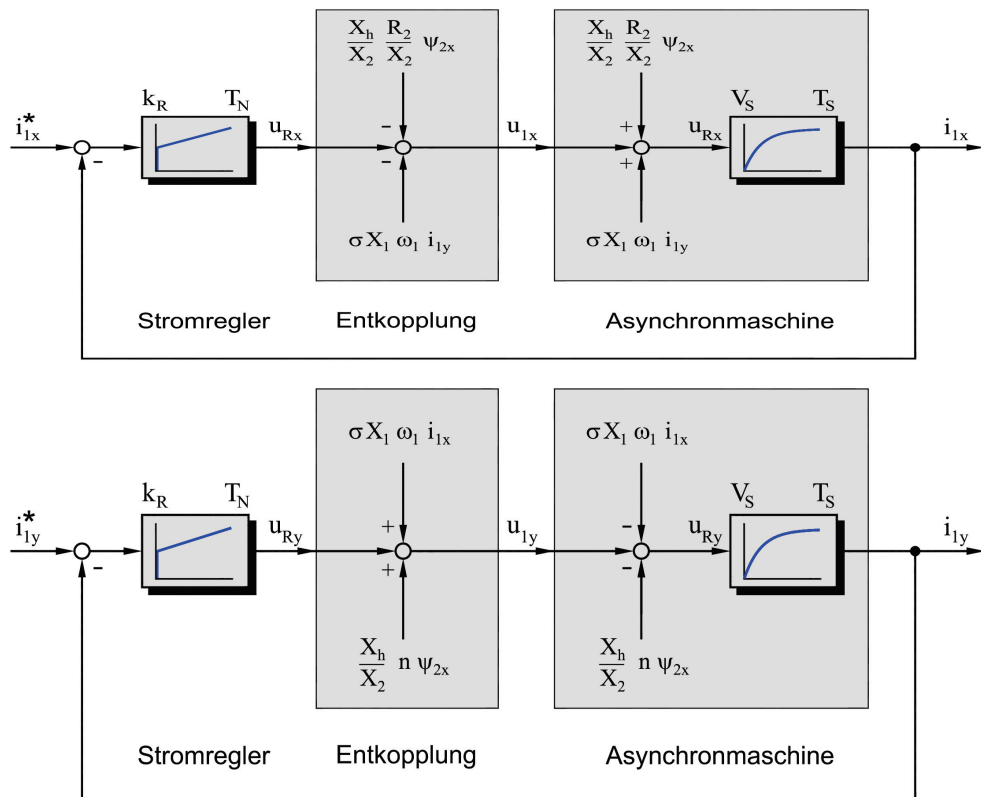


Bild A.3: FOR der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer: Ständerstromregelkreise mit Entkopplung [Beckert 2011]

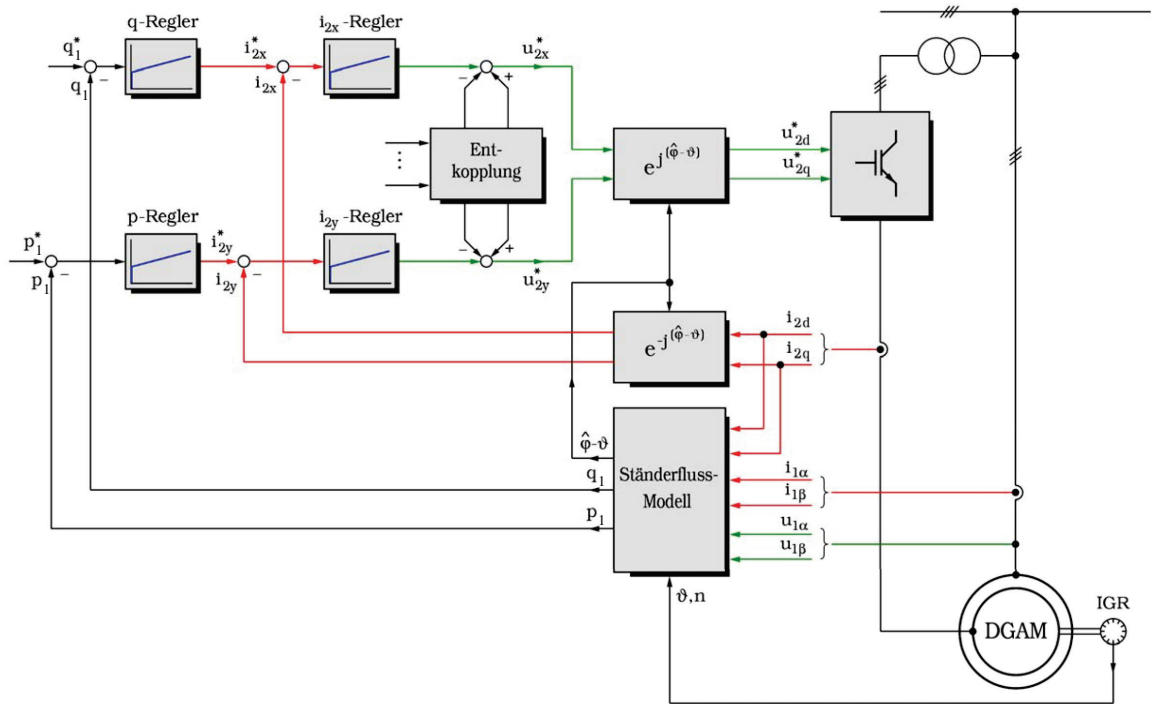


Bild A.4: FOR der doppelgespeisten Asynchronmaschine: Grundstruktur (nach [Beckert 2008])

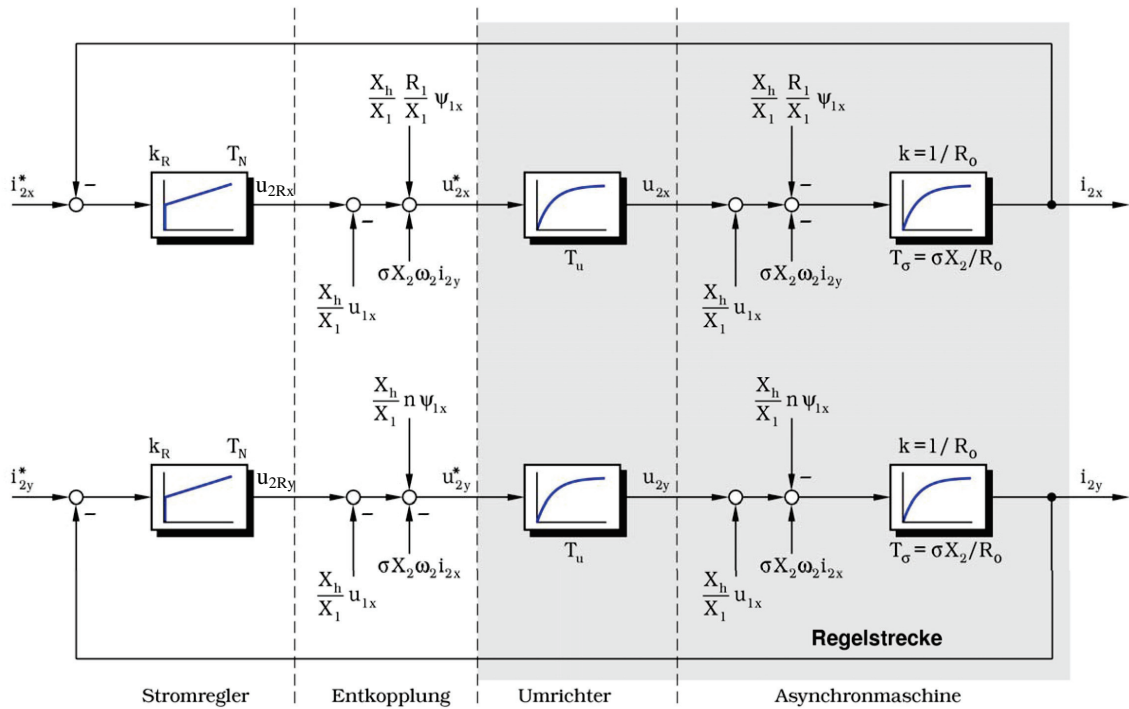


Bild A.5: FOR der doppelgespeisten Asynchronmaschine: Läuferstromregelkreise mit Entkopplung (nach [Beckert 2008])

