

BMBF-Programm zur Förderung anwendungsorientierter
Forschung und Entwicklung an Fachhochschulen

Abschlußbericht

zum Projekt:

GEPOSYN

**Geberlose Positionierung von in die
Werkzeugmaschine integrierten getriebelosen
Synchronmaschinenantrieben**

FKZ: 17N4007

Zuwendungsempfänger: Hochschule Ostwestfalen-Lippe
Labor Leistungselektronik und Elektrische Antriebe
Liebigstr 87
32657 Lemgo

Projektleiter Prof. Dr.-Ing. Holger Borchering

Tel. 05261 702250

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand innerhalb des Forschungsprojekts GEPOSYN an der Hochschule OWL im Labor Leistungselektronik und Elektrische Antriebe. Die Mitwirkenden an dem Forschungsvorhaben waren:

Projektleiter: Prof. Dr.-Ing. Holger Borcharding

Mitarbeiter 1: M.Sc. Michael Herrmann

Mitarbeiter 2: Dipl.Ing. Arthur Teisch

Mitarbeiter 3: B.Sc. Urs Obernolte

Die Herren Michael Herrmann und Urs Obernolte waren für die Regelungstechnische Methoden zuständig.

Der Herr Arthur Teisch war für das Projektcontrolling, den mechanischen und den elektrischen Hardwareaufbau zuständig.

Inhalt

Vorwort	II
Inhalt.....	II
Liste der Symbole.....	V
Abkürzungsverzeichnis	VII
1 Aufgabenstellung	1
2 Voraussetzungen	4
3 Planung und Ablauf des Vorhabens.....	6
4 Wissenschaftlicher und technischer Stand, an den angeknüpft wurde	8
4.1 Angabe bekannter Konstruktionen	8
4.2 Verfahren und Schutzrechte, die für die Durchführung des Projektes benutzt wurden 8	
4.3 Zusammenarbeit mit anderen Stellen	9
5 Literaturverzeichnis	10
6 Eingehende Darstellung des erzielten Ergebnisses und des voraussichtlichen Nutzens ..	13
6.1 Systembeschreibung	13
6.2 Aufbau der direktangetriebenen Spindel	18
6.2.1 DC- Tiefsetzsteller	19
6.2.2 Wechselrichter.....	20
6.2.3 Motor.....	20
6.3 Geberlose Regelverfahren	21
6.3.1 Passive Verfahren.....	22
6.3.2 Aktive Verfahren.....	27
6.4 Entwicklungs- und Validierungsumgebung	30
6.5 Die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM)	31
6.6 Maschinenmodell.....	34
6.7 Feldorientierte Regelung	37

6.8	Beobachter	39
6.9	Eingesetzte Beobachter.....	40
6.9.1	Erweiterter Kalman- Filter	40
6.9.2	Sliding- Mode- Beobachter	59
6.10	Simulationsergebnisse	67
6.10.1	Erkennung der initialen Rotorposition	67
6.10.2	Simulationsergebnisse bei Hochlauf	69
6.10.3	Messungen an der realen Maschine	70
6.10.4	Verhalten der Regelung bei veränderten Parametern.....	73
7	Verwertbarkeit des Ergebnisses	76
8	Erfahrungen bekanntgewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen	78
9	Erfolgte oder geplante Publikation des Ergebnisses.....	79
10	Weitere Aussagen zu Partnern und Drittmitteln	80
10.1	Projektpartner	80
10.2	Eingeworbene Drittmittel	80
10.3	Verbesserung der Drittmittelfähigkeit.....	81
11	Abbildungsverzeichniss	82

Liste der Symbole

A	Magnetisch durchsetzte Fläche
δ	Luftspalt
γ	Rotorwinkel
$i I$	Strom
J	Massenträgheit
K	Verstärkung Sliding- Mode- Glied
L	Induktivität
M	Moment
μ_r	Relative Permeabilität
μ_0	Magnetische Feldkonstante
n	Drehzahl
ω	Winkelgeschwindigkeit
n_{est}	Geschätzte Drehzahl
p	Polpaarzahl
Ψ	Magnetischer Verkettungsfluss
ϕ	Magnetischer Fluss
R	Widerstand
R_{magn}	Reluktanz (Magnetischer Widerstand)
T	Zeitkonstante
Θ	Durchflutung
U, u	Spannung

A	Systemmatrix
B	Eingangsmatrix
C	Ausgangsmatrix
E	Erwartungswerte
Γ	Störvektor
K	Beobachtungsvektor
P	Kovarianzmatrix
P_0	Anfangskovarianz
Ψ_p	Vektorielle Polradflussverkettung
Q	Kovarianzmatrix des Systemrauschens
R	Kovarianzvektor
v	Störungen der Sensoren
W	Störgrößen
x	Zustandsvektor
\hat{x}	Schätzwert des Zustandsvektors
\hat{x}	Schätzwerte
\tilde{x}	Schätzfehler

Abkürzungsverzeichnis

PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
DSC	Doppel- Servoachs- Controller
KDS	Koordinatensystem
CPU	Central Prozessor Unit
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
DSP	Digital Signal Prozessor
JTAG	Joint Test Action Group
ASM	Asynchron Maschine
DC	Direkt Current Gleichstrom
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
CAN	Controll Area Network
PWM	Puls Weiten Modulation
USB	Universal Serial Bus
MDF	Mitteldicke Faserplatte
EMK	Elektromotorische Kraft
DGL	Differentialgleichung
EKF	Erweiterter Kalman- Filter
KF	Kalman Filter
VSR	Die variabel strukturierte Regelung
SMB	Sliding- Mode- Beobachter
SM	Sliding- Mode

KDS	Koordinatensystem
SMO	Sliding- Mode- Observer
FOR	Feldorientierte Regelung
ZK	Zwischenkreis
KMU	Kleine und Mittelständische Unternehmen

1 Aufgabenstellung

In der holzverarbeitenden Industrie werden heute Asynchronmaschinen als Antrieb für die Mehrspindel- Bohraggregate eingesetzt, **Abbildung 1.1** welche die Spindeln über ein Getriebe zentral antreiben.



Abbildung 1.1 Getriebespindel

Diese mechanische Anordnung ist teuer in der Anschaffung und wartungsintensiv im Einsatz. Zudem hat die mechatronische Einheit (Motor- Getriebe- Kombination) einen schlechten Wirkungsgrad im Teillastbereich, da alle Spindeln mitlaufen sobald eine oder zwei Spindeln benötigt werden. Die Drehzahlgrenzen sind folglich durch das Getriebe begrenzt. Desweiteren

Abschlußbericht GEPOSYN 1

ist die Drehzahl für alle Bohrer, die über das Getriebe gekoppelt sind, gleich, was für die Bohrprozesse nicht immer optimal ist.

Eine Möglichkeit die mechanischen Komponenten zu ersetzen ist der Einsatz einer neuen Technologie, denn durch die fortschreitende Entwicklung leistungsfähiger Magnetwerkstoffe können heute permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) gebaut werden, die eine hervorragende Kompaktheit (Drehmoment pro Volumen) aufweisen. **Abbildung 1.2**



© 2009 WITTENSTEIN tool-drives all rights reserved

Abbildung 1.2 Direktspindel [1]

Diese Maschinen weisen vortreffliche Eigenschaften auf wie ein hoher Wirkungsgrad, Wartungsfreiheit und verfügen über eine hohe Gleichlaufgüte. Allerdings wird für die feldorientierte Regelung (FOR) von Synchronmaschinen ein Lagegeber benötigt, der bei Maschinen kleiner Bauart viel Raum beansprucht, darüber hinaus kann ein Lagegeber die Kosten in die Höhe treiben. Folglich stellt sich die Aufgabe die feldorientierte Regelung ohne Lagegeber zu realisieren, die nicht zu Einbußen in der Regelgenauigkeit führen. Der Regelalgorithmus soll einfach zu parametrieren und robust in der Anwendung sein. Der Lösungsansatz für die Regelung soll so gestaltet werden, dass das Ausnutzen der Anisotropie der PMSM nicht notwendig ist. Desweiteren sollen die vorhandenen Patente der geberlosen Regelung und der Läuferpositionserfassung nicht verletzt werden.

Folgende konkrete Arbeitsziele des Forschungsvorhabens waren definiert:

1. Die einzelnen Spindeln Winkelgeberlos zu betreiben.

Da aus Kosten- und Konstruktionsgründen ein Positionsgeber nicht einsetzbar ist, muss ein Regelungsverfahren entwickelt werden, das eine für diese Anwendung zugeschnittene Positionsregelung der Synchronmaschine ohne Geber gewährleistet.

2. Eine einfache parametrierbarkeit des Reglers

Für den erfolgreichen Einsatz in der Industrie ist es erforderlich das der Regler einfach und schnell Parametrierbar ist.

3. Reduzierung der Rechenleistung

Der eingesetzte Regelalgorithmus soll Rechenleistungsschonend aufgebaut sein. Was eine enorme Kosteneinsparung in der Steuerelektronik zufolge hat.

Als Lösung wird ein Model der Synchronmaschine angelegt, und über einen Beobachter die notwendigen Parameter ermittelt, die letztendlich dem Motorregler zugeführt werden. Die Auswahl des passenden Beobachters ist hierbei der Schlüssel zum Erfolg, da bei komplexer Beobachterstruktur die Rechenleistung enorm ansteigt, und die Parametrierbarkeit des Beobachters zeitintensiv ist. Bei einem einfachen Beobachter hingegen wird die Dynamik oder die notwendige Genauigkeit nicht erreicht. Somit ist eine Beobachter- Struktur aufzubauen die, die notwendige Prozess- Dynamik hat, und die Beobachterstruktur soll für alle sensiblen Betriebsbereiche der Winkelgeberlosen- Regelung der PMSM geeignet sein wie z.B. der Stillstand, Anlaufverhalten und die Feldschwächung.

2 Voraussetzungen

Im Jahr 2006 wurde eine umfangreiche Recherche durchgeführt um den Stand der Wissenschaft und der Technik festzustellen, darin wurde ermittelt, dass seit etwa 20 Jahren verschiedene Literaturstellen und Patente zur geberlosen Regelung von Synchronmaschinen zu finden sind.

In den Literaturstellen und Patenten werden einzelne Aspekte bzw. Verfahren beschrieben, die auf bestimmten Phänomenen beruhen. Jedes Verfahren für sich deckt ein bestimmtes Einsatzgebiet ab, andere Einsatzgebiete werden nicht betrachtet oder sind prinzipbedingt nicht realisierbar.

Alle angegebenen Verfahren und Patente beruhen darauf, magnetische Anisotropien der Synchronmaschine auszunutzen. Hieraus wird die Rotorposition geschätzt. Die Tauglichkeit der verschiedenen Verfahren wird in hohem Maße von der baulichen Ausführung der Maschine beeinflusst.

Anisotropien der Maschine, die das Ermitteln der aktuellen Rotorlage erlauben, sind:

1. Magnetische Sättigung der Maschine
2. Bauliche Unsymmetrien

Die Auswertung erfolgt meist über:

1. Parasitär eingeprägte Messsignale
2. Eigensignale der Maschine

Das Ergebnis nach der Auswertung der Signale ist die errechnete elektrische Rotorposition der Maschine im Stillstand oder in Rotation.

In diesem Vorhaben ist ein anderer Lösungsansatz verfolgt worden, die Läuferposition soll ohne Ausnutzen der Maschinenanisotropie geregelt werden.

Ein Ansatz wurde in der Diplomarbeit des Herrn Dieter Krieger untersucht [2] (Programm für einen digitalen Signalprozessor zur Regelung einer Permanentmagnet erregten Synchronmaschine). In dieser Arbeit ist eine Leistungsregelung an den Klemmen des Motors implementiert worden. In der Testphase ist nachgewiesen worden, dass die Regelung auf stationäre Belastungen durch Aufschalten unterschiedlicher Massenträgheiten, die

vorgegebenen Sollwerte erreicht und stabil ist. Im Vergleich zu der feldorientierten Regelung ist das Regelverhalten jedoch deutlich träger und weist ein Überschwingen von ca. 30% auf.

Das Fazit aus diesem Ansatz ist:

1. Eine Positionsregelung der Synchronmaschine durch dieses Verfahren ist prinzipiell möglich.
2. Die Regelung sollte feldorientiert sein, um die Regeldynamik im Einsatz zu gewährleisten.

Basierend auf dieser Erkenntnis ist als Ziel festgesetzt worden, die Rotorposition aus den aktuellen Strom- und/oder Spannungswerten, die im Frequenzumrichter oder Wechselrichter schon vorliegen, zu ermitteln. Dieses Verfahren ist nicht nur aus technischer Sicht von Vorteil, sondern auch aus der wirtschaftlichen Sicht, da es sich um ein nicht patentiertes Verfahren handelt.

3 Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Projekt ist in fünf Arbeitspakete unterteilt:

1. Projektmanagement
2. Theoretische Untersuchungen
3. Konstruktion und Aufbau eines geeigneten Versuchsstands
4. Praktische Untersuchungen am Versuchsstand
5. Publikation und Dokumentation

Das Paket Projektmanagement befasst sich insbesondere mit der Koordination und dem Controlling.

Im Paket zwei wird eine intensive theoretische Untersuchung bezüglich eines geeigneten Verfahrens, das mit den in dem Umrichter vorhandenen Messgrößen eine Ermittlung der Rotorposition ermöglicht, durchgeführt. Diese Ergebnisse werden anschließend mit der Simulationssoftware MATLAB Simulink auf ihre Eignung hin untersucht.

Für die Überprüfung der simulierten Ergebnisse wird im Paket drei ein Versuchsstand aufgebaut, um die entsprechenden Ergebnisse validieren zu können.

Im Paket vier wird der simulierte Lösungsansatz an einem realen Umrichter und einer realen PMSM untersucht.

Das Paket fünf, in dem die Ergebnisse dokumentiert und publiziert werden, erstreckt sich über die gesamte Laufzeit des Projekts.

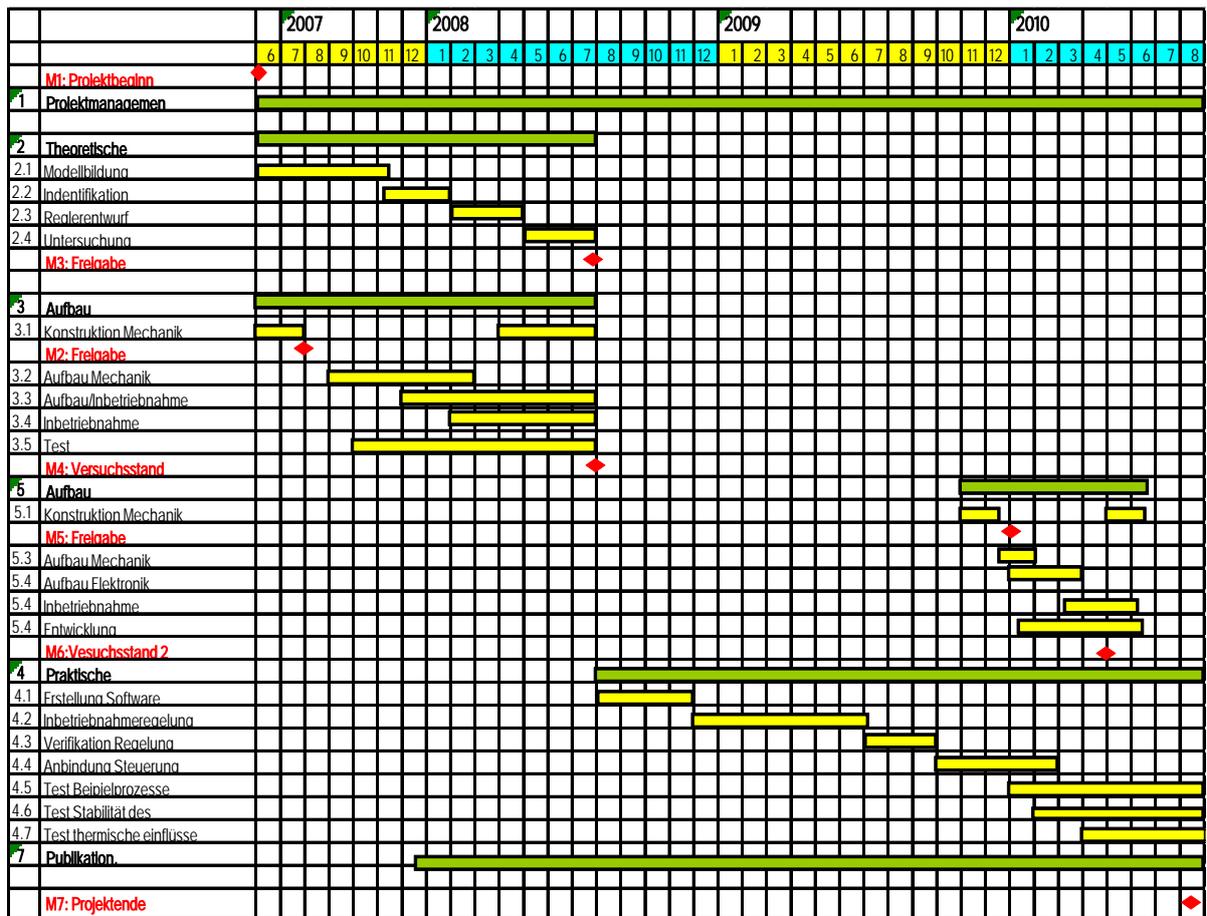


Abbildung 3.1 Projektplan [3]

Die Personalkapazität für die eigentliche Projektarbeit wurde durch die vom BMBF bereit gestellten Mittel finanziert. Die beteiligten Personen sollten unter fachlicher Betreuung des Projektleiters das gesamte Projekt nach der im Projektantrag spezifizierten Vorgehensweise umsetzen.

Die erforderlichen Messgeräte und Entwicklungsumgebungen sind ebenfalls aus den BMBF-Mitteln angeschafft worden, diese sind:

- 1.
- 2.
- 3.
- 4.
- 5.

4 Wissenschaftlicher und technischer Stand, an den angeknüpft wurde

Die PMSM bietet ein enormes Einsparpotential, denn diese Maschinen sind im Vergleich zu den Asynchron Maschinen ASM energieeffizienter und dynamischer. Durch die innovative Fertigungstechnik der Läufer sind die PMSM auch viel günstiger geworden, wodurch sich das Einsatzgebiet der Maschine erweitert hat. Der Nachteil der PMSM liegt eindeutig in der Leistungsansteuerung bzw. der Regelung, denn die Synchronmaschine lässt sich nicht regeln, wenn der Rotorwinkel unbekannt ist. In der herkömmlichen Technik wird diese Position über einen Rotorwinkelgeber gemessen. Es sind einige Veröffentlichungen und Patentanmeldungen bezüglich der Ermittlung des Rotorwinkels ohne Winkelgeber gemacht worden, allerdings sind diese Veröffentlichungen an spezielle Anwendungen angepasst.

4.1 Angabe bekannter Konstruktionen

Die Anwendungsgebiete der geberlosen Regelverfahren sind sehr unterschiedlich. In den bekannten Veröffentlichungen werden in der Regel spezielle Verfahren beschrieben. Diese Verfahren sind ausschließlich für bestimmte Betriebspunkte geeignet wie z.B. Anlauf, ein speziell eingegrenzter Drehzahlbereich oder die Feldschwächung. Somit ist nur schwer eine bekannte Konstruktion anzugeben, die vergleichbar wäre. In diesem Forschungsschwerpunkt ist ein breiter Drehzahlbereich untersucht worden, weshalb der Vergleich mit anderen Konstruktionen nur schwer oder gar nicht möglich ist.

4.2 Verfahren und Schutzrechte, die für die Durchführung des Projektes benutzt wurden

Es sind keine Verfahren mit Schutzrecht verwendet worden. Daher sind die Ergebnisse des Projektes ohne Einschränkung durch die Projektpartner verwertbar.

4.3 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Zu Projektbeginn bestand bereits die Zusammenarbeit mit der Firma WITTENSTEIN-electronics GmbH in Igersheim. Die WITTENSTEIN - electronics GmbH entwickelt, produziert und vertreibt umfangreiche Elektronik- und Softwarekomponenten für die Antriebstechnik. Die Produkte und Dienstleistungen für innovative mechatronische Systeme arbeiten selbst unter extremen Umweltbedingungen und zeichnen sich durch exzellente Zuverlässigkeit aus. Im Verlauf des Forschungsprojekts verlagerte sich der Schwerpunkt der Zusammenarbeit innerhalb der WITTENSTEIN-Gruppe nach Bad Pyrmont, die Zusammenarbeit fand hier mit dem Geschäftsbereich Wittenstein motion controll statt.

Ein weiteres Unternehmen mit dem zusammengearbeitet wurde ist die OWITA GmbH (Ostwestfälisches Institut für Innovative Technologien in der Automatisierungstechnik GmbH). Die OWITA GmbH ist ein Dienstleistungsunternehmen im Bereich innovativer Technologien für Systeme der Automatisierungstechnik.

5 Literaturverzeichnis

- [1]. **Dipl.-Ing. Volker Meier, Dipl. Ing. Artur Teisch.** *Tool drives – Direktangetriebene Werkzeuge sparen Ressourcen und Energie* . [PPT] Bad Salzuflen : s.n., 2009.
- [2]. **Krieger, Dieter.** *Programm für einen digitalen Signalprozessor zur Regelung einer Permanentmagnet erregten Synchronmaschine*. Lemgo : s.n., 2006. Diplomarbeit.
- [3]. **Borcherding, Prof. Dr.-Ing. Holger.** *Geberlose Positionierung von in die Werkzeugmaschine integrierten getriebelosen Synchronmaschinenantrieben*. [PDF] Lemgo : s.n., 2007.
- [4]. **Dipl.-Ing. Arthur Teisch, B.Sc. Urs Obernolte, Prof. Dr.-Ing. Holger Borcherding,.** *Verbesserte Energieeffizienz durch direktangetriebene winkelgeberlose drehzahlgeregelte Spindeln bei Mehrachsbohrköpfen für die Holzverarbeitende Industrie*. [PDF] Lemgo : s.n., 2009.
- [5]. **WITTENSTEIN.** Datenblatt Motor MSSI-032x-090x-729 Motorkennlinien (6 Pole). Igersheim : s.n., 30.01.2006.
- [6]. —. Datenblatt Stator 028-090-3-030D-E--1806. Igersheim : s.n., 11.06.2007.
- [7]. **Aicher, Peter.** *Winkelrekonstruktion und sensorlose Regelung von Hybridschrittmotoren*. [PDF] München/Rohrdorf : s.n., 2004.
- [8]. **Hurst, K.D., et al.** *ZERO-SPEED TACHOLESS I:M: TORQUE CONTROL*. [PDF] Georgia Institut of Technology; Polytecnico Torino : s.n., 1997. 0-7803-3704-2/97\$10.00 c1997 IEEE.
- [9]. **B., WU J. Hu.** *Field Oriented Control CSI Synchronous Motor Drive Without Shaft Sensors*. [PDF] Ryerson Polytechnic University, Toronto : s.n., 1997. 7803-377-5/97/\$10.00 c 1997 IEEE.
- [10]. Kalman- Filter. *Wikipedia*. [Online] 21. 06. 2010. <http://de.wikipedia.org/wiki/Kalman-Filter>.
- [11]. **Obernolte, Urs.** *Literaturrecherche zum Thema winkelsensorlose Regelung von Synchronmaschinen*. Lemgo : s.n., 2009.

- [12]. **Schwarz, Hebisch H. Prof.Dr.-Ing. H.** *Grundlagen der Sliding- Mode- Regelung.* Gerhard-Mercator-Universität GH Duisburg : s.n., 95.
- [13]. *Effizienter, kurzschlussfester Direktantrieb mit Außenläufer- PSM für geberlosen Betrieb einschließlich Stillstand und Überlast.* **Manfred, Schrödl Prof.Dr.** Düsseldorf : VDE, 2009. Paper 3,13.
- [14]. **Sahhary, Bassel.** *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb.* [PDF] Hamburg : s.n., 2008.
- [15]. **Quang, Dr. Nguyen Phung.** *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung.* Dettingen : Ehningen bei Böblingen, 1993. 3-8169-1047-5.
- [16]. **Dierk, Schröder.** *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen.* [PDF] München : Springer- Verlag Berlin Heidelberg, 2009. e-ISBN 978-3-540-89613-5.
- [17]. Beobachter (Regelungstechnik). *Beobachter (Regelungstechnik).* [Online] Creative Commons Attribution/Share Alike“, 11. 07 2010. [Zitat vom: 26. 8 2010.] [http://de.wikipedia.org/wiki/Beobachter_\(Regelungstechnik\).](http://de.wikipedia.org/wiki/Beobachter_(Regelungstechnik))
- [18]. **Herrmann, Michael.** *Untersuchung des Kalman Filters in Anwendung auf die Synchronmaschine.* Lemgo : s.n., 2008.
- [19]. **Karl, Brammer und Gerhard, Siffling.** *Kalman- Bucy- Filter.* R.OldendourgVerlag München Wien : R.OldendourgVerlag München Wien, 1994. 3-486-22779-3.
- [20]. —. *Stochastische Grundlagen des Kalman-Bucy-Filters.* Wien : R.OldendourgVerlag München Wien, 1990. 3-486-21638-4.
- [21]. **Peroutka, Z.** *Development of Sensorless PMSM Drives:Application of Extended Kalman Filter.* Dubrovnik, Croatia : s.n., 2005.
- [22]. **Silverio Bolognani, Member, IEEE, Mauro Zigliotto, Member, IEEE, and Marco Zordan.** *Extended- Range PMSM Sensorless Speed Drive Based on Stochastic Filtering.* [PDF] Italien : s.n., 2001.
- [23]. **Obernolte, Urs.** *Evaluierung einer winkelsensorlosen Regelung für permanentmagnet- erregte Synchronmaschinen.* Lemgo : s.n., 2009.

