

**Positionsgeberlose Regelung von
permanentmagneterregten Synchronmaschinen
bei kleinen Drehzahlen mit überabtastender
Stromerfassung**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von
M. Sc. Bastian Weber

geboren am 21. Dezember 1986
in Hannover

2018

1. Referent Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas

Tag der Promotion: 22.02.2018

Danksagung

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover.

An dieser Stelle möchte ich mich sehr herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für das entgegengebrachte Vertrauen, für die wertvolle Unterstützung und die anregenden Diskussionen bedanken, die sehr zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas von der Universität Siegen danke ich gleichfalls sehr herzlich für die Übernahme des Koreferates und das hierbei entgegengebrachte Interesse. Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick danke ich für die gute Zusammenarbeit am IAL, die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission und die sehr wertvollen Ratschläge im Bereich der elektrischen Maschinen.

Ein besonderer Dank geht an Herrn Dr.-Ing. Karsten Wiedmann, welcher mich im Rahmen meiner Bachelor- und Masterarbeit betreut hat und mir auch weiterhin für Diskussionen zur Seite stand. In diesem Zusammenhang konnte ich viele wertvolle Erfahrungen im Gebiet der positionsgeberlosen Regelung sammeln, was den Grundstein für diese Arbeit gelegt hat. Ganz herzlich bedanken möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Lennart Baruschka, welcher mich im Rahmen meiner Studienarbeit betreut hat, mich aber auch weiterhin mit vielen guten Ratschlägen begleitet hat. In diesem Zusammenhang konnte ich viele wertvolle Erfahrungen in Bezug auf die praktische Umsetzung der Signalverarbeitung sammeln.

Ich möchte mich bei allen Mitarbeitern des IAL für die überaus angenehme Arbeitsatmosphäre sowie die zahlreichen anregenden Diskussionen und die gute Hilfsbereitschaft bedanken. Ganz herzlich bedanken möchte ich mich bei meinen Kollegen Jan Andresen, Alexander Hoffmann, Dennis Kaczorowski, Olga Korolova, Jakub Kucka, Georg Lindemann, Stefan Lücke, Fabian Oelkers, Christian Sommer und Simon Weber, die mir durch viele fachliche Diskussionen wertvolle Anregungen gegeben haben. Mein Dank gilt weiterhin dem gesamten Team aus der Werkstatt und des Sekretariats.

Herzlich bedanken möchte ich mich bei allen Absolventen, die mich im Rahmen ihrer studentischen Arbeiten tatkräftig unterstützt haben: Georg Lindemann, Dhundi Bhusal, Tobias Brandt, Adrian Rochlitz und Hazim Abulibdeh.

Meiner gesamten Familie und insbesondere meinen Eltern und Großeltern danke ich für die stets vorhandene große Unterstützung.

Mein größter Dank gebührt meiner Freundin Pia Granewski für ihr entgegengebrachtes Verständnis und ihre Unterstützung gerade während der schriftlichen Ausarbeitung dieser Arbeit.

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichenkonvention	IV
Abstract	VIII
Kurzfassung	X
1 Einleitung	1
1.1 Einordnung und Beitrag der vorliegenden Arbeit	4
1.2 Übersicht	6
2 Modellierung der PMSM	7
2.1 Vereinfachtes Modell der PMSM	7
2.2 Bildung des Drehmomentes	18
2.3 Berücksichtigung von Oberschwingungen der Flussverkettung	20
2.4 Berücksichtigung der Gegeninduktivität zwischen der d- und der q-Achse	22
2.5 Zusammenfassung des Kapitels	24
3 Modellierung der Leistungselektronik	25
3.1 Pulsdauermodulation und Einfluss der Schaltverzugszeit	25
3.2 Auswirkung der parasitären Kapazitäten	30
3.3 Auswirkung der Durchlassspannungen	33
3.4 Zusammenfassung des Kapitels	34
4 Anisotropie basierte Verfahren der Rotorlageschätzung	35
4.1 Einführung	35
4.2 Flussbeobachter	45
4.3 Zusammenfassung des Kapitels	50
5 Ansatz zur Identifikation der Maschineninduktivitäten	52
5.1 Stromabhängigkeit der Maschineninduktivitäten	52
5.2 Identifikation der Maschineninduktivitäten	55
5.3 Zusammenfassung des Kapitels	59
6 Neuartiges Verfahren zur Kompensation des Totzeiteffektes	60
6.1 Kompensation des Totzeiteffektes	61
6.2 Vermessung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften	66
6.3 Experimentelle Untersuchung	70
6.4 Sensitivitätsanalyse	78
6.5 Gegenüberstellung zur Kompensation mit DSP basierter Stromerfassung	80

6.6	Zusammenfassung des Kapitels	82
7	Neuartiges Verfahren zur Rotorlageschätzung	83
7.1	Reduzierte Beobachter-Struktur	83
7.2	Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens	90
7.3	Vergleich mit dem Flussbeobachter	93
7.4	Kompensation der Gegeninduktivität zwischen der d- und q-Achse	96
7.5	Zusammenfassung des Kapitels	97
8	Simulation	98
8.1	Untersuchung der Beobachter ohne Drehzahlregelung	99
8.2	Untersuchung der Beobachter mit Drehzahlregelung	110
8.3	Sensitivitätsanalyse in Bezug auf Parameterschätzfehler	116
8.4	Zusammenfassung des Kapitels	120
9	Experimentelle Untersuchung	121
9.1	Experimenteller Aufbau	121
9.2	Datenverarbeitung des Regelungssystems	123
9.3	Eigenschaften der Stromsensorik	126
9.4	Drehzahl- und Stromregelung	132
9.5	Rotorlageschätzung	135
9.6	Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung	138
9.7	Zusammenfassung des Kapitels	146
10	Zusammenfassung	148
11	Ausblick	151
	Verzeichnis der betreuten studentischen Arbeiten	152
	Literaturverzeichnis	153
	Abbildungsverzeichnis	158
	Tabellenverzeichnis	163

Formelzeichenkonvention

x	reelle Größe, Momentanwert
\underline{x}	komplexer Momentanwert
\underline{x}^*	konjugiert komplexer Momentanwert
\vec{x}	vektorielle Größe
$\vec{\underline{x}}$	Raumzeiger
\mathbf{X}	Matrix
\hat{x}, \hat{X}	geschätzter Wert einer Größe
x_{er}	Differenz zwischen tatsächlichem und geschätztem Wert einer Größe ($x_{\text{er}} = x - \hat{x}$)
X	Effektivwert
$X(s)$	Laplacetransformierte einer Größe
\tilde{X}	Amplitude

Formelzeichen

E	Einheitsmatrix
e	Beobachterschätzfehler
i	Strom
J	Drehmatrix, Winkel $\frac{\pi}{2}$
L	Induktivität, allgemein
L_{aa}	Selbstinduktivität eines Wicklungsstranges
L_{ab}	Gegeninduktivität zweier Wicklungsstränge a und b
L_d	Induktivität in Richtung der d-Achse
L_{dq}	Gegeninduktivität im dq-Koordinatensystem
L _{dq}	Induktivitätsmatrix im dq-Koordinatensystem
L_α	Induktivität in Richtung der α -Achse
L_β	Induktivität in Richtung der β -Achse
p	Operator für die zeitliche Ableitung einer Größe: $p \cdot (\dots) = \frac{d}{dt}(\dots)$
p	Polpaarzahl
P	Leistung
P_{el}	elektrische Leistung
P_{cu}	Stromwärmeverluste des Ständers
P_{mech}	mechanische Leistung
P_δ	Luftspaltleistung
m_i	inneres Drehmoment
η	konstante Schrittweite des Gradientenabstiegsverfahrens
R	ohmscher Widerstand
t_d	Schaltverzugszeit
T	Transformationsmatrix
T	Taktperiode, PWM-Periode
u, U	Spannung
u_C	Spannungsfehler auf Grund der parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente
u_{td}	Spannungsfehler auf Grund der Schaltverzugszeit, ohne parasitäre Kapazitäten
$u_{er, VSI}$	resultierender Spannungsfehler des Pulswechselrichters
U_d	Zwischenkreisspannung des Pulswechselrichters
γ_{mech}	mechanische Rotorlage
γ_{el}	elektrische Rotorlage
Ψ	Flussverkettung
Ψ_L	Flussverkettung, welche allein durch den Ständerstrom verursacht wird
Ψ_r	Flussverkettung im Stator, die allein durch den rotorseitigen Fluss verursacht wird
Ψ_{res}	resultierende Flussverkettung im Stator

Indizes

a, b, c	Strangbezeichnung einer Drehstromwicklung
ass	aktiver Spannungszustand (engl. active switching state)
est	Schätzung (engl. estimation)
ers	Ersatzgröße
c	Trägerfrequenz (engl. carrier frequency)
d	reelle Komponente der rotorfesten Raumzeiger
\hat{d}	reelle Komponente der Raumzeiger im geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -KOS
el	elektrisch
er	Fehler (engl. error)
f	grundfrequent (engl. fundamental)
HF	hochfrequent
in	Eingangsgröße
mech	mechanische Größe
mess	gemessene Größe
obs	Beobachter (engl. observer)
pss	Nullspannungszustand (engl. passive switching state)
q	imaginäre Komponente der rotorfesten Raumzeiger
\hat{q}	imaginäre Komponente der rotorfesten Raumzeiger im geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -KOS
res	resultierend
set	Sollwert (engl. setpoint)
α	reelle Komponente der ständerfesten Raumzeiger
β	imaginäre Komponente der ständerfesten Raumzeiger
0	Nullkomponente

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Umsetzer, (engl. analog-to-digital converter)
BSB	Blockschaltbild
BP	Bandpassfilter
DGL	Differentialgleichung
DSP	Digitaler Signalprozessor (engl. digital signal processor)
EMF	engl. electromotive force
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
FOR	feldorientierte Regelung
FPGA	Field-Programmable Gate-Array
GDM	Gradientenabstiegsverfahren (engl. gradient descent method)
HP	Hochpassfilter
IGBT	engl. Insulated-Gate Bipolar Transistor
KOS	Koordinatensystem
MOSFET	engl. Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MRAS	Model Reference Adaptive System
PM	Permanentmagnet
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PT ₁	zeitverzögerndes Proportionalglied erster Ordnung
PWM	Pulsdauermodulation
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. signal-to-noise ratio)
SoC	engl. System-on-Chip
TP	Tiefpassfilter
VSI	spannungsgespeister Wechselrichter (engl. voltage source inverter)

Abstract

This thesis concentrates on self-sensing control of permanent magnet synchronous machines (PMSM) in the lower speed range. Besides encoder-based sensing, self-sensing control enables a second redundant way for rotor position acquisition. By using these redundant sources determining rotor position, the robustness of the drive system can be improved, which is particularly important for applications that require a high safety level. In addition, a drive system without mechanical sensor can be built in a more compact way, which is also advantageous in terms of cost [1]. Under extreme environmental conditions like heat or harsh vibrations, the use of a mechanical sensor is not possible. In such cases, self-sensing control opens up new fields of applications for controlled drive systems.

For rotor position estimation, two different physical principles can generally be distinguished. In the higher speed range, the voltage induced by rotating magnets can be evaluated. These approaches are named EMF-based¹⁾ estimation techniques [2]. As EMF is proportional to the rotational speed of the machine, there generally exists a low speed limit. EMF-based estimation shows acceptable stability as well as performance in the higher speed range. Its dynamic is comparable to encoder-operated drive systems and can be regarded as established in industry.

In the lower speed range including zero speed, rotor position estimation relates to a dependency of the inductance matrix on the position (anisotropy) [1]. This estimation can be evaluated, given that the amount of current time derivative is sufficient. However, the achievable dynamics of the anisotropy-based rotor position estimation and the resulting speed control according to [3] are not yet comparable to the control properties of an encoder operated drive system.

To increase performance as well as dynamics of anisotropy-based self-sensing control, this thesis focusses on current oversampling. In contrast to pulse width modulation (PWM) centered current sampling, handled by a digital signal processor (DSP), this approach uses a field-programmable gate-array (FPGA) to operate an analog-to-digital converter (ADC) at a higher conversion frequency. Numerous current-time pairs are processed within a PWM period. This way, a highly dynamic current sensing is realised and a high signal-to-noise ratio can be achieved.

This forms the basis for a novel approach of position estimation in rotating coordinates. The novel method requires a low computational effort, so that it can be implemented in an FPGA. Oversampling is also used to compensate for inverter nonlinearity effects based on a highly dynamic current prediction. An initial auto-commissioning measures the inverter's nonlinearity and computes the needed compensation parameters. In addition, a novel approach

¹⁾electromotive force (EMF)

is shown to initially measure the machine inductances with respect to their current dependence by using oversampling.

As shown in this thesis by simulation and experimental results, all contributions lead to an increase in the performance of self-sensing control. It is shown that the novel method of rotor position estimation using oversampling enables a resulting speed control with a dynamic, that is very close to an encoder based speed control. A comparison with a DSP-based rotor position estimation shows a significant increase in the dynamic and a reduced dependency regarding the electrical machine parameters. However, the novel method needs a highly dynamic current sensing and an FPGA operated signal processing.

Key words: self-sensing control, oversampling, FPGA-based current sampling, dead-time compensation, permanent magnet synchronous machine

Kurzfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der positionsgeberlosen Regelung von permanentmagnet-erregten Synchronmaschinen (PMSM) bei kleinen Drehzahlen. Durch diesen zweiten unabhängigen Signalweg ohne mechanischen Geber kann eine Redundanz der Rotorlageerfassung erreicht werden. Bei Verwendung von beiden Signalwegen kann somit die Robustheit eines Antriebssystems deutlich gesteigert werden, was vor allem für sicherheitskritische Anwendungen von Bedeutung ist. Bei Verzicht auf den mechanischen Geber kann das Antriebssystem zudem kompakter gebaut werden und es können auch Kostenvorteile entstehen [1]. Durch den Wegfall des Gebers eröffnen sich aber auch Einsatzmöglichkeiten der PMSM in bislang untypischen Einsatzfeldern, bei denen z.B. durch extreme Umweltbedingungen kein Geber verwendet werden kann. Hier ist beispielsweise der Einsatz bei Rüttelmaschinen oder innerhalb der Vakuumtechnik zu nennen.

Grundsätzlich können für die Rotorlageschätzung der PMSM zwei unterschiedliche physikalische Prinzipien verwendet werden. Im Bereich höherer Drehzahlen kann die Gegenspannung der Maschine auf Grund der Rotation der Permanentmagnete ausgewertet werden. Diese Ansätze werden als EMF-Verfahren [2] bezeichnet. Diese Gegenspannung auf Grund der Permanentmagnete ist proportional zur Drehzahl, sodass grundsätzlich eine untere Drehzahlgrenze besteht [1]. Diese EMF-Verfahren haben sich im mittleren und oberen Drehzahlbereich etabliert und zeigen dort gute Regeleigenschaften, die mit einer geberbehafteten Regelung vergleichbar sind und können als Stand der Technik angesehen werden. Im Bereich kleiner Drehzahlen bzw. bei Drehzahl Null konzentriert sich die Rotorlageschätzung hingegen auf eine Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix der Maschine von der Rotorlage, welche ausgewertet werden kann, solange die zeitliche Änderung der Strangströme groß genug ist. Allerdings ist die erreichbare Dynamik der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung und der resultierenden Drehzahlregelung nach [3] noch nicht mit den Regeleigenschaften eines geberbehafteten Antriebssystems vergleichbar.

Um die Performanz bzw. Dynamik der geberlosen Regelung bei kleinen Drehzahlen deutlich zu steigern, wird in dieser Arbeit eine Überabtastung der Stromerfassung untersucht, da eine derart hochdynamische Erfassung der Strangströme die Regeleigenschaften der geberlosen Regelung wesentlich beeinflusst. Im Gegensatz zu der weit verbreiteten auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) basierenden Stromerfassung, bei der zu Beginn und in der Mitte einer Periode der Pulsdauermodulation (engl. pulse-width-modulation, PWM) eine Stromerfassung erfolgt, findet diese bei der Überabtastung weitaus häufiger statt. In zeitlich äquidistanten Abständen erfolgen hier z.B. 100 Stromerfassungen pro PWM-Periode. Diese werden mit einem „field-programmable gate-array“ (FPGA) verarbeitet, sodass eine hochdynamische Stromerfassung entsteht. Ferner kann ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis gegenüber Strommessrauschen erreicht werden.

Darauf aufbauend wird in dieser Arbeit ein neuartiges Verfahren zur Rotorlageschätzung

in rotierend geschätzten Koordinaten mit einer geringen Rechenintensität vorgestellt, damit eine einfache Implementierung auf einem FPGA realisierbar ist. In dieser Arbeit wird die Überabtastung zudem genutzt, um den Spannungsfehler, welcher aus den nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters entsteht, hochdynamisch zu kompensieren. Dazu wird auch ein initiales Auto-Commissioning vorgestellt, mit dem die Nichtlinearität des Pulswechselrichters mit der vorhandenen Stromsensorik initial identifiziert werden kann. Zudem wird ein neuartiger Ansatz aufgezeigt, um mit Hilfe der Überabtastung die Maschineninduktivitäten in Bezug auf ihre Stromabhängigkeit initial zu vermessen. Wie in dieser Arbeit durch Simulation und experimentelle Ergebnisse gezeigt wird, führen alle Beiträge dazu, dass die Performanz der geberlosen Regelung deutlich gesteigert wird. Dabei wird gezeigt, dass das neuartige Verfahren zur Rotorlageschätzung auf Basis der Überabtastung eine resultierende Drehzahlregelung ermöglicht, dessen Dynamik einer geberbehafteten Regelung sehr nahe kommt. Ein Vergleich mit einer DSP-basierten Rotorlageschätzung zeigt eine deutliche Steigerung der Dynamik und einen geringeren Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine. Die Grundlage für das neuartige Verfahren ist jedoch eine hochdynamische Stromerfassung und eine FPGA-basierte Signalverarbeitung.

Schlagworte: positionsgeberlose Regelung, Überabtastung, FPGA-basierte Stromerfassung, Totzeitkompensation, permanentmagneterregte Synchronmaschine

1 Einleitung

Der Gegenstand dieser Arbeit ist die positionsgeberlose Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM), welche sich mit der Ermittlung der Rotorlage über einen zweiten unabhängigen Signalweg ohne mechanischen Geber beschäftigt.

Drehstrommaschinen mit Speisung aus einem Spannungszwischenkreiswechselrichter werden in großer Zahl für hochdynamische geregelte Servoantriebe eingesetzt. Gegenüber der weit verbreiteten Induktionsmaschine (IM) findet die PMSM in fast allen Bereichen der Antriebstechnik zunehmend Anwendung, da diese im Vergleich zur IM eine höhere Leistungsdichte und auch einen tendenziell höheren Wirkungsgrad aufweist [2], [3], [4]. Beispielsweise ist hier die Elektromobilität als Anwendungsgebiet zu nennen.