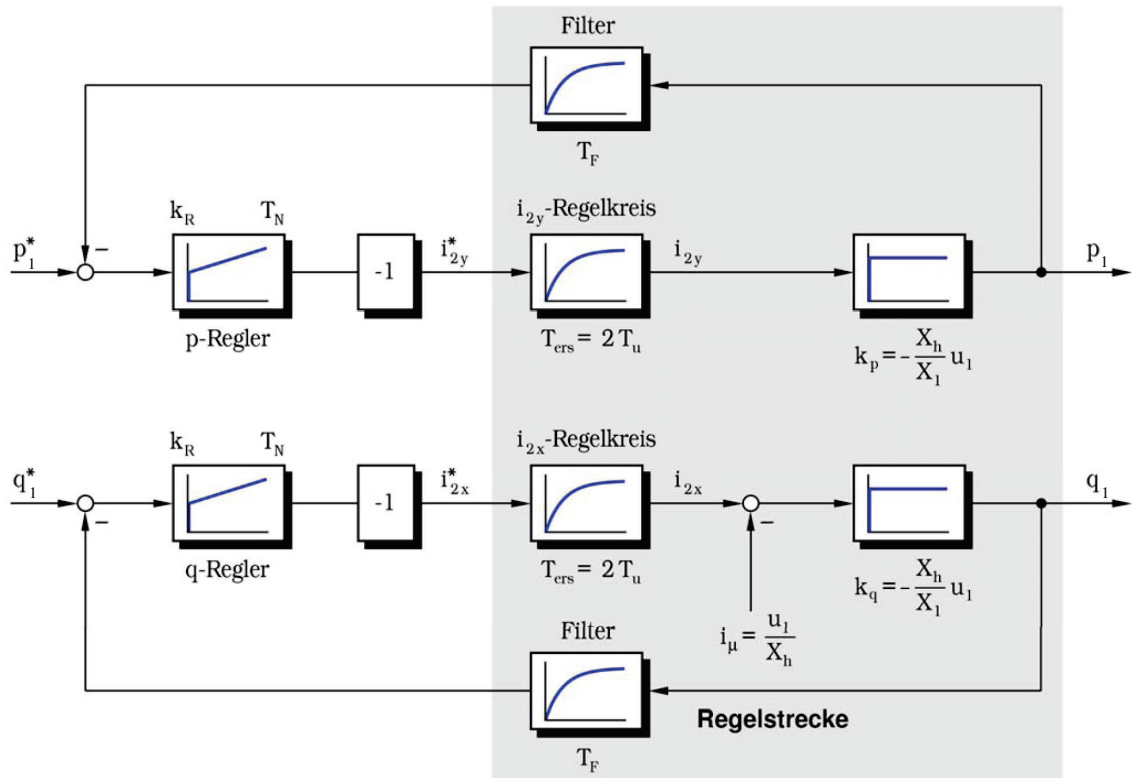


Bild A.6: FOR der doppelgespeisten Asynchronmaschine: Wirk- und Blindleistungsregelkreise [Beckert 2008]

B Definitionen

B.1 Bezugsgrößen für die Normierung

Die folgenden Bezugsgrößen werden für die Normierung von Größen verwendet:

Spannung	$U_B = \sqrt{2} U_{1n}$
Strom	$I_B = \sqrt{2} I_{1n}$
Widerstand, Reaktanz	$R_B = X_B = \frac{U_B}{I_B} = \frac{U_{1n}}{I_{1n}}$
Frequenz	$f_B = f_{1n}$
Winkelgeschwindigkeit	$\omega_B = \omega_{1n} = 2\pi f_{1n}$
Drehwinkel	$\vartheta_B = 1 \text{ rad}$
	$\varphi_B = 1 \text{ rad}$
Drehzahl	$n_B = \frac{f_{1n}}{p}$
Zeit	$t_B = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi f_{1n}}$
Flussverkettung	$\psi_B = \frac{U_B}{\omega_B} = \frac{\sqrt{2} U_{1n}}{2\pi f_{1n}}$
Leistung	$P_B = 3U_{1n} I_{1n}$
Drehmoment	$M_B = \frac{P_B}{2\pi n_B} = \frac{3pU_{1n} I_{1n}}{2\pi f_{1n}}$

Darin sind U_{1n} der Effektivwert der Nennstrangspannung, I_{1n} der Effektivwert des Nennstrangstroms, f_{1n} die Nennfrequenz und p die Polpaarzahl.

Die obenstehenden Bezugsgrößen werden stets für die Normierung in Gleichungen verwendet. Zum Teil werden für die Normierung von Werten jedoch andere Bezugsgrößen verwendet, was im Folgenden angegeben wird. Drehmomentwerte sind in Diagrammen auf das Nennmoment M_n normiert, das sich aus der Nennleistung der Asynchronmaschine P_n und der Nenndrehzahl der Asynchronmaschine n_n ergibt.

Für das Nennmoment gilt:

$$M_n = \frac{P_n}{2\pi n_n}. \quad (\text{B.1})$$

Drehzahlwerte sind in Diagrammen und im Text auf die Nenndrehzahl n_n normiert. Leistungswerte sind in Diagrammen auf die Nennleistung der Asynchronmaschine bezogen. Die Nenndaten der Asynchronmaschine können Abschnitt C.2.1 im Anhang entnommen werden. Drehwinkel sind in Diagrammen so dargestellt, dass eine volle Umdrehung einem Wert von 2π entspricht. Die Zeit ist in Diagrammen stets unnormiert dargestellt.

B.2 Arkustangensfunktion mit zwei Argumenten

Die vorliegende Arbeit verwendet die Definition der Arkustangensfunktion mit zwei Argumenten aus dem Programm MATLAB [MATLAB 2009]:

$$\text{atan2}(y, x) = \begin{cases} \arctan \frac{y}{x} & \text{für } x > 0 \\ \arctan \frac{y}{x} + \pi & \text{für } x < 0, \quad y \geq 0 \\ \arctan \frac{y}{x} - \pi & \text{für } x < 0, \quad y < 0 \\ +\frac{\pi}{2} & \text{für } x = 0, \quad y > 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{für } x = 0, \quad y < 0 \\ 0 & \text{für } x = 0, \quad y = 0 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

B.3 Berechnung von f_τ

Die Berechnung ist aus [Haibach 2006] entnommen:

$$k = \frac{\tau_{tM}}{\tau_{tA}} \quad (\text{B.3})$$

$$f_\tau = \begin{cases} (1 + M_\tau)k & 0 \leq k < 1 \\ \frac{(1 + M_\tau)}{(1 + M_\tau/3)}(1 + k M_\tau/3) & 1 \leq k < 3 \\ \frac{(1 + M_\tau)^2}{(1 + M_\tau/3)} & k \geq 3 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Für $k < 0$ wird der Wert von f_τ durch Einsetzen von $-k$ in Gleichung (B.4) berechnet.