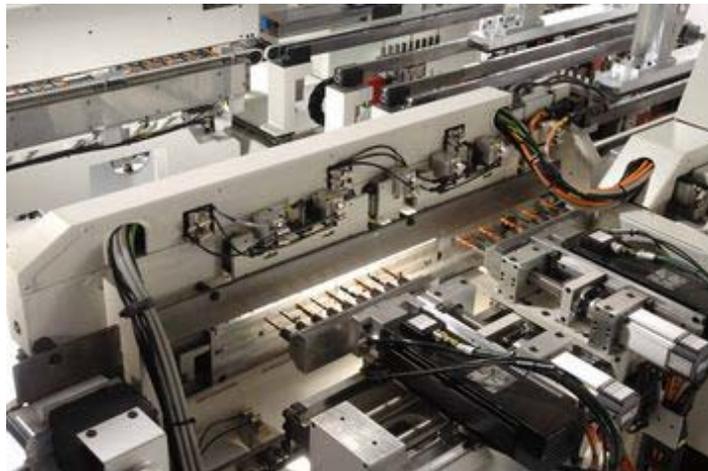
- [24]. **Zambada, Jorge.** *Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors.* [PDF] USA : Microchip Technology Inc., 2007. AN1078.
- [25]. **Wittenstein.** *Mini AC-Servomotoren.* Iggersheim : Wittenstein, 2008.
- [26]. **WU, J.Hu B.** *Field Oriented Control CSI Synchronous Motor Drive Without Shaft Sensors.* [PDF] Ryerson Polytechnic University, Toronto : s.n., 1997. 7803-377-5/97/\$10.00 c 1997 IEEE.
- [27]. **K.D.Hurst, et al.** *ZERO-SPEED TACHOLESS I:M: TORQUE CONTROLL.* [PDF] Georgia Institut of Technology; Polytecnico Torino : s.n., 1997. 0-7803-3704-2/97\$10.00 c1997 IEEE.
- [28]. **Hebisch, H. Prof.Dr.-Ing- H.Schwarz.** *Grundlagen der Sliding-Mode-Regelung.* Gerhard-Mercator-Universität GH Duisburg : s.n., 95.
- [29]. **Weitendorf, Niels.** *Direkte Rotorfluss- und Drehmomentregelung mit adaptiver Schalttabelle für industrielle Asynchronantriebe.* [PDF] Berlin : s.n., 12.11.2009.
- [30]. **Schröder, Dierk.** *ElektrischeAntriebe – Regelung vonAntriebssystemen.* [PDF] München : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. e-ISBN 978-3-540-89613-5.
- [31]. **Dziadek, Holger.** *Ausfallrate und Lebensdauer Zwei, die zusammengehören!* Ilsfeld-Auenstein/Germany : Power Systems, 2004.
- [32]. **Winkler, UA LB Dipl.-Ing. Dr. Gunter.** *Vorbereitungsunterlagen zu den EMV-Laborübungen ESD und Burst Übung_b.* [PDF] Graz : s.n., 2010.

6 Eingehende Darstellung des erzielten Ergebnisses und des voraussichtlichen Nutzens

Im GEPOSYN-Projekt wurde die Machbarkeit einer geberlosen Positionsregelung für Borhranwendungen untersucht und in einem Prototyp umgesetzt. Parallel hierzu hat die Fa. WITTENSTEIN das Tooldrives-System entwickelt, das die geberlose Positionsregelung verwenden soll. Im folgenden wird das neue Tooldrive-System mit seinen innovativen Ansätzen dargestellt. Hierbei ist es wichtig, das System als Ganzes zu kennen, um die entsprechende Innovation zu erkennen. Ein weiterer Schwerpunkt ist die Beschreibung der Positionsregelung für die hochdrehende PMSM.

6.1 Systembeschreibung

Die neu entwickelten Servobohrantriebe werden in Holzbearbeitungsmaschinen eingebaut, sie werden zum Bohren eingesetzt, es werden fortwährend Entwicklungsarbeiten durchgeführt, um die geberlose Regelung auch für Fräsprozesse nutzbar zu machen. Die auf dem Markt befindlichen Holzbearbeitungsmaschinen lassen sich in die zwei Kategorien Durchlaufmaschinen **Abbildung 6.1** und **Abbildung 6.2** und Bearbeitungszentren **Abbildung 6.3** aufteilen.



© 2009 IMA Leading Technologies - all rights reserved

Abbildung 6.1 Durchlaufmaschinen Innenansicht



© 2009 IMA Leading Technologies - all rights reserved

Abbildung 6.2 Durchlaufmaschine Gesamtaufbau



© 2009 IMA Leading Technologies - all rights reserved

Abbildung 6.3 Bearbeitungszentrum

Die Durchlaufmaschinen sind für große Stückzahlen optimiert worden, hierbei sind die einzelnen Bearbeitungszeiten dem Arbeitstakt angepasst worden. Die Bearbeitungsprozesse sind in der Durchlaufmaschine fest eingebaut und bieten nur geringe Umkonfigurationsmöglichkeiten, wohingegen die Bearbeitungszentren immer flexibler werden. Beachtlich ist, dass die Bohrungen mit demselben Bohrkopf in Winkeln von 45° oder auch 60° zum Werkstück durchgeführt werden können. Durch die Flexibilität des Bohr- und Fräsaggregats der Bearbeitungszentren werden diese Maschinen auch für Massenfertiger immer mehr von Interesse.

Das Konzept der Fa. WITTENSTEIN, das durch das GEPOSYN-Projekt bei der positionsgeberlosen Regelung unterstützt worden ist, ist insbesondere für die Bearbeitungszentren maßgeschneidert. Die Maschine ist wie in **Abbildung 6.4** dargestellt aufgebaut.

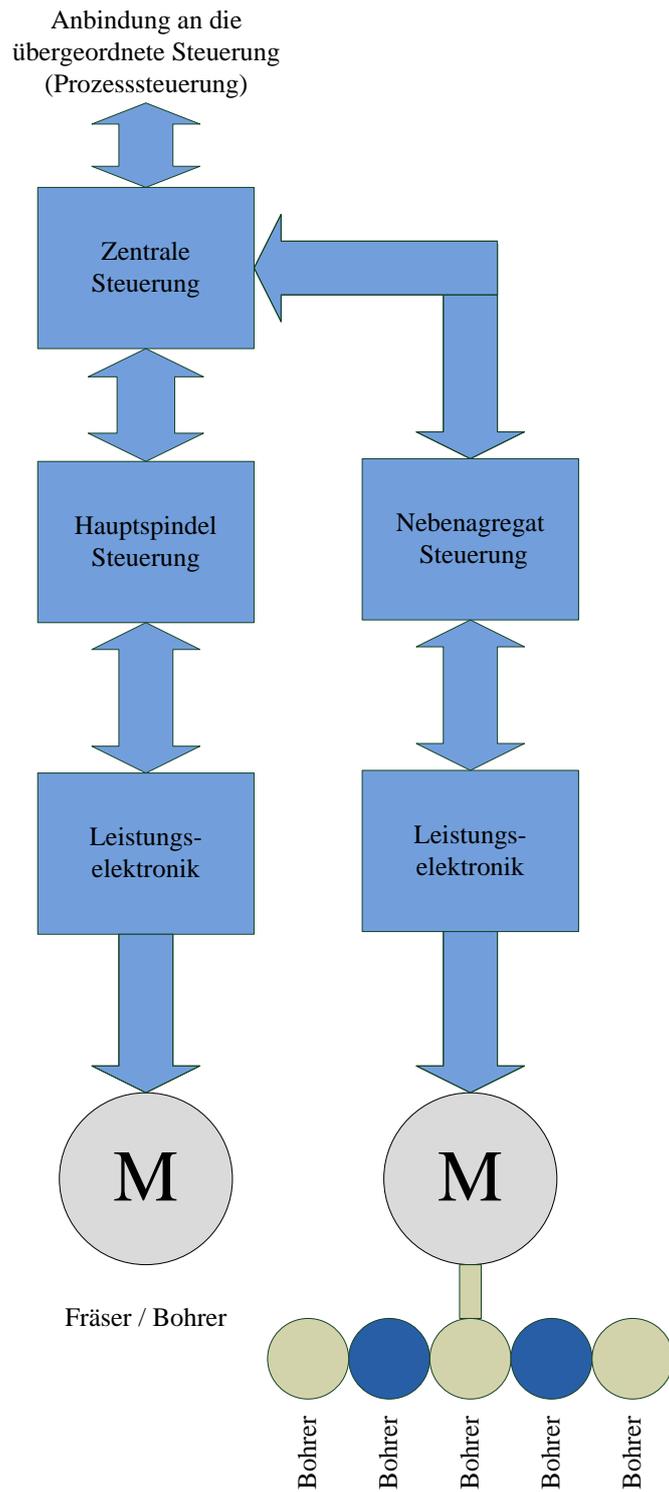


Abbildung 6.4 Aufbau Bearbeitungszentrum Getriebeantrieb

Das WITTENSTEIN „tool drives System“ ersetzt das Nebenaggregat mit dem Verteilgetriebe durch die direktangetriebenen Bohrspindeln **Abbildung 6.5**. Für die geberlose Regelung werden die notwendigen Werte an den Motor- Anschlussleitungen gemessen. Somit ist eine Leitung für die Rückführung überflüssig.

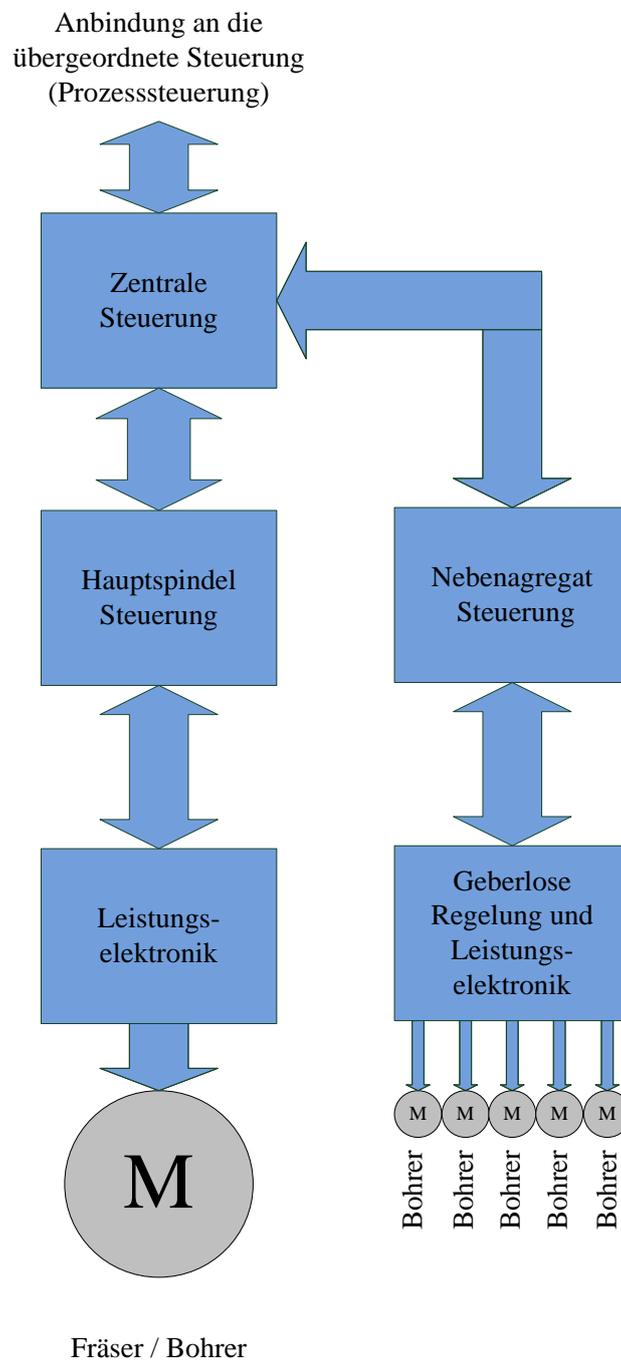


Abbildung 6.5 Aufbau Bearbeitungszentrum mit Direktspindel

Der Aufbau des Nebenaggregats aus leistungsstarken Permanentterregten Synchronmaschinen bringt dem Gesamtsystem enorme Vorteile, wie:

1. Verkleinerung der aktiven Masse
2. Energieeinsparung gegenüber den herkömmlichen Getriebespindeln
3. Flexibler in der Anwendung
4. Zuverlässiger beim Bohren
5. Einfachere Wartung
6. Der Bohrer wird immer im Optimum betrieben
7. Rotationsrichtung der Bohrer beliebig einstellbar

6.2 Aufbau der direktangetriebenen Spindel

Der Aufbau der direktangetriebenen Spindel ist in der **Abbildung 6.6** dargestellt. Die Gleichricht- und Tiefsetzeinheit, die vor den Wechselrichtern sitzt, ist für die Spindeln unentbehrlich, da die Bemessungsspannung der PMSM $U_{bem} = 320V$ beträgt und in vorhergehenden Untersuchungen mit der gleichgerichteten Wechselspannung 230V eine hohe Netzverzerrung durch die Kondensatornachladeströme festgestellt wurde.

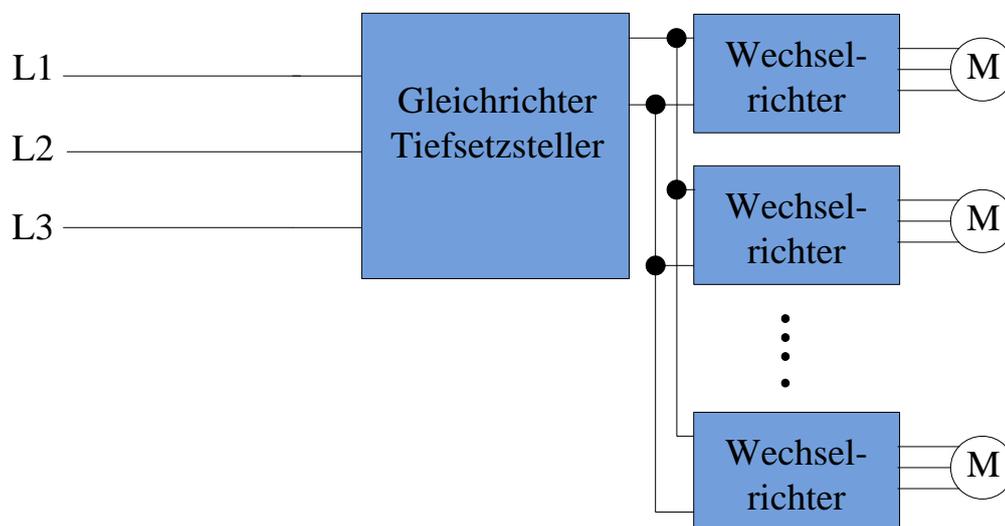


Abbildung 6.6 Aufbau des direktangetriebenen Antriebsstrangs [4]

Ein weiterer Vorteil der zentralen Zwischenkreisversorgung liegt darin, dass die Zwischenkreisspannungsregelung die Spannungsschwankungen bei Lastsprüngen ausgleicht

und somit drehzahlstabilisierend wirkt. Eine konstante Drehzahl des Werkzeugs ist in der Holzverarbeitung von enormer Bedeutung, insbesondere beim Bohren und Fräsen. Wird der Bohrer nicht bei optimaler Drehzahl betrieben, kann er den Span nicht optimal abführen. Wird der Span nicht aus dem Bohrloch abgeführt, so steigt die Temperatur durch Reibung des Werkstoffs während des Bohrens, was zu verkohlten oder verbrannten Löchern führen kann.

6.2.1 DC- Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller (*Buck- Converter*) **Abbildung 6.7** ist ein für große Leistungen dimensioniertes und geregeltes DC- Netzteil. Die Technischen Daten des Netzteils sind:

Eingangsspannung $U_{in} = 400V$

Ausgangsspannung $U_{out} = 340V$

Ausgangsleistung $P_{Bem.} = 6kW$ $P_{max} \approx 12kW$

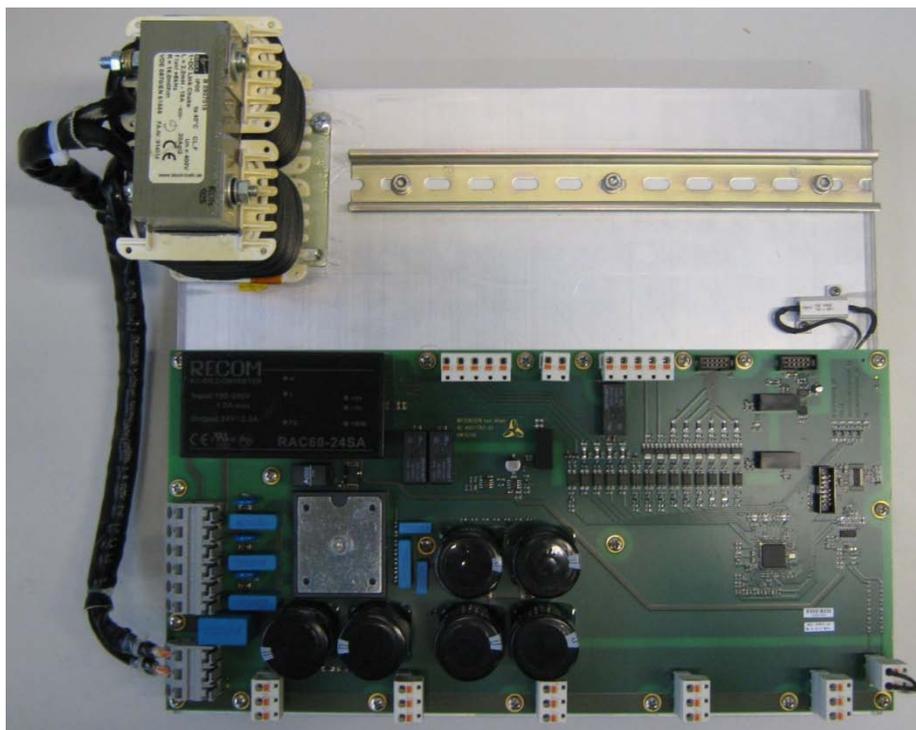


Abbildung 6.7 Tiefsetzsteller Powermodul

6.2.2 Wechselrichter

Der Wechselrichter für die Ansteuerung der PMSM ist als Doppel- Servo- Achscontroller (DSC) **Abbildung 6.8** ausgeführt, d.h. es lassen sich zwei Spindeln mit einem DSC ansteuern. Dieser Aufbau ist sehr platz- und kostensparend. Mit einem Digital Signal Processor (DSP), der zwei PWM- Ausgänge hat, werden die beiden IGBT- Brücken angesteuert. Die Kommunikation zu der höheren Ebene wird in dem DSP von dem CAN- Bus übernommen und die weiteren Kommunikationsschnittstellen sind RS485 und USB. Der DSC ist an die technischen Daten des Spindelmotors angepasst.



Abbildung 6.8 Wechselrichter DSC

6.2.3 Motor

Der Spindelmotor ist ein permanenterregter Synchronmotor für hohe Drehzahlen. Seine Kenndaten sind:

Klemmenspannung $U_{kl} = 320 \text{ V}$

Nennstrom $I_n = 1,5 \text{ A}$

Nenndrehzahl $n_n = 16100 \text{ min}^{-1}$

Nenndrehmoment $M_n = 26,8 \text{ Ncm}$

Weitere Daten sind [5] und [6] zu entnehmen.

Über der Maschine ist ein pneumatischer Zylinder angebracht, der die Spindel für die Bohrung ausfährt (vorlegt) wie in der **Abbildung 6.9** dargestellt.



Abbildung 6.9 Spindelmotor

6.3 Geberlose Regelverfahren

[7] Grundsätzlich lässt sich sagen, dass zwei Verfahren die Möglichkeit bieten, die Winkelerkennung durchzuführen. Beide Verfahren beruhen auf der Messung des Stroms und/oder der Spannung, die entweder bei normalem Betrieb der Maschine entstehen (passive Verfahren) oder als Reaktion der Maschine auf die von außen zugeführte Anregung erfasst werden (aktive Verfahren).

[7] Im Wesentlichen werden zwei Eigenschaften von Elektromotoren ausgenutzt:

1. Konstruktionsbedingte, winkelabhängige Schwankungen des Magnetfelds
2. Induzierte Gegenspannung des Motors (elektromotorische Kraft, kurz EMK)

Diese sensorischen Eigenschaften der Elektromotoren sind direkt oder indirekt über die Spannungen und Ströme im oder am Motor oder auch im Spannungszwischenkreis des Umrichters messbar und damit auswertbar. Angesichts der Genauigkeit und Qualität des Messsignals kann die ermittelte Rotorwinkelposition für die Kommutierung oder die Regelung verwendet werden.

6.3.1 Passive Verfahren

[7] Die passiven Verfahren, auch Beobachter- Verfahren genannt, nutzen die vorhandenen Modelle der PMSM für die Ermittlung unbekannter Systemgrößen. Dieses Vorgehen ist üblich bei Systemen, die auf Grund von Kosten oder Baugröße ohne die für den Betrieb notwendige Messvorrichtung aufgebaut werden. Einige dieser Verfahren sind Folgende:

1. Spannungs- und Strommodelle
2. Das Kalman- Filter
3. Sliding- Mode- Beobachter

6.3.1.1 Spannungs und Strommodelle

[8] [9] Einfache Modelle der Drehfeldmaschinen beruhen auf den Differentialgleichungen, die die Maschine beschreiben. Durch die Integration lässt sich dann die Spannung der Flussraumzeiger bzw. der Flussvektor ermitteln. Die DGL der Maschinen sind für alle Betriebspunkte der Maschine geeignet. Demnach ist es möglich die Betriebsparameter im Betrieb der Maschine in einem Modell zu ermitteln, wodurch die Möglichkeit entsteht die Werte für die Regelung der Maschine zu verwenden. Die Schwachpunkte dieses Verfahrens sind die verrauschten Messsignale und der Integrationsdrift, welche das Ergebnis verfälschen. Die Regelung funktioniert nach [9] im weiten Stellbereich von der Bemessungsdrehzahl bis 10 U/min.

Vorteile

1. *Einfach aufzubauen*

Die entsprechenden DGL für die PMSM sind vorhanden, sodass sie ohne weiteres genutzt werden können.

2. *Einsatz in jedem Betriebspunkt möglich*

Da die DGL in jedem Betriebspunkt gelten, ist auch das Ermitteln der Parameter in jedem Betriebspunkt theoretisch möglich.

Nachteile

1. Hoher Messtechnischer Aufwand

Die aus dem Betrieb der Maschine stammenden Messdaten müssen genau sein und dürfen wenig Rauschen aufweisen, da das Verfahren keine weitere Bewertung des Messsignals beinhaltet und die Werte direkt in die DGL geführt werden.

2. Schwierigkeiten beim Integrieren

Da die Gleichungen der PMSM als DGL vorliegen, müssen diese in der Regel über die Numerische Integration gelöst werden, was für genaue Ergebnisse eine enorme Rechenleistung erfordert.

3. Hohes Messrauschen bei kleiner Drehzahl

Bei kleinen Drehzahlen ist das Signal- Rauschverhältnis sehr ungünstig, sodass es schwierig ist die notwendigen Daten herauszufiltern, um diese dann sicher zu verarbeiten.

6.3.1.2 Das Kalman- Filter

Das Kalman- Filter wird bei den linearen Systemen und das erweiterte Kalman- Filter bei den nichtlinearen Systemen eingesetzt. Eine kurze Beschreibung des Kalman- Filters: [10] Mithilfe dieses Filters sind bei Vorliegen fehlerbehafteter Beobachtungen Rückschlüsse auf den exakten Zustand von vielen den Technologien, Wissenschaften und dem Management zugeordneten Systemen möglich. Die Kernaussage ist: „Ist- Wert des Systems muss gleich Soll- Wert zu einer bestimmten Zeit sein.“ Vereinfacht gesprochen dient das Kalman- Filter dem Entfernen der von den Messgeräten verursachten Störungen. Dazu müssen sowohl die mathematische Struktur des zugrundeliegenden dynamischen Systems als auch die der Messverfälschungen bekannt sein.

[11] Vorteile

1. Große Parameterrobustheit

Da das erweiterte Kalman- Filter (EKF) Modellfehler zulässt, weist eine Regelungsstruktur mit EKF eine sehr große Parameterrobustheit auf, denn auch Veränderungen der Maschine sind durch diese abgedeckt.

2. *Drehzahlfehler gering*

Der Drehzahlfehler ist sowohl im stationären als auch im dynamischen Betrieb mit $<0,5\%$ sehr gering.

3. *Rotorlagefehler gering*

Nach Anlauf der Maschine ist der Fehler der Rotorlage sehr gering. Allerdings kann zu Anfang der Lagefehler vergleichsweise groß ausfallen und wird deswegen zusätzlich gefiltert.

4. *Berücksichtigung von verrauschten Signalen*

Das erweiterte Kalman- Filter lässt verrauschte Signale zu. Im realen Betrieb führt dies zu einer hohen Störsicherheit. Die Maßnahmen zur Entstörung der Signale werden auf ein praxistaugliches Maß reduziert.

5. *Funktioniert auch im Feldschwächebetrieb*

Da mit dem EKF auch der Feldschwächebetrieb realisiert werden kann, eröffnen sich dadurch weitere Felder, in denen dieser eingesetzt werden kann.