Das Servo-Antriebssystem basierend auf einer PMSM benötigt zur exakten Stromkommutierung die Rotorlage der elektrischen Antriebsmaschine, was derzeit in der überwiegenden Anzahl an Applikationen durch einen mechanischen Rotorlagegeber realisiert wird. Kommt es zu Nichtlinearitäten, z.B. durch Alterungseffekte des Gebers, Temperaturdrift oder EMV-Störeinkopplungen in den Signalweg, so führt dies zu nicht ausregelbaren Fehlern im Regelkreis und somit zu einer deutlichen Verschlechterung der Regelgüte des Antriebssystems [5]. Aus der Auswertung des mechanischen Gebers wird in der überwiegenden Anzahl der Applikationen auch eine gemessene Drehzahlinformation rekonstruiert. Wird beispielsweise für eine Drehzahlregelung die aktuell vorliegende Drehzahl falsch ermittelt, so lässt sich die gewünschte Sollzahl nicht erreichen. Durch die Erforschung der positionsgeberlosen Regelung kann somit durch den zweiten unabhängigen Signalweg der Rotorlageerfassung die Robustheit eines Antriebssystems deutlich gesteigert werden. Ein Anwendungsfeld sind hier z.B. auch sicherheitskritische Applikationen, indem beide Signalwege verarbeitet werden. Ein weiterer Aspekt ist, dass durch die positionsgeberlose Regelung Servoantriebe ohne Geber möglich sind, welche somit kompakter gebaut werden können. Durch den Verzicht auf den mechanischen Geber können für das Antriebssystem zudem Kostenvorteile entstehen [1]. Hier ist insbesondere der Aspekt zu nennen, dass im Vergleich zu dem Magnetmaterial einer PMSM die Ausgaben für den Drehgeber und die Geberzuleitung nur geringfügig mit der Größe des Antriebs skalieren. Besonders im Bereich kleiner Leistungen kann somit die Verwendung eines Drehgebers einen wesentlichen Anteil der Gesamtkosten eines Antriebssystems beanspruchen. Durch den Wegfall des Gebers eröffnen sich ferner Einsatzmöglichkeiten der PMSM in bislang untypischen Anwendungsbereichen. Hier sind z.B. Einsatzfelder mit Bedingungen zu nennen, unter denen kein Rotorlagegeber verwendet werden kann, da die mechanische Belastung für diesen zu groß ist oder extreme Umweltsituationen keinen Einsatz zulassen. Als Beispiele sind hierfür Rüttelmaschinen und die Verwendung innerhalb der Vakuumtechnik zu nennen. Die grundsätzliche Struktur des Antriebssystems mit positionsgeberloser Regelung, welches im Rahmen dieser Arbeit betrachtet wird, ist in Abb. 1.1 dargestellt. Die Klemmenspannung der PMSM wird über einen Zweipunktwechselrichter mit Spannungszwischenkreis bereitgestellt. Der mechanische Geber ist als nicht angeschlossen gekennzeichnet, sodass dieser auch weggelassen werden kann. Die digitale Signalverarbeitung besteht aus

der Drehzahl- bzw. der Drehmomentregelung und der Rotorlageschätzung. Die Rotorlageschätzung basiert auf dem physikalischen Modell der PMSM und ermittelt die Rotorlage sowie die Drehzahl, indem der Zusammenhang zwischen der Referenz-Spannungsvorgabe des Pulswechselrichters und einer resultierenden gemessenen Stromantwort der elektrischen Maschine ausgewertet wird. Diese Rotorlage- sowie diese Drehzahlinformation, zusammen mit Größen der Stromerfassung, wird von der Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung verarbeitet, um neue Referenz-Spannungsvorgaben für die Modulation des Pulswechselrichters zu generieren, damit die elektrische Maschine bzgl. ihres Führungsverhaltens den gewünschten Sollgrößen entspricht.

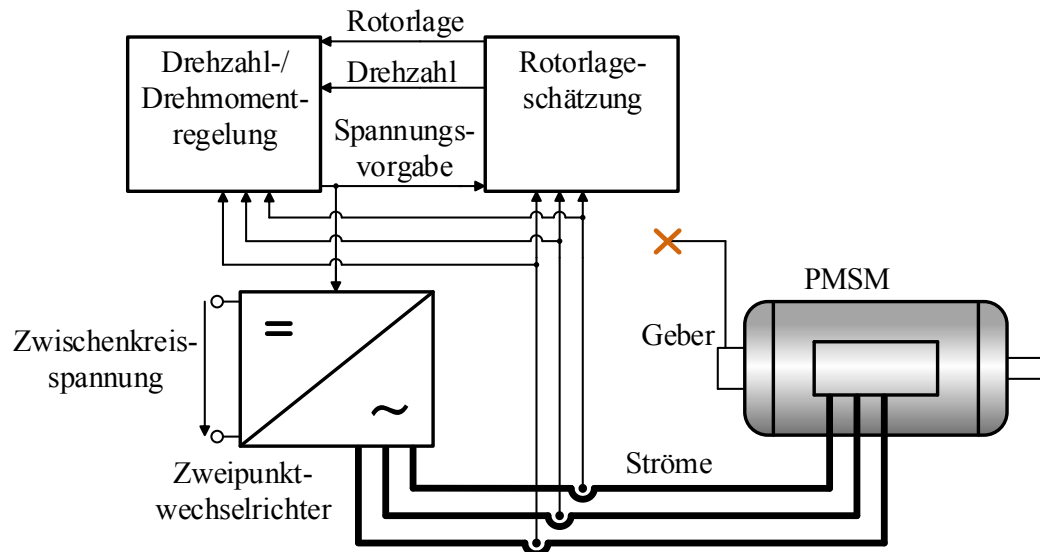


Abbildung 1.1: Struktur des Antriebssystems mit positionsgeberloser Regelung

Grundsätzlich können für die Rotorlageschätzung der PMSM zwei unterschiedliche physikalische Prinzipien verwendet werden [6], [7], die es ermöglichen, die Rotorlage anhand der Klemmengrößen der Maschine zu ermitteln. Im Bereich höherer Drehzahlen kann die Gegenspannung der Maschine auf Grund der Rotation der Permanentmagnete ausgewertet werden. Diese Ansätze werden als EMF-Verfahren [2] bezeichnet. Diese Gegenspannung auf Grund der Permanentmagnete ist proportional zur Drehzahl, sodass grundsätzlich eine untere Drehzahlgrenze besteht. Im Bereich kleiner Drehzahlen bzw. bei Drehzahl Null wird das Prinzip ausgewertet, dass der magnetische Leitwert über dem Umfang des Rotors der Maschine nicht konstant ist. Es existiert somit eine Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix der Maschine von der Rotorlage, welche ausgewertet werden kann, solange die zeitliche Änderung der Strangströme der Maschine groß genug ist. Diese magnetische Anisotropie der PMSM ist somit eine Voraussetzung für den geberlosen Betrieb im unteren Drehzahlbereich. Dadurch wird deutlich, dass das Maschinendesign einen großen Einfluss auf die Güte der Rotorlageschätzung bei kleinen Drehzahlen ausübt. Es sei angemerkt, dass das Design bzw. die Bemessung einer Maschine für diesen geberlosen Betrieb ein eigenes komplexes Themengebiet darstellt und nicht Gegenstand dieser Arbeit ist. Es werden jedoch, die aus der Literatur bekannten Effekte berücksichtigt, welche den geberlosen Betrieb wesentlich beeinflussen, sodass eine regelungstechnische Modellierung der PMSM entsteht.

Die EMF-basierten Verfahren haben sich nach [2], [3] im mittleren und oberen Drehzahlbereich etabliert und zeigen dort gute Regeleigenschaften, die mit einer geberbehafteten

Regelung vergleichbar sind. Nach [3] haben sich daraus in der Industrie Produkte etabliert, die einen geberlosen Betrieb ab etwa 10% der Bemessungsdrehzahl ermöglichen. Die untere Drehzahlgrenze dieser Verfahren wird nach [8] wesentlich durch nichtlineare Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters und durch eine fehlende Parameterkenntnis der elektrischen Maschine bestimmt. Durch weitere Forschungen im Hinblick auf eine Parameteridentifikation der elektrischen Maschine und durch Ansätze zur Kompensation der nichtlinearen Übertragungseigenschaften kann nach [3] die untere Drehzahlgrenze bis auf etwa 1% der Bemessungsdrehzahl reduziert werden.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass sich diese Arbeit auf den geberlosen Betrieb bei kleinen Drehzahlen bis Drehzahl Null konzentriert, da die EMF-basierten Verfahren als Stand der Technik angesehen werden können.

Da die Dynamik der geberlosen Regelung nach [3] bei kleinen Drehzahlen noch nicht mit den Regeleigenschaften einer geberbehafteten Regelung vergleichbar und somit noch nicht ausreichend ist, wird im Rahmen dieser Arbeit der Ansatz einer „field-programmable gate-array“ (FPGA)-basierten Stromerfassung untersucht. Es sei angemerkt, dass die Ansätze nach [2], [3] einen digitalen Signalprozessor (DSP) mit einer Erfassung der Maschinenstrangströme verwenden, der auf einem Analog-Digital-Umsetzer (ADC) und einem Stromsensor basiert. Diese Topologie der Stromerfassung ist in Abb. 1.2 dargestellt. Dabei erfolgen Messungen der Maschinenstrangströme zeitlich jeweils zu den Spitzenwerten des Trägersignals einer Pulsdauermodulation (engl. pulse-width-modulation, PWM), was im Folgenden als mittensynchrone Stromerfassung bezeichnet wird. Im Rahmen dieser Arbeit wird als Voraussetzung auch eine PWM-Modulation verwendet, da diese Modulation zur Steuerung des Pulswechselrichters für geberbehaftete Systeme die gängigste Form [2] darstellt und die Rotorlageschätzung lediglich das Geber-System ersetzen soll. Mit Hilfe der FPGA-basierten Strukturen können auf Grund

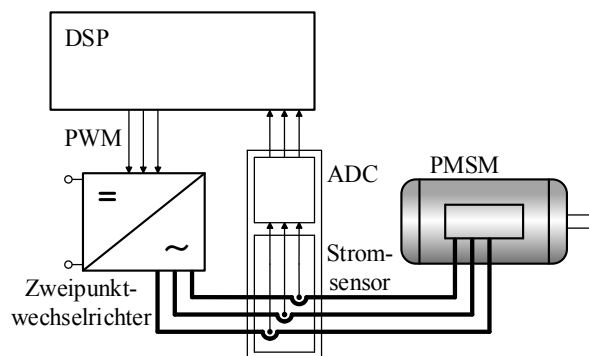


Abbildung 1.2: DSP-basierte Stromerfassung

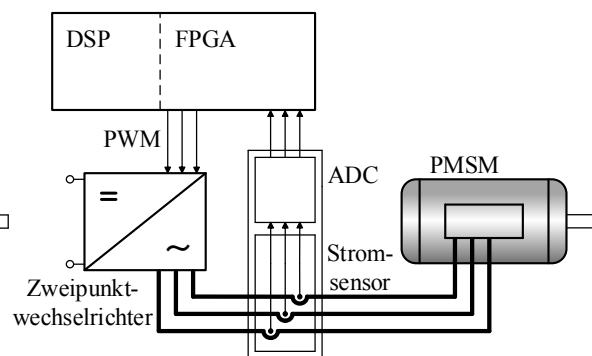


Abbildung 1.3: FPGA-basierte Stromerfassung

der parallelen Signalverarbeitung ADCs ausgewertet werden, welche mit einer höheren Abtastfrequenz (Überabtastung) arbeiten und somit können Messungen der Maschinenstrangströme verarbeitet werden, welche innerhalb einer PWM-Periode zeitlich äquidistant häufiger erfolgen. Diese Struktur der Stromerfassung ist in Abb. 1.3 dargestellt. Das FPGA führt dabei auch die Generierung der PWM-Modulation aus. Mit Hilfe dieser Struktur der Signalverarbeitung wird im Rahmen dieser Arbeit untersucht, inwieweit eine höhere Dynamik der geberlosen Regelung gegenüber [2] erreicht wird. In Abb. 1.4 ist die mittensynchrone Stromerfassung und die Überabtastung exemplarisch für einen Strangstrom dargestellt. Auf Grund des Strommessrauschens ergibt sich eine stochastische Streuung der Messwerte. Ferner zeigt Abb. 1.4 die zugehörige Strangspannung. Zudem ist die Dauer der Nullspannungszustände sowie der aktiven Spannungszustände gekennzeichnet. Während der aktiven Spannungszustände haben

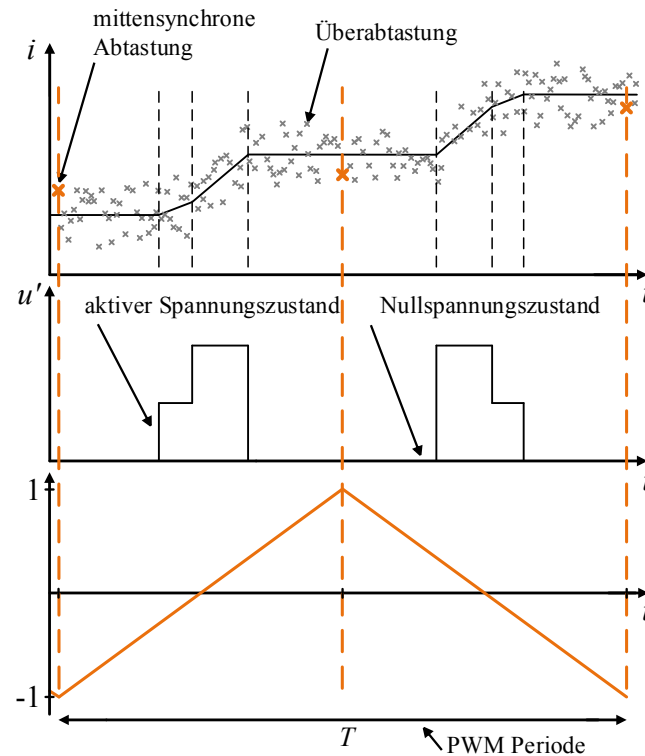


Abbildung 1.4: Mittensynchrone Stromerfassung und Überabtastung

die einzelnen Strangspannungen der Maschine einen von Null verschiedenen Wert. Während der Nullspannungszustände sind die einzelnen Strangspannungen Null.

1.1 Einordnung und Beitrag der vorliegenden Arbeit

Eine Überabtastung wurde im Zusammenhang mit einem Stromanstiegs-Sensor als Rogowski-Spule bereits in [9], [10] und in [11] untersucht. Dabei wurde die Überabtastung auf das Ausgangssignal der Rogowski-Spule angewendet. Es hat sich dabei gezeigt, dass diese Sensoren sehr sensitiv sind für Oszillationen, die aus parasitären Effekten entstehen, sodass ein geberloser Betrieb im geschlossenen Regelkreis noch nicht mit einer ausreichenden Dynamik realisiert werden konnte. In [12] wurde eine FPGA-basierte Überabtastung der Stromerfassung im Zusammenhang mit einem Delta-Sigma ADC untersucht. Dadurch konnte ein verbessertes Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen und somit eine Absenkung der unteren Drehzahlgrenze für das verwendete Rotorlageschätzverfahren erreicht werden. Die Rotorlageschätzung basiert dabei auf der Auswertung eines grundfrequenten Maschinenmodells.

Da die Strangströme einer elektrischen Maschine auf Grund ihres induktiven Verhaltens bei Umrichterspeisung durch Geradenabschnitte angenähert werden können, wird in [13] der Stromverlauf während der aktiven Spannungszustände durch lineare Regressionsgeraden approximiert. Die somit ermittelten Stromanstiege während der aktiven Spannungszustände werden für die Rotorlageschätzung verwendet. Bei kleinen Drehzahlen ist der Modulationsgrad des Pulswechselrichters eher gering, was zu einer kurzen zeitlichen Dauer der aktiven

Spannungszustände führt. Zudem führen parasitäre Effekte unmittelbar nach dem Schalten der Leistungshalbleiter zu Oszillationen im Stromverlauf und mindern die Signalqualität der Stromerfassung während der aktiven Spannungszustände. Bei [13] hat sich gezeigt, dass eine ausreichende Signalqualität nur bei einer längeren zeitlichen Dauer der aktiven Spannungszustände möglich ist und somit eine hohe Injektionsamplitude erfordert.

Das Verfahren zur Annäherung des Stromverlaufs wurde in [14], [15] auf die zeitliche Dauer der Nullspannungszustände angewendet. Da der Pulswechselrichter in diesen Zeitbereichen keine Schaltvorgänge ausführt, gibt es hier nur eine geringfügige Beeinflussung durch parasitäre Effekte. Auf Grund des geringen Modulationsgrades des Pulswechselrichters bei kleinen Drehzahlen und der somit großen zeitlichen Dauer der Nullspannungszustände können die Regressionsgeraden mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis gegenüber Strommessrauschen bestimmt werden. Aus diesen Regressionsgeraden wird dann der mittlere Stromanstieg während der aktiven Spannungszustände rekonstruiert. Es sei angemerkt, dass diese Arbeiten den Untersuchungen, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden, am nächsten sind. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Überabtastung der Stromerfassung zudem genutzt, um mit einem neuartigen Verfahren den Spannungsfehler des Pulswechselrichters hochdynamisch zu kompensieren. Dazu wird auch ein initiales Auto-Commissioning vorgestellt, mit dem die Nichtlinearität des Pulswechselrichters mit der vorhandenen Stromsensorik initial identifiziert werden kann. Durch die hochdynamische Stromerfassung auf Grund der Überabtastung können auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf der Maschine erfasst werden. Dies ermöglicht ein neuartiges Verfahren, um die Stromabhängigkeit der Maschineninduktivitäten initial zu vermessen, welches ebenfalls in dieser Arbeit vorgestellt wird. Durch die beschriebenen Auto-Commissioning Verfahren können somit die für die geberlose Regelung relevanten Parameter initial ermittelt werden. Das Verfahren in [15] verwendet die Arbitrary Injection Methode nach [16], welches die Rotorlageschätzung in statorfesten Koordinaten ausführt. Darauf aufbauend wird in dieser Arbeit ein neuartiges Verfahren in rotierenden Koordinaten vorgestellt. Dabei ist das Verfahren im Hinblick auf eine geringe Rechenintensität und eine einfache Implementierbarkeit auf einem FPGA optimiert. Das Verfahren basiert ebenfalls auf einer Tracking-Struktur mit Verwendung des Gradientenabstiegsverfahrens¹⁾ mit konstanter Schrittweite (GDM), wobei hier als Grundlage [2] zu nennen ist. Es sei jedoch angemerkt, dass in [2] noch keine Überabtastung behandelt wird.

Wie in dieser Arbeit durch Simulation und experimentelle Ergebnisse gezeigt wird, führen alle Beiträge dazu, dass die Dynamik der geberlosen Regelung deutlich gesteigert wird. Dabei wird gezeigt, dass das neuartige Verfahren zur Rotorlageschätzung auf Basis der Überabtastung eine resultierende Drehzahlregelung ermöglicht, deren Dynamik einer geberbehafteten Regelung sehr nahe kommt. Ein Vergleich mit der DSP-basierten Rotorlageschätzung [2] zeigt eine deutliche Steigerung der Dynamik und einen geringeren Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine. Die Grundlage für das neuartige Verfahren ist jedoch eine hochdynamische Stromerfassung und eine FPGA-basierte Signalverarbeitung.