C Werte der Simulations- und Versuchsstandsparameter

Einige Parameterwerte sind für die zwei Konfigurationen der Antriebsmaschine verschieden. Parameterwerte, die für die Konfiguration der Antriebsmaschine als Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer gelten, sind mit ASM gekennzeichnet. Parameterwerte, die für die Konfiguration der Antriebsmaschine als doppeltgespeiste Asynchronmaschine gelten, sind mit DGAM gekennzeichnet. Werte mit Einheit sind nicht normiert. Wenn Werte geschätzt sind, ist dies angegeben.

C.1 Parameterwerte der Simulation

Quantisierungsschritt für die Nachbildung der erweiterten Frequenzzählmessung:

$$\Delta y_Q = 2^{-11}$$

Ersatzzeitkonstanten für die Umrichter:

$$T_u = 0,1571 \quad T_{uAM} = 0,3142$$

Flussregler:

$$T_{N\psi} = 78,9474 \quad k_{R\psi} = 18391 \quad y_{max\psi} = 1,5$$

C.2 Daten und Parameterwerte des Versuchsstands

C.2.1 Umrichter

Industriemrichter Control Techniques

Dieser Umrichter ist am Versuchsstand doppelt vorhanden. Er speist bei der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer die Ständerwicklungen.

Hersteller:	Control Techniques
Modell:	Unidrive SP 3402
Typ:	Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis
Nennscheinleistung:	$S_n = 22 \text{ kVA}$
Schalttakt:	$f = 16 \text{ kHz}$

Umrichter SEW-Eurodrive

Dieser Umrichter speist bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine die Läuferwicklungen.

Hersteller:	SEW-Eurodrive
Modell:	Movidrive MDX61B 0220-503-4-00
Typ:	Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis
Nennscheinleistung:	$S_n = 30 \text{ kVA}$
Schalttakt:	$f = 16 \text{ kHz}$

C.2.2 Elektrische Maschinen

Dieser Asynchronmaschinentyp ist am Versuchsstand doppelt vorhanden. Die nachfolgend angegebenen allgemeinen Daten der Asynchronmaschinen sind dem Typenschild entnommen. Die Werte der Parameter der Asynchronmaschinen wurden von Arnold in seiner Dissertation [Arnold 2005] bestimmt. Diese Werte werden für die Parameter der Motormodelle und Beobachter der Asynchronmaschine in der vorliegenden Arbeit übernommen. Die Parameterwerte sind normiert und Läuferparameter auf die Ständerseite umgerechnet.

Allgemeine Daten

Hersteller:	VEM
Bezeichnung:	SMR 132 L4
Typ:	zweipolige Asynchronmaschine mit Schleifringläufer
Nennspannung:	$U_{1n} = 220/380 \text{ V}$
Ständernennstrom:	$I_{1n} = 28/16 \text{ A}$
Läuferennstrom:	$I_{2n} = 23 \text{ A}$
Nennleistung:	$P_n = 7,5 \text{ kW}$
Leistungsfaktor:	$\cos \varphi_n = 0,82$
Nenndrehzahl:	$n_n = 1455 \text{ min}^{-1}$
Nennfrequenz:	$f_{1n} = 50 \text{ Hz}$
Trägheitsmoment:	$J_M = 0,059 \text{ kgm}^2$

Parameterwerte für die Motormodelle und Beobachter der Asynchronmaschine

$$R_1 = 0,042 \quad R_2 = 0,0285 \quad X_1 = 2,25 \quad X_2 = 2,25 \quad \sigma = 0,09$$

Koeffizientenwerte für die Beschreibung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz:

$$a_{Xh} = 0,7491 \quad b_{Xh} = 0,2509 \quad n_{Xh} = 9$$

Koeffizientenwerte für die Beschreibung des Eisenverlustwiderstands:

$$a_{RFe} = 10,0 \quad b_{RFe} = 32,0 \quad (\text{ASM})$$

$$a_{RFe} = 30,0 \quad b_{RFe} = 0,0 \quad (\text{DGAM})$$

C.2.3 Mechanisches System

Allgemeine Daten

Trägheitsmomente

Welle:	$0,056 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$	(aus Abmessungen berechnet)
Kupplung:	$1,43 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$	(aus Abmessungen berechnet)
IGR:	$0,042 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$	(Herstellerangabe)
Asynchronmaschine:	$59 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$	(Herstellerangabe)
Drehsteifigkeit der Welle:	458,4 Nm/rad	(nach Gleichung (3.77) bestimmt)
Eigenfrequenz:	19,6 Hz	(berechnet mit Gleichung (3.78))

Parameterwerte für das Modell des Einmassendrehchwingers

$$T_M = 57,3752$$

Koeffizientenwerte für die Beschreibung des Reibmoments:

$$c_0 = 0,0015 \quad c_1 = 0,0061 \quad c_2 = -0,0034 \quad (\text{ASM})$$

Parameterwerte für das Modell des Zweimassendrehchwingers

$$T_M = 58,7658 \quad v_J = 1,0 \quad f_0 = 19,6 \quad D = 0,02 \text{ (Schätzung)}$$

Koeffizientenwerte für die Beschreibung des Reibmoments und dessen Aufteilung zwischen den Drehmassen:

$$c_0 = 0,0081 \quad c_1 = 0,0154 \quad c_2 = -0,0053 \quad k_{mR} = 0,5 \quad (\text{ASM})$$

$$c_0 = 0,0117 \quad c_1 = 0,0132 \quad c_2 = 0,0 \quad k_{mR} = 0,375 \quad (\text{DGAM})$$

C.3 Weitere Parameterwerte

Amplitude der Netzspannung:

$$|u_1| = 1,0 \text{ (soweit nichts Abweichendes angegeben ist)}$$

Frequenz der Netzspannung:

$$f_1 = 1,0$$

Stromregler Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer:

$$T_{Ni1} = 2,9808 \quad k_{Ri1} = 202,5 \quad y_{maxi1} = 1,0$$

Stromregler doppeltgespeiste Asynchronmaschine:

$$T_{Ni2} = 3,0351 \quad k_{Ri2} = 202,5 \quad y_{maxi2} = 1,0$$

Leistungsregler doppeltgespeiste Asynchronmaschine:

$$T_{Np1} = 1,0 \quad k_{Rp1} = 72,5959 \quad y_{maxp1} = 1,0$$

$$T_{Nq1} = 1,0 \quad k_{Rq1} = 72,5959 \quad y_{maxq1} = 1,0$$

Drehzahlregler:

$$T_{Nn} = 6,2832 \quad k_{Rn} = 20,0 \quad y_{maxn} = 1,1 \quad (\text{ASM})$$

$$T_{Nn} = 6,2832 \quad k_{Rn} = 20,0 \quad y_{maxn} = 1,0 \quad (\text{DGAM})$$

Zustandsregler nach Goslar:

$$T_{RG} = 3,1416 \quad f_{RG} = 1,5 \quad y_{maxG} = 1,1$$

Zustandsregler nach Schröder:

$$T_{sys} = 1,5708 \quad y_{maxS} = 1,1$$

Koeffizient der Differenzdrehzahlaufschaltung:

$$k_{nDD} = 0,005$$

Beobachter der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer:

$$T_{NBA} = 0,0236 \quad k_{RBA} = 1,5$$

MRAS-Verfahren für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

$$T_{NMA} = 0,3142 \quad k_{RMA} = 1,0$$

Beobachter der doppeltgespeisten Asynchronmaschine:

$$T_{NBD} = 1,5708 \quad k_{RBD} = 1,0$$

MRAS-Verfahren für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine:

$$T_{NMD} = 3,1416 \quad k_{RMD} = 1,0$$

Beobachter für den Einmassendrehchwinger:

$$T_{BE} = 9,4248 \quad u_{BE} = 0,1$$

Beobachter für den Zweimassendrehchwinger:

$$T_{BZ} = 3,1416 \quad u_{BZ} = 0,3 \quad (\text{ASM})$$

$$T_{BZ} = 3,1416 \quad u_{BZ} = 0,5 \quad (\text{DGAM})$$

D Nomenklatur

D.1 Abkürzungen

ARW	Anti-Reset-Windup
ASM	Asynchronmaschine
DAU	Digital-Analog-Umsetzer
DSP	digitaler Signalprozessor
FOR	Feldorientierte Regelung
FIR-Filter	Finite Impulse Response Filter
IGR	Inkrementalgeber
MRAS	Model Reference Adaptive System
PC	Personalcomputer
PHS-Bus	Peripheral High Speed Bus
PLL	phase-locked loop
SPI	Serial Peripheral Interface

D.2 Kennzeichnungen und Indizes

x_1	Ständergröße
x_2	Läufergröße
x_a, x_b, x_c	Stranggrößen
$x_\alpha, x_\beta, \underline{x}_{\alpha\beta}$	Realteil und Imaginärteil des komplexen Raumvektors, komplexer Raumvektor im ständerfesten Koordinatensystem
$x_d, x_q, \underline{x}_{dq}$	Realteil und Imaginärteil des komplexen Raumvektors, komplexer Raumvektor im läuferfesten Koordinatensystem
$x_x, x_y, \underline{x}_{xy}$	Realteil und Imaginärteil des komplexen Raumvektors, komplexer Raumvektor im allgemeinen Koordinatensystem
\mathbf{x}, \mathbf{X}	Vektor, Matrix
\hat{x}	Schätzgröße
\dot{x}	erste Ableitung einer Größe nach der Zeit
x^*	Sollwert
\underline{x}	komplexer Raumvektor
x_σ	Streugröße
x_0	Anfangsgröße

x_A	Arbeitsmaschine
x_B	Bezugsgröße
x_{BE}	Beobachter Einmassendrehchwinger
x_{BZ}	Beobachter Zweimassendrehchwinger
x_{Cu}	Kupfer
x_{Fe}	Eisen
x_h	Hauptfluss, Hauptreaktanz
x_{hy}	Hysterese
x_M	Asynchronmaschine, Motor
x_n	Nenngröße
x_r	Reibung
x_w	Wirbelstrom
x_{wel}	Welle

D.3 Formelzeichen

Häufig verwendete Formelzeichen sind hier aufgeführt. Selten verwendete Formelzeichen werden innerhalb der Arbeit erläutert.

φ	Drehwinkel
ϑ, ϑ_m	elektrischer, mechanischer Verdrehwinkel des Läufers gegenüber dem Ständer
τ_τ	Torsionsspannung
ω	Drehgeschwindigkeit
ψ	Flussverkettung
A	Systemmatrix des Zustandsraummodells
a_{RFe}, b_{RFe}	Koeffizienten der Funktion für die Beschreibung des Eisenverlustwiderstands
a_{Xh}, b_{Xh}, n_{Xh}	Koeffizienten der Funktion für die Beschreibung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptreaktanz
B	Flussdichte
B	Steuermatrix des Zustandsraummodells
c	Drehsteifigkeit
C	Ausgangsmatrix des Zustandsraummodells
c_0, c_1, c_2	Koeffizienten des Polynoms für das Reibmoment
d	Dämpfungsbeiwert
D	Durchgangsmatrix des Zustandsraummodells
f	Frequenz

\mathbf{F}	Systemmatrix des Beobachters
\underline{i}	komplexer Stromraumvektor
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
\underline{i}_μ	komplexer Raumvektor des Magnetisierungsstroms
j	imaginäre Einheit
J	Trägheitsmoment
k	allgemeiner Koeffizient, Rückführkoeffizient eines Beobachters
\mathbf{K}	Rückführmatrix des Beobachters
k_d	normierter Dämpfungsbeiwert
k_{nDD}	Koeffizient der Differenzdrehzahlaufschaltung
k_{mr}	Faktor für die Aufteilung des Reibmoments zwischen der Asynchronmaschine und der Arbeitsmaschine
k_R	Proportionalverstärkung des PI-Reglers
m	Drehmoment
m_i	Luftspaltpmoment
m_W	Widerstandsmoment
n	Drehzahl
p	Polpaarzahl, Wirkleistung
q	Blindleistung
R	Widerstand
s	Schlupf, Laplace-Variable, Eigenwert
T	Zeitkonstante
T_C	der Drehsteifigkeit entsprechende Zeitkonstante
T_N	Nachstellzeit des PI-Reglers
T_u, T_{uAM}	Ersatzzeitkonstanten für die Umrichter
\underline{u}	komplexer Spannungsraumvektor
\mathbf{u}	Eingangsvektor des Zustandsraummodells
u	Maß für die Dämpfung beim Beobachter
v_J	Verhältnis des Trägheitsmoments der Arbeitsmaschine zum Trägheitsmoment der Asynchronmaschine
\mathbf{x}	Zustandsvektor des Zustandsraummodells
\mathbf{y}	Ausgangsvektor des Zustandsraummodells
X	Reaktanz