Nachteile

1. *Hoher Rechenaufwand*

Die Modellbasiertheit des EKF sowie seine mathematische Komplexität führen zu einem hohen Rechenaufwand.

2. *Teure Prozessoren notwendig*

Auf Grund des hohen Rechenaufwands sind die benötigten Prozessoren, die die erforderliche Rechenleistung bereitstellen, vergleichsweise teuer.

3. *Bei Stillstand kann der EKF die korrekte Rotorlage verlieren*

Da bei Stillstand die Maschine keine ausreichend starken Signale zur Auswertung liefert, kann der EKF im Stillstand die korrekte Rotorlage verlieren.

4. *Die Verstärkungen des EKF- Filters*

Um eine korrekte Funktion der Regelung auch bei geringen Drehzahlen aufrecht zu erhalten, müssen die Verstärkungen penibel genau eingestellt sein. Dieses erfolgt in der Regel empirisch, weshalb der Anwender genügend Erfahrung mit einem Kalman-Filter besitzen muss.

5. *Lagesignal aus dem Kalman- Filter muss gefiltert werden, da gerade am Anfang große Fehler auftreten*

Bei dem Anlauf der Maschine weist das Lagesignal Fehler auf, die durch eine zusätzliche Filterung desselbigen korrigiert werden können.

6. *Bei Hochlauf aus dem Stillstand kann sich die Maschine falsch drehen*

Da der Umrichter und damit verbunden die Regelung die anfängliche Rotorposition nicht kennen, kann es bei der ersten Bestromung der Maschine zu einer ungewollten Rotation kommen. Diese kann maximal die Hälfte des elektrischen Winkels betragen und ihre Richtung ist nicht voraussehbar.

6.3.1.3 Sliding- Mode- Beobachter

[12] "Die variabel strukturierte Regelung VSR und in diesem Zusammenhang das Auftreten von Gleitzuständen, sogenannten Sliding- Modes, wurden zunächst vor allem in der Sowjetunion durch Emeljanov und einige seiner Mitforscher untersucht (Emeljanov 1969, Utkin 1978). In ihren Arbeiten wurden als Regelstrecken für gewöhnlich lineare Systeme 2. Ordnung in der Phasenebene analysiert. Seitdem hat sich die Regelung mittels variabler Struktur zu einer generell verwendbaren Entwurfsmethode weiterentwickelt, die bereits auf ein sehr breites Spektrum von Systemtypen angewendet wurde. Hierzu zählen nichtlineare Systeme (Sira-Ramirez 1992, Singh 1990,)" [12] "Zusätzlich hat sich die Zielsetzung derartiger Regelungen stark erweitert, sodass nicht mehr allein die Stabilisierung, sondern eine Vielzahl anderer Aufgaben wahrgenommen werden. Dazu zählen Folgeregelungen, Sliding- Mode-Beobachter (Slotine u. a.1987) und adaptive Regelungskonzepte (Behmenburg 1994). Die Eigenschaft, die dabei die Regelung mit variabler Struktur am deutlichsten auszeichnet, ist ihre Robustheit. Das bedeutet, dass ein derart geregeltes System weitgehend unabhängig von Parameterungenauigkeiten und äußeren Störungen ist." [7] [11] Der Sliding- Mode- Beobachter ist demnach ein robustes und parameterstabiles Verfahren. Bei dem Sliding- Mode- Beobachter wird wie auch beim KF das Motormodell für die Beobachtung genutzt. Die Rückführ- Koeffizienten sind jedoch nicht konstant, sondern werden zwischen

zwei Werten geschaltet. Das Schalten zwischen den Werten kann das sogenannte Flattern verursachen, wenn die Verstärkung zu hoch gewählt wird, wird diese allerdings zu gering gewählt, so wird der Schätzfehler zu groß. Bei einer optimal eingestellten Verstärkung ist der Beobachter über große Drehzahlbereiche einsetzbar.

Vorteile

1. Benötigt moderate Rechenleistung

Der Sliding- Mode- Beobachter benötigt weniger Rechenleistung als der EKF. Durch die geschickte Auswahl eines Controllers mit mathematischen Rechenfunktionen in Hardware werden Ressourcen für den Normalbetrieb frei.

2. Einfache Realisierung

Durch die Einfachheit des Beobachters wird für seine Implementierung wenig Zeit benötigt.

3. Funktioniert über weite Stellbereiche

Der Sliding- Mode- Beobachter ist ab einer Minimaldrehzahl (für die sichere Erkennung des Winkels unabdingbar) für einen großen Stellbereich einsetzbar.

4. Feldschwächung möglich

Die Ermittlung des Rotorwinkels ist auch in der Feldschwächung möglich.

5. Parameterrobust

Der Sliding- Mode- Beobachter ist parameterstabil, er liefert bei Schwankungen der Parameter, bedingt durch Temperatur oder äußere mechanische Einflüsse, brauchbare Ergebnisse. Seine Funktion ist auch bei ungenauen Motormodellen gegeben.

Nachteile

1. Stillstand und geringe Drehzahl nicht möglich

Wie auch andere Beobachterverfahren ist der Sliding- Mode- Beobachter nicht im Stillstand und bei kleinen Drehzahlen einsetzbar. Es ist jedoch möglich zu reversieren.

Eine Abhilfe ist das gesteuerte Hochfahren bis zu der sicheren Winkelerkennung, ab der dann der Winkel für die Regelung genutzt wird.

2. *Beim Hochlauf kann die Maschine falschherum drehen*

Wird der Sliding- Mode- Beobachter ab dem Stillstand eingesetzt, so kann es zu ungewollten und unkontrollierten Rotationsbewegungen des Rotors kommen. Die Richtung der Bewegung ist nicht vorhersehbar.

6.3.2 Aktive Verfahren

[7] Es lässt sich bei vielen Drehfeldmaschinen eine Abhängigkeit zwischen dem elektrischen Rotorwinkel γ und der Induktivität feststellen. Der Grund für die Änderung der Induktivität ist der magnetische Widerstand (R_{magn} , auch Reluktanz genannt), der von der Position des Rotors abhängt. Wird der Ständer von einer Spannung angeregt, so spiegelt sich der magnetische Widerstand in dem Strom und dem entsprechend auch in der Induktivität wider. Die Abhängigkeit des magnetischen Widerstands ist in der Gleichung (6.1) dargestellt.

$$6.1 \quad R_{\text{magn}} = \frac{\Theta}{\Psi} = \frac{\delta}{\mu_0 * \mu_r * A}$$

Somit ist die Reluktanz abhängig von dem Luftspalt „ δ “, der Permeabilität des Eisens „ μ_r “ und von der Fläche „ A “, die Magnetisch durchsetzt wird. Verändert sich die Fläche des magnetisch aktiven Eisens der Maschine oder der Luftspalt, so ändert sich in Folge dessen auch die Reluktanz und die Induktivität. Entscheidend ist jedoch, dass die Änderung des magnetischen Widerstands R_{magn} in einem Verhältnis zu der Änderung des Rotorwinkels γ steht, um hieraus auf den Rotorwinkel schließen zu können. Die Errechnung des Rotorwinkels, der durch die Änderung des magnetischen Widerstands in Abhängigkeit von der Position des Rotors steht, lässt sich auf vielerlei Weise ermöglichen.

Die Methoden sind:

1. Trägerfrequenzverfahren
2. Einprägung von Strom und Spannungsimpulsen
3. Das INFORM- Verfahren

6.3.2.1 Trägerfrequenzverfahren

Das Trägerfrequenzverfahren beruht auf der Änderung des Flusses, siehe Gleichung (6.1). Bedingt durch die sinusförmige Hochfrequenzanregung [7] (300...1000Hz) ändert sich durch die Rotorstellung die Amplitude des Stroms. Dieses Verfahren ist der Funktion eines Revolvers ähnlich. In einem Resolver wird der rotierende Rotor mit einer üblichen Frequenz 4kHz beaufschlagt, Gleichung (6.2).

$$6.2 \quad \omega_{Bem.} \lll \omega_{Träg.freq.}$$

Zusätzlich sind zwei Wicklungen im Ständer um $\frac{\pi}{2}$ versetzt angebracht, die Sinus- und Cosinus- Spur. Abhängig von der Rotorlage ändert sich dann die induzierte Spannung in dem Ständer. Hierbei ändert sich die Amplitude der induzierten Spannung wie bei dem Trägerfrequenzverfahren. Die Winkelbestimmung erfolgt dann aus dem Arkustangens der einhüllenden dieser Schwingung. Bei dem Trägerfrequenzverfahren wird jedoch die induzierte Spannung nicht separat auf zusätzliche Wicklungen gelegt, sondern auf die bestehenden Motorwicklungen. Aus diesem Grund dürfen die Messsignale den Betrieb der Maschine nicht beeinflussen.

Vorteile

1. *Winkelerkennung im Stillstand und bei kleiner Drehzahl*

Das Verfahren ermöglicht die Ermittlung des Winkels im Stillstand und bei kleiner Drehzahl.

2. *Moderate Rechenleistung*

Für die Auswertung des Trägerstroms ist nur eine geringe Rechenleistung nötig, was die Rechenleistung eines Umrichters nicht enorm belastet.

Nachteile

1. *Erzeugt zusätzliche Verluste im Motor*

Das Einprägen von Messströmen verursacht zusätzliche Verluste in der PMSM. Aus diesem Grund kann die Bemessungsleistung nicht erreicht werden.

2. *Spezial- Umrichter notwendig*

Für die Messung und die Messauswertung wird zusätzliche Hardware benötigt, die die Kosten des Umrichters erhöhen. Die Baugröße des Umrichters steigt entsprechend der Menge der Bauelemente, die eingebaut werden.

6.3.2.2 Die INFORM- Methode

[13] „Die Grundidee des INFORM- Verfahrens ist, mittels des Umrichters generierte Spannungssprünge an die Maschine zu legen und die Stromreaktion zu erfassen. Die Testimpulse können in das PWM- Pulsmuster integriert sein oder die INFORM- Tests übernehmen kurzzeitig die Vorgabe der Umrichter- Schaltbefehle“. Die zweite Variante erleichtert die Implementierung und die Auswertung der Tests.

[11] Vorteile

1. *Das Verfahren funktioniert im Stillstand und bei kleiner Drehzahl*

Da die Impulse für die Auswertung der Rotorlage unabhängig vom PWM- Pulsmuster sind, ist die Ermittlung der Rotorlage auch im Stillstand und bei kleiner Drehzahl möglich.

[11] Nachteile

1. *Patentrechtlich geschützt*

Diese Methode ist im Einsatz auf Grund des Patentschutzes eingeschränkt.

2. *Funktioniert nur bei Stillstand und geringer Drehzahl sicher*

Die Verhältnisse in der Maschine ändern sich durch die Rotation so stark, dass es schwierig ist die genaue Rotorlage zu bestimmen.

3. *Benötigt ein weiteres Verfahren*

Auf Grund von Punkt 2 ist ein weiteres Verfahren für die höheren Drehzahlen notwendig, z.B. das Beobachter- Verfahren.

4. *Erhöhter Geräuschpegel*

Bei der Erzeugung der Auswertimpulse entsteht eine immer wiederkehrende Momenteinwirkung auf die Maschine, was zu einem erhöhten Geräuschpegel führt.

5. *Zusätzliche Verluste*

Durch das Einprägen von Messströmen werden zusätzliche Verluste erzeugt, sodass die Bemessungsleistung der Maschine reduziert wird.

6.4 Entwicklungs- und Validierungsumgebung

Für die Entwicklung des geeigneten Regelalgorithmuses ist ein dSPACE- System an den DSC angeschlossen worden. Hierzu ist eine spezielle Potentialtrennungskarte entwickelt worden. Die Anbindung an das dSPACE- System ist mit geeigneten analogen und digitalen Optokopplern durchgeführt worden, sodass die Echtzeitbedingung erfüllt ist. Der schematische Aufbau der Entwicklungsumgebung ist in der **Abbildung 6.10** dargestellt. Die in MATLAB simulierten Ergebnisse konnten sofort an einer realen Maschine überprüft werden.

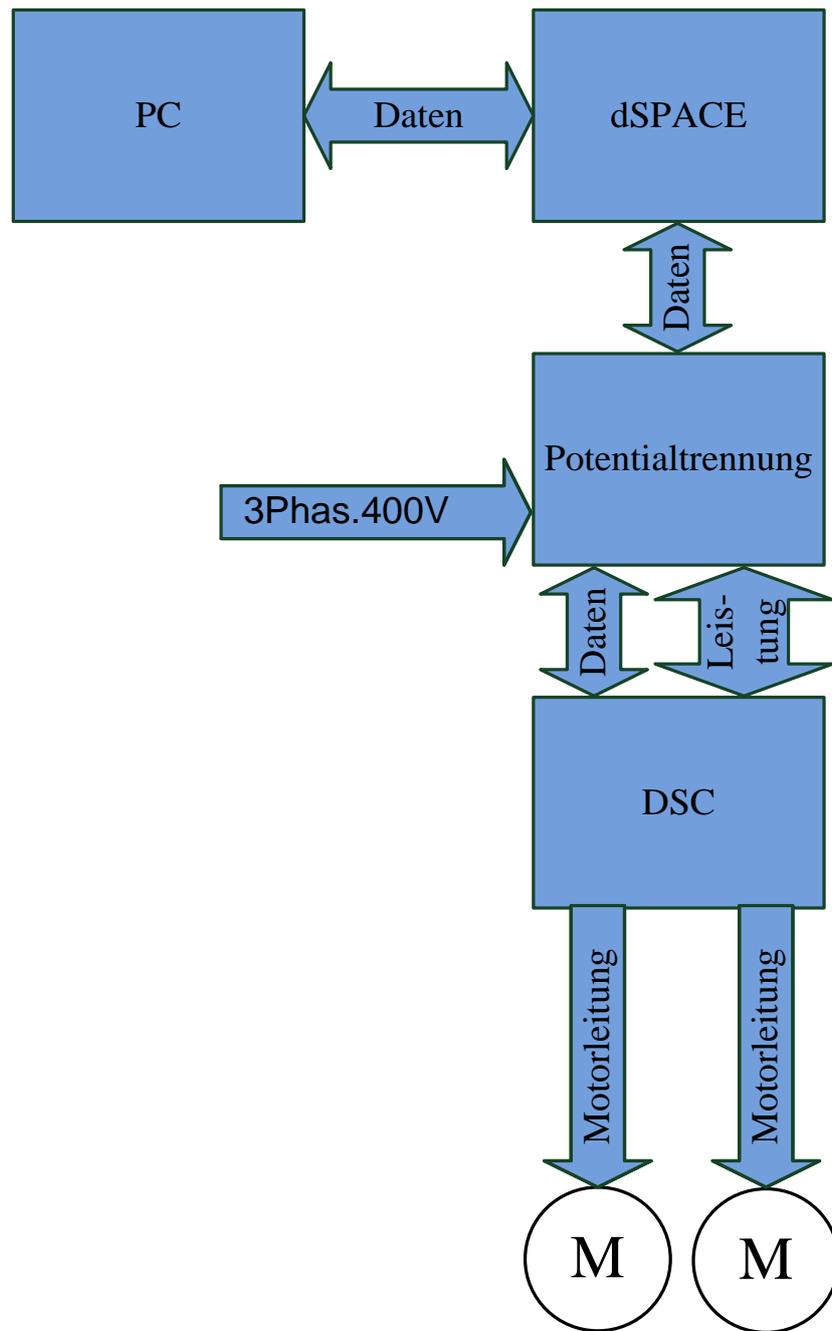


Abbildung 6.10 Schematischer Aufbau der Entwicklungsumgebung

6.5 Die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM)

Die Synchronmaschinen (SM) bestehen aus einem dreiphasigen Stator und einer Gleichspannungswicklung auf dem Rotor. Die Anlaufschwierigkeiten der herkömmlichen Synchronmaschine werden mit einer zusätzlichen Dämpferwicklung behoben. Die

Synchronmaschine wird über die Dämpferwicklung asynchron angefahren und synchronisiert sich im Betrieb auf das rotierende Feld des Stators. Wird die Erregerfeldbildung der SM mit Permanentmagneten realisiert, so wird die SM zu einer Permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM). Der Aufbau der Synchronmaschine mit Permanentmagneten bringt Vorteile ein, birgt jedoch auch Nachteile.

Vorteile:

1. Durch die Umstellung auf die Permanenterregung reduziert sich der Rotor in der Baugröße, dadurch wird die Maschine dynamischer.
2. Die Stromwärmeverluste entfallen, da die Erregung mit Magneten realisiert wird.
3. Die Maschine hat eine einfachere Konstruktion, da die Schleifringe entfallen.
4. Der Aufbau der Maschine wird kompakter.

Nachteile:

1. Die Erregerfeldänderung wird komplizierter.
2. Der Aufbau des Rotors mit Permanentmagneten wird unter Umständen teurer.

Der Einsatz der PMSM, insbesondere in den mechatronischen Aufbauten, ist der aktuelle Stand der Technik. Die Ausführung der PMSM erfolgt in der Regel als Schlankläufer. Sie bietet durch den relativ kleinen Läuferdurchmesser eine kleine Massenträgheit und durch den langen Aufbau eine hohe Drehmomentbildung. Die speziell geformten Magnete werden in der Regel auf einen runden Läufer geklebt, oder in das Metall des Läufers eingelassen. Für hohe Drehzahlen werden die Magnete extra gesichert, z.B. durch ein Kevlar- Netz. Die schematische Darstellung der zweipoligen PMSM ist in der **Abbildung 6.11** zu sehen.

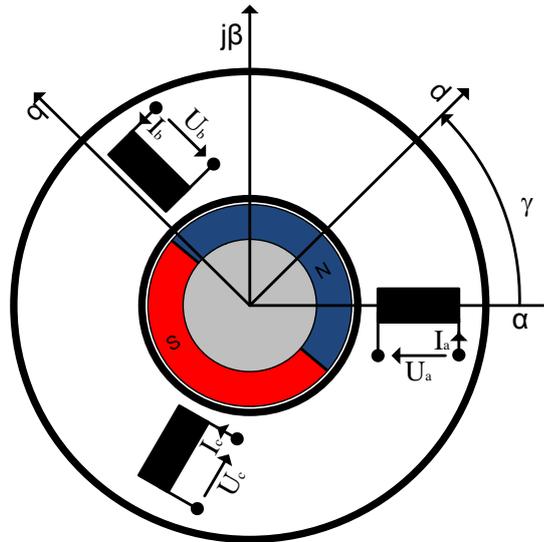


Abbildung 6.11 Schematische Darstellung der PMSM nach [14]

Für die Drehzahl der Synchronmaschine gilt folgende Beziehung (6.3):

$$6.3 \quad \omega_{el} = p * \omega_{mech}$$

[9] Die permanenterrechte Vollpolmaschine erzeugt einen permanent aufgebauten und konstanten Rotorfluss, der auch als Polradfluss bezeichnet wird. Sie besitzt eine bestimmte Vorzugsachse, die als Direktachse (d-Achse) bzw. Längsachse bezeichnet wird. Die Querachse (q-Achse) ist orthogonal zur Direktachse (d-Achse) orientiert. Das daraus entstehende rechtwinklige d/q- Koordinatensystem (KDS) ist fest an die magnetischen und elektrischen Größen des Läufers gekoppelt. In der **Abbildung 6.12** ist das Ersatzschaltbild einer PMSM für den stationären Betrieb dargestellt.

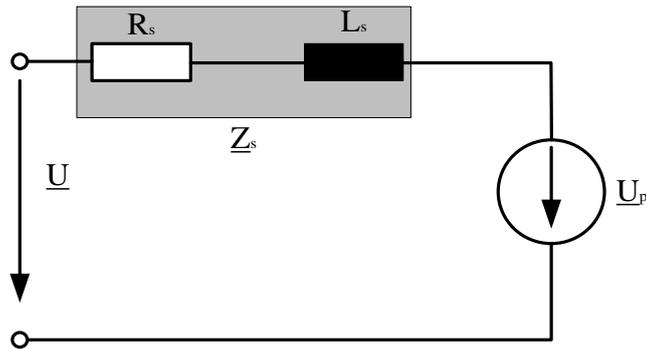


Abbildung 6.12 Ersatzschaltbild der PMSM für den stationären Betrieb nach [14]

6.6 Maschinenmodell

Die allgemeine Ständerspannungsgleichung für die Drehfeldmaschinen ist in der Gleichung (6.4) [15] dargestellt.

$$6.4 \quad \mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt}$$

Durch die Transformation des Dreiphasensystems des Ständers in das Feldsynchrone KDS ergibt sich für die Ständerspannungsgleichung folgender Zusammenhang:

$$6.5 \quad \mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \cdot \boldsymbol{\Psi}_s$$

In Komponentenschreibweise sehen die Vektoren bzw. die Raumzeiger wie folgt aus:

$$6.6 \quad \mathbf{u}_s = u_{sd} + j\mathbf{u}_{sq}$$

$$6.7 \quad \mathbf{i}_s = i_{sd} + j\mathbf{i}_{sq}$$

$$6.8 \quad \boldsymbol{\Psi}_s = \Psi_{sd} + j\boldsymbol{\Psi}_{sq}$$

Für die Flussverkettung gilt:

$$6.9 \quad \Psi_s = \mathbf{i}_s \cdot L_s + \Psi_p$$

Ψ_p ist in diesem Fall der Vektor des Polradflusses. Da die reale Achse des KDSs direkt auf der Vorzugsachse des Polradflusses orientiert ist, beträgt die Querkomponente von Ψ_p (gleich) Null. Der Polradflussvektor hat demnach nur die reale Längskomponente Ψ_p . Daraus folgt:

$$6.10 \quad \Psi_p = \Psi_p$$

Bei Vollpolmaschinen sind die Induktivitäten in Längs- und Querrichtung (L_q und L_p) annähernd gleich, sie werden in der klassischen Regelung gleichgesetzt. Der Unterschied der Induktivitäten beträgt ca. 3 bis 10%. Für die wirksame Entkopplung zwischen den Stromkomponenten \mathbf{i}_{sq} und \mathbf{i}_{sd} sollte die Abweichung berücksichtigt werden. Daraus ergibt sich für den Ständerfluss:

$$6.11 \quad \Psi_{sd} = i_{sd} \cdot L_{sd} + \Psi_p$$

$$6.12 \quad \Psi_{sq} = i_{sq} \cdot L_{sq}$$

Werden die Gleichungen (6.9), (6.11) und (6.12) in die Gleichung (6.5) eingesetzt, so ergeben sich folgende Spannungsgleichungen:

$$6.13 \quad u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq}$$

$$6.14 \quad u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot L_{sd} \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \Psi_p$$

Aus der allgemeinen Momentengleichung für Drehfeldmaschinen ergibt sich:

$$6.15 \quad M_M = \frac{3}{2} \cdot Z_p (\Psi_{sd} \cdot i_{sq} - \Psi_{sq} \cdot i_{sd})$$

Nach dem Einsetzen der Gleichungen (6.11) und (6.12) in Gleichung (6.15) ergibt sich das Motormoment der PMSM wie folgt:

$$6.16 \quad M_M = \frac{3}{2} \cdot Z_p [\Psi_p \cdot i_{sq} + i_{sd} \cdot i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})]$$

Nach dem Umstellen der Gleichungen (6.13) und (6.14) nach $\frac{di_{sd}}{dt}$ sehen die Gleichungen folgendermaßen aus:

$$6.17 \quad \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd}} \cdot i_{sd} + \omega \cdot \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} \cdot u_{sd}$$

$$6.18 \quad \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \cdot i_{sd} + \frac{1}{T_{sq}} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} \cdot u_{sq} - \omega \cdot \frac{\Psi_p}{L_{sq}}$$

Mit den Gleichungen (6.16), (6.17) und (6.18) lässt sich die permanentmagneterregte Vollpolmaschine im feldsynchrone bzw. im polradflussorientierten KDS vollständig beschreiben. **Abbildung 6.13**

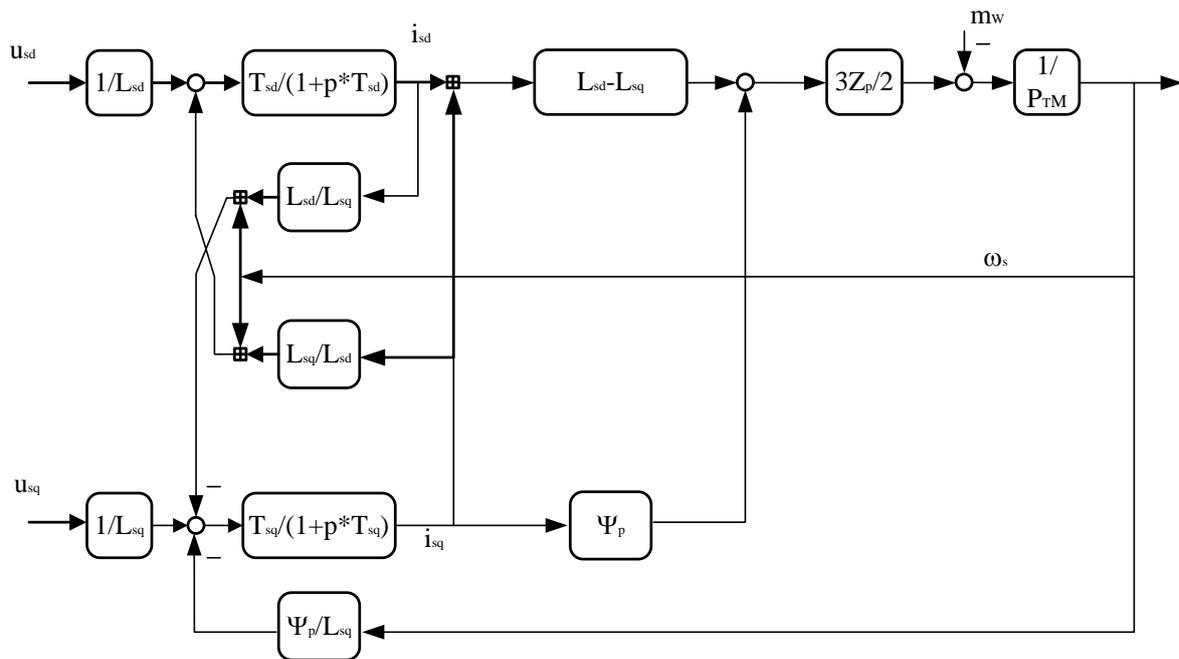


Abbildung 6.13 Modell der PMSM im rotorfesten KDS nach [15]

6.7 Feldorientierte Regelung

[16] Die Drehzahl der Gleichstrommaschine wird meist über die Ankerspannung geregelt, während die Drehfeldmaschine mit Umrichtern und feldorientierter Regelung betrieben wird. Dadurch wird ihr ein Verhalten eingeprägt, das mit dem der Gleichstrommaschine vergleichbar ist. In der **Abbildung 6.14** ist ein Blockdiagramm eines Regelsystems für die PMSM dargestellt.