¹⁾engl. gradient descent method (GDM)

1.2 Übersicht

Zunächst wird in Kapitel 2 die Modellierung der PMSM vorgestellt. Es werden dabei die aus der Literatur bekannten Aspekte berücksichtigt, die einen wesentlichen Einfluss auf die geberlose Regelung ausüben. Anschließend wird in Kapitel 3 die Modellierung des Pulswechselrichters dargestellt. Hier wird ein Schwerpunkt auf die nichtlinearen Übertragungseigenschaften gelegt. Das anschließende Kapitel 4 gibt eine Einführung in den Stand der Forschung der geberlosen Regelung. Detailliert wird auf den Flussbeobachter in rotierenden Koordinaten eingegangen, welcher eine wesentliche Grundlage für diese Arbeit darstellt. In Kapitel 5 wird ein neuartiger Ansatz zur Identifikation der Maschineninduktivitäten hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit vorgestellt, da auf Grund der hochdynamischen Stromerfassung bei Überabtastung auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf erfasst und ausgewertet werden können. Kapitel 6 stellt ein neuartiges hochdynamisches Verfahren zur Kompensation der nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters dar. Es wird auch ein Verfahren zur initialen Identifikation dieser nichtlinearen Übertragungseigenschaften vorgestellt. In Kapitel 7 wird ein neuartiges Verfahren zur Anisotropie-basierten Rotorlageschätzung bei Überabtastung in rotierenden Koordinaten vorgestellt. Dieses Verfahren ist als reduzierte Beobachter-Struktur realisiert. Für den Beobachterschätzfehler werden Stromanstiege ausgewertet, sodass eine hohe Schätzdynamik entsteht. In dem Kapitel wird ferner ein Vergleich mit dem Flussbeobachter in Bezug auf die resultierenden Übertragungsfunktionen der Schätzdynamiken vorgestellt. Kapitel 8 stellt anschließend Simulationsergebnisse dar, wobei auch der Flussbeobachter mit der reduzierten Beobachter-Struktur verglichen wird und es erfolgt eine Sensitivitätsanalyse im Hinblick auf Parameterschätzfehler. Experimentelle Ergebnisse und einen Vergleich der erreichbaren Dynamiken zeigt Kapitel 9. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf zukünftige Forschungsschwerpunkte.

2 Modellierung der PMSM

Die Grundlage für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit ist die korrekte Modellierung der Leistungselektronik und der elektrischen Maschine. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Modellierung der PMSM. Dabei wird ersichtlich, welche Zustandsgrößen im System vorliegen und es wird eine Simulation ermöglicht. Zunächst wird ein vereinfachtes Hauptwellenmodell der PMSM in Abschnitt 2.1 vorgestellt, wie es aus der Literatur entsprechend [5], [17], [18] bekannt ist. Anhand von zahlreichen Veröffentlichungen hat sich gezeigt, dass dieses vereinfachte Modell erweitert werden muss, um das Betriebsverhalten der PMSM für die geberlose Regelung ausreichend genau zu beschreiben. Daher wird die Modellierung erweitert, sodass auch Oberschwingungen der Flussverkettung und die durch Sättigung resultierende Gegeninduktivität berücksichtigt werden können.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass die Bemessung der PMSM für die geberlose Regelung nicht Gegenstand dieser Arbeit ist, da dies ein eigenes komplexes Themengebiet darstellt. Das vereinfachte Hauptwellenmodell in Abschnitt 2.1 wird iterativ erweitert, um obige Effekte zu berücksichtigen. Die Zielsetzung ist, dass im Hinblick auf die Modellierung ein regelungstechnisches Modell der PMSM entsteht. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

2.1 Vereinfachtes Modell der PMSM

An dieser Stelle soll zunächst das Klemmenverhalten der PMSM und das zugehörige elektrische Ersatzschaltbild (ESB) genauer betrachtet werden. Als vereinfachtes Modell wird hier das Hauptwellenmodell der PMSM behandelt. Die Bildung des inneren Drehmomentes und somit die Kopplung zum mechanischen Modell des Antriebssystems wird in Abschnitt 2.2 behandelt. Das elektrische ESB der Maschine ist in Abb. 2.1 dargestellt. Es handelt sich um eine dreisträngige Maschine in Sternschaltung, wobei der Sternpunkt nicht angeschlossen bzw. isoliert ist.

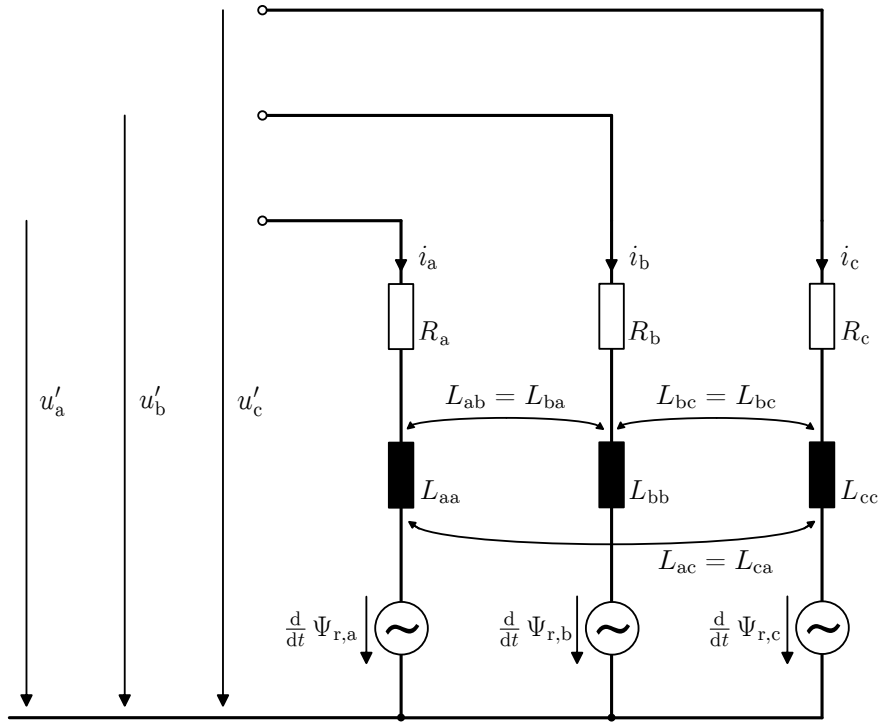


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild der PMSM in Sternschaltung

Die zu dem ESB gehörende Differentialgleichung (DGL) der Strangspannungen \vec{u}'_{abc} ist durch

$$\begin{aligned}
 \vec{u}'_{abc} &= \mathbf{R}_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,abc} \\
 &= \mathbf{R}_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{L,abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,abc} \\
 &= \mathbf{R}_{abc} \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{abc} \vec{i}_{abc} \right) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,abc}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

beschrieben. Der resultierende Verkettungsfluss der Maschine $\vec{\Psi}_{res,abc}$ besteht aus zwei Komponenten. Die Verkettungsflusskomponente $\vec{\Psi}_{L,abc}$ wird durch den Statorstrom \vec{i}_{abc} verursacht. Unter Vernachlässigung von Wirbelströmen wird die andere Verkettungsflusskomponente $\vec{\Psi}_{r,abc}$ allein durch die Permanentmagnete des Rotors erzeugt. Die Induktivitätsmatrix der Maschine wird mit \mathbf{L}_{abc} bezeichnet und \mathbf{R}_{abc} beschreibt die Widerstandsmatrix. Die Elemente der einzelnen Matrizen werden durch

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} u'_a \\ u'_b \\ u'_c \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r,a} \\ \Psi_{r,b} \\ \Psi_{r,c} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

ersichtlich. Gemäß der Nomenklatur sind die Selbstinduktivität einer und die Gegeninduktivität zweier Wicklungsstränge berücksichtigt. Auf Grund der Sternschaltung der Maschine ergibt sich, dass die Summe der drei Strangströme zu jedem Zeitpunkt Null ergeben muss

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad . \quad (2.3)$$

Die Spannungen, Ströme sowie die magnetischen Verkettungsflusskomponenten der dreiphasigen Maschine können nach [19] als räumliche Vektoren (Raumzeiger) aufgefasst werden. Die Koordinatensysteme (KOS), die im Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden, sind in Abb. 2.2 dargestellt. Die a-Achse zeigt in Richtung der Ständerwicklungsachse 1 der Maschine, während die b- und c-Achse in Richtung der Ständerwicklungsachse 2 sowie 3 zeigen. Dabei bilden die α - sowie die β -Achse zusammen ein statorfestes orthogonales Koordinatensystem. Die α -Achse zeigt in Richtung der a-Achse. Die \hat{d} - sowie \hat{q} -Achse stellen ein Koordinatensystem dar, welches gegenüber dem $\alpha\beta$ -KOS um den Schätzwinkel der elektrischen Rotorlage $\hat{\gamma}_{el}$ verdreht ist. Die d- sowie q-Achse beschreiben ein rotorfestes KOS, welches mit dem Winkel der elektrischen Rotorlage γ_{el} gegenüber dem $\alpha\beta$ -KOS verdreht ist. Der Zusammenhang mit der mechanischen Rotorlage γ_{mech} ist über die Polpaarzahl p der Maschine

$$\gamma_{el} = p \gamma_{mech} \quad (2.4)$$

gegeben.

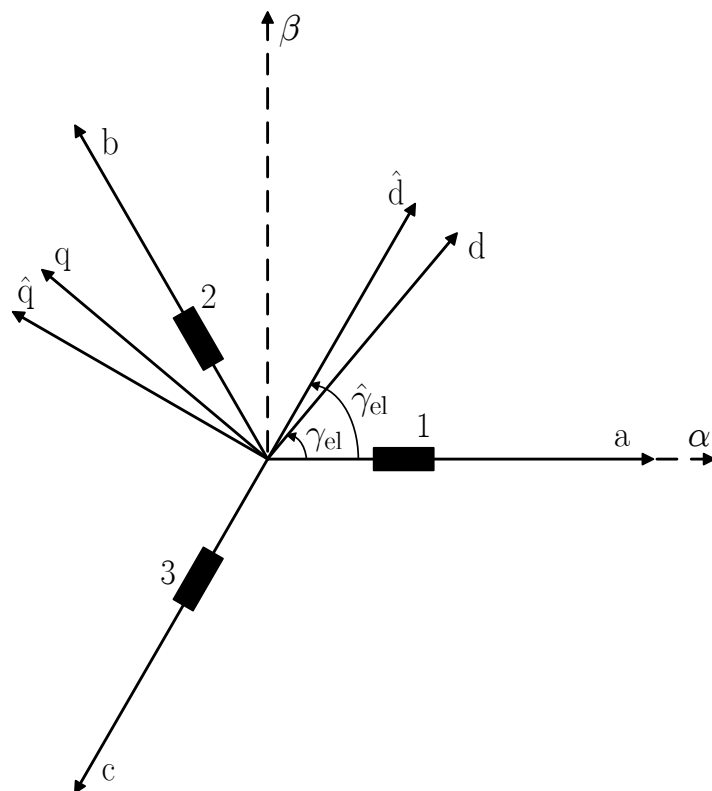


Abbildung 2.2: Definition der Koordinatensysteme, dq-KOS, $\alpha\beta$ -KOS in Bezug zum abc-KOS

Zur Veranschaulichung des dq-KOS ist in Abb. 2.3 ein exemplarischer Rotorquerschnitt einer PMSM dargestellt. Die Rotorkonstruktion weist vergrabene Permanentmagnete (PM) auf und realisiert ein magnetisches System der Polpaarzahl 2. Die d-Achse zeigt in Richtung des

PM-Flusses und wird in der Literatur [17], [18], [19] auch als direkte Achse bezeichnet. Die q-Achse ist gegenüber der d-Achse um 90° elektrisch verdreht und wird auch als Querachse bezeichnet. Da das PM-Material des Rotors nahezu die gleiche differentielle Permeabilität wie Luft hat, ergibt sich, dass der magnetische Leitwert des Rotors in Bezug auf den Umfang nicht konstant ist. Diese Schwankung des Leitwerts des gesamten magnetischen Systems der Maschine weist bei einem symmetrischen Ständer je nach Rotordesign ein Maximum bzw. ein Minimum in Richtung der d- bzw. q-Achse auf. Diese Anisotropie zeigt sich in einer Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix von der Rotorlage und kann bei Drehzahl Null für die Rotorlagegeschätzung ausgewertet werden.

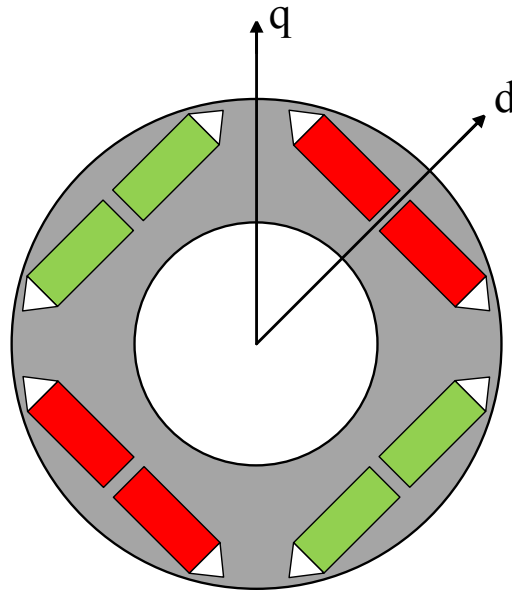


Abbildung 2.3: Exemplarischer Rotorquerschnitt einer PMSM zur Veranschaulichung des dq-KOS

Die zeitlichen Augenblickswerte der Stranggrößen des Dreiphasensystems im abc-KOS können unter Berücksichtigung der Lage der Wicklungsachsen entsprechend [5], [19], [20] in das $\alpha\beta$ -KOS transformiert und als komplexer Raumzeiger dargestellt werden

$$\vec{x} = \frac{2}{3} (x_a + \underline{a}x_b + \underline{a}^2x_c) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad . \quad (2.5)$$

Dieser komplexe Raumzeiger \vec{x} wird durch seine orthogonalen Komponenten

$$\vec{x} = x_\alpha + jx_\beta \quad (2.6)$$

ausgedrückt. Hierbei handelt es sich um eine amplitudeninvariante Transformation. Im Hinblick auf harmonische Verläufe der Stranggrößen bewirkt diese Transformation, dass der Betrag des Raumzeigers der Amplitude der Stranggrößen entspricht. Die Transformation lässt sich auch in Matrixschreibweise entsprechend

$$\vec{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \vec{x}_{\text{abc}} \quad (2.7)$$

darstellen. Hierbei wird zusätzlich noch eine Nullkomponente berücksichtigt, welche jedoch

nicht zur Drehmomentbildung beiträgt. Die verwendete Transformationsmatrix ist mit

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

gegeben. Diese Vorschrift fungiert als Modaltransformation und wird als Clarke-Transformation bezeichnet, welche somit das Gleichungssystem vom ständerfesten abc-KOS in das orthogonale $\alpha\beta 0$ -KOS transformiert. Durch die Modaltransformation wird die Induktivitätsmatrix \mathbf{L}_{abc} diagonalisiert, was zu einer Vereinfachung des Gleichungssystems führt. Die Rücktransformation ist durch

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & 1 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

gegeben. Dabei gilt

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,\text{abc}} = \mathbf{E} \quad (2.10)$$

wobei \mathbf{E} die Einheitsmatrix darstellt. Durch linksseitige Multiplikation mit der Matrix $\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}$ ergibt sich die Transformation des Gleichungssystems (2.1)

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \vec{u}_{\text{abc}} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \left(\mathbf{R}_{\text{abc}} \vec{i}_{\text{abc}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{res,abc}} \right) \quad (2.11)$$

Mit Anwendung von Gl. (2.10) für die Einheitsmatrix ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{R}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \vec{i}_{\text{abc}} \\ &+ \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{L}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \vec{i}_{\text{abc}} \right) \\ &+ \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r,abc}} \quad (2.12) \end{aligned}$$

Durch Einführen der Ströme in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ folgt

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{R}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\ &+ \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{L}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\ &+ \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r,abc}} \quad (2.13) \end{aligned}$$

Da die zeitliche Ableitung der Transformationsmatrix $\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}$ Null ist, folgt daraus

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{R}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\ &+ \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{L}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \right) \\ &+ \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r,abc}} \quad .\end{aligned}\quad (2.14)$$

Als Transformation für die Widerstands- sowie die Induktivitätsmatrix ergibt sich folglich der Zusammenhang

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \mathbf{X}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \quad .\quad (2.15)$$

Das Spannungsdifferentialgleichungssystem in orthogonalen $\alpha\beta$ -Koordinaten ist somit durch

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \right) + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{r},\alpha\beta 0} \\ &= \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \left(\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} \right)\end{aligned}\quad (2.16)$$

und mit

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} = \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \Psi_{\text{r},\alpha\beta 0} \quad .\quad (2.17)$$

gegeben. Werden nur die drehmomentbildenden $\alpha\beta$ -Komponenten betrachtet, so ergibt sich nach Gl. (2.18) für die einzelnen Elemente der Matrizen

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} &= R \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\left(\Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{\text{el}}) & \sin(2\gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2\gamma_{\text{el}}) & -\cos(2\gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{d}{dt} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_{\text{el}}) \\ \sin(\gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \quad ,\end{aligned}\quad (2.18)$$

wobei Gl. (2.19) gilt

$$\Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2} \quad , \quad \Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad , \quad \mathbf{R}_{\alpha\beta} = R \mathbf{E} \quad \text{mit} \quad R = R_a = R_b = R_c \quad .\quad (2.19)$$

Dabei wird angenommen, dass die elektrischen Widerstände in jedem Strang gleich groß sind. Zudem wird deutlich, dass die Induktivitätsmatrix eine Abhängigkeit von der elektrischen Rotorlage γ_{el} aufweist. Diese Gl. (2.18) entstammt der Modellierung, dass in der d- und der q-Achse ein unterschiedlicher magnetischer Leitwert existiert, was durch Vergleich mit Gl. (2.39) deutlich wird.