Literaturverzeichnis

- [Abbé 1978] Abbé, M.: *Transientes Verhalten von Asynchronmotorengruppen bei Spannungsunterbrechungen und Netzs Umschaltungen*. Diss., Universität Erlangen-Nürnberg, 1978
- [Ackermann 1972] Ackermann, J.: *Abtastregelung*. Berlin: Springer-Verlag, 1972
- [Ackermann 1977] Ackermann, J.: *Entwurf durch Polvorgabe*. Regelungstechnik 25, Nr. 6, 1977, S. 173...179 und Regelungstechnik 25, Nr. 7, 1977, S. 209...215
- [Albrecht 1984] Albrecht, P.: *Die geregelte doppeltgespeiste Asynchronmaschine als drehzahlvariabler Generator am Netz*. Diss., Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1984
- [Alsofyani u. Idris 2013] Alsofyani, I. M.; Idris, N.R.N.: *A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 24, 2013, S. 111...121
- [Arnold 2005] Arnold, H.: *Ein Beitrag zur Identifikation der Parameter der Asynchronmaschine im geregelten Betrieb*. Diss., Technische Universität Bergakademie Freiberg, 2005
- [Arsudis 1989] Arsudis, D.: *Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreis-Umrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen*. Diss., Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1989
- [Arsudis u. Vollstedt 1990] Arsudis, D.; Vollstedt, W.: *Sensorlose Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit geringen Netzurückwirkungen*. In: Archiv für Elektrotechnik 74, 1990, S. 89...97
- [Bauer u. Heining 1990] Bauer, F; Heining, H.-D.: *Quick response space vector control for a high power three level inverter drive system*. In: Archiv für Elektrotechnik 74 (1990), S. 53...59
- [Bayhan u. Abu-Rub 2014] Bayhan, S; Abu-Rub, H.: *Performance comparison of two sensorless control methods for standalone doubly-fed induction generator*. In: Proc. 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, Antalya, 2014, S. 996...1000
- [Beckert 2008] Beckert, U.: *Doppelt-gespeiste Asynchronmaschine als drehzahlvariabler Windenergiegenerator und ihr feldorientierte Regelung*. Vorlesungsskript, Instituts für Elektrotechnik, Technische Universität Bergakademie Freiberg, 2008
- [Beckert 2011] Beckert, U.: *Optimierung der Regelkreise der Feldorientierten Regelung (FOR) der ASM*. Vorlesungsskript, Instituts für Elektrotechnik, Technische Universität Bergakademie Freiberg, 2011
- [Beckert 2012] Beckert, U.: *Drehzahlschätzung durch die Kombination des u_1, i_1 -Modells und des i_1, n -Modells*. Interner Forschungsbericht, Technische Universität Bergakademie Freiberg, 2012
- [Beckert u. a. 1994] Beckert, U.; Neuber, W.; Scholz, M.: *Ein zeitdiskreter Drehmoment-Beobachter der Asynchronmaschine mit geringer Parameterempfindlichkeit*. Forschungsbericht des Instituts für Elektrotechnik, Technische Universität Bergakademie Freiberg, 1994

- [**Beckert u. a. 2013**] Beckert, U.; Wenske, J.; Warschofsky, A.: *Sensorlose aktive Schwingungsdämpfung / Sensorless Active Damping of Torsional Oscillations*. In: Proc. Energieversorgung auf dem Weg nach 2050, Internationaler ETG-Kongress - ETG-Fachberichte, 2013
- [**Beckert u. a. 2015**] Beckert, U.; Wenske, J.; Warschofsky, A.: *Sensorlose Regelung zur aktiven Schwingungsdämpfung in Antrieben mit DGASM*. In: antriebstechnik 12/2015, 2015
- [**Beckert u. Arnold 2004**] Beckert, U.; Arnold, H.: *Sensorlose Zustandsregelung zur Verschleißminderung: Schätzeinrichtung für Drehstromantriebe*. antriebstechnik 43, Nr. 7, 2004, S. 36...41
- [**Beckert u. Arnold 2005**] Beckert, U.; Arnold, H.: *Sensorlose Zustandsregelung zur Verschleißminderung*. In: Proc. SPS/IPC/Drives 05, Nürnberg, 2005, S. 667...675
- [**Beckert u. Neuber 1995**] Beckert, U.; Neuber, W.: *Ein Drehmoment-Beobachter der Asynchronmaschine*. In: Proc. 40. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium TU Ilmenau, 4, 1995, S. 488...493
- [**Benbouzid u. a. 2012**] Benbouzid, M.; Beltran, B.; Mangel, H.; Mamoune, A.: *A High-Order Sliding Mode Observer for Sensorless Control of DFIG-Based Wind Turbines*. In: Proc. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012. S. 4288...4292
- [**Blaschke 1974**] Blaschke, F.: *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*. Diss., Technische Universität Braunschweig, 1974
- [**Bossanyi 2009**] Bossanyi, E.: *Controller for 5MW reference turbine*. [Online] Projekt UpWind, Abrufbar unter: www.upwind.eu/, 2009 (Zugriff am 20.01.2015)
- [**Cardenas u. a. 2005**] Cardenas, R.; Pena, R.; Proboste, J.; Asher, G.; Clare, J.: *MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators*. In: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, 2005, S. 710...718
- [**Clarke 1943**] Clarke, E.: *Circuit Analysis of AC Power Systems*. Bd. I., New York: J. Wiley & sons, 1943
- [**Cychowski u. a. 2008**] Cychowski, M.; Delaney, K.; Szabat K.: *Low-Cost High-Performance Predictive Control of Drive Systems with Elastic Coupling*. In: Proc. 13th Conf. EPE-PEMC, Poznan, Poland, 2008, S. 2241...2247
- [**Deleroi 1970**] Deleroi, W.: *Berücksichtigung der Eisensättigung für dynamische Betriebszustände*. In: Archiv für Elektrotechnik 54, 1970, S. 31...42
- [**Ehrenberg u. a. 2001**] Ehrenberg, J.; Andresen, B.; Rebsdorf, A.: *Windkraftanlagen für den Megawattbereich, Digitale Steuerung eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators ohne Lagegeber*. Elektronik, Heft 18, 2001 S. 60 ... 67 und Elektronik, Heft 19, 2001 S. 78 ... 87
- [**Engel 1996**] Engel, B.: *Verschleißmindernde Kraftschlußregelung mit Zustandsregler für elektrische Traktionsantriebe*. Diss., Technische Universität Clausthal, 1996
- [**Eutebach 2000**] Eutebach, T.: *Ein Beitrag zur Bedämpfung von Torsionsschwingungen in hochdynamischen Industrieantrieben*. Diss., Universität Siegen, 2000
- [**Föllinger 1984**] Föllinger, O.: *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. 4. Aufl., Heidelberg: Hüthig, 1984.