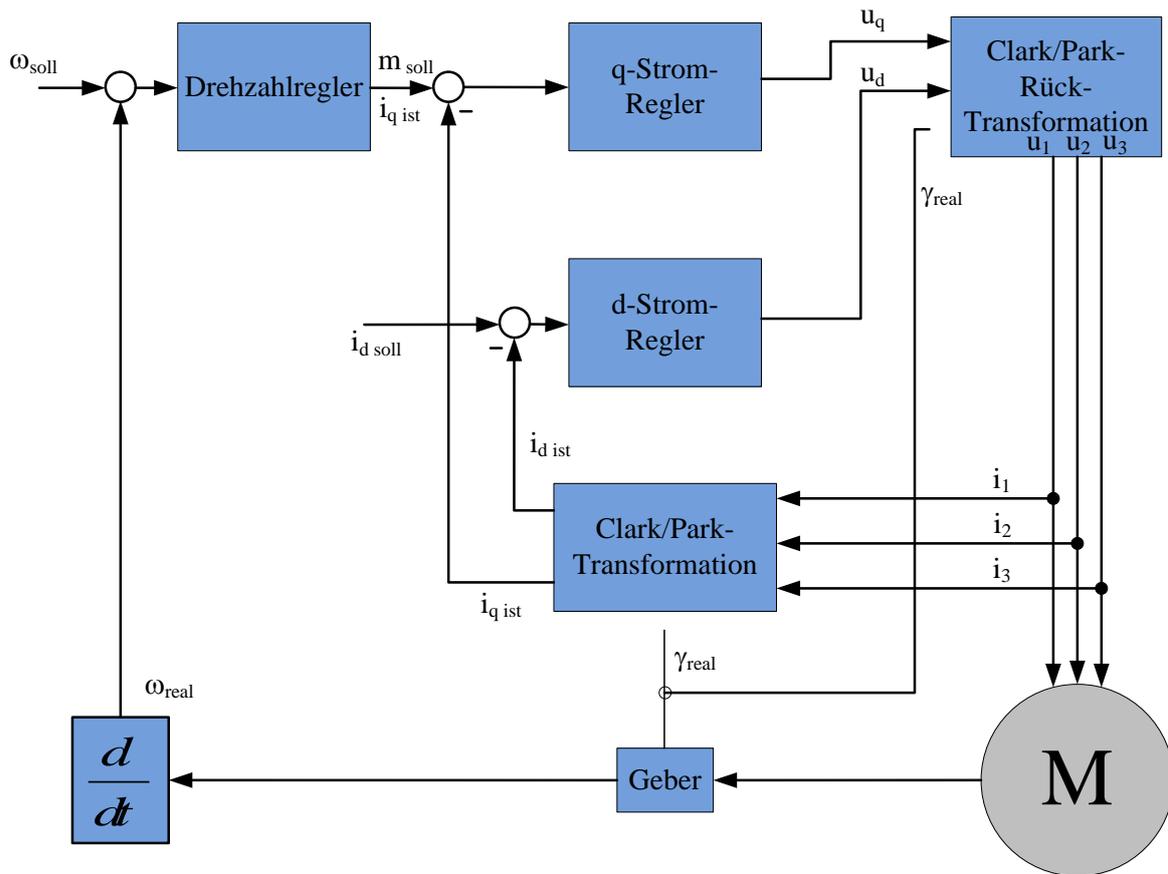


Abbildung 6.14 Feldorientierte Regelung mit Geber [16]

Die Ströme werden in diesem Fall im Ständefesten- KDS gemessen, über die Clark-Transformation werden die α – und – β - Ströme ermittelt. Für die Weiterverarbeitung wird die Park- Transformation angewendet. Der Ausgang der Park- Transformation sind der d- Strom und q- Strom. Der d- Strom ist der feldbildende Strom und der q- Strom ist der momentbildende Strom. Somit wird in der feldorientierten Regelung die Drehfeldmaschine wie oben erwähnt wie eine DC- Maschine geregelt. Die zu regelnden Ströme werden für die Ansteuerung der IGBTs entsprechend der Park- Rücktransformation aus dem dq- Koordinatensystem in das $\alpha\beta$ – Koordinatensystem transformiert. Über die Clark- Rücktransformation werden anschließend für die Ansteuerung notwendige abc- Modulations- Ströme ermittelt, die dann den Strom in der Maschine über die PWM modulieren.

6.8 Beobachter

Der Beobachter ist ein mathematisches Modell eines realen Systems. Er wird einerseits in der Regelungstechnik beim Einsatz von Zustandsreglern zur Rekonstruktion nicht messbarer Zustandsgrößen, andererseits in der Messtechnik als Ersatz einer technisch oder wirtschaftlich nicht möglichen Messung eingesetzt. **Abbildung 6.15**

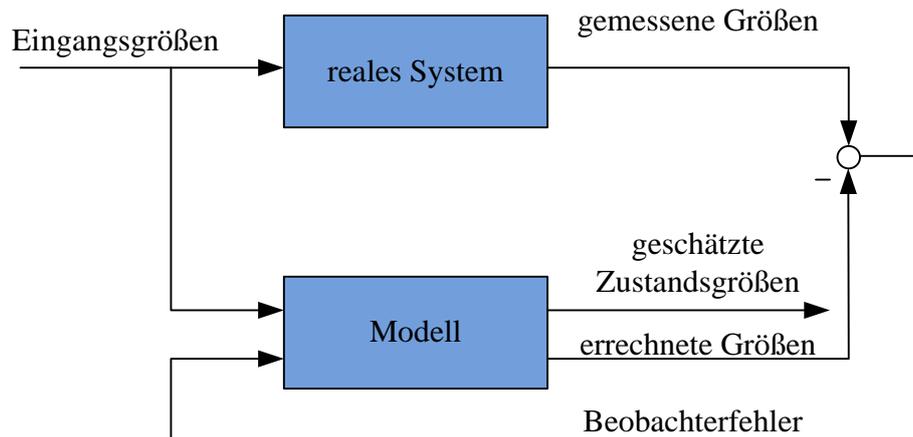


Abbildung 6.15 Beobachter [17]

Der Beobachter ist auch in der winkelgeberlos aufgebauten Regelung von Vorteil, da ein System, das keinen Winkelgeber benötigt, viel kostengünstiger gegenüber dem geberbehafteten System ist. Einige Anwendungen filtern (bewerten) den Beobachterfehler, hierfür werden z.B. das Kalman- Filter oder das Sliding- Mode- Verfahren eingesetzt. **Abbildung 6.16** Die bewerteten Schätzgrößen werden daraufhin in der Regelung weiterverarbeitet. Der Nachteil eines solchen Systems liegt auf der Hand, denn der Beobachter liefert nur dann brauchbare Ergebnisse, wenn die gemessenen Größen deutlich größer sind als das Messrauschen.

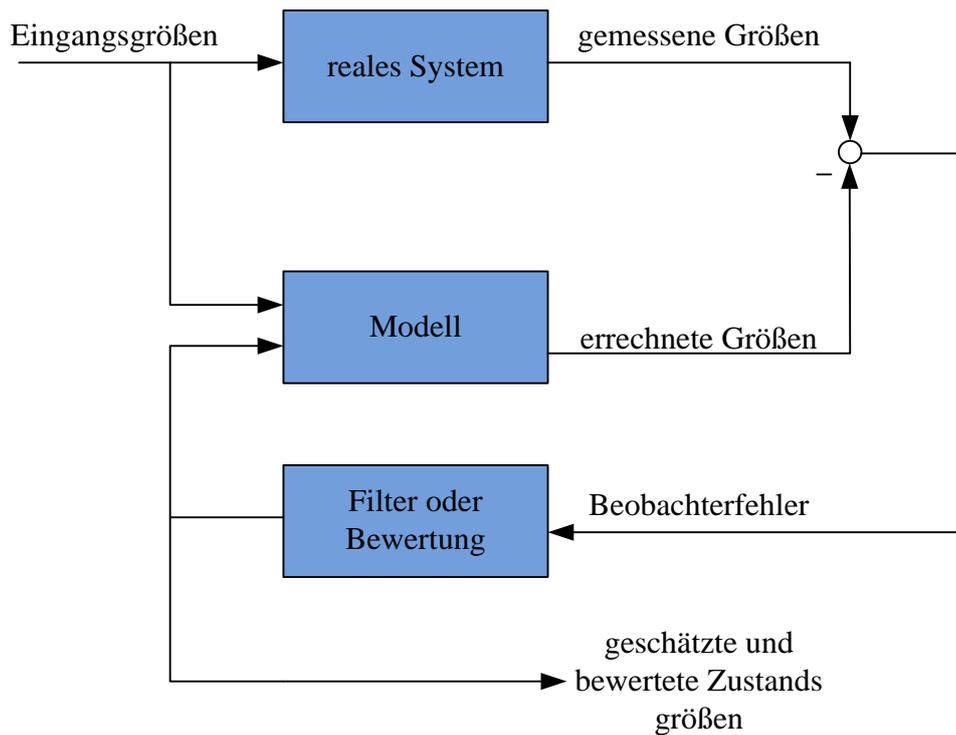


Abbildung 6.16 Beobachter mit Bewertung des Beobachterfehlers [17]

6.9 Eingesetzte Beobachter

Für die Regelung der PMSM werden unterschiedliche Beobachter eingesetzt:

1. Spannungsstrommodell
2. Luenberg- Beobachter
3. Kalman- Filter
4. Erweiterter Kalman- Filter
5. Sliding- Mode- Beobachter

Durch Abschätzen der benötigten Rechenleistung und der benötigten Präzession und Dynamik ist die Entscheidung auf das erweiterte Kalman- Filter und den Sliding- Mode- Beobachter gefallen. Es werden beide Beobachter untersucht, die Ergebnisse der Untersuchung verglichen und ein Brauchbarkeitsindex vergeben.

6.9.1 Erweiterter Kalman- Filter

[18] In diesem Kapitel werden die grundlegenden Eigenschaften des Kalman- Filters beschrieben. Die Funktionsbeschreibung wird anhand eines klassischen Kalman- Filters für

lineare Systeme durchgeführt. Das erweiterte Kalman-Filter besitzt die gleiche Struktur wie das Kalman-Filter. Das Filter ermöglicht bei Vorliegen fehlerbehafteter Beobachtungen Rückschlüsse auf den tatsächlich möglichen Verlauf zu schließen. Es können die stochastischen Störungen, die durch Prozessrauschen des Systems und der Sensoren verursacht werden, mathematisch annähernd durch das weiße Rauschen beschrieben werden. Bei einem Auftreten solcher Störungen liefert das Kalman-Filter optimale Schätzwerte $\hat{\mathbf{x}}(t)$ des Zustandsvektors $\mathbf{x}(t)$ wie in der **Abbildung 6.17** dargestellt ist.

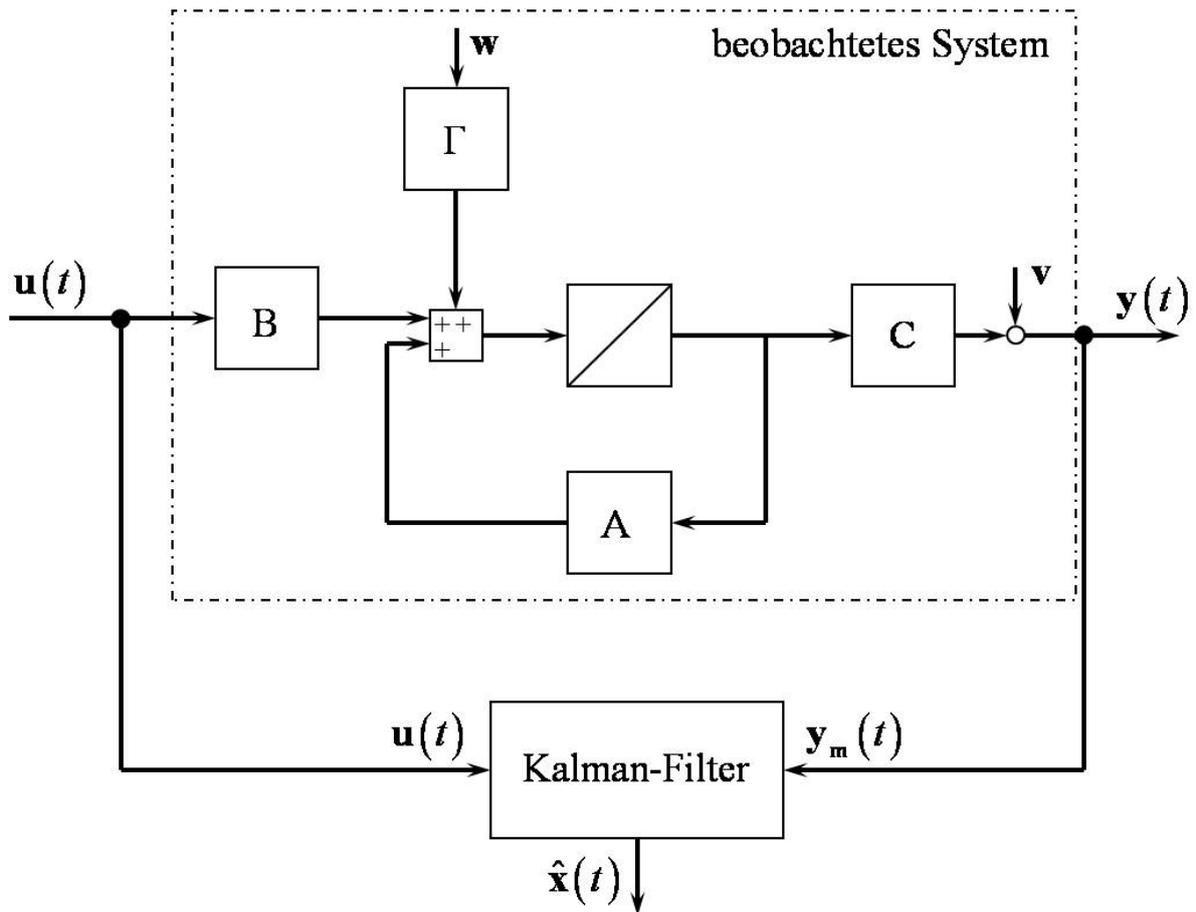


Abbildung 6.17 Regelstrecke mit Kalman-Schätzer [18]

Die Zustandsgleichungen des gestörten Systems sind:

$$6.19 \quad \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) + \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{w}(t)$$

$$6.20 \quad \mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t)$$

Die Störgrößen $w(t)$ der Strecke sowie die Störungen der Sensoren $v(t)$ sind angenommen als normalverteilte, weiße Rauschprozesse mit den Erwartungswerten:

$$6.21 \quad E [w(t)] = 0$$

$$6.22 \quad E [v(t)] = 0$$

Die Autokorrelationsfunktionen sind folgende:

$$6.23 \quad E [w(t)w^T(\tau)] = Q(t)\delta(t + \tau)$$

$$6.24 \quad E [v(t)v^T(\tau)] = R(t)\delta(t + \tau)$$

Die diracsche Deltafunktion ist hierbei $\delta(t+\tau)$. Die Matrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} werden als Autokovarianzmatrizen bezeichnet. Der Anfangswert x_0 und die beiden Rauschprozesse stehen zueinander in keiner Beziehung, sie sind also unkorreliert [19] [20].

$$6.25 \quad E = [\mathbf{x}(t_0) \cdot \mathbf{v}^T(t)] \equiv 0$$

$$6.26 \quad E = [\mathbf{x}(t_0) \cdot \mathbf{w}^T(t)] \equiv 0$$

$$6.27 \quad E = [\mathbf{v}(t_0) \cdot \mathbf{w}^T(\tau)] \equiv 0$$

Gesucht wird ein linearer und erwartungstreuere Schätzwert von $\mathbf{x}(t)$, der mit $\hat{\mathbf{x}}(t)$ bezeichnet wird. Der Schätzfehler wird laut der Gleichung (6.28) mit $\tilde{\mathbf{x}}$ bezeichnet.

$$6.28 \quad \tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)$$

Bei erwartungstreuere Schätzung wird die Kovarianzmatrix wie in Gleichung (6.29) dargestellt definiert.

$$6.29 \quad \tilde{\mathbf{P}}(t) = E[\tilde{\mathbf{x}}(t) - \tilde{\mathbf{x}}^T(t)]$$

Die Autokovarianz \mathbf{P}_0 des Startwerts \mathbf{x}_0 ist bekannt und mit Gleichung (6.30) zu ermitteln.

$$6.30 \quad \mathbf{P}_0 = E[(\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0]) \cdot (\mathbf{x}_0 - E[\mathbf{x}_0])^T]$$

Der Aufbau des Kalman- Filters ist dem Aufbau des Luenberg- Beobachters gleich. Der Beobachtungsvektor \mathbf{K} wird bei dem Luenberg- Beobachter durch Polvorgabe realisiert. Der Beobachtungsvektor des Kalman- Filters wird im Unterschied dazu durch die statistischen Eigenschaften der Störsignale festgelegt. Der Aufbau des Kalman- Filters ist in der **Abbildung 6.18** dargestellt.

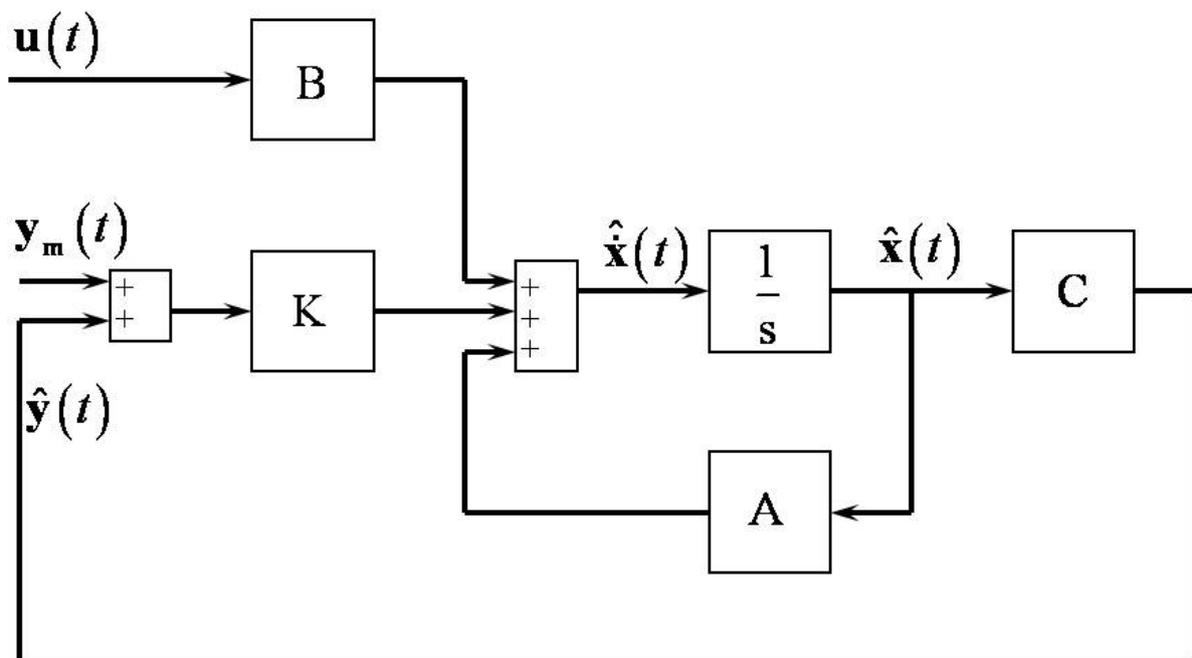


Abbildung 6.18 Das Kalman- Filter nach [18]

Der Schätzwert des Zustandsvektors $\hat{\mathbf{x}}(t)$ ergibt sich somit als:

$$6.31 \quad \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}) \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}\mathbf{y}_m(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t)$$

\mathbf{K} ist in diesem Fall der zu bestimmende Verstärkungsfaktor.

Unter der Bedingung, dass:

1. die Matrizen A und C beobachtbar sind und
2. das Rauschen der Sensoren und des Prozesses dem weißen Rauschen entsprechen,

lässt sich der optimale Wert für \mathbf{K} durch die Gleichung (6.32) bestimmen.

$$6.32 \quad \mathbf{K} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{R}^{-1}$$

\mathbf{P} ist hierbei die Lösung der stationären Riccati- Gleichung, zu sehen in Gleichung (6.33) nach [19].

$$6.33 \quad \mathbf{P} = \mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{Q} - \mathbf{P}\mathbf{C}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{P}^T$$

6.9.1.1 Kontinuierliche Zustandsdarstellung

Die allgemeinen Zustandsgleichungen des Beobachters sind:

$$6.34 \quad \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}$$

$$6.35 \quad \mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}$$

Das Modell der Synchronmaschine ist durch die induzierte Spannung nichtlinear, dadurch sind die Matrizen \mathbf{F} , \mathbf{G} und \mathbf{H} von dem Zustandsvektor abhängig. Die Durchgriffsmatrix \mathbf{D} entfällt für das Zustandsmodell.

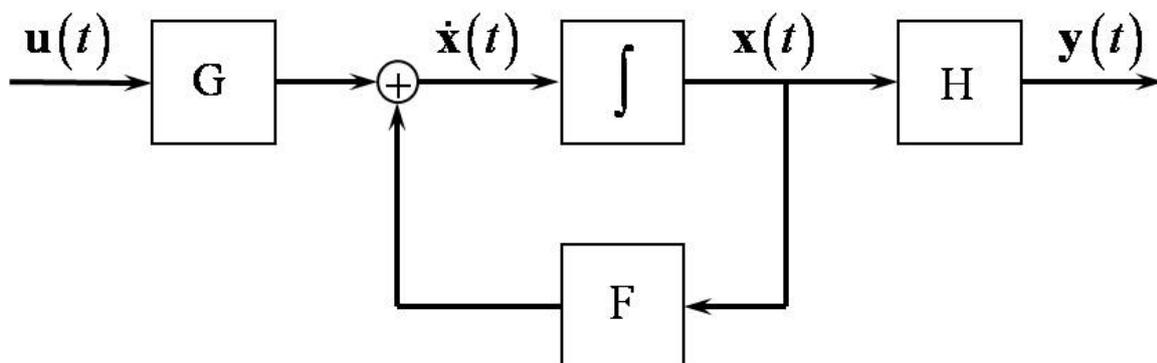


Abbildung 6.19 Zustandsgleichung im zeitkontinuierlichen Zustandsraum [18]

Bei dem rotorfesten Zustandsmodell ergibt sich der Zustandsvektor \mathbf{x} so:

$$6.36 \quad \mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_{el} \\ \gamma_{el} \end{pmatrix}$$

Die Eingangsmatrix \mathbf{G} ist wie folgt zusammengesetzt:

$$6.37 \quad \mathbf{G} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Die Systemmatrix sieht folgendermaßen aus:

$$6.38 \quad \mathbf{F} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{\Psi_p}{L_s} * \sin(\gamma) & 0 \\ -\omega & -\frac{1}{T_s} & -\frac{\Psi_p}{L_s} * \cos(\gamma) & 0 \\ -\frac{3}{2} * \frac{p^2}{J} \Psi_p * \sin(\gamma) & \frac{3}{2} * \frac{p^2}{J} \Psi_p * \sin(\gamma) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Die elektrischen Zeitkonstanten der q- Achse und der d- Achse sind in diesem Fall gleichgesetzt.

Um die geschätzten Größen mit den realen Maschinenströmen vergleichen zu können, wird der Ausgangsvektor \mathbf{y} mit den Statorgrößen i_α und i_β besetzt. Die Ausgangsmatrix \mathbf{H} lautet dann:

$$6.39 \quad \mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Für das erweiterte Kalman-Filter ist die Beschreibung der Maschine in zeitdiskreter Zustandsdarstellung nötig. Bei dem Modell der permanenterregten Synchronmaschine handelt es sich um ein stark nichtlineares zeitvariantes System. Mit dem Ansatz einer hinreichend kleinen Abtastzeit im Verhältnis zur Maschinenzeitkonstante wird für die Transformation vom zeitkontinuierlichen in den zeitdiskreten Zustandsraum das gleiche Verfahren wie bei linearen zeitinvarianten Systemen verwendet.