Nun erfolgt die Transformation in das rotierende $\hat{d}\hat{q}$ -KOS. Die Transformation nach Gl. (2.20) ist eine Koordinatendrehung um die 0-Achse des $\alpha\beta$ 0-KOS. Es ergibt sich

$$\vec{x}_{\hat{d}\hat{q}0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \vec{x}_{\alpha\beta 0} \quad (2.20)$$

mit der Transformationsmatrix

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}_{el}) & \sin(\hat{\gamma}_{el}) & 0 \\ -\sin(\hat{\gamma}_{el}) & \cos(\hat{\gamma}_{el}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} .$$

Ferner gilt

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{\hat{d}\hat{q}0, \alpha\beta 0} = \mathbf{E} \quad (2.21)$$

mit der inversen Transformationsmatrix

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}_{el}) & -\sin(\hat{\gamma}_{el}) & 0 \\ \sin(\hat{\gamma}_{el}) & \cos(\hat{\gamma}_{el}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} .$$

Die Transformation in das $\hat{d}\hat{q}$ 0-KOS kann auch direkt aus dem abc-KOS erfolgen kann, wobei gilt

$$\mathbf{T}_{abc, \hat{d}\hat{q}0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{abc, \alpha\beta 0} \quad , \quad (2.22)$$

mit

$$\mathbf{T}_{abc, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{abc, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} = \mathbf{T}_{abc, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{\hat{d}\hat{q}0, abc} = \mathbf{E} \quad .$$

Ausgehend von Gl. (2.16) in $\alpha\beta$ 0-Koordinaten erfolgt die Transformation nach Gl. (2.23) durch linksseitige Multiplikation mit der Matrix $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \vec{u}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \frac{d}{dt} \left(\vec{\Psi}_{res, \alpha\beta 0} \right) \quad . \quad (2.23)$$

Durch Einführen der Größen in $\hat{d}\hat{q}$ 0-Koordinaten ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}0} &= \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}0} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} \vec{\Psi}_{res, \hat{d}\hat{q}0} \right) \\ &= \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}0} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} \right) \vec{\Psi}_{res, \hat{d}\hat{q}0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res, \hat{d}\hat{q}0} \quad . \end{aligned} \quad (2.24)$$

Anhand der Kettenregel folgt

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}0} = \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}0} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}0} + \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0} \frac{d}{d\hat{\gamma}_{el}} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{d}\hat{q}0}^{-1} \right) \vec{\Psi}_{res, \hat{d}\hat{q}0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res, \hat{d}\hat{q}0} \quad . \quad (2.25)$$

Dabei gilt

$$\frac{d}{d\hat{\gamma}_{el}} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{\Delta}q 0}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{\Delta}q 0}^{-1} \mathbf{J} \quad ,$$

mit

$$\mathbf{J} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \hat{\Delta}q 0} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad .$$

Für die transformierte Spannungsdifferentialgleichung der PMSM ergibt sich somit

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{\Delta}q 0} &= \mathbf{R}_{\hat{\Delta}q 0} \vec{i}_{\hat{\Delta}q 0} + \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{res, \hat{\Delta}q 0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res, \hat{\Delta}q 0} \\ &= \mathbf{R}_{\hat{\Delta}q 0} \vec{i}_{\hat{\Delta}q 0} + \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J} \left(\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q 0} \vec{i}_{\hat{\Delta}q 0} + \vec{\Psi}_{r, \hat{\Delta}q 0} \right) + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q 0} \vec{i}_{\hat{\Delta}q 0} + \vec{\Psi}_{r, \hat{\Delta}q 0} \right) \quad . \end{aligned} \quad (2.26)$$

Bei linksseitiger Multiplikation eines Vektors mit der Matrix \mathbf{J} wird eine Drehung dieses Vektors in eine mathematisch positive Drehrichtung um $\frac{\pi}{2}$ erzielt. Dabei ist $\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q 0}$ die Induktivitätsmatrix in rotierend geschätzten Koordinaten.

Für eine einfachere Darstellung soll im Folgenden die Nullkomponente vernachlässigt werden und es erfolgt die Bestimmung von $\mathbf{R}_{\hat{\Delta}q}$, $\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q}$ und $\vec{\Psi}_{r, \hat{\Delta}q}$ ausgehend von Gl. (2.18).

Für die Widerstandsmatrix $\mathbf{R}_{\hat{\Delta}q}$ ergibt sich

$$\mathbf{R}_{\hat{\Delta}q} = \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q} \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q} \mathbf{R} \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q}^{-1} = \mathbf{R} \quad . \quad (2.27)$$

Für die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q}$ ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\hat{\Delta}q} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q}^{-1} \quad (2.28) \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}_{el}) & \sin(\hat{\gamma}_{el}) \\ -\sin(\hat{\gamma}_{el}) & \cos(\hat{\gamma}_{el}) \end{pmatrix} \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{el}) & \sin(2\gamma_{el}) \\ \sin(2\gamma_{el}) & -\cos(2\gamma_{el}) \end{pmatrix} \right) \\ &\quad \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}_{el}) & -\sin(\hat{\gamma}_{el}) \\ \sin(\hat{\gamma}_{el}) & \cos(\hat{\gamma}_{el}) \end{pmatrix} \quad . \end{aligned}$$

Durch Vereinfachen der Terme folgt

$$\mathbf{L}_{\hat{\Delta}q} = \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & \sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \\ \sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & -\cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \end{pmatrix} \right) \quad .$$

Für die Flussverkettung der Permanentmagnete ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_{r, \hat{\Delta}q} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{\Delta}q} \vec{\Psi}_{r, \alpha\beta} \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}_{el}) & \sin(\hat{\gamma}_{el}) \\ -\sin(\hat{\gamma}_{el}) & \cos(\hat{\gamma}_{el}) \end{pmatrix} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_{el}) \\ \sin(\gamma_{el}) \end{pmatrix} \quad . \end{aligned} \quad (2.29)$$

Durch Vereinfachen der Terme folgt

$$\vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} = \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \\ \sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \end{pmatrix} .$$

Diese Anteile werden im Folgenden in die Gl. (2.26) eingesetzt. Für eine einfachere Übersicht erfolgt eine Umstellung der Terme, sodass sich

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = & \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) + \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} \\ & + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} \end{aligned} \quad (2.30)$$

ergibt. Für die Anteile der Polradspannung folgt

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} &= \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \\ \cos(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \end{pmatrix} \\ &+ \left(\frac{d\gamma_{\text{el}}}{dt} - \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \right) \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \\ \cos(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \end{pmatrix} \\ &= \frac{d\gamma_{\text{el}}}{dt} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \\ \cos(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.31)$$

Für den Anteil der rotatorisch selbstinduzierten Spannung auf Grund der Koordinatendrehung ergibt sich

$$\frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} = \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} -\sin(2(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}})) & \cos(2(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}})) \\ \cos(2(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}})) & \sin(2(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}})) \end{pmatrix} \right) \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} . \quad (2.32)$$

Für die zeitlichen Ableitungen von γ_{el} , $\hat{\gamma}_{\text{el}}$ wird im Folgenden die elektrische Drehzahl ω_{el} und die geschätzte elektrische Drehzahl $\hat{\omega}_{\text{el}}$ entsprechend

$$\omega_{\text{el}} = \frac{d\gamma_{\text{el}}}{dt}, \quad \hat{\omega}_{\text{el}} = \frac{d\hat{\gamma}_{\text{el}}}{dt} \quad (2.33)$$

eingesetzt. Der Rotorlageschätzfehler γ_{er} wird durch

$$\gamma_{\text{er}} = \gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}} \quad (2.34)$$

definiert. Durch Einsetzen obiger Anteile in die Gl. (2.30) ergibt sich

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} &= R \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{\text{el}} \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} -\sin(2\gamma_{\text{er}}) & \cos(2\gamma_{\text{er}}) \\ \cos(2\gamma_{\text{er}}) & \sin(2\gamma_{\text{er}}) \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left(\left(\Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{\text{er}}) & \sin(2\gamma_{\text{er}}) \\ \sin(2\gamma_{\text{er}}) & -\cos(2\gamma_{\text{er}}) \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \\ &+ \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{\text{er}}) \\ \cos(\gamma_{\text{er}}) \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.35)$$

Unter der Annahme kleiner Rotorlagegeschätzfehler kann die obige Gl. (2.35) vereinfacht werden zu

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} &= R \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{\text{el}} \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} -2\gamma_{\text{er}} & 1 \\ 1 & 2\gamma_{\text{er}} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left(\left(\Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} 1 & 2\gamma_{\text{er}} \\ 2\gamma_{\text{er}} & -1 \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \\ &+ \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{er}} \\ 1 \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.36)$$

Setzt man für die Induktivitäten Gl. (2.19) ein, so ergibt sich durch Vereinfachen der Terme

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} &= R \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{\text{el}} \left(\begin{pmatrix} 0 & -L_{\text{q}} \\ L_{\text{d}} & 0 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} -2\gamma_{\text{er}} & 0 \\ 0 & 2\gamma_{\text{er}} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left(\left(\begin{pmatrix} L_{\text{d}} & 0 \\ 0 & L_{\text{q}} \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{\text{er}} \\ 2\gamma_{\text{er}} & 0 \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \\ &+ \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{er}} \\ 1 \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.37)$$

Durch Umstellen der Terme und Ausklammern von \mathbf{J} folgt schließlich

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} &= R \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \begin{pmatrix} L_{\text{d}} & 0 \\ 0 & L_{\text{q}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_{\text{d}} & 0 \\ 0 & L_{\text{q}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \\ &+ \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} + 2\hat{\omega}_{\text{el}} \Delta L \gamma_{\text{er}} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left(2\Delta L \gamma_{\text{er}} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) + \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \gamma_{\text{er}} \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.38)$$

Um ein besseres Verständnis zu bekommen, wird nun zunächst die Spannungsdifferentialgleichung der Maschine in dq-Koordinaten betrachtet. Es sei angemerkt, dass die Transformation des Maschinenmodells von $\alpha\beta$ -Koordinaten in das dq-KOS als Park-Transformation bezeichnet

net wird. Da das Maschinenmodell bereits in beliebig rotierenden Koordinaten vorliegt, wird in Gl. (2.35) für den Rotorlageschätzfehler lediglich Null eingesetzt, womit sich

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{el} \mathbf{J} \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) + \omega_{el} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

ergibt. Durch Vergleich von Gl. (2.38) und Gl. (2.39) kann festgestellt werden, dass sich eine Fehlorientierung bzw. Verdrehung des Koordinatensystems gegenüber dem dq-KOS wie die Wirkung einer zusätzlich überlagerten Störspannung \vec{u}_{error} an der Maschine auswirkt

$$\begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \hat{\omega}_{el} \mathbf{J} \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) + \omega_{el} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} + \vec{u}_{error} \quad , \quad (2.40)$$

sofern der Rotorlageschätzfehler ausreichend klein ist. Dies begründet die Motivation, dass die Rotorlage der Maschine mit einem Störgrößenbeobachter geschätzt werden kann. Diese Störspannung besteht aus drei Anteilen, die im Folgenden kurz erläutert werden.

Der Anteil gemäß

$$\vec{u}_{error,1} = 2 \hat{\omega}_{el} \Delta L \gamma_{er} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

hängt proportional von der Größe des Rotorlageschätzfehlers ab. Ferner ist der Anteil proportional zur Größe der Induktivitätsdifferenz in der d- und q-Achse (magnetische Anisotropie). Aufgrund des Synchronismus der PMSM muss gelten, dass das grundfrequente Verhalten von $\hat{\omega}_{el}$ der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} entspricht, sodass stationär gilt $\hat{\omega}_{el} = \omega_{el}$. Damit wird deutlich, dass dieser Anteil im Stillstand verschwindet und nicht für die Rotorlageschätzung im Stillstand ausgewertet werden kann.

Der zweite Anteil von \vec{u}_{error}

$$\vec{u}_{error,2} = \frac{d}{dt} \left(2 \Delta L \gamma_{er} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \quad (2.42)$$

hängt vom Rotorlageschätzfehler ab und ist proportional zur magnetischen Anisotropie der Maschine. Dieser Anteil hängt nicht von der Drehzahl ab und kann somit zur Rotorlageschätzung im Stillstand ausgewertet werden. Dafür ist jedoch eine zeitliche Änderung der Strangströme erforderlich. Aus diesem Grund muss stets eine wechselnde bzw. hochfrequente Spannungsanregung erfolgen, die dann eine ausreichend große zeitliche Änderung der Strangströme verursacht. Verfahren, die auf der Auswertung dieses Anteils basieren, werden

Anisotropie-Verfahren genannt. Der dritte Anteil von \vec{u}_{error}

$$\vec{u}_{\text{error},3} = \omega_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \gamma_{\text{er}} \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

ist proportional zum Rotorlageschätzfehler, zur Flussverkettung der Permanentmagnete Ψ_{PM} und zur elektrischen Drehzahl der Maschine. Je größer die Drehzahl ist, desto höher ist somit die Signalintensität. Es wird auch deutlich, dass dieser Anteil im Stillstand nicht verwendet werden kann, sodass eine untere Drehzahlgrenze besteht. Verfahren, die auf der Auswertung dieses Anteils basieren werden EMF-Verfahren genannt.

2.2 Bildung des Drehmomentes

Die Luftspaltleistung P_{δ} einer elektrischen Maschine ergibt sich nach [2], [21], [22] aus der zugeführten elektrischen Leistung vermindert um die Stromwärmeverluste in der Ständerwicklung gemäß

$$P_{\delta} = P_{\text{el}} - P_{\text{cu}} = \vec{u}_{\text{abc}}^T \vec{i}_{\text{abc}} - \vec{i}_{\text{abc}}^T \mathbf{R}_{\text{abc}} \vec{i}_{\text{abc}} \quad , \quad (2.44)$$

sofern die Eisenverluste im Ständer und die Zusatzverluste vernachlässigt sind. Auch die Nutrastrmomente der Maschine sind vernachlässigt. Die Luftspaltleistung lässt sich nach [2] mit Hilfe der Flussverkettung ausdrücken, wobei die Gl. (2.1) im abc-KOS zugrunde liegt. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} P_{\delta} &= \frac{d}{dt} \left(\vec{\Psi}_{\text{res,abc}}^T \left(\gamma_{\text{el}}, \vec{i}_{\text{abc}} \right) \vec{i}_{\text{abc}} \right) \\ &= \left(\frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res,abc}}}{\partial \vec{i}_{\text{abc}}} \frac{d \vec{i}_{\text{abc}}}{dt} \right)^T \vec{i}_{\text{abc}} + \left(\frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res,abc}}}{\partial \gamma_{\text{el}}} \right)^T \frac{d}{dt} \gamma_{\text{el}} \vec{i}_{\text{abc}} \quad . \end{aligned} \quad (2.45)$$

Der linke Anteil der Luftspaltleistung beschreibt die Änderung der magnetischen Feldenergie der Ständerspulen und beinhaltet die Ableitung der Flussverkettung nach den Strangströmen. Der zweite Anteil beschreibt die Änderung der magnetischen Koenergie und beinhaltet die Ableitung der Flussverkettung nach der Rotorlage γ_{el} . Nach [2], [21], [23] lässt sich durch die Änderung der Koenergie das Drehmoment berechnen. Es gilt für das innere Drehmoment m_i

der Maschine

$$m_i = \left(\frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res,abc}}}{\partial \gamma_{\text{el}}} \right)^T \vec{i}_{\text{abc}} \quad . \quad (2.46)$$

Die Berechnung des Drehmomentes kann nach [2] statt im abc-KOS auch im $\alpha\beta$ - bzw. dq-KOS durchgeführt werden. Nach [2] gilt für die Berechnung in $\alpha\beta$ -Koordinaten

$$m_i = \frac{3}{2} \left(\frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta}}{\partial \gamma_{\text{el}}} \right)^T \vec{i}_{\alpha\beta} \quad . \quad (2.47)$$

Der Faktor $\frac{3}{2}$ ist erforderlich, da in dieser Arbeit die amplitudeninvariante anstatt der leistungsinvarianten Transformation verwendet wird. Die Berechnung in dq-Koordinaten erfolgt nach [2] gemäß

$$m_i = \frac{3}{2} \left(p \left(\mathbf{J} \vec{\Psi}_{\text{res,dq}} \right)^T \vec{i}_{\text{dq}} + \left(\frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res,dq}}}{\partial \gamma} \right)^T \vec{i}_{\text{dq}} \right) \quad . \quad (2.48)$$

Wenn nur das Hauptwellenmodell der PMSM betrachtet wird, ergibt sich nach [2], [5], [22] der bekannte Ausdruck

$$m_i = \frac{3}{2} p \left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d \right) \quad , \quad (2.49)$$

mit

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d i_d + \Psi_{\text{PM}} \\ \Psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad . \quad (2.50)$$

An dieser Stelle wird der Vorteil der Park-Transformation und der darauf basierenden weit verbreiteten feldorientierten Regelung (FOR) deutlich. Wenn der d-Strom auf einem konstanten Wert gehalten wird, lässt sich das Drehmoment der Maschine bei Vernachlässigung von Sättigungseffekten linear durch den q-Strom einstellen.

2.3 Berücksichtigung von Oberschwingungen der Flussverkettung

Im Folgenden soll das in Abschnitt 2.1 dargestellte vereinfachte Modell erweitert werden, sodass auch das Auftreten von Oberwellen der Luftspaltinduktion (Oberfelder) berücksichtigt wird. Die Oberfelder bewirken hinsichtlich der Klemmengrößen der Maschine Oberschwingungen in Strom und Spannung. Oberwellen sind dabei nach [17], [18], [24] Harmonische, die eine periodische Abhängigkeit von einer Ortskoordinate haben. Unter einer Oberschwingung versteht man nach [17], [18], [24] eine Harmonische, die eine periodische Abhängigkeit von der Zeit aufweist. Da in dieser Arbeit die geberlose Regelung im Vordergrund steht, werden nur Oberschwingungen auf Grund von Oberfeldern gemäß [2] berücksichtigt, die eine Abhängigkeit von der Rotorlage aufweisen. Die Modellierung dieser Oberschwingungen erfolgt dabei anhand der Flussverkettung

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) = \sum_v \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta,v} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) \quad (2.51)$$

mit der Ordnungszahl v . Die resultierende Flussverkettung wird gemäß Gl. (2.52) aufgeteilt in einen Anteil $\vec{\Psi}_{\text{L},\alpha\beta,v}$, welcher von der Induktivitätsmatrix abhängt und einen Anteil $\vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta,v}$, der durch die Permanentmagnete des Rotors erzeugt wird

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) &= \sum_v \vec{\Psi}_{\text{L},\alpha\beta,v} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) + \sum_v \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta,v} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) \\ &= \sum_v \mathbf{L}_{\alpha\beta,v} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) \vec{i}_{\alpha\beta} + \sum_v \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta,v} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) \quad . \end{aligned} \quad (2.52)$$

Das bisher dargestellte Hauptwellenmodell nach Abschnitt 2.1 berücksichtigt lediglich die Ordnungszahl $v = p$ der Durchflutungswelle sowie $v = 2p$ der Leitwertwelle wegen der magnetischen Anisotropie des Rotors. Zunächst soll der Anteil $\vec{\Psi}_{\text{L},\alpha\beta,v}$ betrachtet werden. Da der magnetische Leitwert des Rotors in Bezug auf den Umfang nicht konstant ist, ergibt sich eine Abhängigkeit der Stranginduktivitäten von der Rotorlage. Treten gegenüber der Ordnung $v = 2p$ weitere Schwankungen des Leitwertes auf, so führen diese zu weiteren harmonischen Anteilen entsprechend Gl. (2.52), deren Ordnung sich von $v = 2p$ unterscheidet. In Bezug auf die Anisotropie basierte geberlose Regelung wird in diesem Fall von dem Mehrfachanisotropie-Effekt gesprochen. Dieser Effekt kann durch das Maschinendesign bzw. die Rotorgeometrie aber auch durch Sättigungseffekte entstehen. Die resultierende Induktivitätsmatrix lautet