- [**Foerth 2001**] Foerth, C.: *Traktionsantrieb ohne Drehzahlgeber mit minimiertem Messaufwand*. Diss., Ruhr Universität Bochum, 2001
- [**Gelke u. Beckert 2010**] Gelke, G.; Beckert, U.: *Dämpfung der Torsionsschwingungen mittels PID-Drehzahlregler und adaptivem Filter*. In: Proc. SPS/IPC/DRIVES, Nürnberg, 2010, S. 141...149
- [**Gelke u. a. 2011**] Gelke, G.; Warschofsky, A.; Kertzsch, J.: *Zwei Regelverfahren zur Schwingungsdämpfung für elektrische Antriebssysteme mit geringem Sensoreinsatz*. 2. VDI-Fachtagung Schwingungsdämpfung, VDI-Berichte 2164, Düsseldorf: VDI Verlag GmbH, 2011, S. 217...228
- [**Gogas 2007**] Gogas, K.: *Design of a robust speed and position sensorless decoupled p-q controlled doubly-fed induction generator for variable-speed wind energy applications*. Master thesis, McGill University Montreal, Quebec, Canada, 2007
- [**Goslar 1998**] Goslar, M.: *Ein Beitrag zur anwendungsorientierten Zustandsregelung elektrischer Hochleistungsantriebe*. Diss., Technische Universität Clausthal, 1998
- [**Gottschalk 1983**] Gottschalk, H.-P.: *Optimierung drehzahl- und lage geregelter Gleichstromantriebe unter Berücksichtigung charakteristischer mechanischer Eigenschaften der Regelstrecke*. Diss., Technische Universität Dresden, 1983
- [**Grundmann 1996**] Grundmann, S.: *Robuste Regelung eines schwingungsfähigen Zweimassensystems mittels linearer Zustandsrückführungen und nichtlinearer, zeitoptimaler Regelgesetze*. Diss., Technische Universität Dresden, 1996
- [**Guofeng u. a. 2008**] Yuan Guofeng; Chai Jianyun; Jiang Xinjian: *A Novel Position Sensor-less Control Scheme of Doubly Fed Induction Wind Generator Based on MRAS Method*. In: Proc. Power Electronics Specialists Conference, 2008, S. 2723...2727
- [**Haibach 2006**] Haibach, E.: *Betriebsfestigkeit: Verfahren und Daten zur Bauteilberechnung*. 3., korrigierte und ergänzte Auflage, Berlin: Springer-Verlag, 2006
- [**Hasse 1969**] Hasse, K.: *Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe und stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermaschinen*. Diss., Technische Hochschule Darmstadt, 1969
- [**Heier 2005**] Heier, S.: *Windkraftanlagen: Systemauslegung, Netzintegration und Regelung*. 4. Auflage, Wiesbaden: Teubner Verlag, 2005
- [**Hillenbrand 1982**] Hillenbrand, F.: *Identifikation linear zeitvarianter Systeme und ihre Anwendung auf Induktionsmaschinen*. Diss., Technische Universität Berlin, 1982
- [**Hoa u. a. 2009**] Xin Hao; Chong Wei Zhang; Xing Zhang: *A Comparison of Sensorless Control Strategies of Doubly Fed Induction Generator*. In: Proc. International Conference on Energy and Environment Technology, Guilin, Guangxi, 2009, S. 3...6
- [**Hoffmann 1996**] Hoffmann, F.: *Drehgeberlos geregelte Induktionsmaschinen an IGBT-Pulsstromrichtern*. Diss., Ruhr-Universität Bochum, 1996
- [**Hoffmann u. a. 2010**] Hoffmann, N.; Thomsen, S.; Fuchs, F. W.: *Model Based Predictive Speed Control of a Drive System with Torsional Loads – A Practical Approach*. In: Proc. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid, Mazedonien, 2010, T5-149...T5-156
- [**Holtz 2002**] Holtz, J.: *Sensorless control of induction motor drives*. In: Proc. IEEE, Vol. 90, No. 8, August 2002, S. 1359...1394

- [**Holtz 2006**] Holtz, J.: *Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?* In: Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, Februar 2006, S. 7...30
- [**Holzweißig u. Dresig 1982**] Holzweißig, F.; Dresig, H.: *Lehrbuch der Maschinendynamik*. 2. Auflage, Leipzig: Fachbuchverlag, 1982
- [**Hurst u. a. 1998**] Hurst, K. D.; Habetler, T. G.; Griva, G.; Profumo, F.: *Zero-Speed Tacholless IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Integration*. In: IEEE Transactions on Industrial Applications 34, Juli/August, Nr. 4, 1998
- [**Iwata u. a. 1995**] Iwata, M.; Ito, S.; Ohno, T.: *Speed sensorless field oriented control induction motor drive systems with load adaptive mechanism*. In: Proc. IPEC 1995, Yokohama, 1995, S. 993-998
- [**Jenne 2004**] Jenne, S.: *Ermittlung und Bewertung von Beanspruchungs- und Belastungskollektiven von Radsatzwellen eines ICE 3 der Deutschen Bahn AG*. Diss., Technische Universität Clausthal, 2004
- [**Jötten 1966**] Jötten, R.: *Regelungstechnische Probleme bei elastischer Verbindung zwischen Motor und Arbeitsmaschine*. In: Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE-Buchreihe, Bd. 11, Berlin: VDE-Verlag, 1966, S. 446...471
- [**Jötten u. Maeder 1983**] Jötten, R.; Maeder, G.: *Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities*. In: IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-19, No. 3, Mai/Juni, 1983, S. 356...363
- [**Kalman 1960**] Kalman, R. E.: *A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems*. In: Transaction of the ASME, Journal of Basic Engineering, 1960, S. 35...45
- [**Kanmachi u. Takahashi 1993**] Kanmachi, K.; Takahashi, I.: *Sensor-less speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation*. In: Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1993, Seattle, USA, 1993, S. 408...413
- [**Kessler 1955**] Kessler, C.: *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Teil 3: Die optimale Einstellung des Reglers nach dem Betragsoptimum*. Regelungstechnik 3, Nr. 2, 1955, S. 40...49
- [**Kessler 1958**] Kessler, C.: *Das Symmetrische Optimum*. Regelungstechnik 6, Nr. 11, 1958, S. 395...400 und Regelungstechnik 6, Nr. 12, 1958, S. 432...436
- [**Kim u. a. 1995**] Kim, S.-U.; Yang, L.-W.; Kim, Y.-S.: *Implementation of a Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor By Reduced-Order Extended Kalman Filter*. In: Proc. APEC, vol. 1, 1995, S. 197...203
- [**Kittlich 1974**] Kittlich, M.: *Entwurf und Inbetriebnahme des Nachführ- und Positioniersystems für das Radioteleskop Effelsberg*. In: Proc. IFAC Symposium, Bd. 2, Düsseldorf, 1974, S. 301...316
- [**Klaasen 1999**] Klaasen, H.: *Selbsteinstellende feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine*. Diss., Technische Universität Braunschweig, 1999
- [**Klößner 1979**] Klößner, J.: *Berechnung des Schwingungsverhaltens von gedämpften, schwach nichtlinearen Schwingerketten unter besonderer Berücksichtigung der Reduktion der Freiheitsgrade*. Diss., Technische Universität Berlin, 1979
- [**Koch 1998**] Koch, S.: *Beiträge zur Regelung von Induktionsmaschinen ohne Drehgeber*. Diss., Ruhr Universität Bochum, 1998