Wie bereits oben erwähnt basiert das erweiterte Kalman-Filter auf dem Maschinenmodell der permanenterregten Synchronmaschine im zeitdiskreten Zustandsraum und ist für die nichtlinearen Systeme geeignet. Es ist die Besonderheit zu erwähnen, dass die Auswahl des Koordinatensystems frei ist, ob rotorfest oder statorfest. Für die Anwendung werden die entsprechenden Motorspannungen benötigt, bedingt durch die nicht vorhandene Spannungsmessung werden die Sollspannungen als Eingangsgrößen verwendet.

Der Winkel γ_{el} und die Winkelgeschwindigkeit ω_{el} beeinflussen die zeitdiskrete Systemmatrix F . [21] Die auf diese Weise aufgebaute geberlose Regelung hat entscheidende Nachteile, denn es ist relativ schwierig das EKF einzustellen. Zusätzlich sind instabile Zustände in manchen Arbeitspunkten möglich, wenn das EKF nicht optimal justiert ist. Für das Justieren und Einstellen des EKFs gibt es noch kein allgemeingültiges Vorgehen.

Es ist zu beachten, dass das EKF bei jedem Vorhersageschritt das zu beobachtende System neu linearisiert. Hierbei werden die Parameterfehler als Rauschen aufgefasst. Der „Vorhersage-Algorithmus“ wird in zwei Schritten durchgeführt.

Im ersten Schritt wird das Maschinenmodell mit den aktuellen Werten berechnet.

Im zweiten Schritt wird das Ergebnis des berechneten Maschinenmodells mit der gewichteten Differenz zwischen den gemessenen Werten und den errechneten Werten korrigiert. Hierbei sind es die Ströme \hat{i}_α , \hat{i}_β und $i_\alpha \dot{i}_\beta$.

In der **Abbildung 6.20** ist der Algorithmus des EKFs dargestellt.

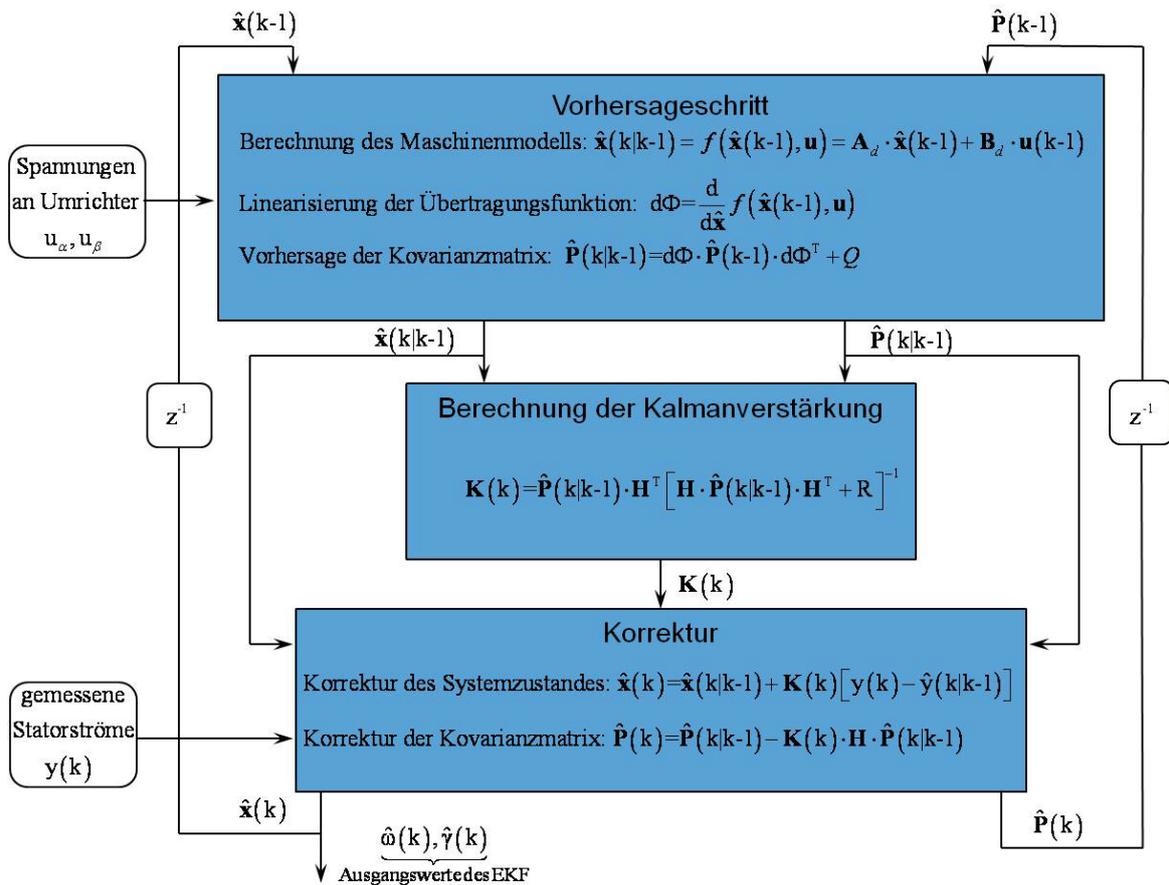


Abbildung 6.20 Algorithmus EKF [21]

Die Realisierung dieses Ansatzes erfolgt durch die Ableitung der Transizionsmatrix und der Ausgangsmatrix \mathbf{C} nach dem Zustandsvektor \mathbf{x} .

$$6.40 \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial (\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}}$$

$$6.41 \quad \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial (\mathbf{C} \cdot \mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}$$

Die Lösung wird mittels Jacobi- Matrix errechnet.

Somit ergibt sich die Ableitung der Zustandsübertragungsfunktion nach dem Zustandsvektor wie in (Gleichung 6.42) folgt.

$$6.42 \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T}{T_s} & 0 & \frac{T\Psi \sin(\gamma)}{L_s} & \frac{T\Psi \cos(\gamma)\omega}{L_s} \\ 0 & 1 - \frac{T}{T_s} & -\frac{T\Psi \cos(\gamma)}{L_s} & \frac{T\Psi \sin(\gamma)\omega}{L_s} \\ -\frac{3p^2 T\Psi \sin(\gamma)}{2J_s} & \frac{3p^2 T\Psi \cos(\gamma)}{2J_s} & 1 & -\frac{3p^2 T\Psi \sin(\gamma)}{2J_s} i_\alpha - \frac{3p^2 T\Psi \cos(\gamma)}{2J_s} i_\beta \\ 0 & 0 & T & 1 \end{pmatrix}$$

Durch die Abhängigkeit der beschriebenen Ableitung von dem Zustandsvektor handelt es sich hierbei nicht um eine konstante Matrix, sondern um eine Matrix, die bei jedem Abtastschritt neu berechnet wird. Darin liegt der große Rechenaufwand dieser Methode begründet. In der **Abbildung 6.20** wird diese Matrix mit $d\Phi$ bezeichnet. Die Schlussfolgerung dieser Tatsache ist die Notwendigkeit einer leistungsstarken CPU, die jedoch die Kosten für die Steuerung entsprechend nach oben treibt

Die Ableitung der Ausgangsmatrix \mathbf{H} hingegen ist einfacher Natur.

$$6.43 \quad \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \mathbf{H}$$

Eine Möglichkeit die Rechenzeit zu minimieren ist der vereinfachte Ansatz des erweiterten Kalman- Filters. Der vereinfachte Kalman- Filter zeichnet sich dadurch aus, dass die Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes konstant bleibt, damit gilt die Gleichung 6.44.

$$6.44 \quad \frac{d\omega}{dt} \approx 0 \Rightarrow \omega_{k+1} = \omega_k$$

Die Tatsache der konstanten Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes verändert die Systemmatrix \mathbf{A} zu:

$$6.45 \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T}{T_s} & 0 & \frac{T\Psi \sin(\gamma)}{L_s} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T}{T_s} & -\frac{T\Psi \cos(\gamma)}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{pmatrix}$$

Die Ableitung der Übertragungsfunktion $\frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}}$ ergibt sich wie folgt:

$$6.46 \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T}{T_s} & 0 & \frac{T\Psi \sin(\gamma)}{L_s} & \frac{T\Psi \cos(\gamma)\omega}{L_s} \\ 0 & 1 - \frac{T}{T_s} & -\frac{T\Psi \cos(\gamma)}{L_s} & \frac{T\Psi \sin(\gamma)\omega}{L_s} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{pmatrix}$$

6.9.1.2 Einstellung der Kovarianzmatrizen

[18] Wie bereits erwähnt stellt die Einstellung der Filterparameter, der Anfangszustand \mathbf{x}_0 , die Anfangswerte der Kovarianzmatrix \mathbf{P}_0 sowie die Kovarianzmatrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} eine größere Schwierigkeit dar. [21] Diese Prozedur wird im Allgemeinen als Filter-Tuning bezeichnet und beinhaltet die iterative Suche nach den Einstellungen der jeweiligen Kovarianzen für bestmögliche Schätzwerte. Die Matrizen \mathbf{P} , \mathbf{Q} und \mathbf{R} sind symmetrisch und positiv semidefinit. Die Matrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} werden im Gegensatz zur Matrix \mathbf{P} als konstant angenommen.

Die Kovarianzmatrix des Systemrauschens \mathbf{Q} beinhaltet die Modellungenauigkeiten sowie die Systemstörungen. Dagegen beinhaltet die Kovarianzmatrix des Messrauschens \mathbf{R} das bei der Strommessung auftretende Rauschen und die Störeffekte der A/D- Wandlung. Die Veränderung der beiden Matrizen beeinflusst das Übertragungs- und Einschwingverhalten des Filters. Eine Erhöhung von \mathbf{R} bedeutet, dass dem Strom eine höhere Ungenauigkeit eingeräumt wird. Auf Grund dessen wird die Gewichtung des Messrauschens im Filter verringert, was wiederum eine Reduzierung der Korrekturmatrix nach sich zieht und dadurch die Übertragungseigenschaften verlangsamt. Mit der Erhöhung der Kovarianzmatrix \mathbf{Q} wird das System stärker vom Rauschen angeregt und das transiente Verhalten verbessert sich.

Für die Initialisierung der Zustandskovarianzmatrix werden die Anfangswerte benötigt. Diese werden mit \mathbf{P}_0 bezeichnet. Die Auswahl der Anfangswerte beeinflusst weder das Übertragungs- noch das Einschwingverhalten des Filters. In den meisten Anwendungen in der Literatur wird die Diagonale der Matrix \mathbf{P}_0 mit Null besetzt. Wie kurz erwähnt ist die Kovarianzmatrix \mathbf{P} keine Konstante, sondern wird mit jedem Abtastschritt T neu berechnet. Dabei könnten Rundungsfehler bei der Berechnung der in **Abbildung 6.20** dargestellten Vorhersage- und Korrekturgleichung auftreten und sich aufsummieren.

Laut [22] ist der kritischste Punkt dabei die Subtraktion bei der Berechnung der Gleichung 6.47, bei der Konvergenzprobleme auftreten können.

$$6.47 \quad \hat{\mathbf{P}}(k) = \hat{\mathbf{P}}(k|k-1) - \mathbf{K}(k) \cdot \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{P}}(k|k-1)$$

Dies soll vor allem bei der Festkommaarithmetik von DSPs Probleme verursachen. Auf Fließkommaarithmetik hat diese Tatsache keine größere Auswirkung.

Im Allgemeinen sind die Einträge der Kovarianzmatrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} nicht bekannt und auch nicht zu berechnen. Sie müssen iterativ bestimmt werden.

Die Kovarianzmatrizen sind folgende:

$$6.48 \quad \mathbf{Q} = \begin{pmatrix} Q_{i\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{ib} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{\omega} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{\gamma} \end{pmatrix}$$

$$6.49 \quad \mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_1 & 1 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix}$$

6.9.1.3 Ergebnisse des erweiterten Kalman- Filters

In diesem Kapitel werden die Ansätze des erweiterten Kalman- Filters simulativ untersucht. Für die erste Abschätzung und Bewertung des Verhaltens wird die Regelung an der offenen Schleife „open loop“ durchgeführt. Hierbei werden die geschätzten und die realen Größen

miteinander verglichen. Es ist möglich eine Aussage zu der Genauigkeit des einzelnen Ansatzes zu treffen und die beiden Ansätze des Kalman- Filters „EKF und vereinfachter EKF“ miteinander zu vergleichen.

6.9.1.3.1 open loop- Verhalten

Bei der Untersuchung des Verfahrens im open loop wird eine Soll- Drehzahl von 5000U/min vorgegeben, die Beaufschlagung des Reglers erfolgt mit einer Verspätung von 0,3s und nach einem PT2 Verhalten (Verzögerungsglied zweiter Ordnung), danach wird der Motor auf 1000U/min abgebremst. Die Kovarianzen des Systemrauschens und des Messrauschens werden als eins gestellt. Die Anfangslage der Maschine und des Schätzers wird auf 0° eingestellt.

In der **Abbildung 6.21** ist das Führungsverhalten eines vollständigen EKFs dargestellt, in der **Abbildung 6.22** die des vereinfachten EKFs.

Aufgeführt ist die Drehzahldifferenz nach der Gleichung 6.50 und die Winkeldifferenz nach der Gleichung 6.51.

$$6.50 \quad \Delta n = \hat{n} - n_{ist}$$

$$6.51 \quad \Delta \gamma = \hat{\gamma} - \gamma_{ist}$$

Wie auf den Abbildungen **Abbildung 6.21** und **Abbildung 6.22** zu erkennen ist, ist der vereinfachte EKF deutlich langsamer in der Regelung, als ein vollständiger EKF, auf Grund dieser Tatsache wird die Untersuchung des vereinfachten EKFs eingestellt.

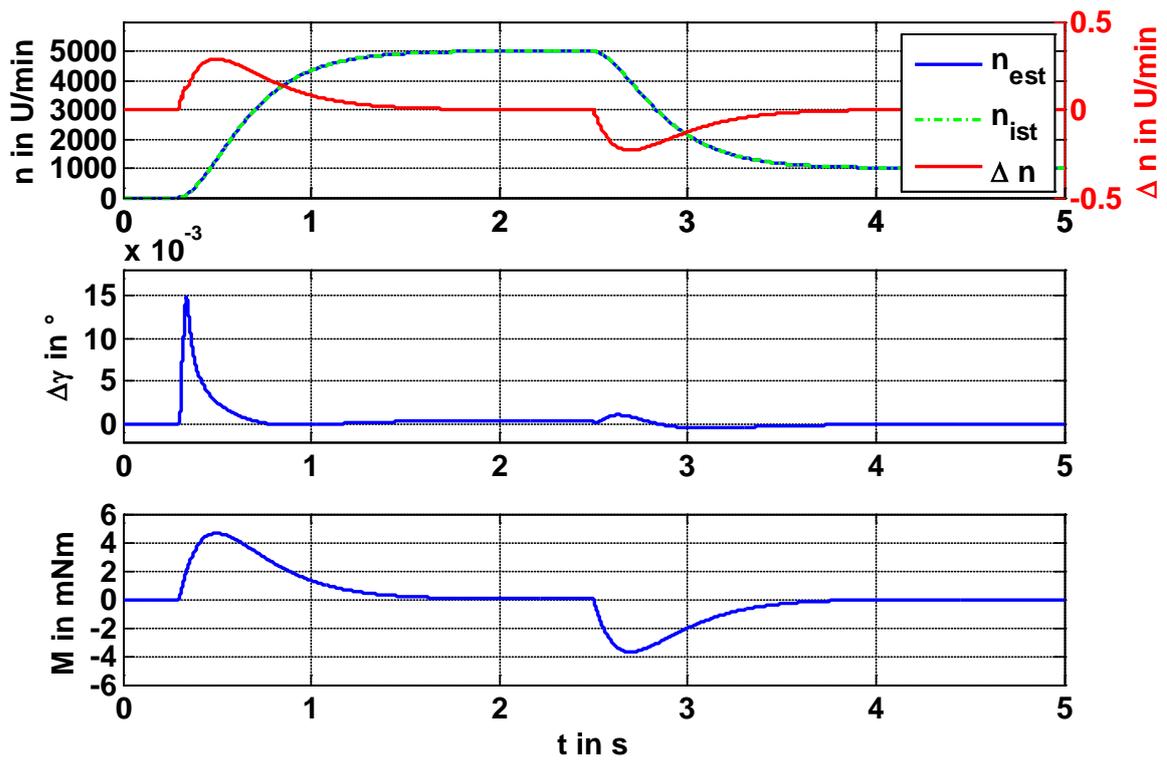


Abbildung 6.21 open loop- Verhalten des vollständigen EKF- Ansatzes (5000U/min) [18]

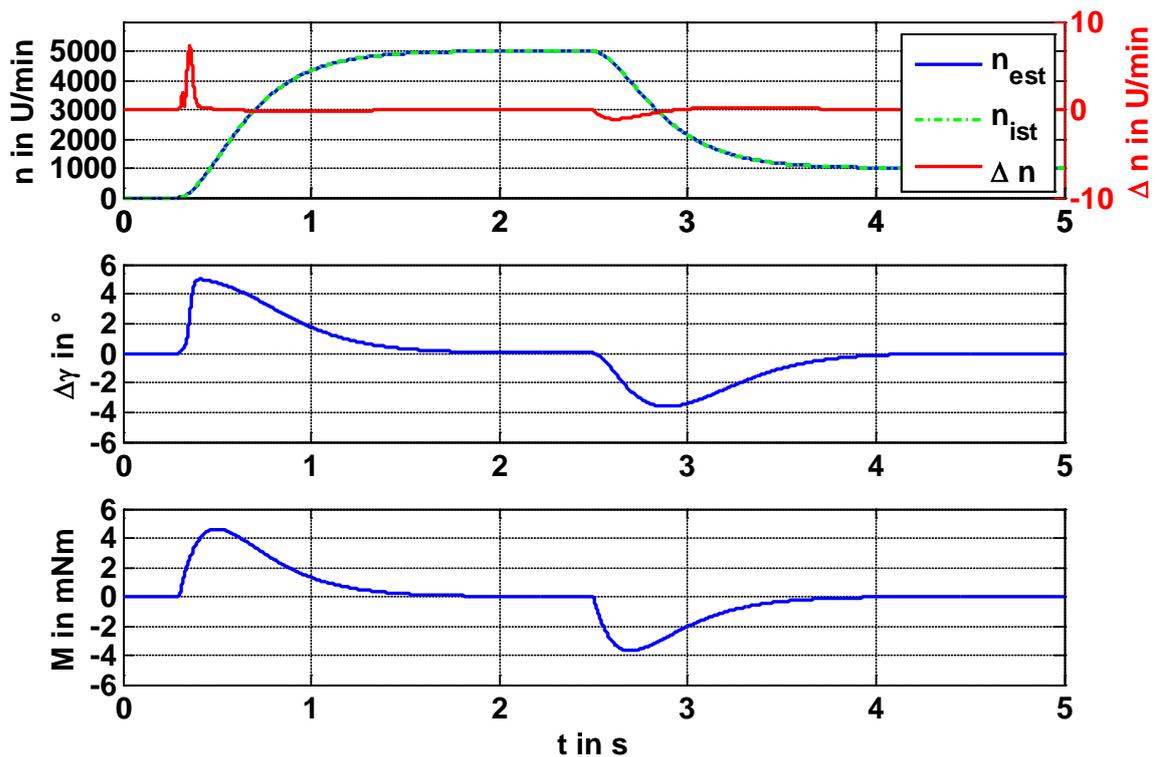


Abbildung 6.22 open loop- Verhalten des vereinfachten EKF- Ansatzes (5000U/min) [18]

Weitaus aussagekräftiger als die Ausregelung der Drehzahl ist die Differenz der tatsächlichen γ_{ist} zur geschätzten Lage $\hat{\gamma}$. Besser beschreiben lässt sich dieser Unterschied zwischen den wahren und dem geschätzten Wert mit dem sogenannten quadratischen Fehler, Gleichung 6.52.

$$6.52 \quad E_Q = \sum_{k=1}^N \frac{\Delta\gamma(k)^2}{k}$$

Dies ist ein Maß für die Regelgüte wobei „k“ die Anzahl der Abtastschritte ist.

Für den oben beschriebenen Betriebsfall ergibt sich folgender quadratischer Fehler:

1. bei dem vollständigen EKF- Ansatz zu $2,4227e-006^\circ$ und
2. bei dem vereinfachten EKF- Ansatz zu $3,2933^\circ$.

In weiteren Untersuchungen werden die Dynamik des vollständigen EKF's und des vereinfachten EKF's untersucht, die Ergebnisse sind in der **Abbildung 6.23** dargestellt.

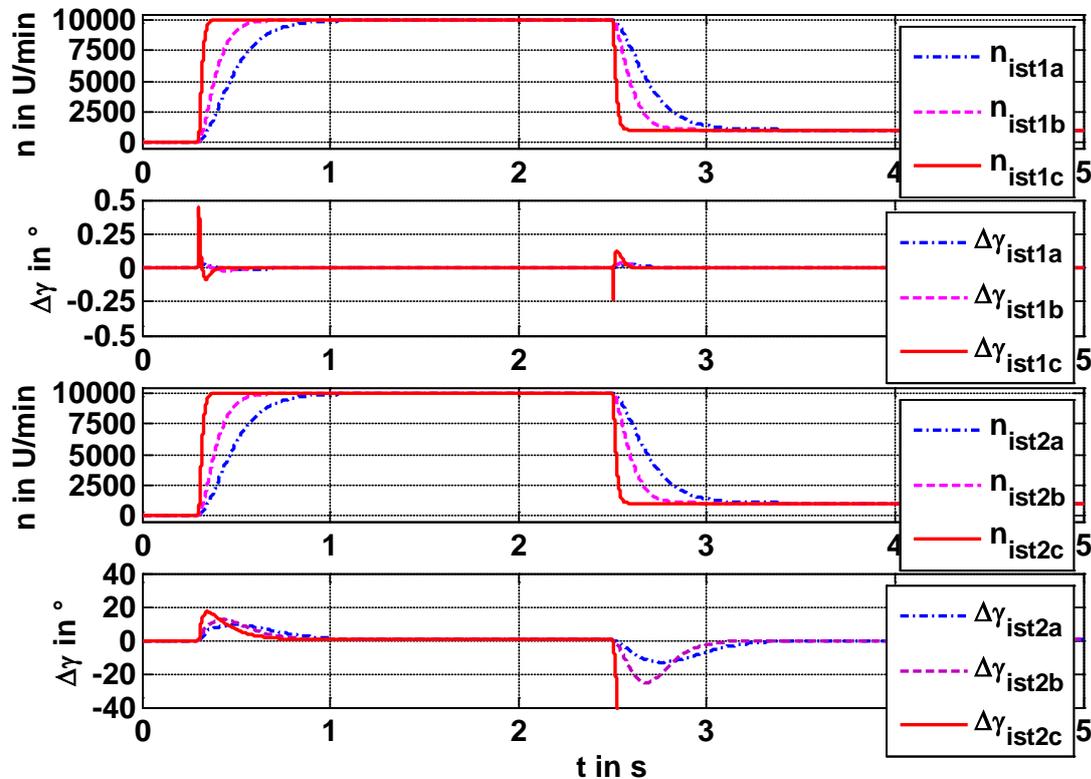


Abbildung 6.23 Auswirkungen der Variation der Dynamik [18]

Wie aus den Diagrammen abzulesen ist, gelingt es dem vollständigen EKF der Vorgabe der Drehzahl innerhalb von 0,8s mit einer Winkelabweichung $\Delta\gamma_{1a} = 0,035^\circ$ zu genügen. Während des Abbremsvorgangs liegt der Winkelfehler bei $\Delta\gamma_{1a} = 0,02^\circ$. Wohingegen der vereinfachte Ansatz des EKF's eine Abweichung des Winkels von $\Delta\gamma_{1b} = 9^\circ$ in der Beschleunigungsphase und $\Delta\gamma_{1b} = -13^\circ$ in der Abbremsphase liefert. Es misslingt dem Schätzer den Winkel in der Dynamikvorgabe „c“ zu schätzen, was ein außer- Tritt- Kommen der Maschine zur Folge hat.

In weiteren Untersuchungen ist der vollständige Ansatz des EKF's auf die Regelung ohne Verzögerung getestet worden. Die Ergebnisse sind in der **Abbildung 6.24** zu sehen. Die Einstellungen der Kovarianzmatrizen werden auch in diesem Fall auf eins gestellt, zum

Zeitpunkt $t=0,1s$ wird ein Drehzahlsollwert von 10000U/min aufgeschaltet. Eine detaillierte Darstellung des Anlaufvorgangs ist in der **Abbildung 6.25** zu sehen.