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} \right) &= \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &+ \sum_v \Delta L_v \begin{pmatrix} \cos \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},v} \right) & \sin \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},v} \right) \\ \sin \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},v} \right) & -\cos \left(\frac{v}{p} \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},v} \right) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.53)$$

mit

$$\Delta L_\nu = \frac{L_{d,\nu} - L_{q,\nu}}{2} \quad .$$

Die Amplitude der Oberharmonischen wird mit ΔL_ν beschrieben und $\varphi_{L,\nu}$ ist die entsprechende Phasenlage. Im $\hat{d}\hat{q}$ -KOS gilt für die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = & \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & \sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \\ \sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & -\cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \end{pmatrix} \\ & + \sum_{\nu=3p}^{\infty} \Delta L_\nu \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,\nu}\right) & \sin\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,\nu}\right) \\ \sin\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,\nu}\right) & -\cos\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,\nu}\right) \end{pmatrix} \quad . \end{aligned} \quad (2.54)$$

Nun soll der Anteil $\vec{\Psi}_{r,\alpha\beta,\nu}$ der resultierenden Flussverkettung untersucht werden, der durch die Permanentmagnete hervorgerufen wird. Es besteht die Annahme, dass die Luftspaltinduktion der Permanentmagnete Oberwellen aufweist und keinen rein sinusförmigen Verlauf über den Umfang besitzt. Die Flussverkettung wird durch

$$\vec{\Psi}_{r,\alpha\beta} \left(\frac{\nu}{p} \gamma_{el} \right) = \sum_{\nu} \Psi_{PM,\nu} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} + \varphi_{PM,\nu}\right) \\ \sin\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} + \varphi_{PM,\nu}\right) \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

beschrieben. Oberharmonische sind dabei Anteile, die sich von der Ordnung $\nu = p$ unterscheiden. Im $\hat{d}\hat{q}$ -KOS ergibt sich für die oberharmonischen Spannungsanteile

$$\vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} = \Psi_{PM} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el}) \\ \sin(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el}) \end{pmatrix} + \sum_{\nu=2p}^{\infty} \Psi_{PM,\nu} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,\nu}\right) \\ \sin\left(\frac{\nu}{p}\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,\nu}\right) \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

Entsprechend Abschnitt 2.1 gilt für das Maschinenmodell im $\hat{d}\hat{q}$ -KOS

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = & \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) + \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} \\ & + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} \quad . \end{aligned} \quad (2.57)$$

Für den Anteil der Polradspannung gilt

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,\hat{d}\hat{q}} &= \frac{\hat{\gamma}_{el}}{dt} \sum_v \Psi_{PM,v} \begin{pmatrix} -\sin\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \\ \cos\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \end{pmatrix} \\
&+ \left(\frac{v}{p} \frac{\gamma_{el}}{dt} - \frac{\hat{\gamma}_{el}}{dt}\right) \sum_v \Psi_{PM,v} \begin{pmatrix} -\sin\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \\ \cos\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \end{pmatrix} \\
&= \frac{d\gamma_{el}}{dt} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el}) \\ \cos(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el}) \end{pmatrix} \\
&+ \frac{v}{p} \frac{d\gamma_{el}}{dt} \sum_{v=2p}^{\infty} \Psi_{PM,v} \begin{pmatrix} -\sin\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \\ \cos\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{PM,v}\right) \end{pmatrix} \quad (2.58)
\end{aligned}$$

Es wird ersichtlich, dass durch die Transformation in geschätzte $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten im Argument der trigonometrischen Funktionen jeweils $\hat{\gamma}_{el}$ subtrahiert wird.

Für den Anteil der rotatorisch selbstinduzierten Spannung auf Grund der Koordinatendrehung ergibt sich

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \mathbf{J}_{L,\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} &= \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \left(\Sigma L \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} -\sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & \cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \\ \cos(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) & \sin(2(\gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el})) \end{pmatrix} \right) \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\
&+ \frac{d\hat{\gamma}_{el}}{dt} \sum_{v=3p}^{\infty} \Delta L_v \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,v}\right) & \sin\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,v}\right) \\ \sin\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,v}\right) & -\cos\left(\frac{v}{p} \gamma_{el} - 2\hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,v}\right) \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad (2.59)
\end{aligned}$$

Hierbei wird durch die Transformation in geschätzte $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten im Argument der trigonometrischen Funktionen jeweils $2\hat{\gamma}_{el}$ subtrahiert.

2.4 Berücksichtigung der Gegeninduktivität zwischen der d- und der q-Achse

Dieser Effekt basiert auf der Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials und wird hinsichtlich der geberlosen Regelung als Cross-Coupling-Effect bzw. Cross-Saturation-Effect bezeichnet. Die in diesem Zusammenhang zu modellierende Gegeninduktivität zwischen der d- und der q-Achse verursacht, dass sich die Achse der Anisotropie durch Sättigung aus der d-Achse (der PM-Flussverkettung) herausbewegen kann. In rotierenden dq-Koordinaten lässt

sich diese Gegeninduktivität L_{dq} in der Induktivitätsmatrix gemäß

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{pmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

modellieren. Im statorfesten $\alpha\beta$ -KOS gilt nach [2]

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\alpha\beta} = & \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{el}) & \sin(2\gamma_{el}) \\ \sin(2\gamma_{el}) & -\cos(2\gamma_{el}) \end{pmatrix} \\ & + L_{dq} \begin{pmatrix} -\sin(2\gamma_{el}) & \cos(2\gamma_{el}) \\ \cos(2\gamma_{el}) & \sin(2\gamma_{el}) \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.61)$$

In geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten folgt für die Induktivitätsmatrix

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = & \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{er}) & \sin(2\gamma_{er}) \\ \sin(2\gamma_{er}) & -\cos(2\gamma_{er}) \end{pmatrix} \\ & + L_{dq} \begin{pmatrix} -\sin(2\gamma_{er}) & \cos(2\gamma_{er}) \\ \cos(2\gamma_{er}) & \sin(2\gamma_{er}) \end{pmatrix} . \end{aligned} \quad (2.62)$$

Um zu verdeutlichen, dass die Achse der Anisotropie verschoben wird, werden die Terme in Gl. (2.62) umgestellt. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = & \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ & + \sqrt{\Delta L^2 + L_{dq}^2} \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) & \sin(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) \\ \sin(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) & -\cos(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.63)$$

mit

$$\begin{aligned} \varphi_{L_{dq}} &= \arctan \frac{L_{dq}}{\Delta L} & \text{für } \Delta L > 0 \\ \varphi_{L_{dq}} &= \arctan \frac{L_{dq}}{\Delta L} + \pi & \text{für } \Delta L < 0 . \end{aligned}$$

Anhand der Gl. (2.63) ist erkennbar, dass die Gegeninduktivität L_{dq} zu einem Winkel-Offset $\varphi_{L_{dq}}$ führt, der sich auf den Schätzfehler der Rotorlage γ_{er} auswirkt.

An dieser Stelle soll die Annahme kleiner Rotorlageschätzfehler auf die Induktivitätsmatrix

$L_{\hat{d}\hat{q}}$ angewendet werden. Es ergibt sich

$$\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = \Sigma L \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} 1 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & -1 \end{pmatrix} + L_{dq} \begin{pmatrix} -2\gamma_{er} & 1 \\ 1 & 2\gamma_{er} \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

bzw.

$$\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} + L_{dq} \begin{pmatrix} -2\gamma_{er} & 0 \\ 0 & 2\gamma_{er} \end{pmatrix} . \quad (2.65)$$

Hierbei wird deutlich, dass der Term bei L_{dq} von dem Term bei ΔL entkoppelt ist.

2.5 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel stellt die Modellierung der PMSM dar. Zunächst wird ein vereinfachtes Modell in statorfesten abc-Koordinaten aufgeführt. Dieses Modell wird zunächst in die statorfesten orthogonalen $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert. Anschließend erfolgt die Transformation in ein mit dem Rotorlageschätzwinkel beliebig verdrehtes $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinatensystem. Dabei wird erläutert, dass sich das Maschinenmodell in rotorfesten dq-Koordinaten aus dem Modell in $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten ergibt, wenn der Rotorlageschätzwinkel durch den Winkel der elektrischen Rotorlage ersetzt wird. Unter der Annahme von kleinen Rotorlageschätzfehlern wird ersichtlich, dass eine Fehlorientierung des $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinatensystems gegenüber dem dq-Koordinatensystem wie die Wirkung einer zusätzlich überlagerten Störspannung an der Maschine fungiert. Diese Störspannung wird hinsichtlich ihrer Anteile analysiert und es zeigt sich, dass bei höheren Drehzahlen eine auf der Polradspannung basierte Komponente für die Rotorlageschätzung ausgewertet werden kann, die jedoch eine untere Drehzahlgrenze aufweist. Es zeigt sich zudem, dass bei Drehzahl Null eine Komponente ausgewertet werden kann, die auf einer Abhängigkeit der Maschineninduktivitäten von der Rotorlage basiert. Hierfür ist jedoch eine zeitliche Änderung der Strangströme erforderlich.

Das Kapitel erläutert die Bildung des Drehmoments und erweitert die Modellierung der Maschine zur Berücksichtigung von Oberwellen der Luftspaltinduktion. Diese Oberwellen sind räumliche Harmonische mit einer periodischen Abhängigkeit von einer Ortskoordinate. Bezogen auf die Klemmengrößen der Maschine bewirken diese Oberschwingungen, d.h. Harmonische mit einer periodischen Abhängigkeit von der Zeit. Es wird dargestellt, wie sich diese Oberschwingungen im Maschinenmodell in geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten beschreiben lassen. Desweiteren wird der Einfluss des Cross-Saturation-Effect, bzw. der durch Sättigung resultierenden Gegeninduktivität zwischen den d- und q-Achsen, modelliert. Diese Gegeninduktivität verursacht, dass sich die Achse der Anisotropie aus der d-Achse (der PM-Flussverkettung) unter Last herausbewegen kann. Die hier dargestellte Modellierung stellt die Grundlage für die Analyse der Verfahren zur geberlosen Regelung in den folgenden Kapiteln dar.

3 Modellierung der Leistungselektronik

Dieses Kapitel stellt die Modellierung der Leistungselektronik vor. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein dreiphasiger Zweipunktwechselrichter mit Gleichspannungs-Zwischenkreis gemäß Abb. 3.1 verwendet. Die Leistungshalbleiter sind Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (engl. metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET) und die Ansteuerung ist eine Pulsdauermodulation (engl. Pulse-Width-Modulation, PWM). Der Schwerpunkt des Kapitels konzentriert sich auf die nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters. Auf Grund dieser Effekte weicht die vom Pulswechselrichter erzeugte Strangspannung von ihrem geforderten Sollwert ab. Dieser Abbildungsfehler entspricht einer Störspannung und bewirkt einen Rotorlageschätzfehler, da die geberlose Regelung auf einem Vergleich der Stromantwort der elektrischen Maschine mit dem Sollwert der gestellten Strangspannung basiert. Als Ursache für die nichtlinearen Übertragungseigenschaften wird die Wirkung der erforderlichen Schaltverzugszeit hinsichtlich der Ansteuerung der Leistungshalbleiter zusammen mit dem Einfluss der parasitären Kapazitäten, auch bekannt als Totzeiteffekt (engl. Dead-Time-Effect) [25], betrachtet. Ferner wird der Einfluss der Durchlassspannungen der Leistungshalbleiter aufgezeigt.

Abschnitt 3.1 erläutert die Pulsdauermodulation und den Einfluss der Schaltverzugszeit. In diesem Zusammenhang wird zunächst aufgezeigt, welchen Verlauf bei gegebener Sollspannung die ideale Spannung hat, wenn keine nichtlinearen Übertragungseigenschaften wirken. Anschließend wird bzgl. der Schaltverzugszeit die Störspannung erläutert, welche sich aus dem Kommutierungsverhalten der antiparallelen Dioden ergibt. In Abschnitt 3.2 wird die Auswirkung der parasitären Kapazitäten dargestellt. Abschnitt 3.3 beschäftigt sich mit den Durchlassspannungen der MOSFETs. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

3.1 Pulsdauermodulation und Einfluss der Schaltverzugszeit

Der dreiphasige Zweipunktwechselrichter in Abb. 3.1 mit den drei Halbbrücken A,B,C besteht aus den sechs MOSFETs T_{1o} , T_{1u} , T_{2o} , T_{2u} , T_{3o} , T_{3u} . Die Gleichspannung U_d versorgt den Zwischenkreis, welcher aus den beiden identisch aufgebauten Kondensatoren $C_{Zk,1}$ und $C_{Zk,2}$ besteht. Die antiparallelen Dioden der MOSFETs sind D_{1o} , D_{1u} , D_{2o} , D_{2u} , D_{3o} , D_{3u} . Die Ausgangsspannungen u_a , u_b , u_c sind auf die Referenz des Gleichspannungs-Zwischenkreises bezogen. Aus diesen bilden sich die Strangspannungen u'_a , u'_b , u'_c der Maschine in Sternschaltung und die Nullpunktspannung u_0 . Die parasitären Kapazitäten der MOSFETs, welche nach [25] für die Bildung der Ausgangsspannungen relevant sind, werden durch C_{1o} bis C_{3u}

modelliert. Nach [26], [27] ergibt sich für die Nullpunktspannung

$$u_0 = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} . \quad (3.1)$$

Für eine Strangspannung u'_x gilt

$$u'_x = u_x - u_0 . \quad (3.2)$$

Somit folgt für die Transformation der Ausgangsspannungen in die zugehörigen Strangspannungen

$$\vec{u}'_{abc} = \begin{pmatrix} u'_a \\ u'_b \\ u'_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} . \quad (3.3)$$

Die acht möglichen Schaltzustände $\vec{s}(t)$ des Zweipunktwechselrichters sind in Abb. 3.2

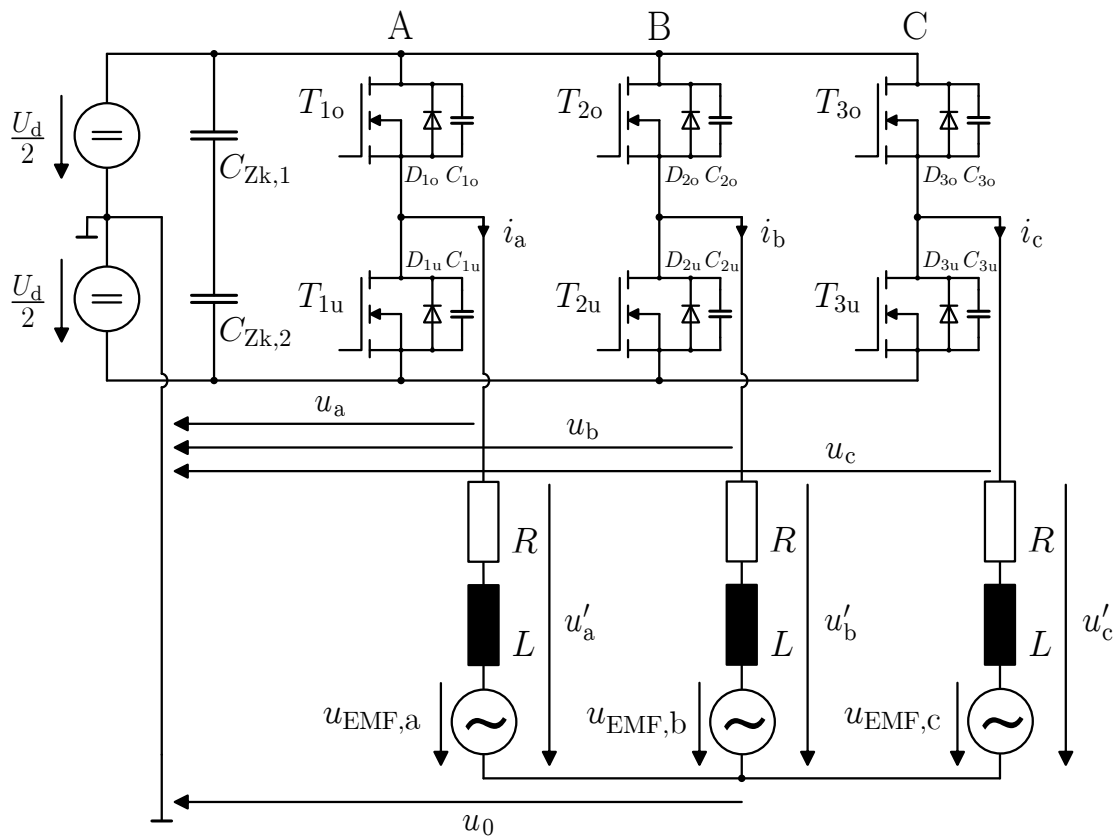


Abbildung 3.1: Topologie des dreiphasigen Pulswechselrichters mit angeschlossener Maschine

dargestellt. Eine positive Eins bezeichnet dabei für eine Halbbrücke eine Ausgangsspannung von $\frac{U_d}{2}$, während eine negative Eins einer Ausgangsspannung von $-\frac{U_d}{2}$ entspricht. Somit gilt