- [**Kovács u. Rácz 1959**] Kovács, K. P.; Rácz, I.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Bd. I und II, Budapest : Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959
- [**Krüger 1995**] Krüger, M.: *Eine anwendungsorientierte Methode zum Entwurf von Zustandsregelungen für elektromechanische Hochleistungs-Antriebssysteme*. Diss., Technische Universität Clausthal, 1995
- [**Kubota u. a. 1993**] Kubota, H.; Matsuse, K.; Nakano, T.: *DSP based speed adaptive flux observer of induction motor*. In: IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 2, 1993, S. 344...348
- [**Kümmel 1986**] Kümmel, F.: *Elektrische Antriebstechnik Teil 1: Maschinen*. Berlin: VDE-Verlag, 1986
- [**Läpple 2011**] Läpple, V.: *Einführung in die Festigkeitslehre*. 3., verbesserte und erweiterte Auflage, Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011
- [**Lascu u. a. 2005**] Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F.: *Very low speed sensorless variable structure control of induction machine drives without signal injection*. In: IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 2, 2005, S. 591...598
- [**Laschet 1981**] Laschet, A.: *Simulation von Antriebssystemen*. Berlin: Springer-Verlag, 1981
- [**Leonhard 2000**] Leonhard, W.: *Regelung elektrischer Antriebe*. 2. vollständig überarbeitete Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer, 2000
- [**Licari u. a. 2014**] Licari, J.; Ugalde-Loo, C. E.; Ekanayake, J. B.; Jenkins, N.: *Comparison of the performance and stability of two torsional vibration dampers for variable-speed wind turbines*. Wind Energy, online veröffentlicht in der Wiley Online Library (wileyonlinelibrary.com). DOI: 10.1002/we.1775, 2014
- [**Lindinger 2008**] Lindinger, R.: *Beobachterbasierte Methoden zur sensorlosen Regelung von Asynchronmaschinen - Übersicht und Vergleich*. In: IJAA - International Journal Automation Austria, 16, Heft 2, 2008, S. 109...125
- [**Linke 2003**] Linke, M.: *Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen*. Diss., Bergische Universität Wuppertal, 2003.
- [**Lu u. a. 2013**] Lin-Yu Lu; Tzu-Wei Yeh; Chia-Chi Chu: *Back-EMF-based model-reference adaptive sensorless control for grid-connected DFIGs*. In: Proc. IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013, S. 1...5
- [**Luenberger 1964**] Luenberger, D. G.: *Observing the State of a Linear System*. In: IEEE Transactions on Military Electronics 8, April, 1964, S. 74...80
- [**Lunze 2002**] Lunze, J.: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Band 2. 2., neu bearbeitete Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer, 2002
- [**Lunze 2006**] Lunze, J.: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Band 1. 5., neu bearbeitete und erweiterte Auflage, Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 2006
- [**Lutz u. Wendt 2002**] Lutz, H.; Wendt, W.: *Taschenbuch der Regelungstechnik*. 4., korrigierte Auflage, Frankfurt am Main: Deutsch, 2002
- [**Maes u. Melkebeek 2000**] Maes, J.; Melkebeek, J. A.: *Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer*. In: IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 3, 2000, S. 778...785

- [**Maier 1974**] Maier, R.: *Blindstrom- und Drehzahlregelung der doppeltgespeisten Drehstrommaschine mit eingprägten Läuferströmen*. Diss., Technische Hochschule Karlsruhe, 1974
- [**Marques u. Sousa 2011**] Marques, G. D.; Sousa, D. M.: *A New Sensorless MRAS Based on Active Power Calculations for Rotor Position Estimation of a DFIG*. In: *Advances in Power Electronics*, 2011
- [**Marques u. Sousa 2012**] Marques, G. D.; Sousa, D. M.: *New Sensorless Rotor Position Estimator of a DFIG Based on Torque Calculations - Stability Study*. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 27, No. 1, 2012, S. 196...203
- [**MATLAB 2009**] The MathWorks: Help: *atan2*. Aufruf mit „doc atan2“ im Command-Window von MATLAB, MATLAB-Version 7.9.0.529 (R2009b)
- [**Menken u. a. 1998**] Menken, I.; Orlik, B.; Schöling, I.: *Robuste Regelung elastisch gekoppelter Zwei-Massen-Systeme unter Berücksichtigung von getriebelose und nichtlinearer Reibung*. In: *Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 98*, Nürnberg, Deutschland, 1998, S. 674...683
- [**Meyer 1987**] Meyer, M.: *Elektrische Antriebstechnik: Asynchronmaschinen im Netzbetrieb und drehzahlgeregelte Schleifringläufermaschinen*. Band 2, Berlin; Heidelberg: Springer, 1987
- [**Müller 1985**] Müller, G.: *Elektrische Maschinen: Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise*. 6., bearbeitete Auflage, Berlin: Verlag Technik, 1985
- [**Müller u. a. 2008**] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B.: *Berechnung Elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearbeitete Auflage, Weinheim: Wiley-VCH, 2008
- [**Niesłony 2009**] Niesłony, A.: *Determination of fragments of multiaxial service loading strongly influencing the fatigue of machine components*. In: *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 23, Issue 8, S. 2712...2721, 2009
- [**Nürnberg u. Hanitsch 1987**] Nürnberg, W.; Hanitsch, R.: *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. Berlin : Springer Verlag, 1987
- [**Orlowska-Kowalska u. a. 2008**] Orlowska-Kowalska, T.; Szabat, K.; Dybkowski, M.: *Neuro-fuzzy adaptive control of the IM drive with elastic coupling*. In: *Proc. 13th Conf. EPE-PEMC, Poznan, Poland, 2008*, S. 2211...2218.
- [**Orlowska-Kowalska u. a. 2010**] Orlowska-Kowalska, T.; Dybkowski, M.; Szabat, K.: *Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors*. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 2, Februar, 2010, S. 553...564
- [**Ohtani u. a. 1989**] Ohtani, T.; Takada, N.; Tanaka, K.: *Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder*. In: *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, USA, 1989*, S. 500...507
- [**Özsoy u. a. 2010**] Özsoy, E. E.; Gökasan, M.; Bogosyan, S.: *Simultaneous rotor and stator resistance estimation of squirrel cage induction machine with a single extended kalman filter*. In: *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Vol. 18, No. 5, 2010, S. 853...863
- [**Parida u. Chatterjee 2014**] Parida, A.; Chatterjee, D.: *A Robust Parameter Non-sensitive Rotor Position and Speed Estimator for DFIG*. In: *Proc. International Conference on Control, Instrumentation, Energy and Communication (CIEC), 2014*, S. 12...16

- [**Park 1929**] Park, R. H.: *Two-reaction theory of synchronous machines*. In: AIEE Transactions 48, 1929, S. 716 ff.
- [**Pattnaik u. Kastha 2011**] Pattnaik, M.; Kastha, D.: *Comparison of MRAS based speed estimation methods for a stand alone Doubly Fed Induction Generator*. In: Proc. International Conference on Energy, Automation, and Signal (ICEAS), 2011, S. 1...6
- [**Pena u. a. 2013**] Pena, R.; Cardenas, R.; Asher, G.: *Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications*. In: Proc. Industrial Electronics Society, IECON - 39th Annual Conference of the IEEE, Vienna, 2013, S. 88...95
- [**Perez u. a. 2012**] Perez, I. R.; Silva, J. C.; Yuz, E. J.; Carrasco, R. G.: *Experimental Sensorless Vector Control Performance of a DFIG Based on an Extended Kalman Filter*. In: Proc. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, S. 1786...1792
- [**Peter 2007**] Peter, K.: *Robuste Regelung eines Zweimassensystems*. Diss., Universität Bremen, 2007
- [**Pfaff 1991**] Pfaff, G.: *Regelung Elektrischer Antriebe I: Eigenschaften, Gleichungen und Strukturbilder der Motoren*. 4., verbesserte Auflage, München, Wien: Oldenburg, 1991
- [**Pfaff u. Meier 1988**] Pfaff, G.; Meier, C.: *Regelung Elektrischer Antriebe II*. 2., verbesserte Auflage, München, Wien: Oldenburg, 1988
- [**Peng u. a. 1994**] Peng, F.-Z.; Fukao, T.; Lai, J.-S.: *Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tachless vector control of induction motors*. In: Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Denver, USA, 1994, S. 509...514
- [**Peng u. Fukao 1994**] Peng, F.-Z.; Fukao, T.: *Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors*. In: IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 5, 1994, S. 1234...1240
- [**Ratz 1970**] Ratz, E.: *Drehzahlregelung eines stromrichter gespeisten Gleichstrommotors mit schwingungsfähiger Mechanik*. In: Technische Mitteilungen AEG-Telefunken, Nr. 60, 1970, S. 369...372
- [**Ratz 1974**] Ratz, E.: *Der Einfluss von mechanischen Schwingungen auf das dynamische Verhalten geregelter Antriebe*. In: Proc. IFAC Symposium, Bd. 2, Düsseldorf, 1974, S. 331...343
- [**Ranta 2013**] Ranta, M.: *Dynamic induction machine models including magnetic saturation and iron losses*. Diss., Aalto University of Electrical Engineering, 2013
- [**Riefenstahl 2010**] Riefenstahl, U.: *Elektrische Antriebssysteme - Grundlagen, Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung*. 3., durchgesehene und verbesserte Auflage, Wiesbaden: Vieweg + Teubner Verlag, 2010.
- [**Riefenstahl u. a. 1995**] Riefenstahl, U.; Hong Ha, N.; Bannack, A.: *Drehzahlregelung von Maschinen mit elastischen Antriebssträngen*. In: Elektrie, 49, 1/2, 1995, S. 18...25
- [**Riese 1999**] Riese, M.: *Selbsteinstellender, drehzahlgeberlos feldorientiert geregelter Asynchronantrieb*. Diss., Technische Universität Dresden, 1999
- [**Rothenhagen 2011**] Rothenhagen, K.: *Fehlertolerante Regelung der doppelt gespeisten Asynchronmaschine bei Sensorfehlern*. Diss., Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2011