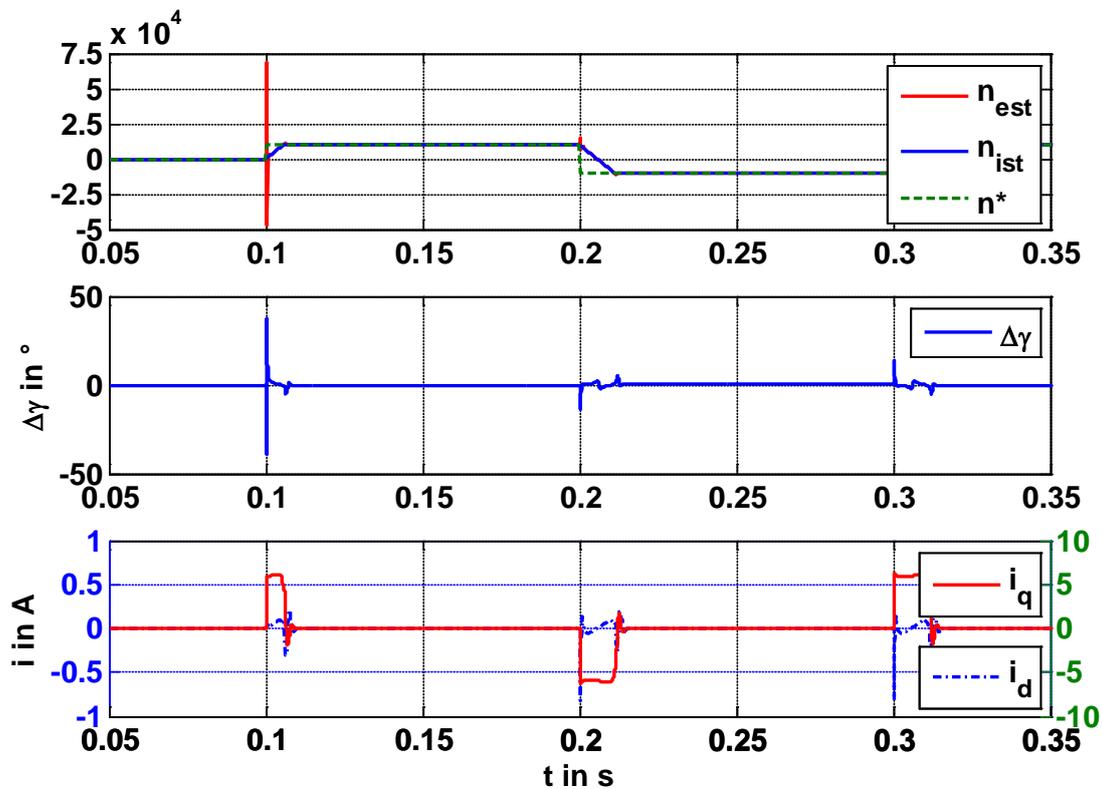


Abbildung 6.24 open loop mit maximaler Dynamik (vollständiger EKF- Ansatz) [18]

Während der Beschleunigung auf die Sollzahl von 10000U/min stellt der Drehzahlregler den maximal erlaubten drehmomentbildenden Strom i_q (6A). Das parallel zur geregelten Maschine mitlaufende EKF weist im Übergang vom stationären in den dynamischen Bereich eine große Abweichung zum tatsächlichen Drehzahlwert auf. Diese Abweichungen lassen sich durch die korrekte Auswahl der Rauschmatrizen eliminieren. Mit den hier verwendeten Kovarianzwerten ist eine Regelung mit geschätzten Größen noch nicht möglich.

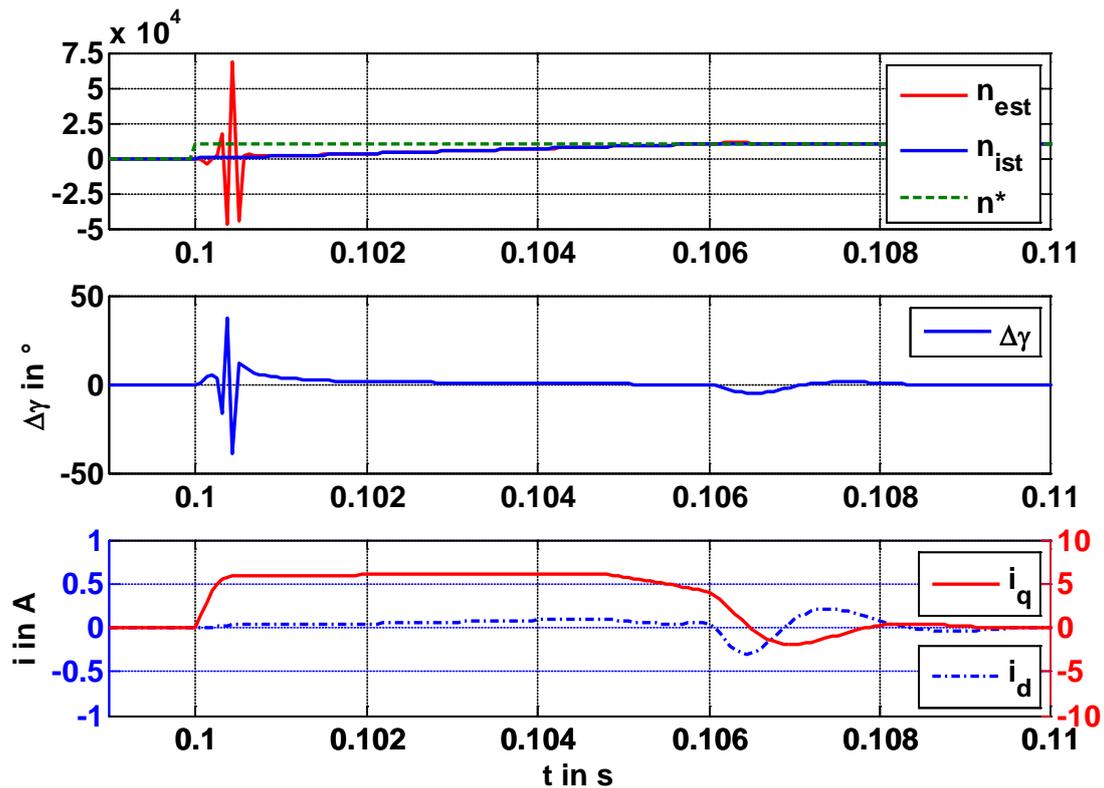


Abbildung 6.25 open loop mit maximaler Dynamik im Anlauf (vollständiger EKF- Ansatz)

[18]

Eine weitere Untersuchung, die durchgeführt wurde, ist das Reversieren. Hierbei wird zum Zeitpunkt $t=0,3$ s eine Solldrehzahl von 1000U/min über ein Verzögerungsglied vorgegeben. Bei $t=2,5$ s wird der Drehrichtungswechsel eingeleitet. Wie in **Abbildung 6.26** zu erkennen ist, hat die Reversierung mit verzögertem Sollwertsprung nur eine geringe Auswirkung auf das vollständige EKF.

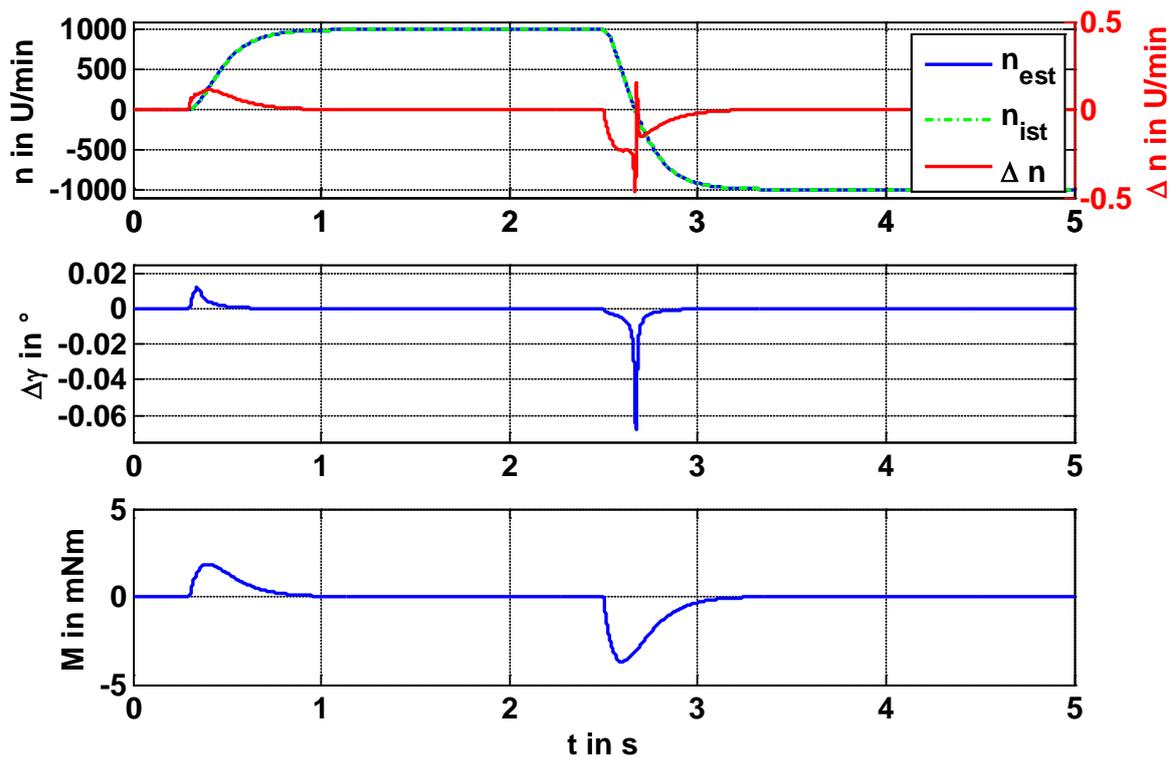


Abbildung 6.26 Auswirkungen der Reversierung der Drehzahl (vollständiger EKF- Ansatz)
[18]

Die größten Abweichungen treten im Bereich des Nulldurchgangs der Drehzahl auf. Dies ist in der Vorzeichenumkehr der in den Systemgleichungen verwendeten Drehzahl begründet.

6.9.1.3.2 closed loop- Regelung mit Aufschalten des Messrauschens

Wie die Untersuchungen im open loop gezeigt haben, ist die Dynamik nicht ausreichend. Diese Tatsache zwingt zu einer Untersuchung des EKFs in der closed loop mit Feintuning des EKFs mit Messrauschen in der Strommessung. Die Ergebnisse sind in der **Abbildung 6.27** zu sehen. Das Messrauschen ist hierbei das mittelwertfreie weiße Rauschen. Die größte Amplitude des Rauschsignals beträgt ca. 1% des Maximalstroms, es wird für diese Versuchsreihe auf die Maschinenströme aufgeschaltet. Zusätzlich müssen auf Grund des manipulierten Stromsignals die Kovarianzwerte so angepasst werden, dass dem Rauschen weniger Gewichtung eingeräumt wird. Beginnend mit kleinen Drehzahlen, wird die Maschine zum Ende des Versuchs hin nahezu auf die Nenn Drehzahl beschleunigt. Die Solldrehzahl wird

wie bei den vorhergegangenen Tests über ein Verzögerungsglied zweiter Ordnung geführt, um einer Instabilität durch die Begrenzung der Stellgröße vorzubeugen.

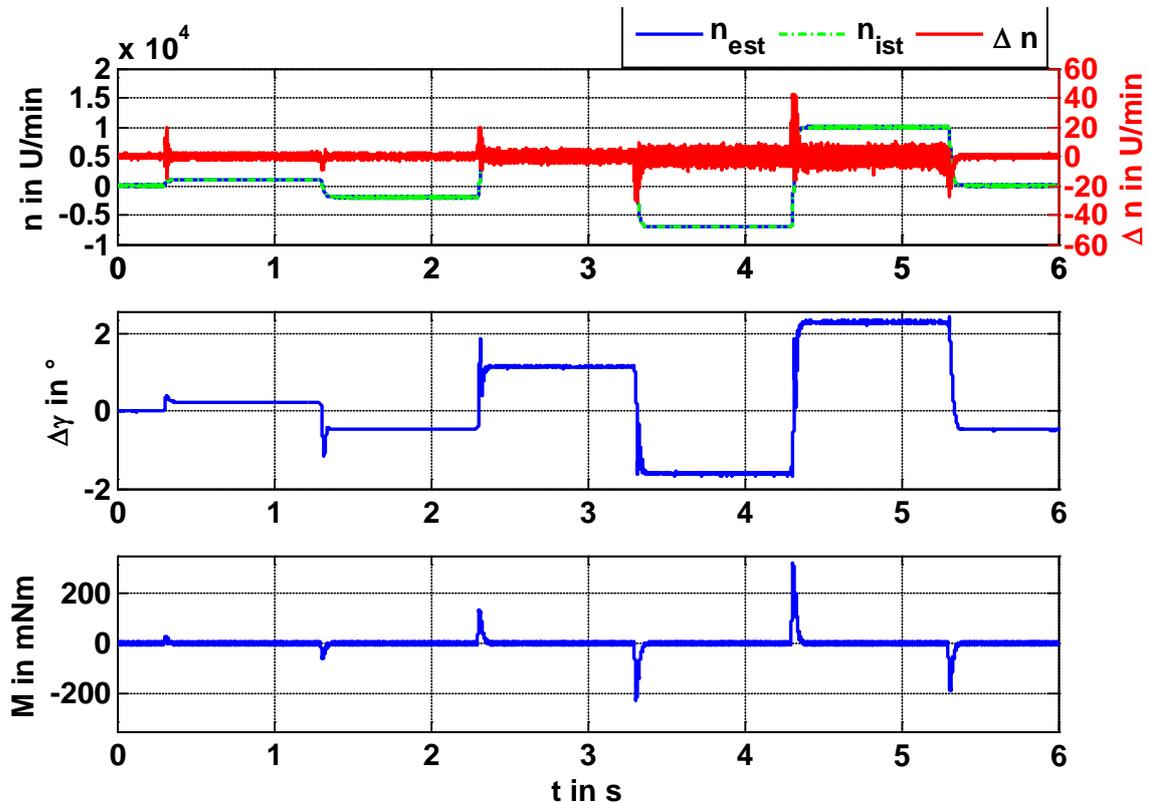


Abbildung 6.27 Beobachtergenauigkeit mit verrauschten Stromsignalen [18]

Durch die Untersuchungen des erweiterten Kalman- Filters kristallisieren sich die entscheidenden Eigenschaften des Verfahrens heraus, diese sind:

1. Das Kalman- Filter ist für die geberlose Regelung der PMSM einsetzbar.
2. Die Führungsgröße wird bei sprunghafter Beaufschlagung der Stellgröße nachgeführt.
3. Die Einstellungen der Kovarianzmatrizen sind aufwendig und benötigen viel Zeit.
4. Die Rechenleistung der CPU ist enorm, daher ist das EKF für kostengünstige Einsatzumgebungen nicht geeignet.
5. Das Verfahren ist resistent gegen die Parameterschwankungen der Maschine.
6. Der Anlauf ab der Drehzahl Null ist teilweise nicht vorhersagbar, da die Maschine in die verkehrte Richtung anlaufen kann. Deshalb ist das EKF nicht geeignet für Einsatzgebiete, die drehrichtungskritisch sind.

7. Die Schätzung um die Nulllage im Stillstand ist kritisch, da der Schätzer kaum Informationen aus den Messwerten gewinnen kann.

6.9.2 Sliding- Mode- Beobachter

Auf Grund der Erkenntnisse der theoretischen Untersuchung des Kalman- Filters ist ein weiteres passives- Verfahren der geberlosen Drehzahlregelung der PMSM von Nöten, wie die Variante des Sliding- Mode- Beobachters (SMB), in der angelsächsischen Literatur als Sliding- Mode- Observer (SMO) bekannt. Dieses Verfahren wird nun für die geberlose Drehzahlregelung der PMSM genutzt. Auf die theoretischen Grundlagen der feldorientierten Regelung und des Maschinenmodells wird hier verzichtet, da es schon in einem vorhergehenden Abschnitt beschrieben worden ist. Die Schwerpunkte dieses Abschnitts sind der Beobachter, die Simulation und die Messergebnisse des SMBs.

6.9.2.1 Feldorientierte Regelung mit einem Sliding- Mode- Beobachter

Der Aufbau der klassischen FOR ist in der **Abbildung 6.14** zu sehen, sie ist mit einem klassischen Winkelgeber aufgebaut, der bekanntlich eliminiert werden soll. Die Position des Rotors wird nun geschätzt. Der Aufbau der FOR ändert sich dadurch, wie in der **Abbildung 6.28** dargestellt ist.

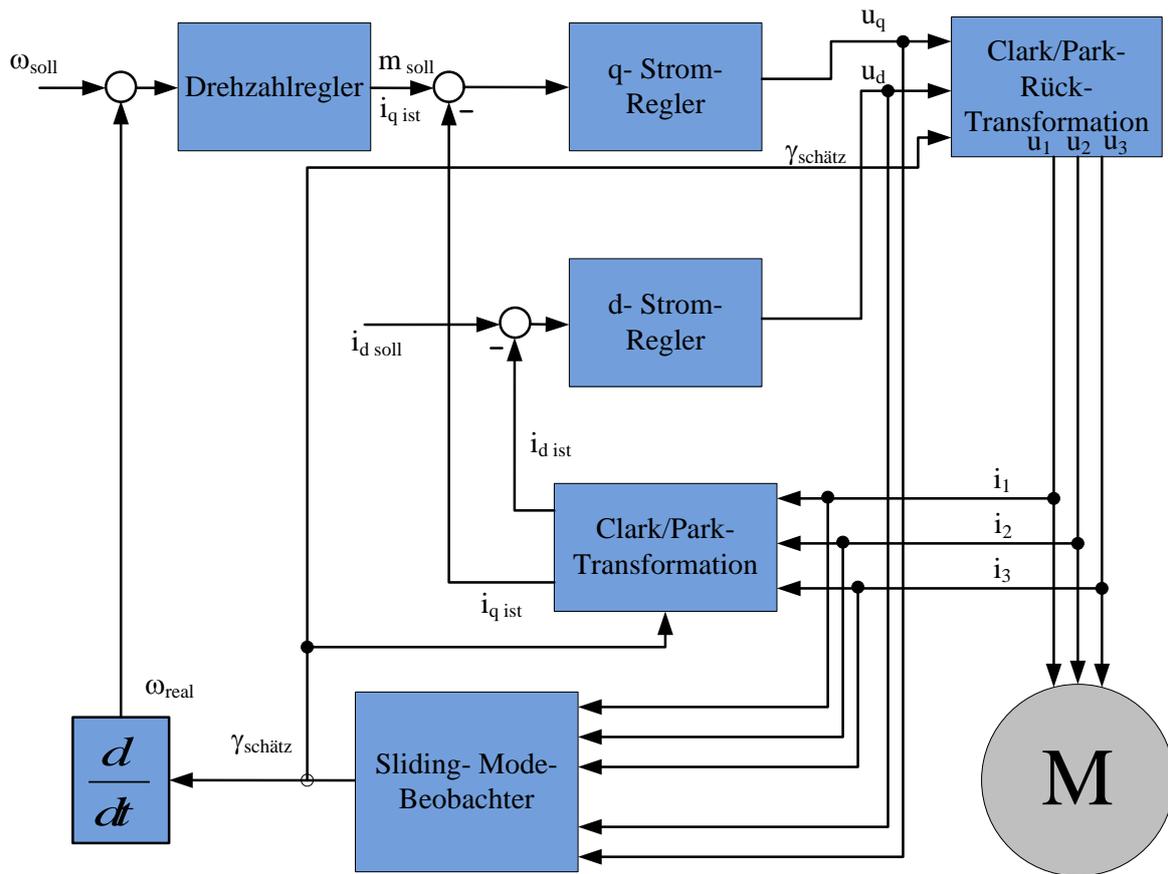


Abbildung 6.28 Struktur der feldorientierten Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Sliding- Mode basierter Rotorwinkelschätzung [23]

Wie zu erkennen ist, ist der Lagegeber durch den SMB ersetzt worden. Dies führt zur Einsparung des Positionsgebers für die Erkennung der Rotorlage. In dem Abschnitt 6.8 schon beschrieben, wird hierbei die Abweichung der Schätzung von den gemessenen Werten bewertet. In diesem Fall nach dem Sliding- Mode- Verfahren, auch Gleitmodus- Verfahren genannt.

In diesem Fall sieht der Beobachter wie in der **Abbildung 6.29** dargestellt aus.

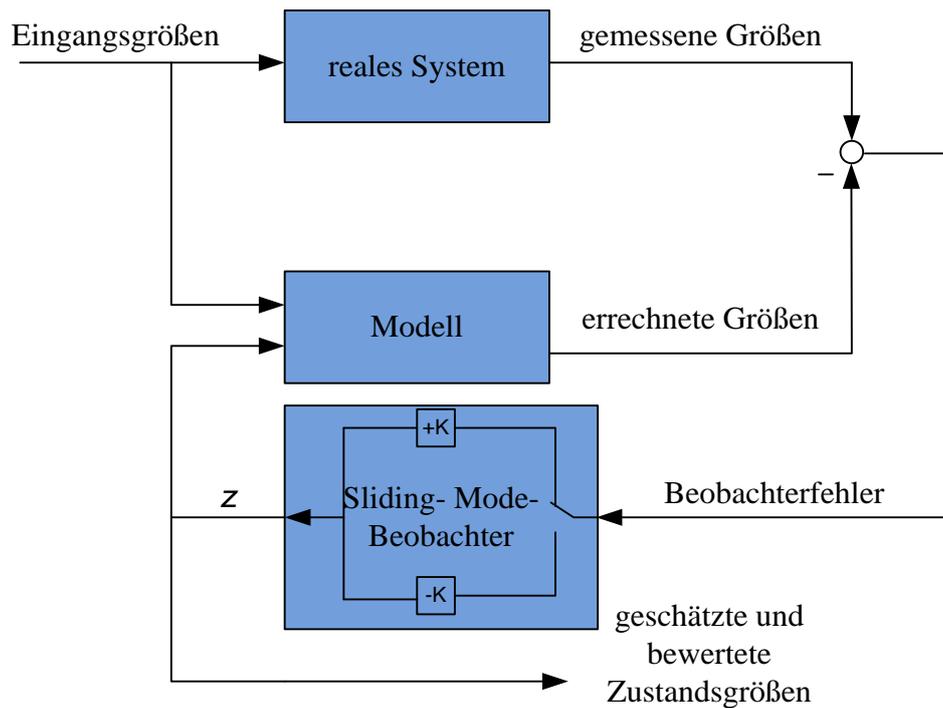


Abbildung 6.29 Struktur des SMBs [24]

Die grundlegende Funktion eines SMBs liegt darin, die Abweichungsdifferenz mit der Verstärkung $+K$ oder $-K$ zu beaufschlagen. Die Beaufschlagung der Abweichung wird jeweils mit der Schrittweite der Regelung durchgeführt. Für die Stabilität der Regelung wird die Winkelveränderungsgeschwindigkeit des Modells begrenzt, wie in der **Abbildung 6.30** zu sehen ist. Für die Übertragungskennlinie gilt $K_{slide} = 0,6$ und $maxSMCErrror = 0,8$, wobei K_{slide} die Steigung des mittleren Abschnitts und $MaxSMCErrror$ das Minimum und Maximum darstellen.

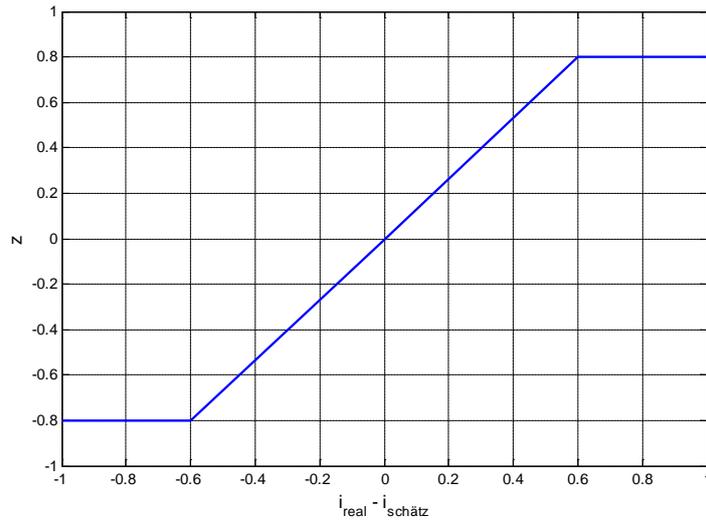


Abbildung 6.30 Übertragungskennlinie Sliding- Mode- Glied [23]

6.9.2.2 Strombeobachter

Der Sliding- Mode- Strombeobachter besitzt die Struktur, die in der **Abbildung 6.31** dargestellt ist.