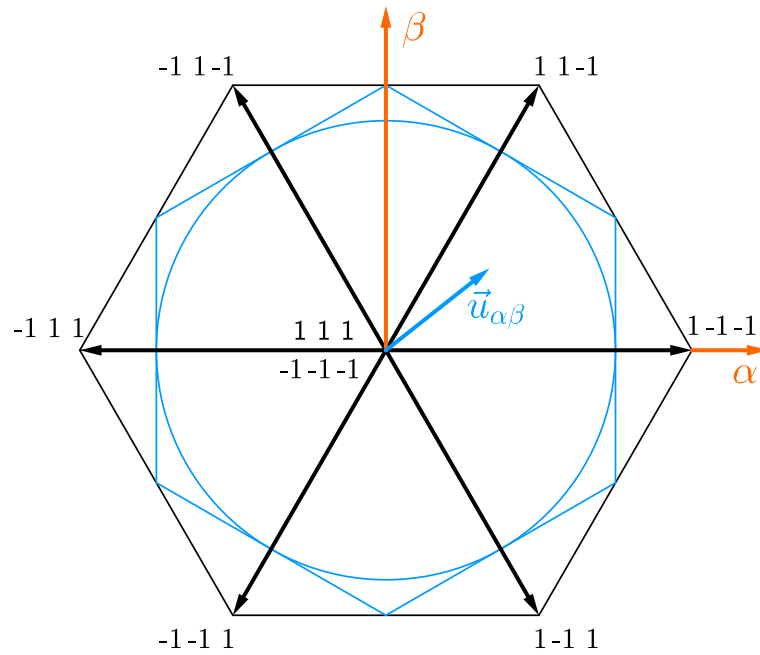


Abbildung 3.2: Schaltzustände des Zweipunktwechselrichters

für die Ausgangsspannungen

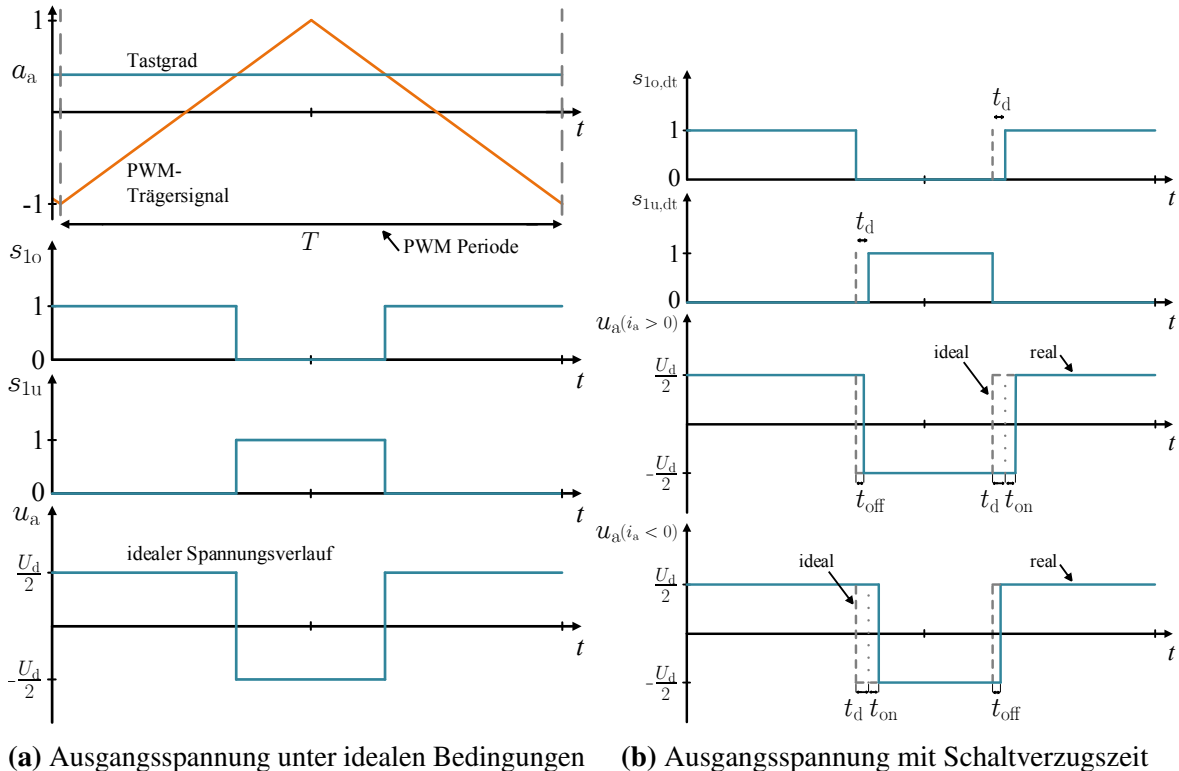
$$\vec{u} = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{U_d}{2} \begin{pmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{pmatrix} = \frac{U_d}{2} \vec{s}(t) \quad \text{mit } s_i \in (-1; +1) \quad . \quad (3.4)$$

Die Schaltzustände $(-1 -1 -1)$, $(1 1 1)$ erzeugen gemäß Gl. (3.3) Spannungen, die in jedem Strang Null ergeben und werden in dieser Arbeit Nullspannungszustände genannt. Die anderen Schaltvektoren erzeugen Strangspannungen, welche von Null verschieden sind und werden in dieser Arbeit aktive Spannungszustände genannt. Berechnet man die Länge des Vektors \vec{u}_{abc} so ergibt sich für die aktiven Spannungszustände eine Länge von $2\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2}$. In Abb. 3.2 ist zudem die Orientierung des $\alpha\beta$ -KOS in Bezug zu den Schaltvektoren dargestellt. Es sei angemerkt, dass in dieser Arbeit auf Grund der kleinen Drehzahlen und der somit geringen Gegenspannungen der elektrischen Maschine keine Harmonische dritter Ordnung der Grundfrequenz eingepreßt wird, sodass nur Spannungsamplituden der Grundschwingung kleiner $\frac{U_d}{2}$ realisiert werden. Dies wird durch den Kreis in Abb. 3.2 aufgezeigt.

Im Folgenden wird die Erzeugung der Pulsdauermodulation exemplarisch an Halbbrücke A erläutert. Das PWM-Trägersignal in Abb. 3.3 variiert im Bereich von -1 bis 1 und definiert mit seiner Periodizität die Taktfrequenz f bzw. die Taktperiode T des Pulswechselrichters. Für alle Halbbrücken wird dasselbe PWM-Trägersignal verwendet. Der Aussteuergrad

$$a_a = \frac{u'_{a,\text{set}}}{\frac{U_d}{2}} \quad (3.5)$$

wird mit dem PWM-Trägersignal verglichen, was zur Bildung des Schaltsignals s_{1o} zur Ansteuerung des oberen Leistungshalbleiter T_{1o} führt. Ist der Aussteuergrad größer als das PWM-Trägersignal so ist s_{1o} logisch 1, andernfalls logisch 0. Das Schaltsignal s_{1u} für den unteren Leistungshalbleiter T_{1u} ist demgegenüber logisch negiert. Unter Annahme eines idealen Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter ergibt sich mit den Schaltsignalen s_{1o} und s_{1u} der dargestellte ideale Spannungsverlauf. Alle Abweichungen von diesem Spannungsverlauf sind das Ergebnis von Nichtlinearitäten und Störeinflüssen und wirken als Abbildungsfehler auf die geberlose Rotorlageschätzung.



(a) Ausgangsspannung unter idealen Bedingungen (b) Ausgangsspannung mit Schaltverzugszeit

Abbildung 3.3: Erzeugung der Pulsdauermodulation und resultierende Ausgangsspannung

Auf Grund der Bauteil bedingten endlichen Schaltzeiten (t_{on} und t_{off}) der Leistungshalbleiter bzgl. des Ein- und Ausschaltvorgangs, besteht die Notwendigkeit einer Schaltverzugszeit hinsichtlich der Ansteuerung der Leistungshalbleiter. Vereinfachend besteht die Näherung, dass die MOSFETs T_{1o} , T_{1u} , T_{2o} , T_{2u} , T_{3o} , T_{3u} die gleichen Schaltzeiten (t_{on} und t_{off}) aufweisen. Die Schaltverzugszeit wird häufig auch als Totzeit t_d (engl. dead-time) bezeichnet. Zur Veranschaulichung sei angenommen, dass T_{1o} elektrisch leitend ist und in den nicht-leitenden Zustand wechseln soll. Zudem soll mit der nächsten Schalthandlung T_{1u} leitend werden, der zuvor nicht-leitend war. Würde sich wegen der endlichen Schaltzeiten ein Zeitraum ergeben, indem beide Leistungshalbleiter leitend sind, so resultiert ein Kurzschließen der Zwischenkreisspannung, was auf Grund der relevanten niederohmigen Masche einen unzulässig hohen Strom verursacht. Die Schaltverzugszeit wird realisiert, indem das leitend werden eines Leistungshalbleiters verzögert wird (Einschaltverzögerung). Während der Totzeit sind beide Leistungshalbleiter nicht leitend und die Maschineninduktivitäten verursachen, dass die Strangströme i_a , i_b , i_c weiterfließen und sich somit über die antiparallelen Dioden als Freilaufkreise schließen. Abhängig vom Vorzeichen der Strangströme während der Totzeit ergibt sich somit ein Spannungsfehler entsprechend einer Spannungs-Zeit-Fläche, wie in

Abb. 3.3 zu sehen ist. Dabei ist in Abb. 3.3 angenommen, dass das Stromvorzeichen über die gesamte Taktperiode konstant ist. Für den Mittelwert des resultierenden Spannungsfehlers einer Halbbrücke bezogen auf eine PWM-Periode folgt

$$\begin{aligned}
 u_{td,x} &= -U_d \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T} \text{sign}(i_x) \\
 &= -U_d \frac{t_{d,res}}{T} \text{sign}(i_x) \\
 &= -U_d t_{d,res} f \text{sign}(i_x) \quad .
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Der Term $\text{sign}(i_x)$ veranschaulicht das nichtlineare Verhalten des Spannungsfehlers. Zudem wird deutlich, dass der Spannungsfehler proportional zur resultierenden Totzeit $t_{d,res}$, zur Zwischenkreisspannung und zur Taktfrequenz zunimmt. Dieser Spannungsfehler kann auch als eine Störspannung angesehen werden, welche dem Sollwert der Ausgangsspannung überlagert ist und durch den Pulswechselrichter erzeugt wird. Die resultierende Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$u_x = u_{set,x} + u_{er,x} = u_{set,x} + u_{td,x} \quad . \tag{3.7}$$

Um den Einfluss der Störspannung zu veranschaulichen, wird diese gemäß [2] als Raumzeiger dargestellt, wobei die Definition nach Gl. (2.5) zugrunde liegt. Damit resultiert die Transformation

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{td,\alpha\beta} &= -\frac{2}{3} |u_{td,x}| \left(\text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \text{sign}(i_c) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \\
 &= -\frac{2}{3} |u_{td,x}| \sec(\vec{i}) \\
 &= -\frac{2}{3} \left(U_d \frac{t_{d,res}}{T} \right) \sec(\vec{i})
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

mit

$$\sec(\vec{i}) = \text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \text{sign}(i_c) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad .$$

Die möglichen Raumzeiger in Abhängigkeit vom Strom sind in Abb. 3.4 dargestellt. Dabei ist die $\alpha\beta$ -Ebene in die sechs Sektoren (S_1 bis S_6) aufgeteilt. Abhängig davon, in welchem der Sektoren sich der Stromraumzeiger $\vec{i}_{\alpha\beta}$ befindet, ergibt sich ein entsprechender Raumzeiger der Störspannung ($\vec{u}_{td,1}$ bis $\vec{u}_{td,6}$). Bei einem rotierenden Stromraumzeiger wechselt stets nach 60° elektrisch das Vorzeichen einer der drei Strangströme, womit sich auch die Lage des Raumzeigers der Störspannung verändert. Diese Orientierung wird in Gl. (3.8) durch $\sec(\vec{i})$ beschrieben. Dabei hat $\sec(\vec{i})$ eine Amplitude von zwei, sodass sich für den Betrag eines

Raumzeigers der Störspannung

$$|\vec{u}_{td}| = \frac{4}{3} U_d \frac{t_{d,res}}{T} \quad (3.9)$$

ergibt.

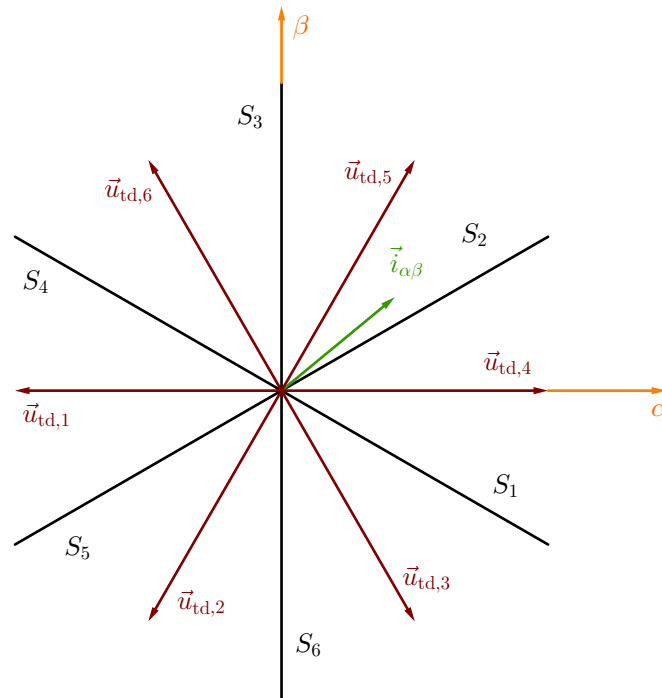


Abbildung 3.4: Mögliche Raumzeiger der Störspannung nach [2]

3.2 Auswirkung der parasitären Kapazitäten

Im Folgenden wird der Einfluss der parasitären Kapazitäten C_{1o} bis C_{3u} auf die resultierende Störspannung betrachtet. Diese Kapazitäten ergeben sich durch Zusammenfassung der parasitären Kapazitäten der Leistungshalbleiter und werden vereinfachend als konstant angenommen. Nach [25], [28] ist diese Annahme zulässig, da die Kapazitäten nur noch geringfügig variieren sobald ein Spannungsniveau oberhalb weniger Volt erreicht ist. Bei sehr kleinen Spannungen verhalten sich die Kapazitäten sehr stark nichtlinear, aber in diesem Fall kann der Einfluss auf die resultierende Störspannung vernachlässigt werden, vgl. [28]. Der Einfluss der parasitären Kapazitäten auf den Totzeiteffekt wird anhand von einer Halbbrücke erläutert. Dabei wird ein positiver Strangstrom angenommen. Für einen negativen Strangstrom gelten analoge Betrachtungen. In Abb. 3.5.a ist der MOSFET T_{1o} leitend und der MOSFET T_{1u} nicht leitend. Der Strangstrom wird von T_{1o} geführt. Die untere parasitäre Kapazität C_{1u} ist auf die Zwischenkreis-spannung U_d aufgeladen, während C_{1o} entladen ist. Zu Beginn der Schaltverzugszeit in Abb. 3.5.b sind T_{1o} und T_{1u} nicht leitend. Die Diode D_{1u} kann den Strangstrom nicht übernehmen, da an dieser die Spannung $u_{C_{1u}}$ in Sperrichtung anliegt, welche

zunächst der Zwischenkreis-spannung entspricht. Durch den Strangstrom kommt es nun zur Umladung der Kapazitäten C_{1o} und C_{1u} , wobei diese in Parallelschaltung wirken. Als Folge der Umladung wird C_{1u} entladen und C_{1o} aufgeladen. Für die Spannung über der unteren

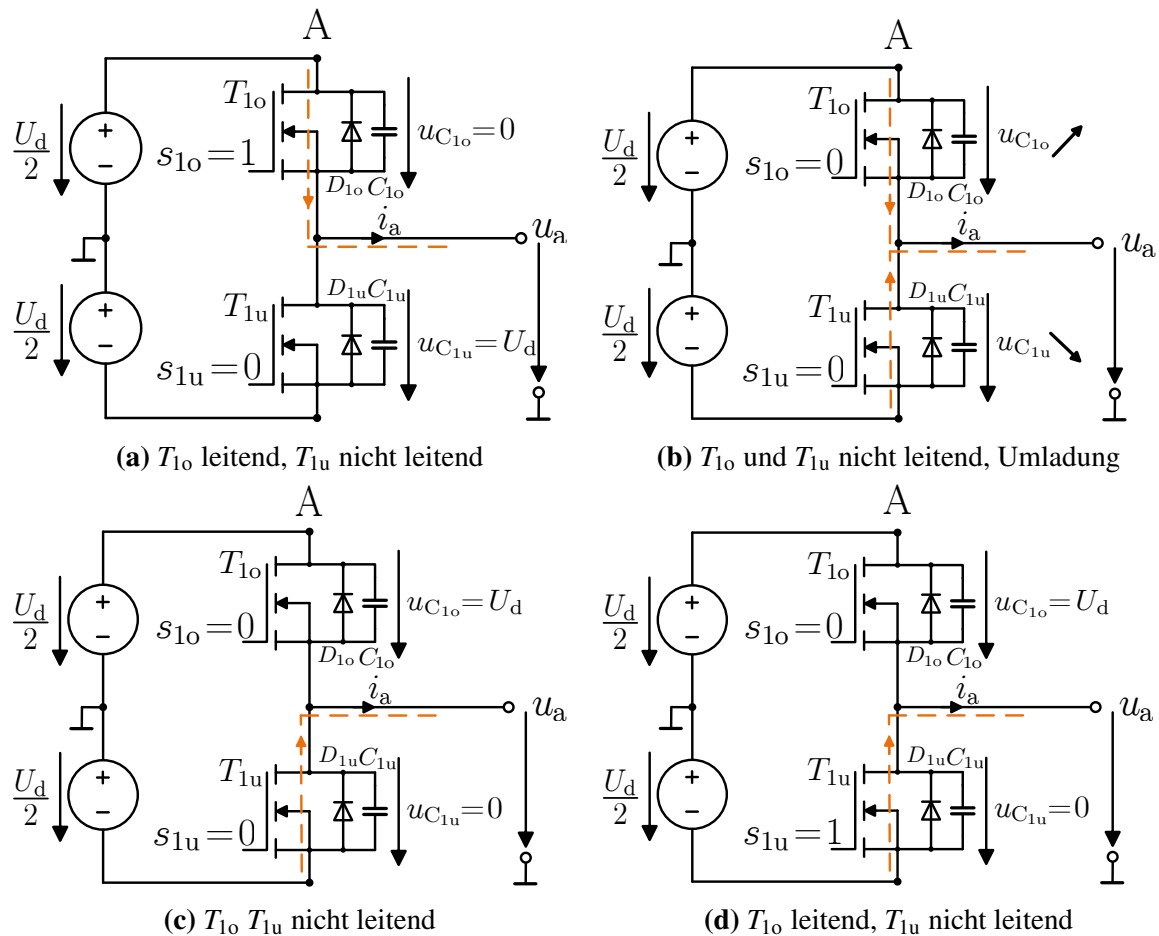


Abbildung 3.5: Schaltverhalten mit Umladung der parasitären Kapazitäten während der Schaltverzugszeit

parasitären Kapazität gilt während des Entladevorganges nach [28]

$$u_{C_{1u}} = U_d - \frac{1}{C_{1u} + C_{1o}} \int i_a dt \quad . \quad (3.10)$$

Nach Umladung der Kapazitäten führt in Abb. 3.5.c die Diode D_{1u} den Strom. In Abb. 3.5.d ist die Schaltverzugszeit abgeschlossen, sodass T_{1o} nicht leitend und T_{1u} leitend ist, wobei dieser den Strom führt. Hier ist der Fall dargestellt, dass die Umladung der Kapazitäten innerhalb der Schaltverzugszeit abgeschlossen ist. Die Größe des Strangstromes bestimmt maßgeblich die zeitliche Dauer der Umladung. Dabei gilt: je größer der Strangstrom, desto kürzer ist die zeitliche Dauer der Umladung. So ist es bei sehr kleinen Strangströmen möglich, dass die Umladung mit dem Ende der Schaltverzugszeit noch nicht abgeschlossen ist. In diesem Fall werden die Kondensatoren schlagartig umgeladen, wenn der einzuschaltende Leistungshalbleiter leitend wird. In Abb. 3.6 ist das Schaltverhalten ohne Umladung der parasitären Kapazitäten während der Schaltverzugszeit dargestellt. Der Strangstrom ist weiterhin positiv

und T_{1u} wird nicht leitend. Die untere Kapazität C_{1u} ist zu Beginn der Schaltverzugszeit entladen, sodass die Diode D_{1u} den Strangstrom führt. Während der Schaltverzugszeit kommt es somit zu keiner Umladung. Nach Ende der Schaltverzugszeit in Abb. 3.6.b ist T_{1o} leitend und die Kapazitäten werden schlagartig umgeladen. Der resultierende Verlauf der Ausgangs-

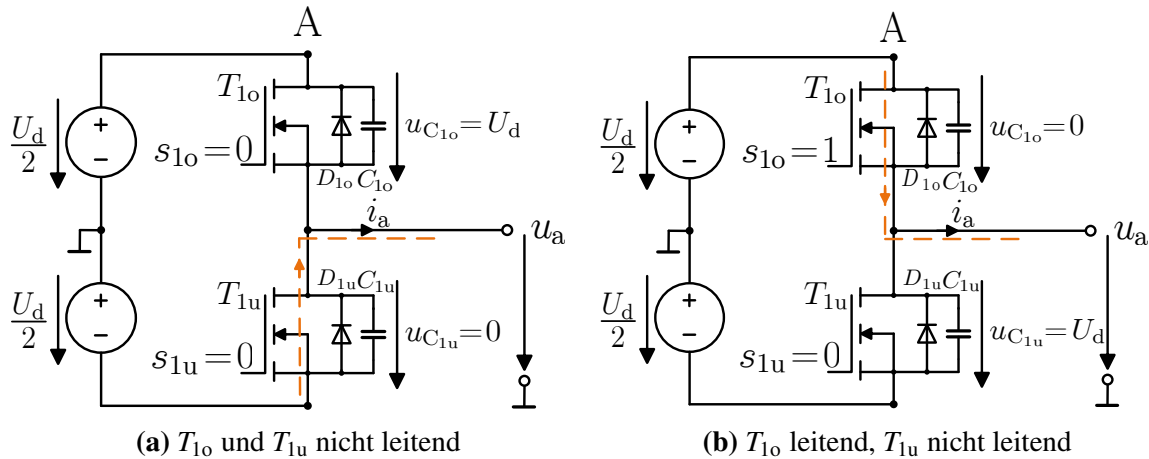


Abbildung 3.6: Schaltverhalten ohne Umladung der parasitären Kapazitäten während der Schaltverzugszeit

spannung über eine Taktperiode ist für einen positiven Strangstrom in Abb. 3.7.a und für einen negativen Strangstrom in Abb. 3.7.b dargestellt. Um eine übersichtlichere Darstellung zu ermöglichen, sind die Schaltzeiten t_{on} und t_{off} in Abb. 3.7 nicht berücksichtigt. Es zeigt sich, dass bei sehr kleinen Strangströmen der Mittelwert der resultierenden Störspannung über eine Taktperiode sehr gering ist und nur die Symmetrieachse des Pulsmusters verschoben wird. Nach dieser Betrachtung wirken sich die Kapazitäten positiv aus, da sie bei kleinen Strömen die resultierende Störspannung verringern. Dies gilt vorwiegend, wenn der Strangstrom sein Vorzeichen innerhalb einer PWM-Periode nicht ändert. Da die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung auf der Einprägung einer hochfrequenten Spannungsanregung basiert, sind eher häufige Nulldurchgänge der Strangströme zu erwarten.