- [Schäfer 1989] Schäfer, U.: *Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit Feldschwächung unter Berücksichtigung der Eisensättigung und Erwärmung*. Diss., RWTH Aachen, 1989
- [Schauder 1989] Schauder, C.: *Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers*. In: Proc. IEEE Industry Applications Society Annu. Meeting, San Diego, CA, USA, 1989, S. 493...499
- [Schauerte 1994] Schauerte, H.: *Prädiktive Nachlaufregelung einer rotierenden Doppelpexzentrerschere mit Transputern*. Diss., Universität Siegen, 1994
- [Scholz 1997] Scholz, M.: *Echtzeitberechnung des Luftspaltmomentes der Asynchronmaschine im stationären und dynamischen Betrieb mittels parameterunempfindlichem Beobachter*. Diss., Technische Universität Bergakademie Freiberg, 1997
- [Schröder 2009] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 4., erweiterte Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009
- [Schröder 2009a] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3., bearbeitete Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009
- [Schütte u. a. 1996] Schütte, F.; Beineke S.; Henke, M.; Grotstollen, H.: *Drehzahlregelung eines elastischen Zweimassensystems mit Online-Identifikation lastseitiger Reibung und aktiver Schwingungsdämpfung bei Stellgrößenbegrenzung*. In: Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 96, Sindelfingen, Deutschland, 1996, S. 303 ... 315
- [Shen 2004] Shen, B.: *Slip frequency phase lock loop (PLL) for decoupled p-q control of doubly-fed induction generator (DFIG)*. Master thesis, McGill University Montreal, Quebec, Canada, 2004
- [Shen u. Ooi 2007] Shen, B.; Ooi, B. T.: *Parameter-Insensitive Sensorless Decoupled P-Q Controller for Doubly-Fed Induction Machine*. In: Power Electronics Specialists Conference, 2007, S. 2102...2107
- [Shi u. a. 2008] Shi, P., Liu B. and Hou, D.: *Torsional Vibration Suppression of Drive System Based on DMC Method*. In: Proc. WCICA 08, vol. 1, 2008, S. 4789...4792
- [Shirsavar u. McCulloch 1996] Shirsavar, S.A.; McCulloch, M.D.: *Speed sensorless vector control of induction motors parameter estimation*. In: Proc. Power Electronics and Variable Speed Drives, IET, 1996, S. 267...272
- [Sourkounis 2004] Sourkounis, C.: *Drehzahlelastische Antriebssysteme unter stochastischen Belastungen*. Habilitationsschrift, Technische Universität Clausthal, 2004.
- [Specovius 2003] Specovius, J.: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Braunschweig: Vieweg, 2003
- [Stumper u. Kennel 2011] Stumper, J.-F.; Kennel, R.: *Field-oriented control of a speed-sensorless induction motor for the complete speed range using a nonlinear observer*. In: Proc. Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011, S. 107...113
- [Thomsen u. Fuchs 2009] Thomsen, S.; Fuchs, F. W.: *Speed Control of Torsional Drive Systems with Backlash*. In: Proc. EPE 2009, Barcelona, 2009
- [Turschner 2002] Turschner, D.: *Selbsteinstellende kaskadierte Zustandsregelung mit evolutionären Algorithmen für mechanische Antriebssysteme mit Lose*. Diss., Technische Universität Clausthal, 2002

- [**Vukasavić u. Stojić 1998**] Vukasavić, S.; Stojić, M.: *Suppression of Oscillations in a High-Performance Speed Servo Drive*. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 01, 1998, S. 108...117
- [**Warschofsky 2009**] Warschofsky, A.: *Entwicklung und Erprobung eines Beobachters für einen Zwei- und Dreimassendrehschwinger*. Diplomarbeit, Technische Universität Bergakademie Freiberg, 2009
- [**Weidauer 1999**] Weidauer, M.: *Drehgeberlose Regelung umrichter gespeister Induktionsmaschinen in der Traktion*. Diss., Ruhr Universität Bochum, 1999
- [**Weihrich 1978**] Weihrich, G.: *Drehzahlregelung von Gleichstromantrieben unter Verwendung eines Zustands- und Störgrößenbeobachters*. Regelungstechnik 26, Nr. 11, 1978, S. 349...354 und Regelungstechnik 26, Nr. 12, 1978, S. 392...397
- [**Wenske u. Beckert 2012**] Wenske, J.; Beckert, U.: *Voltage-induced stresses during Low Voltage Ride Through (LVRT) in the drive train of wind turbines with DFIG*. In: Proc. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ), 2012
- [**Whiteley 1946**] Whiteley, A. L.: *Theory of servo systems, with particular reference to stabilisation*. In: Journal IEE 93, Teil 2, 1946, S. 353...372
- [**Wolff 1989**] Wolff, U.: *Antriebsregelung bei Wellentorsion*. Diss., Technische Hochschule Darmstadt, 1989
- [**Xu u. Cheng 1995**] Xu, L.; Cheng, W.: *Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme*. In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, 1995, S. 636...642
- [**Yang u. Ajjarapu 2009**] Sheng Yang; Ajjarapu, V.: *Sensorless Control of the Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy Generations Using a Speed-Adaptive Full-Order Flux Observer*. In: Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, S. 1951...1957
- [**VDN 2007**] VDN (Verband der Netzbetreiber): *TransmissionCode 2007: Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*. Version 1.1, Berlin, 2007
- [**Zägelein 1984**] Zägelein, W.: *Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit*. Diss., Universität Erlangen-Nürnberg, 1984
- [**Zhen u. Xu 1995**] Zhen, L.; Xu, L.: *A mutual MRAS identification scheme for position sensorless field oriented control of induction machines*. In: Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Orlando, USA, 1995, S. 159...165
- [**Zinger u. a. 1988**] Zinger, D.; Profumo, F.; Lipo, T.A.; Novotny, D.W.: *A direct field oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings*. In: Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 1988, S. 855...861