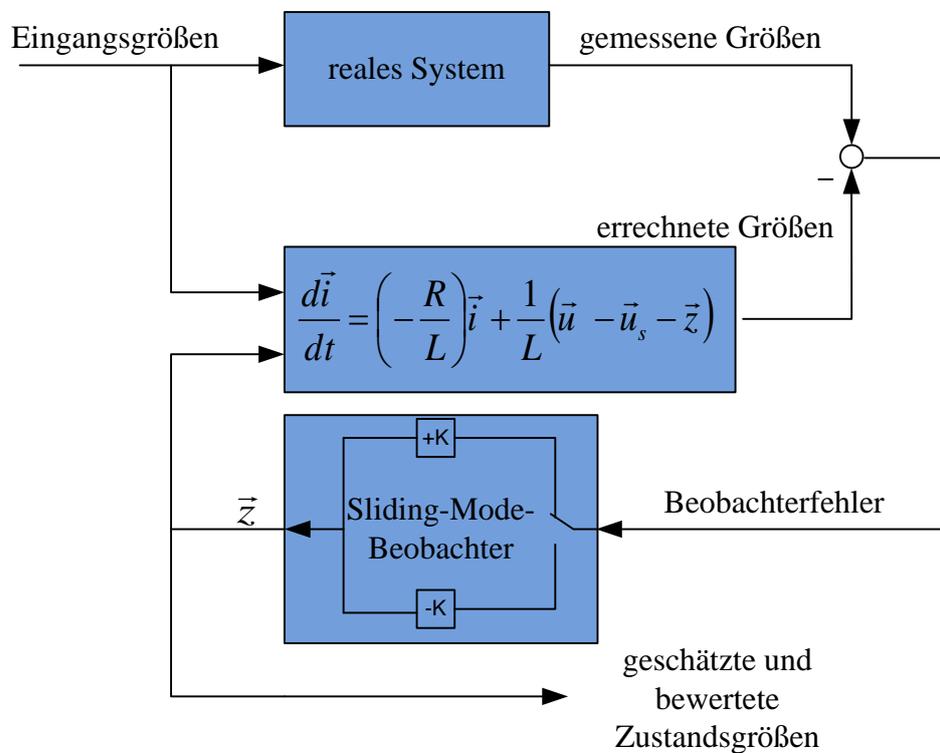


Abbildung 6.31 Struktur des SMBs [23]

Nach dem Konzept der Sliding- Mode basierten Regelung wird das Modell über den Schätzfehler z korrigiert, bis die gemessenen Werte mit den Geschätzten korrelieren. Durch Ergänzung der Gleichung mit dem Schätzfehler z ergibt sich somit der Beobachter in zeitdiskreter Darstellung Gleichung 6.53.

$$6.53 \quad i_n = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right) \cdot i_{n-1} + \frac{T_s}{L} \cdot (u_{n-1} - u_{p_{n-1}} - z_{n-1})$$

Der Schätzfehler z stellt sich wie in der Gleichung 6.54 dar.

$$6.54 \quad z = \left[\begin{pmatrix} i_{real\alpha_{n-1}} - i_{schätz\alpha_{n-1}} \\ i_{real\beta_{n-1}} - i_{schätz\beta_{n-1}} \end{pmatrix} \cdot K_{slide} \right]$$

Hierbei ist zu beachten, dass z durch die in dem Abschnitt 6.9.2.1 beschriebenen Einschränkungen begrenzt wird. Auf Grund der Begrenzung von z reduziert sich die maximal mögliche Dynamik von h_{up} , schlussfolgernd auch von $u_{ngefiltert}$ und über die Beziehung aus der Gleichung 6.55 entsprechend auch die Winkelveränderungsgeschwindigkeit.

$$6.55 \quad \gamma_{schätz} = \left[\begin{array}{ll} \tan^{-1} \left(\frac{u_{p\ gefiltert\ \alpha}}{u_{p\ gefiltert\ \beta}} \right) & ; \text{für } u_{p\ gefiltert\ \alpha} \geq 0 \text{ und } u_{p\ gefiltert\ \beta} > 0 \\ \tan^{-1} \left(\frac{u_{p\ gefiltert\ \alpha}}{u_{p\ gefiltert\ \beta}} \right) + \pi & ; \text{für } u_{p\ gefiltert\ \alpha} < 0 \\ \tan^{-1} \left(\frac{u_{p\ gefiltert\ \alpha}}{u_{p\ gefiltert\ \beta}} \right) + 2\pi & ; \text{für } u_{p\ gefiltert\ \alpha} \geq 0 \text{ und } u_{p\ gefiltert\ \beta} < 0 \\ -\pi & ; \text{für } u_{p\ gefiltert\ \alpha} < 0 \text{ und } u_{p\ gefiltert\ \beta} = 0 \\ \pi & ; \text{für } u_{p\ gefiltert\ \alpha} > 0 \text{ und } u_{p\ gefiltert\ \beta} = 0 \end{array} \right]$$

6.9.2.3 Ermittlung der „ U_p “

Der Rotorlagewinkel wird über den Winkel der gegeninduktiven Spannung geschätzt. Die gegeninduktive Spannung wird hierbei über eine Tiefpassfilterung des Schätzfehlers z ermittelt wie in der **Abbildung 6.32** zu sehen ist.

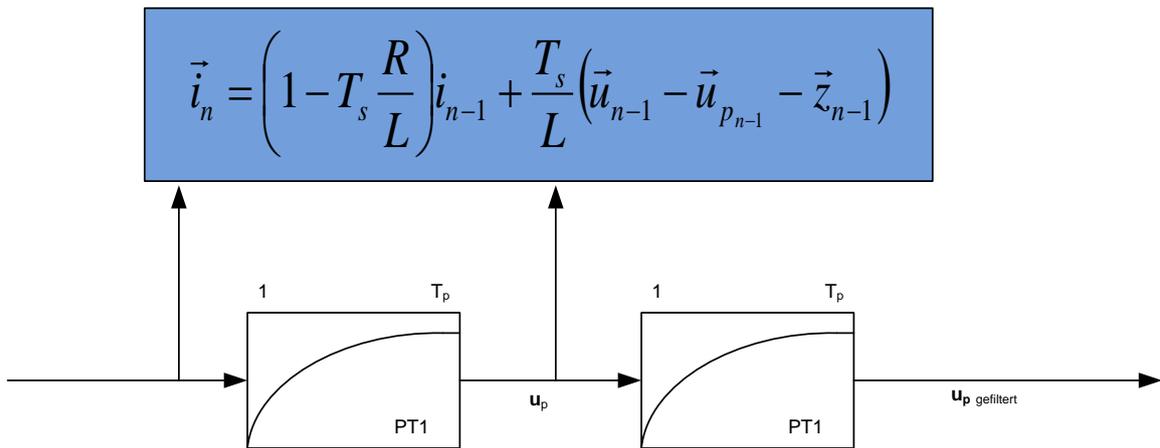


Abbildung 6.32 Schätzung der gegeninduktiven Spannung [23]

Für die Schätzung der Rotorposition wird die für die Modellkorrektur verwendete Spannung, allerdings ein weiteres Mal gefiltert, um die Stabilität der Regelung zu erhöhen, genutzt. Die Zeitkonstanten für die PT1- Glieder können über die mechanische Zeitkonstante der Maschine bestimmt werden. Für die Verbesserung der Filterung der Schätzwerte der Rotorlage kann und wird die Zeitkonstante des Filters allerdings drehzahlabhängig gemacht. Die Werte werden hierbei deterministisch ermittelt und ergeben sich zu der Gleichung:

$$6.56 \quad T_p = \frac{1}{\omega * 18}$$

Für geringen Drehzahlen wird ein Maximalwert der Zeitkonstante vorgegeben, Gleichung 6.57.

$$6.57 \quad T_p = \begin{pmatrix} T_{max} & ; T_0 \geq T_{max} \\ \frac{1}{\omega_{schätz} * 18} & ; T_0 < T_{max} \end{pmatrix}$$

Die Rotorposition lässt sich aus der geschätzten gegeninduktiven Spannung errechnen. Die beiden im rechten Winkel zueinander stehenden Vektorkomponenten der gegeninduktiven Spannung stehen über eine trigonometrische Funktion in Verbindung.

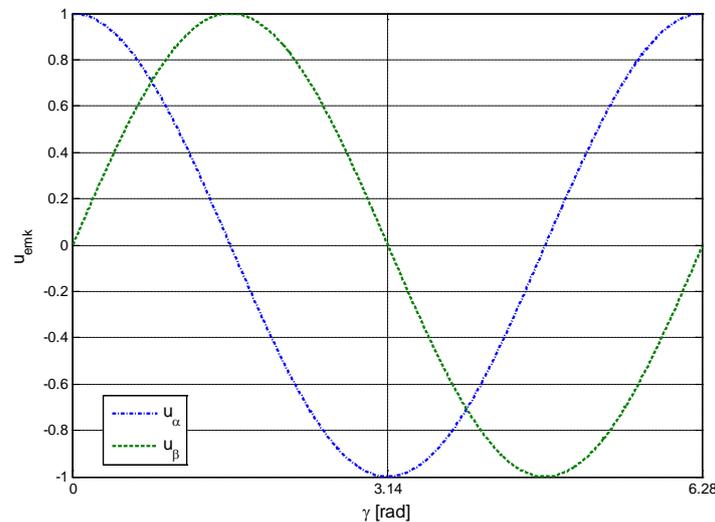


Abbildung 6.33 Beziehung zwischen U_p und dem Rotorwinkel [23]

Durch Umrechnung der kartesischen Koordinaten des Koordinatensystems, das durch die orthogonalen Vektorkomponenten aufgespannt wird, in polare Koordinaten kann der Rotorlagewinkel errechnet werden.

Der Winkel des Rotors ergibt sich damit aus der Beziehung, wie in der Gleichung 6.55 dargestellt.

6.9.2.4 Drehzahlschätzung

Die Schätzung der Drehzahl wird erreicht über die Ableitung des Rotorwinkels nach der Zeit.

$$6.58 \quad \omega_{schätz} = \dot{\gamma}_{schätz}$$

Da der geschätzte Winkel verrauscht ist, ist die Drehzahl ebenfalls stark verrauscht. Um die Regelbarkeit des Systems zu erhöhen, wird die Drehzahl mit einem PT1- Glied gefiltert. Als Wert für die Nachstellzeit des PT1- Glieds kann in erster Näherung die mechanische Zeitkonstante des Systems herangezogen werden.

$$6.59 \quad T_{speed} \approx T_{mech}$$

6.9.2.4.1 Phasenkorrektur des geschätzten Winkels

Abhängig von der Drehzahl und der Zeitkonstante der PT1- Glieder unterliegt die Drehzahl einem Phasenversatz. Der Phasenversatz ergibt sich aus:

$$6.60 \quad \gamma_{offset} = 2 \tan^{-1}(\omega_{real} T_p)$$

Für die Korrektur der Phasenverschiebung des Rotorwinkels wird diese Verschiebung von dem geschätzten Rotorlagewinkel abgezogen. Für die Berechnung des Offsets kann in der Wirklichkeit allerdings nur die geschätzte Drehzahl herangezogen werden.

$$6.61 \quad \gamma_{korr} = \gamma_{schätz} - \gamma_{offset} = \gamma_{schätz} + 2 \tan^{-1}(\omega_{schätz} T_p)$$

6.10 Simulationsergebnisse

6.10.1 Erkennung der initialen Rotorposition

Auf Grund des Handikaps der Methode bei geringer Drehzahl wird in der Anlaufphase gesteuert gefahren, bis die Rotorlage erkannt ist. Sobald die Rotorlage bekannt ist, greift die Drehzahlregelung ein.

Die Stromvorgabe liegt hier bei 4A $K_{slf}=0,2$.

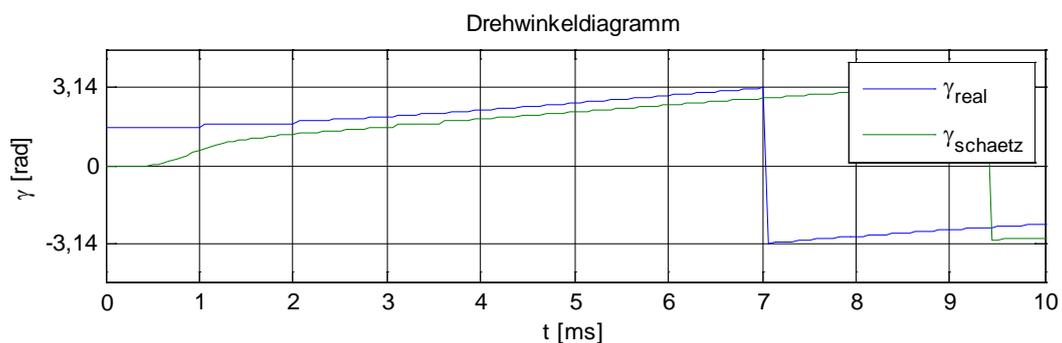


Abbildung 6.34 Erkennung der initialen Rotorposition, Rotorwinkelversatz +0,5 rad [23]

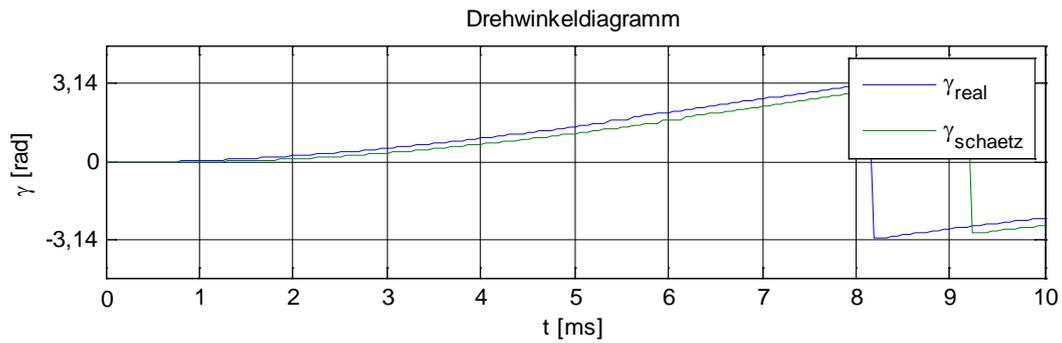


Abbildung 6.35 Erkennung der initialen Rotorposition, Rotorwinkelversatz 0 rad
[23]

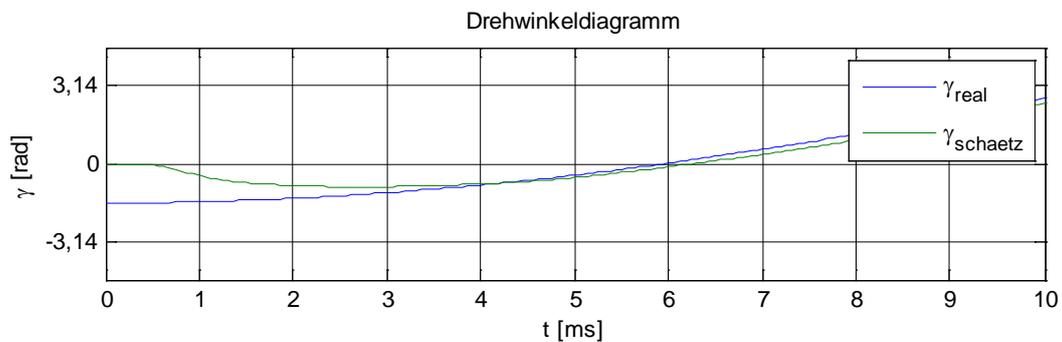


Abbildung 6.36 Erkennung der initialen Rotorposition, Rotorwinkelversatz -0,5 rad
[23]

Es ist zu sehen, dass die Erkennung der initialen Rotorposition vergleichsweise schnell erfolgt. Selbst bei großen Abweichungen des anfänglich angenommenen Rotorlagewinkels von dem tatsächlichen anfänglichen Rotorlagewinkel kann der tatsächliche Rotorlagewinkel innerhalb von 10ms hinreichend genau erkannt werden. Damit kann die Kommutierung mit erforderlicher Genauigkeit erfolgen. Der in **Abbildung 6.34**, **Abbildung 6.35** und **Abbildung 6.36** bleibende Versatz zwischen dem geschätzten und dem realen Rotorlagewinkel lässt sich durch den Phasenversatz durch die Filterung (siehe 6.9.2.4.1) erklären. Der Phasenversatz wurde für diese Simulationsergebnisse nicht korrigiert.

6.10.2 Simulationsergebnisse bei Hochlauf

Auf Grund des Handikaps der Methode bei geringer Drehzahl wird in der Anlaufphase gesteuert gefahren, bis die Rotorlage sicher erkannt ist. Sobald die Rotorlage bekannt ist, greift die Regelung ein. Wie in der **Abbildung 6.37** zu erkennen ist geht das System nach 10ms aus der gesteuerten $\frac{U}{f}$ Phase in den geregelten Zustand über.

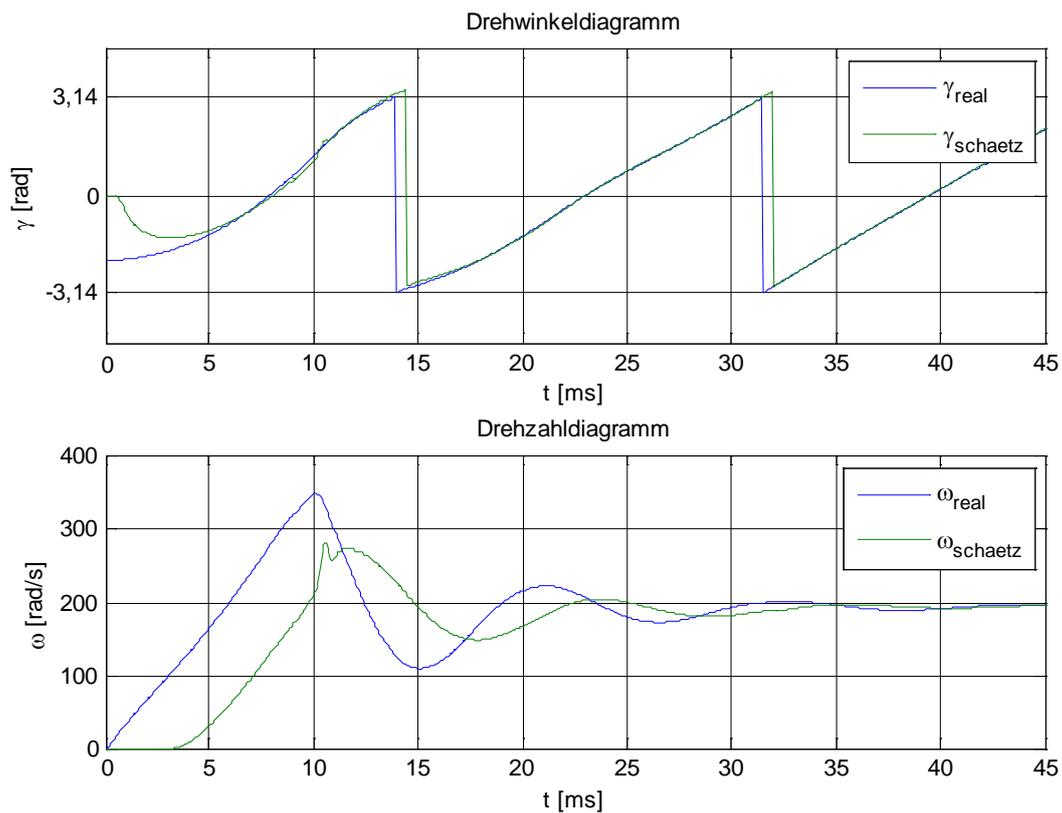


Abbildung 6.37 Hochlauf, 4A Stromvorgabe, 10ms gesteuert [23]

Das Einschwingen der Drehzahl ist nach der **Abbildung 6.37** nach 40ms weitestgehend abgeschlossen.

Die Simulation eines Sprungs der Führungsgröße lieferte positive Ergebnisse, wie in der **Abbildung 6.38** zu sehen ist. Hierbei ist ein Drehzahlsprung im eingeschwungenen und geregelten Betrieb vorgegeben worden. Die Ausregelzeit beträgt ebenfalls 40ms. Der Drehzahlsprung ist in diesem Fall von $1432,4 \frac{u}{\text{min}}$ auf $2387,3 \frac{u}{\text{min}}$ durchgeführt worden.

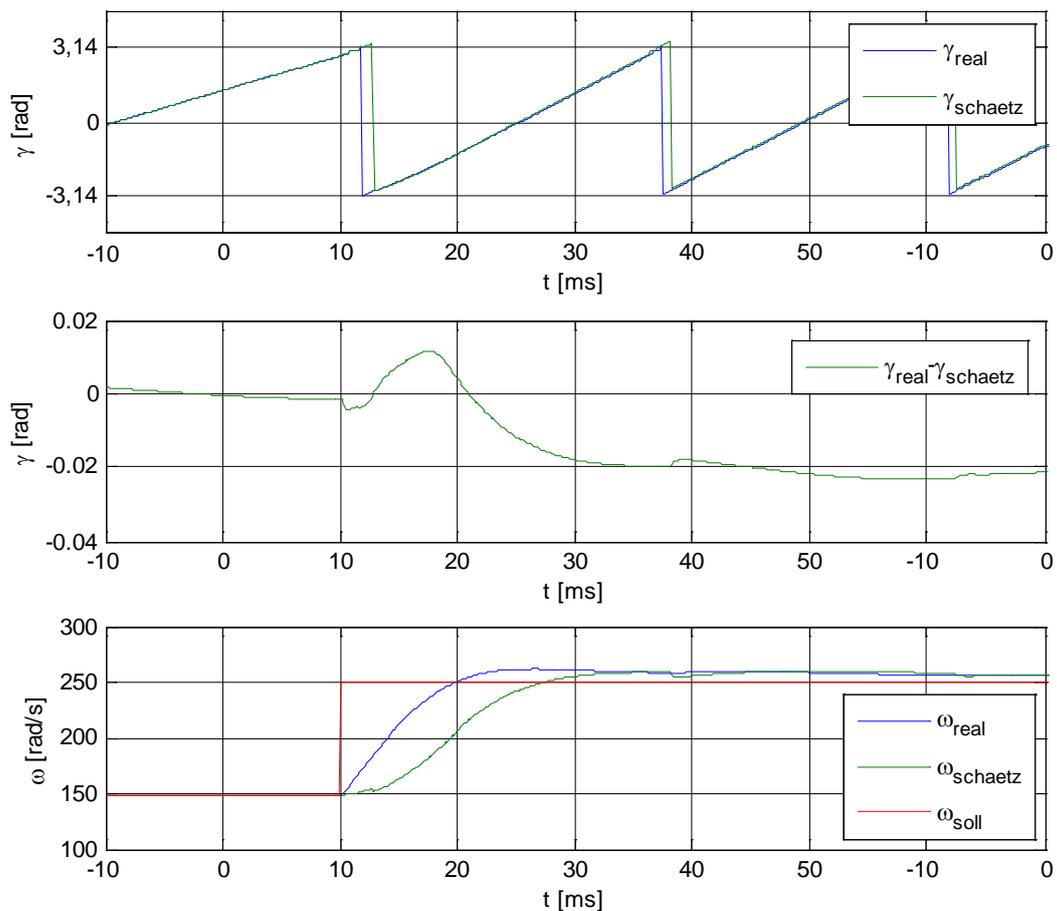


Abbildung 6.38 Sprung der Führungsgröße um 40% [23]

An den Simulationsergebnissen ist zu erkennen, dass das Verfahren für die geberlose Regelung der Bohrspindel brauchbar ist. Die Vorteile liegen hier in der Tatsache, dass die Maschine nicht zwingend ab der Drehzahl Null geregelt werden muss und der Anlauf somit gesteuert sein darf. Außerdem ist eine gewisse Parameterschwankung des mechanischen Aufbaus zulässig. Der Aufwand für das Parametrieren des Beobachters bleibt bei dem Sliding- Mode- Verfahren überschaubar. Der einzige Wehrmutstropfen ist die Notwendigkeit der Errechnung des \tan^{-1} bei jedem Abtastschritt.

6.10.3 Messungen an der realen Maschine

Auf Grund der positiven Ergebnisse der Simulation sind weitere Untersuchungen am realen Aufbau gemacht worden. Die Untersuchungen sind mit einer 48V PMSM der Fa.

WITTENSTEIN [25] gemacht worden und anschließend auf den DSC mit der 320V Maschine der Fa. WITTENSTEIN portiert worden. Die 48V Maschine hat eine Betriebsdrehzahl von $4500 \frac{u}{\text{min}}$ bei einem maximalen Drehmoment von 230Ncm.

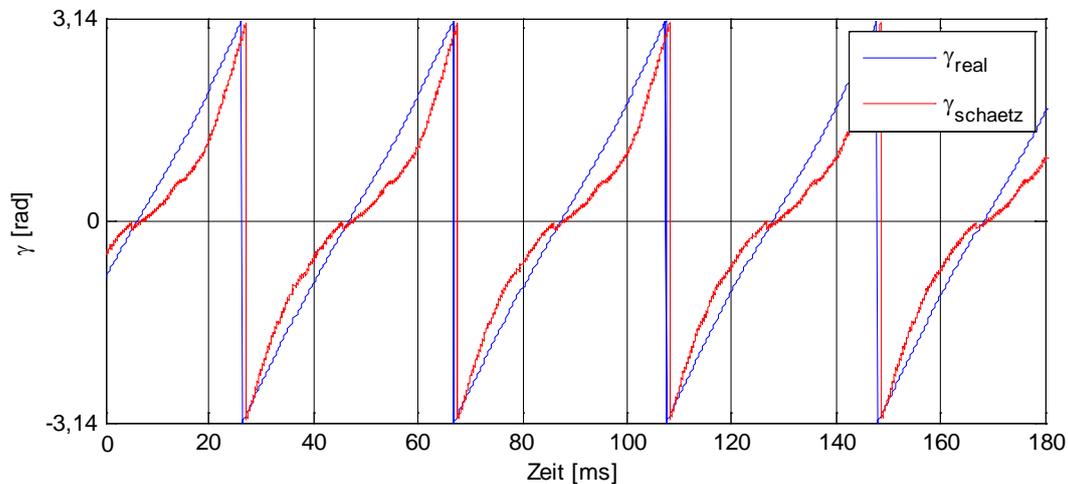


Abbildung 6.39 Verhalten bei 370min^{-1} ohne Last [23]

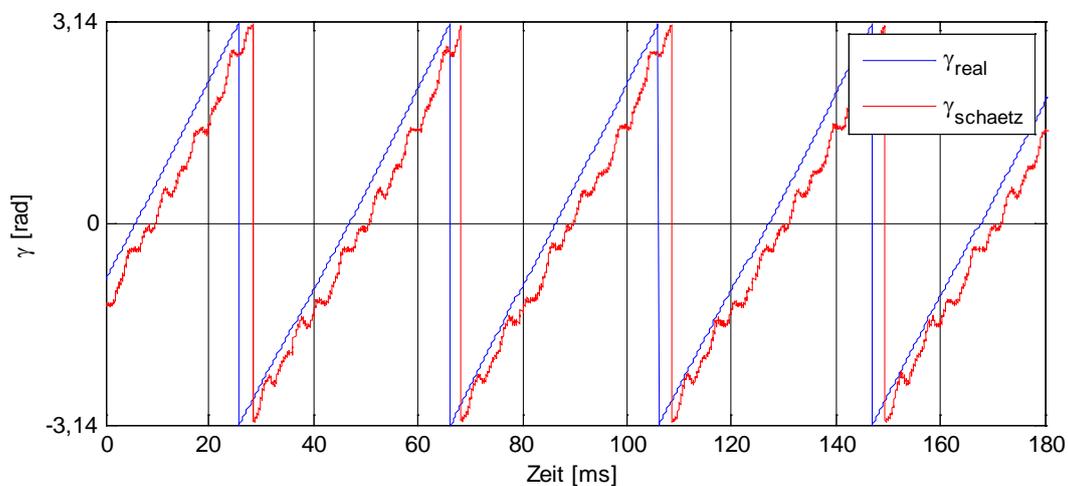


Abbildung 6.40 Verhalten bei 370min^{-1} mit Last [23]

In der **Abbildung 6.40** ist zu sehen, dass der maximale Schätzfehler bei 0,3 rad liegt. Dies entspricht einem Winkel von 17° . Die Drehzahl von $7,1\% n_{\text{nenn}}$ stellt die unterste mögliche Drehzahl der Versuchsplattform dar, unterhalb der kein sicherer geregelter Motorlauf möglich ist. Nach der Beaufschlagung der Maschine mit Last ergab sich der Verlauf des Winkels wie

in der **Abbildung 6.40**, auf der zu erkennen ist, dass der geschätzte Winkel durchgehend nacheilt und der Schätzfehler kleiner wird.