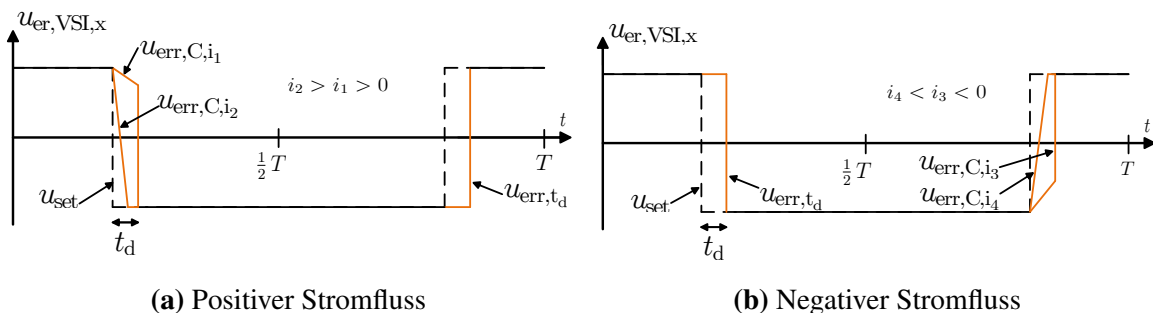


Abbildung 3.7: Resultierende Störspannung bei Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten

Für die Störspannung u_{C_x} aus der Wirkung der Kapazitäten ergibt sich nach [2] die Gl. (3.11)

und die Gl. (3.12)

$$u_{C_x} = \left(\text{sign}(i_x) U_d - \frac{t_{d,\text{res}}}{2(C_{1,o} + C_{1,u})} i_x \right) \left(\frac{t_{d,\text{res}}}{T} \right)$$

für $|i_x| \leq i_{u_{td/2}}$

(3.11)

$$u_{C_x} = \left(\frac{U_d^2}{2} \frac{C_{1,o} + C_{1,u}}{t_d} \right) \left(\frac{t_{d,\text{res}}}{T} \frac{1}{i_x} \right)$$

für $|i_x| > i_{u_{td/2}}$

mit $i_{u_{td/2}} = U_d \left(\frac{C_{1,o} + C_{1,u}}{t_d} \right)$.

(3.12)

Der Strom $i_{u_{td/2}}$ besagt, dass die Umladung der Kapazitäten so erfolgt, dass die Ausgangsspannung am Ende der Schaltverzugszeit $-\frac{U_d}{2}$ bzw. $\frac{U_d}{2}$ erreicht. Somit ergibt sich für die Ausgangsspannung einer Halbbrücke

$$\begin{aligned} u_x &= u_{\text{set},x} + u_{\text{td},x} + u_{C_x} \\ &= u_{\text{set},x} + u_{\text{er},x} \end{aligned}$$
(3.13)

3.3 Auswirkung der Durchlassspannungen

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Tatsache, dass über den Halbleiterbauelementen eine Spannung abfällt, sofern diese einen Strom führen. MOSFETs sind bidirektional leitend. Deren Durchlassspannung hängt linear vom Strom ab, was

$$u_{\text{MOS}} = r_{\text{ds}} i_{\text{ds}}$$
(3.14)

verdeutlicht. Dabei bezeichnet r_{ds} den differentiellen Widerstand sowie i_{ds} den Strom zwischen Drain und Source des MOSFETs. Diese lineare Abhängigkeit der Durchlassspannung vom Strom bedeutet, dass der Widerstand r_{ds} mit zum Widerstand der Maschine hinzu addiert werden kann. Somit ist der Einfluss der Durchlassspannung auf die geberlose Rotorlageschätzung als gering anzusehen. Voraussetzung ist allerdings, dass alle MOSFETs des Pulswechselrichters denselben differentiellen Widerstand aufweisen.

Die Durchlassspannung der Diode kann gemäß

$$u_D = U_{D0} + r_D i_d \quad (3.15)$$

beschrieben werden. Hierbei ist zu beachten, dass die Diode neben dem differentiellen Widerstand r_D zudem die in guter Näherung konstante Schleusenspannung U_{D0} aufweist. Durch diesen konstanten Anteil entsteht hinsichtlich des Mittelwertes der Ausgangsspannung über eine Taktperiode eine vom Strom nichtlinear abhängige Störspannung, die anhand von

$$u_{Th,x} = -\frac{U_{D0}}{2} \text{sign}(i_x) \quad (3.16)$$

beschrieben wird. Der Anteil, welcher linear vom Strom abhängt, kann vernachlässigt werden, da der Einfluss auf die geberlose Rotorlageschätzung gering ist. Zudem kann der Einfluss der Schleusenspannung der Diode bei Verwendung von MOSFETs nach [2] vernachlässigt werden.

3.4 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Modellierung der Leistungselektronik. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Zweipunktwechselrichter mit Gleichspannungs-Zwischenkreis verwendet, wobei als Leistungshalbleiter MOSFETs zum Einsatz kommen. Neben der analytischen Beschreibung der leistungselektronischen Topologie konzentriert sich das Kapitel auf die nichtlinearen Übertragungseigenschaften. Es wird der Einfluss der Schaltverzugszeit erläutert, welcher aus dem Kommutierungsverhalten der antiparallelen Dioden entsteht. Zudem wird die Auswirkung der parasitären Kapazitäten und der Durchlassspannungen der MOSFETs dargestellt. Zusammenfassend bewirken diese Effekte, dass die vom Pulswechselrichter erzeugte Strangspannung von ihrem geforderten Sollwert abweicht. Dieser Abbildungsfehler entspricht einer Störspannung, die sich negativ auf die Güte der Rotorlageschätzung auswirkt. Der zeitliche Mittelwert der resultierenden Störspannung über eine Taktperiode ist für die einzelnen Effekte jeweils analytisch beschrieben, sodass der Einfluss auf die geberlose Regelung in den folgenden Kapiteln erläutert werden kann.

4 Anisotropie basierte Verfahren der Rotorlageschätzung

Die in den Kapitel 2 und 3 dargestellte Modellierung des Antriebssystems bildet die Grundlage für die Untersuchung der Anisotropie basierten Verfahren zur Rotorlageschätzung. Dieses Kapitel gibt in Abschnitt 4.1 eine Einführung in den Stand der Forschung der geberlosen Regelung, was die Basis für das neuartige Verfahren in Kapitel 7 darstellt und zudem eine Einordnung ermöglicht. Das neuartige Verfahren geht als reduzierte Beobachter-Struktur direkt aus dem Flussbeobachter nach [2] hervor. Daher wird dieser detailliert in Abschnitt 4.2 dargestellt. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

4.1 Einführung

Nach [2], [3] konzentrierte sich die Forschung im Zeitraum der letzten 20 Jahre zunächst auf die Erarbeitung von Verfahren¹⁾, die auf der Auswertung der induzierten Spannung auf Grund der Rotation der Permanentmagnete basieren. Diese Polradspannung ist proportional zur Drehzahl, sodass bei Drehzahl Null diese Information nicht zur Rotorlageschätzung ausgewertet werden kann. Bei diesen Verfahren wird die untere Drehzahlgrenze nach [8] primär durch nichtlineare Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters bestimmt. Damit sind die nichtlinearen Anteile der Durchlassspannungen der Leistungshalbleiter sowie vorwiegend die Auswirkung der Schaltverzugszeiten hinsichtlich der Ansteuerung der oberen und unteren Transistoren eines Brückenweipaares gemeint. Zudem gibt es einen Einfluss der parasitären Kapazitäten der Leistungshalbleiter, vgl. Kapitel 3. Somit entsteht ein Abbildungsfehler zwischen der realisierten Spannung und dem beabsichtigten ²⁾ Sollwert der Spannung. Bei abnehmender Drehzahl der elektrischen Maschine resultiert ein abnehmender Modulationsgrad des Pulswechselrichters, während der absolute Abbildungsfehler der Spannung etwa gleich bleibt. Der relative Spannungsfehler wird bei kleineren Drehzahlen demnach größer und wirkt sich zunehmend störend auf die Genauigkeit der Rotorlageschätzung aus. Die untere Drehzahlgrenze wird nach [8] sekundär durch Oberharmonische der Polradspannung bedingt, die aber wie die Grundschwingung mit der Drehzahl abnehmen. Zudem sei erwähnt, dass sich grundsätzlich alle Fehler bzgl. der Parameterkenntnis der Maschine nach [2] auf die untere Drehzahlgrenze negativ auswirken. Im Verhältnis zu den Abbildungsfehlern des Pulswechselrichters sind diese Einflüsse aber eher nachrangig. Durch weitere Forschungen bzgl. der Parameteridentifikation der elektrischen Maschine und durch eine verbesserte Kompensation der nichtlinearen Übertragungseigenschaften besteht nach [3] das Potential, die

¹⁾bezeichnet als EMF-Verfahren

²⁾Dies ist die bekannte Spannung, welche für ein Schätzverfahren verwendet werden kann.

untere Drehzahlgrenze bis auf ca. 1 % der Bemessungsdrehzahl zu senken. Auch im Hinblick auf Induktionsmaschinen schildert [29] eine Drehzahlgrenze von unter 1 %, welche bei Berücksichtigung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters erreicht wurde.

Damit auch bei kleinen Drehzahlen sowie im Stillstand ohne mechanischen Geber ein hohes bzw. dynamisches Drehmoment realisiert werden kann, wurde die Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix von der Rotorlage hinsichtlich einer Auswertung untersucht. Dafür ist eine zeitliche Ableitung der Strangströme erforderlich, was die Anregung mit einem hochfrequenten Spannungssignal begründet. Somit führt die Auswertung der Stromantwort gegenüber der Spannungsanregung über die Induktivitätsmatrix auf die gesuchte Rotorlage.

Bei der **INFORM-Methode** [30], [31] wird die PWM-Modulation für kurze Zeiträume unterbrochen und es wird ein hohes Spannungssignal eingepreßt. Dieses Vorgehen wird im Folgenden kurz erläutert.

Es werden drei um 120° elektrisch zueinander versetzte Spannungsraumzeiger

$$\vec{u}_{1,\alpha\beta} = U e^{j0^\circ}, \quad \vec{u}_{2,\alpha\beta} = U e^{j120^\circ}, \quad \vec{u}_{3,\alpha\beta} = U e^{-j120^\circ} \quad (4.1)$$

nacheinander eingepreßt. Diese Spannungsanregung führt jeweils auf eine resultierende Änderung des Stromraumzeigers. Dabei beschreibt $\Delta \vec{i}$ die Stromänderung zwischen den Zeitpunkten t_1 und t_2 nach Gl. (4.2). Der eingepreßte Spannungsraumzeiger ist für die Dauer Δt konstant.

$$\Delta \vec{i} = \vec{i}_{t_1} - \vec{i}_{t_2} \quad \text{mit} \quad \Delta t = t_1 - t_2 \quad . \quad (4.2)$$

Es ergeben sich die resultierenden Stromänderungen

$$\begin{aligned} \Delta \vec{i}_{1,\text{res}} &= \Delta \vec{i}_{1,\alpha\beta} = U (\Sigma Y' e^{j0} - \Delta Y' e^{j2\gamma_{el}}) \Delta t, \\ \Delta \vec{i}_{2,\text{res}} &= \Delta \vec{i}_{2,\alpha\beta} = U (\Sigma Y' e^{-j120} - \Delta Y' e^{j2\gamma_{el}}) \Delta t, \\ \Delta \vec{i}_{3,\text{res}} &= \Delta \vec{i}_{3,\alpha\beta} = U (\Sigma Y' e^{j120} - \Delta Y' e^{j2\gamma_{el}}) \Delta t \quad . \end{aligned} \quad (4.3)$$

Die differentielle Admittanz der Maschine ist Y' . Werden diese Stromänderungen aufaddiert, so ergibt sich mit

$$\Delta \vec{i}_{1,\text{res}} + \Delta \vec{i}_{2,\text{res}} + \Delta \vec{i}_{3,\text{res}} = -3 U \Delta Y' e^{j2\gamma_{el}} \Delta t \quad (4.4)$$

eine Größe, die von der elektrischen Rotorlage abhängt. Diese Größe kann für eine Rotorlageschätzung ausgewertet und bspw. einem Tracker zugeführt werden. Es sei noch einmal erwähnt, dass in der Literatur unterschiedliche Varianten der INFORM Methode zu finden sind. An dieser Stelle sind nur Grundzüge erläutert, um das Verfahren einordnen zu können.

Es hat sich nach [3] gezeigt, dass diese diskontinuierliche Erfassung der Rotorlage zusammen mit der regelmäßigen Unterbrechung der Stromregelung tendenziell nur zu einer geringen erreichbaren Dynamik für das Antriebssystem führt. Verfahren mit kontinuierlicher Einprägung eines Anregungssignals³⁾ weisen diesen Nachteil nicht auf [2], [3]. Die rotierende- und die alternierende Hochfrequenz (HF)-Injektion haben hier nach [32], [33], [34], [35], [36] besondere Bedeutung erlangt. Dabei wird eine gegenüber der Grundfrequenz hochfrequente Spannung⁴⁾ festgelegter Form eingepreßt.

Für die **rotierende HF-Injektion** gilt die Spannungsanregung

$$\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = U e^{j\omega_C t} \quad . \quad (4.5)$$

Dabei ist ω_C die hochfrequente Trägerfrequenz und U beschreibt den Effektivwert des rotierenden Spannungsraumzeigers. Es ergibt sich die resultierende Stromantwort nach [2]

$$\vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} = -j \frac{U}{\omega_C} \left(\Sigma Y' e^{j\omega_C t} - \Delta Y' e^{j(-\omega_C t + 2\gamma_{el})} \right) \quad . \quad (4.6)$$

Die Stromantwort besteht aus einem Anteil mit positiver und einem Anteil mit negativer Trägerfrequenz. Eine Information über die elektrische Rotorlage enthält nur der Anteil mit negativer Trägerfrequenz.

Bei der **alternierenden HF-Injektion** erfolgt die Spannungsanregung mit dem Winkel $\hat{\gamma}_{el}$ in Richtung der geschätzten Achse der Anisotropie

$$\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = U \cos(\omega_C t) e^{j\hat{\gamma}_{el}} \quad . \quad (4.7)$$

In geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten stellt sich der Strom nach [2] gemäß

$$\vec{i}_{\text{HF},\hat{d}\hat{q}} = \frac{U}{\omega_C} \left(\Sigma Y' + \Delta Y' e^{j2\gamma_{er}} \right) \sin(\omega_C t) \quad (4.8)$$

ein. Bei dieser Anregung beinhaltet die \hat{q} -Komponente der Stromantwort die Information über die Rotorlage und für kleine Schätzfehler gilt

$$\vec{i}_{\text{HF},\hat{q}} = \frac{U}{\omega_C} \left(\Sigma Y' + 2 \Delta Y' \gamma_{er} \right) \sin(\omega_C t) \quad . \quad (4.9)$$

Es sei angemerkt, dass die Berechnung der Stromantworten in Gl. (4.6) bis Gl. (4.9) unter

³⁾bekannt als engl. continuous excitation

⁴⁾In der Regel werden hochfrequente Spannungen im Bereich 500Hz bis 4kHz eingepreßt.