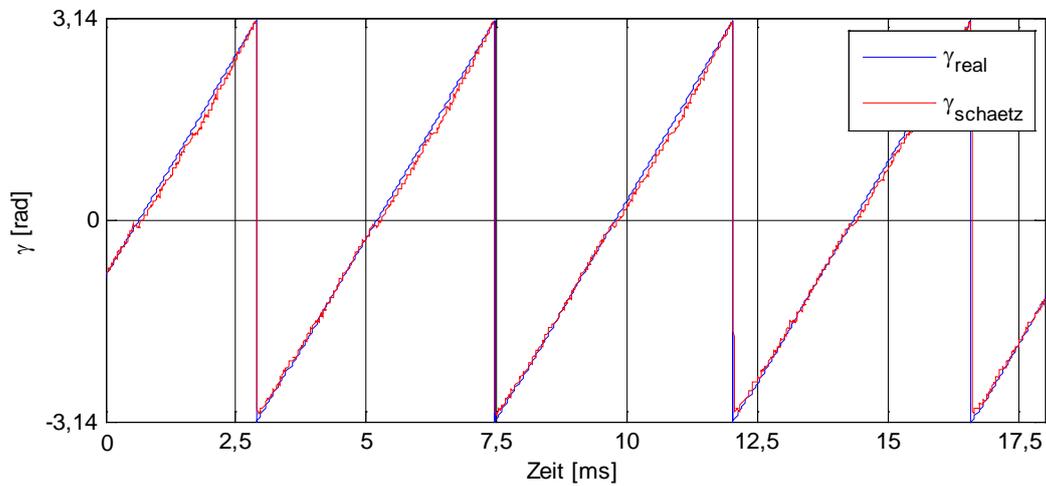


Abbildung 6.41 Verhalten bei 3300min^{-1} ohne Last [23]

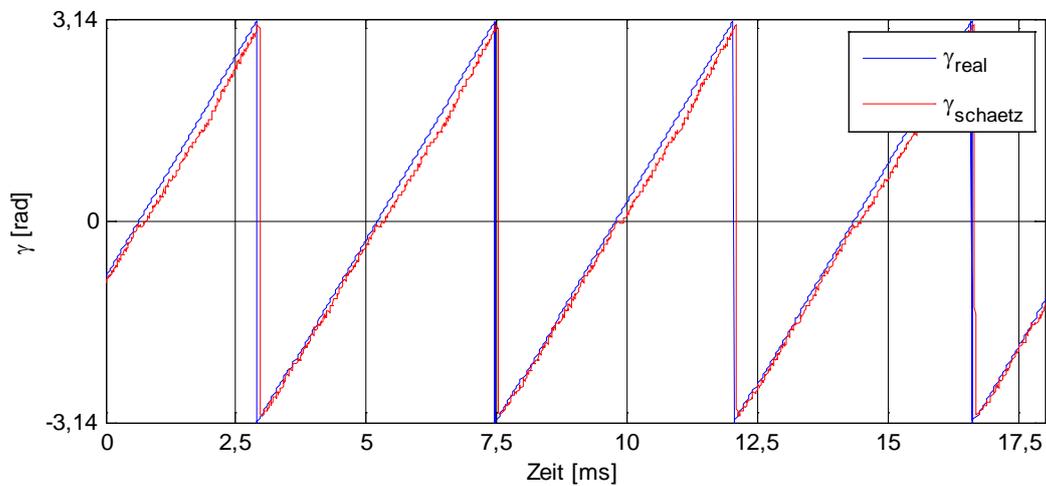


Abbildung 6.42 Verhalten bei 3300min^{-1} mit Last [23]

In der **Abbildung 6.41** und der **Abbildung 6.42** ist der Schätzwert des Winkels bei einer Drehzahl von $3300 \frac{\text{u}}{\text{min}}$ mit und ohne Last dargestellt. Die lastfreie Schätzung des Winkels kommt dem gemessenen Winkel sehr nah. Die Belastung der Maschine verursacht einen

Strom, der i_{nenn} entspricht. Die Winkelschätzung ist bei der Drehzahl $3300 \frac{u}{min}$ und dem Nennstrom deutlich besser als bei $370 \frac{u}{min}$.

6.10.4 Verhalten der Regelung bei veränderten Parametern

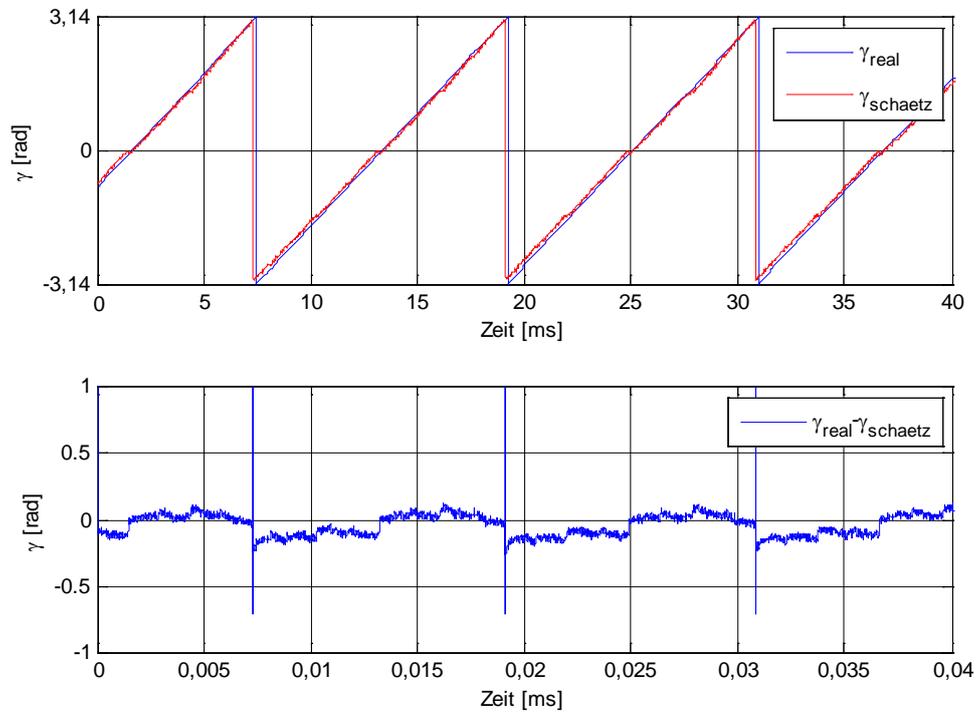


Abbildung 6.43 Verhalten bei korrekt eingestellten Werten [23]

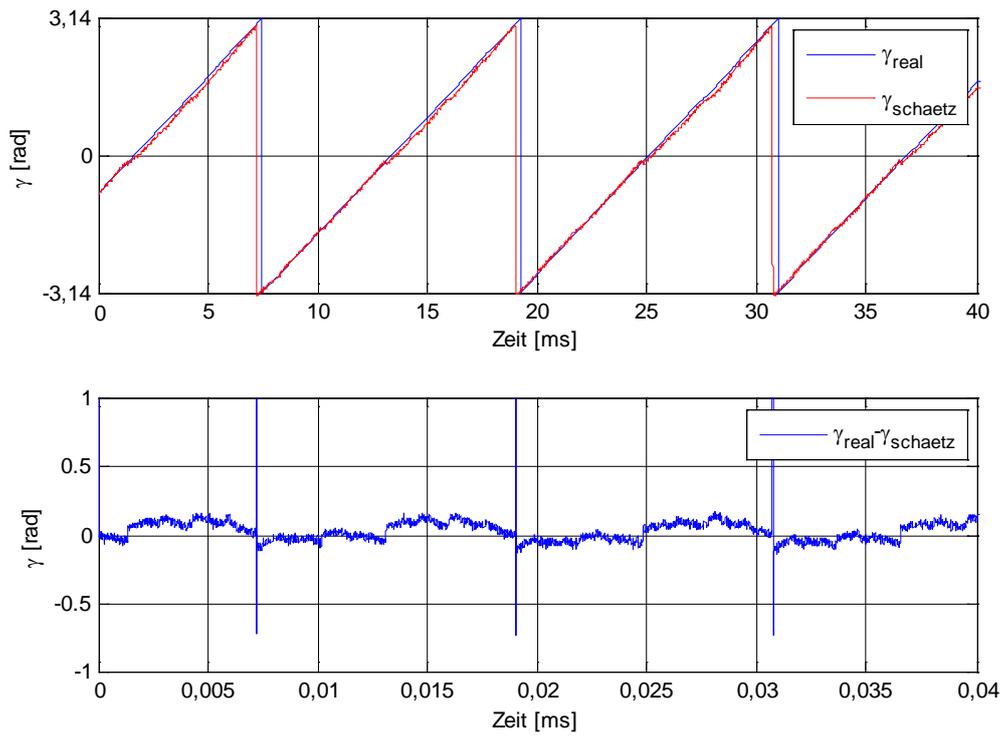


Abbildung 6.44 Verhalten bei halbiertes Induktivität [23]

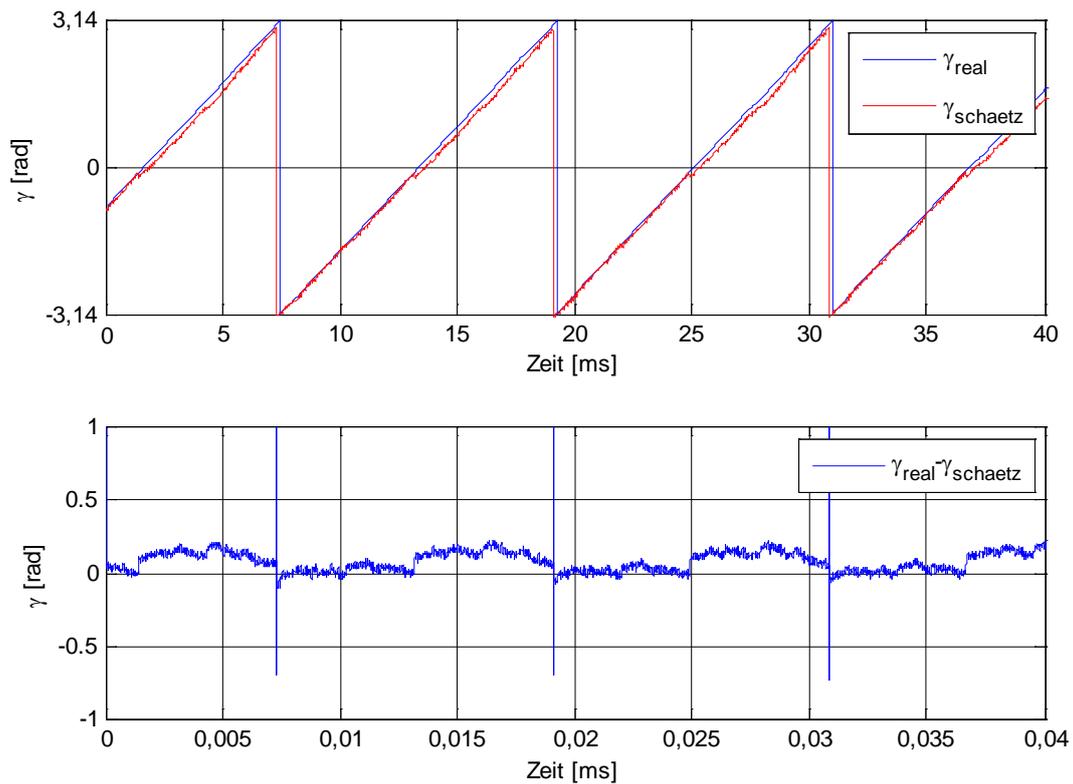


Abbildung 6.45 Verhalten bei 60% Wicklungswiderstand [23]

Die Überprüfung der Parameterschwankungen wurde über die Verstimmung des Maschinenmodells simuliert. Aus der **Abbildung 6.44** und der **Abbildung 6.45** ist ersichtlich, dass das Modell trotz der Verstimmung brauchbare Ergebnisse liefert. Die Beeinflussung der realen Maschine durch Temperatur und Alterung können über den Beobachter kompensiert werden. Desweiteren ist es relativ einfach möglich eine Adaptierung der Regelung auf andere Antriebe durchzuführen.

7 Verwertbarkeit des Ergebnisses

Das GEPOSYN-Projekt befasst sich mit der Untersuchung der geberlosen Regelung einer PMSM mit der speziellen Anwendung für die Bohrspindeln der Holzverarbeitenden Industrie. Die PMSM gewinnen auf Grund ihrer exzellenten Dynamik und des guten Wirkungsgrads im gesamten Betriebsbereich immer mehr an Bedeutung. Die Drehzahlregelung solcher Maschinen benötigt in der Regel einen Winkelgeber, der die Kosten des Antriebs in die Höhe treibt, was sich durch die Ergebnisse dieser Forschungsarbeit vermindern lässt.

Die geberlose Drehzahlregelung, die im GEPOSYN-Projekt erstellt worden ist, lässt sich im angedachten Einsatzfall „Bohrspindeln“ uneingeschränkt einsetzen und darüber hinaus in den vielen weiteren Bereichen wie z.B. Fördertechnik, Pumpenantriebe, Verdichter, Kompressoren und somit in allen Bereichen, in denen die mechanische Position des Rotors einer elektrischen Maschine nicht von entscheidender Bedeutung ist, die Drehzahl jedoch konstant sein soll. Günstig wird der Antrieb, wenn das eingesetzte Regelverfahren nicht patentiert oder anderweitig geschützt sind und keinen enorm hohen Rechenbedarf haben. Dieses ist im GEPOSYN-Projekt erfolgreich umgesetzt worden.

Abschließend lässt sich sagen, dass sich mit der geberlosen Drehzahlregelung der Synchronmaschine für kompakte Antriebe realisieren lassen, die nebenbei sehr effizient sind. Neueste Produkte der Antriebstechnik belegen, dass sich derartige Antriebe in der Industrie, der Lager- und Fördertechnik, der Pumpentechnik usw. durchsetzen werden.

Die Ergebnisse aus der Untersuchung und Entwicklung der geberlosen Regelung wurden dem Projektpartner WITTENSTEIN für die Verwertung zur Verfügung gestellt. Im Gegenzug hat sich WITTENSTEIN intensiv an den Projekten mit eigenen Mitarbeitern beteiligt. Die geldwerten Leistungen der Projektbeteiligung (Projektbesprechungen, Mitarbeit bei Abschlussarbeiten, Inbetriebnahmen, Revies etc.) durch WITTENSTEIN betragen mehr als 400 Stunden und überschreiten damit den zugesagten Rahmen von €10.000.-.

Die OWITA GmbH hat sich an Projektmeetings beteiligt, um die Ergebnisse der Projekte bei Bedarf nutzen zu können. Als Entwicklungsdienstleister wird OWITA versuchen, die übermittelten Ergebnisse in zukünftigen Projekten zu verwerten. Konkrete Verwertungsprojekte für die geberlose Regelungstechnik haben sich bei OWITA bisher nicht

ergeben. Es ist aber geplant, für ein Elektrofahrrad die Ergebnisse zu verwenden, falls dieses technisch möglich ist.

8 Erfahrungen bekanntgewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen

Der Vergleich der geberlosen- Regelsysteme ist auf Grund der Spezialanwendung nicht ohne weiteres möglich, da die geberlosen Verfahren in der Regel für spezielle Anwendungen konzipiert sind. Diese Tatsache lässt einen Vergleich mit den Erfahrungen der anderen Stellen auf diesem Gebiet aufwändig und teilweise unmöglich werden. Mit relativ hoher Sicherheit lässt sich sagen, dass es bisher kein einheitliches Vorgehen in den geberlosen Verfahren gibt, denn selbst das Einsetzen eines Verfahrens in unterschiedlichen Antriebs- Anwendungen gestaltet sich als problematisch.

9 Erfolgte oder geplante Publikation des Ergebnisses

Die erste erfolgte Publikation von Ergebnissen der GEPOSYN-Projektes fand auf dem VDE ETG Kongress 2009 in Düsseldorf, mit dem Titel „*Verbesserte Energieeffizienz durch direktangetriebene winkelgeberlose drehzahlgeregelte Spindeln bei Mehrachsbohrköpfen für die Holzverarbeitende Industrie*“ statt.

In der Publikation wurden die technischen Ergebnisse des Geposyn-Projektes, insbesondere die Eigenschaften des verwendeten geberlosen Regelverfahrens, dargestellt. Die Autoren des Beitrags sind Dipl.-Ing. Arthur Teisch, Urs Obernolte (B.Sc.) und Prof. Dr.-Ing. Holger Borchering.

Inhalte der Veröffentlichung sind

- Ein Vergleich der herkömmlichen Bohrspindeltechnik mit Zentralantrieb mit dem neuen Ansatz der direktangetriebenen Einzelbohrspindeln
- Das verwendete Sliding-Mode-Regelverfahren zu geberlosen Drehzahlregelung der Bohrspindeln
- Ein Vergleich des Energieverbrauchs Zentralantrieb/ direktangetriebene Einzelbohrspindel

Kernaussage der Veröffentlichung ist, dass der Energiebedarf der direktangetriebenen Einzelbohrspindeln ca. 1/7 einer vergleichbaren Getriebespindel mit Zentralantrieb ist. Der enorme Energiespareffekt liegt vor allem daran, dass nur der benötigte Bohrer im Einsatz ist und dass die Leerlauf- und Getriebeverluste kaum ins Gewicht fallen.

Weiterhin wurden die Eigenschaften des eingesetzten Sliding-Mode-Regelverfahrens anhand der Positionsgenauigkeit bei verschiedenen Drehzahlen dargestellt.

Die zweite erfolgte Publikation ist in Kooperation mit der Fa. Wittenstein auf der Messe FORUM-MASCHINENBAU (FMB) am 05.11.2009 mit dem Titel „*Tool drives – direktangetriebene Werkzeuge sparen Ressourcen und Energie*“ erfolgt. Hierin wurde neben dem neuen Ansatz der direktangetriebenen Einzelbohrspindeln im Tool-Drives-System der Energiespareffekt eingehend dargestellt. Die Autoren sind Dipl.-Ing. Arthur Teisch (Hochschule Ostwestfalen-Lippe) und Dipl.-Ing. Volker Meier (Wittenstein Motion Control GmbH).

10 Weitere Aussagen zu Partnern und Drittmitteln

10.1 Projektpartner

10.2 Eingeworbene Drittmittel

10.3 Verbesserung der Drittmittelfähigkeit

11 Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 1.1 GETRIEBESPINDEL	1
ABBILDUNG 1.2 DIREKTSPINDEL [1]	2
ABBILDUNG 3.1 PROJEKTPLAN [3]	7
ABBILDUNG 6.1 DURCHLAUFMASCHINEN INNENANSICHT.....	13
ABBILDUNG 6.2 DURCHLAUFMASCHINE GESAMTAUFBAU	14
ABBILDUNG 6.3 BEARBEITUNGSZENTRUM.....	14
ABBILDUNG 6.4 AUFBAU BEARBEITUNGSZENTRUM GETRIEBEANTRIEB	16
ABBILDUNG 6.5 AUFBAU BEARBEITUNGSZENTRUM MIT DIREKTSPINDEL	17
ABBILDUNG 6.6 AUFBAU DES DIREKTANGETRIEBENEN ANTRIEBSSTRANGS [4]	18
ABBILDUNG 6.7 TIEFSETZSTELLER POWERMODUL	19
ABBILDUNG 6.8 WECHSELRICHTER DSC	20
ABBILDUNG 6.9 SPINDELMOTOR.....	21
ABBILDUNG 6.10 SCHEMATISCHER AUFBAU DER ENTWICKLUNGSUMGEBUNG	31
ABBILDUNG 6.11 SCHEMATISCHE DARSTELLUNG DER PMSM NACH [14]	33
ABBILDUNG 6.12 ERSATZSCHALTBILD DER PMSM FÜR DEN STATIONÄREN BETRIEB NACH [14]	34
ABBILDUNG 6.13 MODELL DER PMSM IM ROTORFESTEN KDS NACH [15].....	37
ABBILDUNG 6.14 FELDORIENTIERTE REGELUNG MIT GEBER [16].....	38
ABBILDUNG 6.15 BEOBACHTER [17].....	39
ABBILDUNG 6.16 BEOBACHTER MIT BEWERTUNG DES BEOBACHTERFEHLERS [17]	40
ABBILDUNG 6.17 REGELSTRECKE MIT KALMAN-SCHÄTZER [18].....	41
ABBILDUNG 6.18 DAS KALMAN- FILTER NACH [18]	43
ABBILDUNG 6.19 ZUSTANDSGLEICHUNG IM ZEITKONTINUIERLICHEN ZUSTANDSRAUM [18]	44
ABBILDUNG 6.20 ALGORITHMUS EKF [21]	47
ABBILDUNG 6.21 OPEN LOOP- VERHALTEN DES VOLLSTÄNDIGEN EKF- ANSATZES (5000U/MIN) [18].....	52
ABBILDUNG 6.22 OPEN LOOP- VERHALTEN DES VEREINFACHTEN EKF- ANSATZES (5000U/MIN) [18].....	53
ABBILDUNG 6.23 AUSWIRKUNGEN DER VARIATION DER DYNAMIK [18]	54
ABBILDUNG 6.24 OPEN LOOP MIT MAXIMALER DYNAMIK (VOLLSTÄNDIGER EKF- ANSATZ) [18]	55
ABBILDUNG 6.25 OPEN LOOP MIT MAXIMALER DYNAMIK IM ANLAUF (VOLLSTÄNDIGER EKF- ANSATZ) [18]	56
ABBILDUNG 6.26 AUSWIRKUNGEN DER REVERSIERUNG DER DREHZAHN (VOLLSTÄNDIGER EKF- ANSATZ) [18]	57

ABBILDUNG 6.27 BEOBACHTERGENAUIGKEIT MIT VERRAUSCHTEN STROMSIGNALEN [18]	58
ABBILDUNG 6.28 STRUKTUR DER FELDORIENTIERTEN REGELUNG EINER PERMANENTMAGNETERREGTEN SYNCHRONMASCHINE MIT SLIDING- MODE BASIERTER ROTORWINKELSCHÄTZUNG [23]	60
ABBILDUNG 6.29 STRUKTUR DES SMBS [24]	61
ABBILDUNG 6.30 ÜBERTRAGUNGSKENNLINIE SLIDING- MODE- GLIED [23]	62
ABBILDUNG 6.31 STRUKTUR DES SMBS [23]	62
ABBILDUNG 6.32 SCHÄTZUNG DER GEGENINDUKTIVEN SPANNUNG [23]	64
ABBILDUNG 6.33 BEZIEHUNG ZWISCHEN U_p UND DEM ROTORWINKEL [23]	65
ABBILDUNG 6.34 ERKENNUNG DER INITIALEN ROTORPOSITION, ROTORWINKELVERSATZ +0,5 RAD [23]	67
ABBILDUNG 6.35 ERKENNUNG DER INITIALEN ROTORPOSITION, ROTORWINKELVERSATZ 0 RAD [23]	68
ABBILDUNG 6.36 ERKENNUNG DER INITIALEN ROTORPOSITION, ROTORWINKELVERSATZ - 0,5 RAD [23]	68
ABBILDUNG 6.37 HOCHLAUF, 4A STROMVORGABE, 10MS GESTEUERT [23]	69
ABBILDUNG 6.38 SPRUNG DER FÜHRUNGSGRÖÖBE UM 40% [23]	70
ABBILDUNG 6.39 VERHALTEN BEI 370MIN⁻¹ OHNE LAST [23]	71
ABBILDUNG 6.40 VERHALTEN BEI 370MIN⁻¹ MIT LAST [23]	71
ABBILDUNG 6.41 VERHALTEN BEI 3300MIN⁻¹ OHNE LAST [23]	72
ABBILDUNG 6.42 VERHALTEN BEI 3300MIN⁻¹ MIT LAST [23]	72
ABBILDUNG 6.43 VERHALTEN BEI KORREKT EINGESTELLTEN WERTEN [23]	73
ABBILDUNG 6.44 VERHALTEN BEI HALBIERTER INDUKTIVITÄT [23]	74
ABBILDUNG 6.45 VERHALTEN BEI 60% WICKLUNGSWIDERSTAND [23]	75