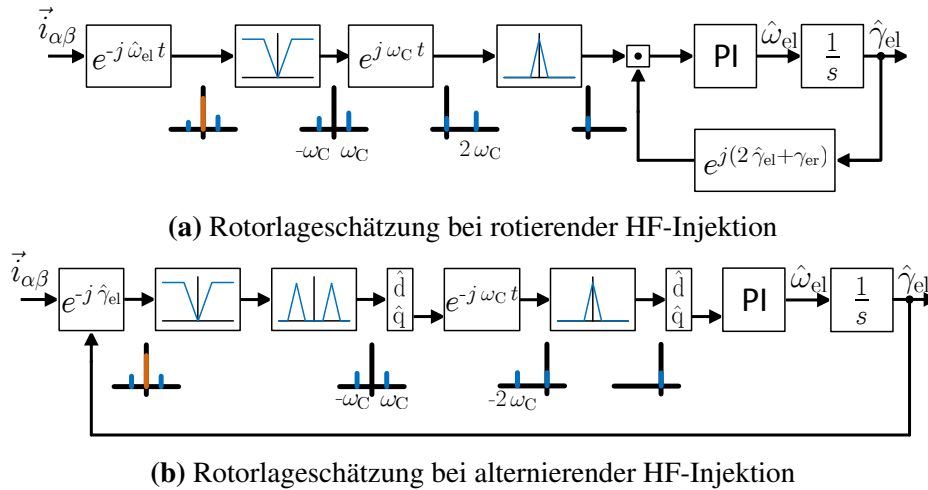
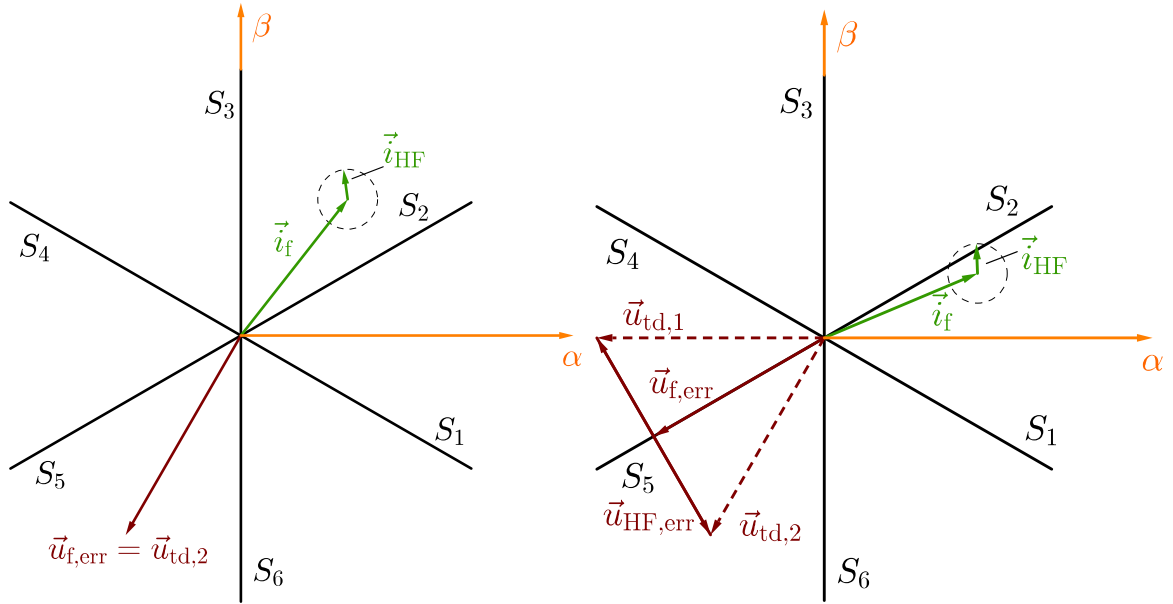


Abbildung 4.1: Verfahren zur Auswertung der HF-Injektion nach [37]

der Annahme erfolgt ist, dass bei kleinen Drehzahlen aber hochfrequenter Anregung, der Einfluss des Widerstandes und der Polradspannung vernachlässigt werden kann, vgl. [37]. Die Verfahren zur Auswertung der HF-Injektion sind in Abb. 4.1 dargestellt. Die Abbildungen entstammen direkt [37]. Um eine bessere Lesbarkeit zu erreichen, sind diese in die Nomenklatur dieser Arbeit überführt worden. Neben den Bandstopp- sowie Bandpassfiltern sind zudem die Verschiebungen der Signale im Frequenzbereich dargestellt. Es wird deutlich, dass je nach Spannungsanregung eine andere Art der Auswertung benötigt wird.

Der Vorteil der Verfahren mit festgelegter Spannungsform liegt nach [2] darin, dass die Rotorlageschätzung mit einer geringen Kenntnis in Bezug auf die Maschineninduktivitäten realisiert werden kann. Die Störspannungen des Pulswechselrichters wirken sich in nichtlinearer Form auf die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung aus. Die folgenden Zusammenhänge gelten nach [2], [28], sofern die Amplitude des grundfrequenten Stromes deutlich größer als die Amplitude der hochfrequenten Stromantwort ist. Somit wird der Einfluss der parasitären Kapazitäten nachfolgend vernachlässigt. Diese Vereinfachung wird getroffen, um die Störanfälligkeit bzw. Sensitivität der rotierenden HF-Injektion im Vergleich zur alternierenden HF-Injektion auf den Totzeiteffekt qualitativ bewerten zu können. In Abb. 4.2 wird die Wirkung der Störspannung anhand von zwei Arbeitspunkten erläutert. Wie in Kapitel 3 ausgeführt, ergeben sich die Raumzeiger der Störspannung abhängig davon, in welchem Sektor der Stromraumzeiger liegt. Durch die Einprägung der HF-Injektion ist der grundfrequente Stromraumzeiger \vec{i}_f von einem hochfrequenten Stromraumzeiger \vec{i}_{HF} überlagert. In Abb. 4.2.a liegt der resultierende Stromraumzeiger stets in Sektor S2, sodass sich der konstante bzw. grundfrequente Störspannungsraumzeiger $\vec{u}_{f,err}$ hier als $\vec{u}_{td,2}$ ergibt. Auf die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung hat nur eine hochfrequente Spannungsanregung einen Einfluss [2]. Dies wird auch anhand der Bandstopp-Filter in Abb. 4.1 deutlich. Somit ist der Einfluss der Störspannung in Bezug auf den Arbeitspunkt in Abb. 4.2.a vernachlässigbar, vgl. [2]. In Abb. 4.2.b befindet sich der grundfrequente Stromraumzeiger so dicht an der Sektorgrenze zu S₂, dass der hochfrequente Stromraumzeiger stets die Sektorgrenze überschreitet. Dies führt abwechselnd auf die Störspannungsraumzeiger $\vec{u}_{td,1}$ und $\vec{u}_{td,2}$. Die resultierende Störspannung lässt sich somit als eine Linearkombination von einem grundfrequenten Störspannungsraumzeiger $\vec{u}_{f,err}$ und einem hochfrequenten Störspannungsraumzeiger $\vec{u}_{HF,err}$ beschreiben. Dabei ist entscheidend, dass die Achse des hochfrequenten Störspannungsraumzeigers nahezu 90°



(a) Resultierender Raumzeiger der Störspannung ohne HF-Anteil (b) Resultierender Raumzeiger der Störspannung mit HF-Anteil

Abbildung 4.2: Raumzeiger der Störspannung bei HF-Injektion nach [2]

elektrisch zur Achse des grundfrequenten Stromraumzeigers versetzt ist. Somit kann $\vec{u}_{\text{HF,err}}$ als ein alternierender Spannungsraumzeiger betrachtet werden.

Im Folgenden soll der Einfluss auf die rotierende HF-Injektion betrachtet werden. Der alternierende Spannungsraumzeiger $\vec{u}_{\text{HF,err}}$ kann als Wechselgröße gemäß [28] in eine mitlaufende und eine gegenlaufende Komponente zerlegt werden. Somit ergibt sich nach [28] für die resultierende Spannungsanregung

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} &= U e^{j\omega_C t} + \vec{u}_{\text{HF,err}} \\ &= U e^{j\omega_C t} + \frac{U_{\text{err}}}{2} e^{j(\omega_C t + \varphi_i + \varphi_{\text{err}})} + \frac{U_{\text{err}}}{2} e^{j(-\omega_C t + \varphi_i + \varphi_{\text{err}})} \quad .\end{aligned}\quad (4.10)$$

Dabei beschreibt φ_i den Winkel des grundfrequenten Stromraumzeigers. U_{err} ist der Effektivwert der Störspannung und φ_{err} ist ein zusätzlich resultierender Winkel der Störspannung. Die Größen U_{err} und φ_{err} hängen wesentlich vom Abstand des grundfrequenten Stromraumzeigers zur nächsten Sektorgrenze ab, bzw. wie häufig die Sektorgrenze in einer Zeiteinheit überschritten wird. Der mitlaufende Anteil der Störspannung hat die gleiche Drehrichtung wie die rotierende HF-Injektion und bewirkt somit eine Strom-Komponente, die direkt überlagert ist zur Stromantwort, welche die Rotorlageinformation enthält. Da beide Komponenten mit negativer Trägerfrequenz rotieren, können sie nicht mit der Struktur in Abb. 4.1.a separiert werden. Bei Rotation des grundfrequenten Stromraumzeigers führt die Störspannung nach [28] somit zu einem oszillierenden Anteil und einem Offset im Rotorlageschätzfehler.

Für den Fall, dass \vec{i}_f ausschließlich eine q-Komponente aufweist, liegt $\vec{u}_{\text{HF,err}}$ nahezu alternierend in der d-Achse. Mit dieser Voraussetzung wird nun der Einfluss auf die alternierende HF-Injektion erläutert. Bei kleinen Rotorlageschätzfehlern hat die hochfrequente Störspannung nahezu die gleiche Orientierung wie die alternierende HF-Injektion. Dies führt nach

[28] zu der resultierenden Spannungsanregung gemäß

$$\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = (U \cos(\omega_{\text{CT}}t) - U_{\text{err}} \cos(\omega_{\text{CT}}t + \varphi_{\text{err}})) e^{j\gamma_{\text{el}}} \quad . \quad (4.11)$$

Wie bei der rotierenden HF-Injektion bewirkt die hochfrequente Störspannung eine Stromkomponente mit Trägerfrequenz, die anhand der Struktur in Abb. 4.1.b nicht separiert werden kann. Da aber die Störspannung den nahezu gleichen Injektionswinkel hat wie die alternierende HF-Injektion, wirkt diese nach [28] in diesem Fall linear, wie ein dämpfender Einfluss. Dies führt nach [28] im Ergebnis zu einem oszillierenden Anteil im Rotorlageschätzfehler, aber zu keinem Offset. Bei einem Umlauf des grundfrequenten Stromraumzeigers werden sechs Sektorgrenzen überschritten, sodass der oszillierende Schätzfehler nach [2] die sechsfache Grundfrequenz aufweist. Zusammenfassend lässt sich folgern, dass die rotierende HF-Injektion eine höhere Störanfälligkeit in Bezug auf den Totzeiteffekt hat als die alternierende HF-Injektion. Ferner hat sich gezeigt, dass die alternierende HF-Injektion gegenüber der rotierenden HF-Injektion geringere hochfrequente Drehmomentanregungen verursacht, was sich auch in einem geringeren resultierenden Geräuschniveau äußert [2]. Desweiteren entsteht durch die alternierende HF-Injektion nach [3], [38] eine geringere Verlustleistung in den Permanentmagneten sowie eine nach [39] geringere Erwärmung der Magnete. Wegen dieser bislang erläuterten Aspekte hat die rotierende HF-Injektion im Vergleich zu der alternierenden HF-Injektion an Bedeutung verloren.

Ein Nachteil der Verfahren mit festgelegter Spannungsform besteht nach [2], [3], [40] darin, dass sich der Einfluss der grundfrequenten Regelung, die im transienten Verhalten auch hochfrequente Anteile aufweisen kann, störend auf die Schätzung auswirkt. Dieser störende Einfluss ergibt sich aus der Art der Auswertung der Verfahren. Ein zusätzlicher Aspekt ist, dass die Strominformation für die grundfrequenten Stromregler Tiefpass gefiltert werden muss, da die Stromregler ansonsten dämpfend auf die hochfrequente Stromantwort wirken. Allerdings führen diese Tiefpassfilter zu einer geringeren Dynamik der Stromregelung.

Daher erscheint eine möglichst hohe Frequenz der HF-Anregung zunächst vorteilhaft, damit die Tiefpassfilter für die Stromregelung mit einer höheren Eckfrequenz realisiert werden können und somit eine höhere Dynamik für die Stromregelung entsteht. Zudem ist nach [2] auch der Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung umso geringer, je höher die Frequenz der HF-Anregung ist. Wegen des induktiven Verhaltens der Maschine benötigt eine höhere Frequenz der Anregung aber eine größere Spannungsamplitude⁵⁾, weil eine minimal erforderliche Amplitude der hochfrequenten Stromantwort durch das Strommessrauschen nach [41] vorgegeben wird.

Damit der störend wirkende Einfluss der grundfrequenten Regelung auf die Rotorlageschätzung gemindert wird, wurden Verfahren zur Auswertung der Stromantwort erforscht, welche das physikalische Verhalten der elektrischen Maschine mit einem Beobachter nachbilden [2], [42], [43]. Dabei spiegeln sich im Beobachterfehler die Abweichungen zwischen geschätzter und tatsächlicher Rotorlage wider. Bei dieser Art der Auswertung kann der Einfluss der grundfrequenten Regelung sogar als zusätzliche Intensität neben der hochfrequenten Anregung genutzt werden [2]. Das Verfahren in [2] basiert auf dem Flussbeobachter und stellt in Bezug zu dieser Arbeit die Ausgangssituation dar und wird daher eingehend in Abschnitt 4.2 erläutert. Ein wesentlicher Nachteil bei diesen Beobachter basierten Verfahren ist aber der höhere Bedarf an Parameterkenntnis der elektrischen Maschine.

⁵⁾Wie anhand von Gl. 4.6 und Gl. 4.8 ersichtlich wird.

Daher wurde das Ziel verfolgt, die Vorteile eines geringen Einflusses der grundfrequenten Regelung sowie eines geringen Bedarfs an Parameterkenntnis in einem Verfahren zu integrieren, was zur Square-Wave Injektion entsprechend [44], [45] führt. Bei diesem Verfahren wird in die geschätzte \hat{d} -Achse in der ersten Hälfte einer PWM-Periode ein positives Spannungssignal und in der zweiten Hälfte ein entgegengesetzt negatives Spannungssignal eingeprägt, vgl. Abb. 4.3. Der Spannungssollwert bzw. der Aussteuergrad der grundfrequenten Regelung bleibt hingegen während der gesamten PWM-Periode konstant. Wenn nun die

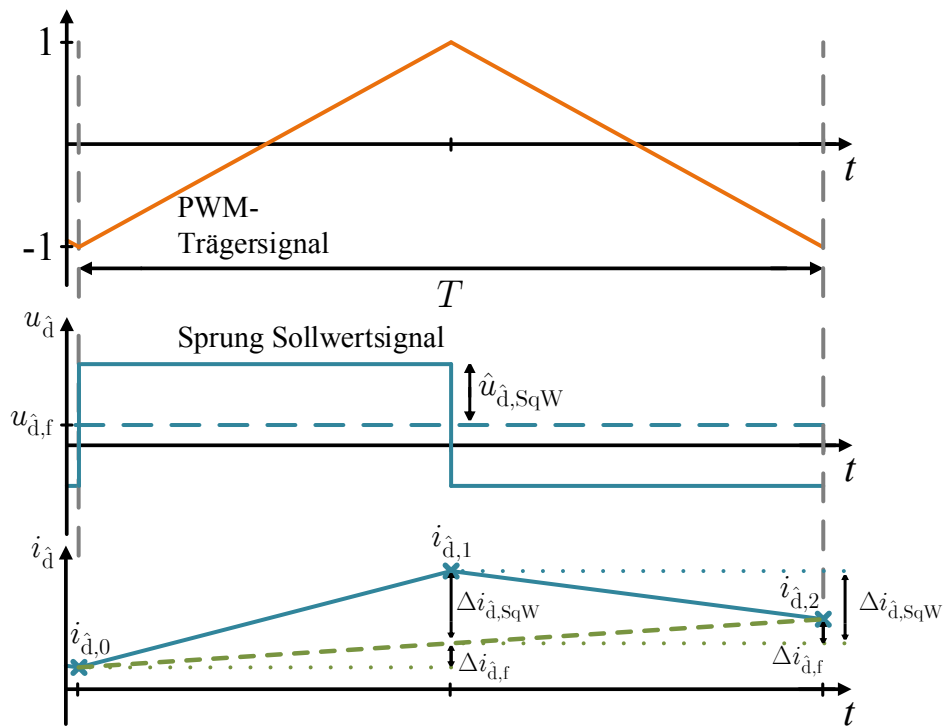


Abbildung 4.3: Square-Wave Injektion nach [45]

Differenz von zwei aufeinander folgenden Stromanstiegen gebildet wird, so fällt der Einfluss der grundfrequenten Regelung, der Einfluss des Widerstandes und der Polradspannung heraus. Dabei besteht die Annahme, dass sich der grundfrequente Zustand der Maschine besonders bei kleinen Drehzahlen im Zeitraum einer PWM-Periode nur vernachlässigbar ändert. Im Folgenden wird das Vorgehen erläutert. Die Maschine lässt sich nach Kapitel 2 in geschätzten Koordinaten mit

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} &= \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \vec{u}_{EMF,\hat{d}\hat{q}} \\ &= \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},fm} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

beschreiben. Dabei ist $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},fm}$ die grundfrequente Spannung der Maschine. Die Strangspannung $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}}$ lässt sich zerlegen in die Spannung der Square-Wave Injektion $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW}$ und die Spannung

der Stromregelung $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},C}$, sodass gilt

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},C} \quad . \quad (4.13)$$

Damit folgt für die Spannungen an der Maschine

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},C} - \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f,m} &= \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f} &= \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \end{aligned} \quad (4.14)$$

Hierbei beschreibt $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f}$ die zusammengefasste grundfrequente Spannung. Die Abb. 4.3 wurde in Anlehnung an [45] erstellt und zeigt für eine PWM-Periode den Verlauf der Square-Wave-Injektion, welche von $\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f}$ überlagert ist. Zu sehen ist außerdem der qualitative Verlauf des Stromes in der geschätzten \hat{d} -Achse. Zum besseren Verständnis ist der Einfluss von Oberharmonischen der PWM auf den Stromverlauf hier vernachlässigt. Im Stromverlauf ergeben sich die Punkte $i_{\hat{d},0}$, $i_{\hat{d},1}$, $i_{\hat{d},2}$. Die Stromdifferenz auf Grund der Square-Wave Injektion ist $\Delta i_{\hat{d},SqW}$ und die Stromdifferenz wegen der grundfrequenten Spannung ist $\Delta i_{\hat{d},f}$. Mit den drei Punkten lassen sich zwei Stromdifferenzen errechnen. Für die erste Hälfte der PWM-Periode gilt

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f} &= \frac{1}{\Delta T} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \Delta \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},10} \\ &= \frac{1}{\Delta T} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \left(\Delta \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \Delta \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f} \right) \quad . \end{aligned} \quad (4.15)$$

Für die zweite Hälfte der PWM-Periode gilt

$$-\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \vec{u}_{\hat{d}\hat{q},f} = \frac{1}{\Delta T} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \left(-\Delta \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},SqW} + \Delta \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f} \right) \quad . \quad (4.16)$$

Durch Subtraktion der Gl. (4.16) von Gl. (4.15) folgt

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},SqW} = \frac{1}{2\Delta T} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}}(\gamma_{er}) \left(\Delta i_{\hat{d}\hat{q},SqW} \right) \quad . \quad (4.17)$$

Da die Induktivitätsmatrix von der Rotorlage abhängt, kann dieser Ausdruck verwendet werden, um mit einem Beobachter bzw. Zustands-Filter die Rotorlage zu schätzen. Dies erfolgt in [45] anhand der Struktur in Abb. 4.4 . Ein weiterer Aspekt ist, dass durch eine derart hochfrequente Einprägung in der Regel kein Geräusch mehr hörbar ist und zudem die Stromregelung mit einer höheren Bandbreite ausgeführt werden kann. Es kann jedoch keine sehr hohe Amplitude der Square-Wave Injektion gewählt werden, weil hohe HF-Ströme mit

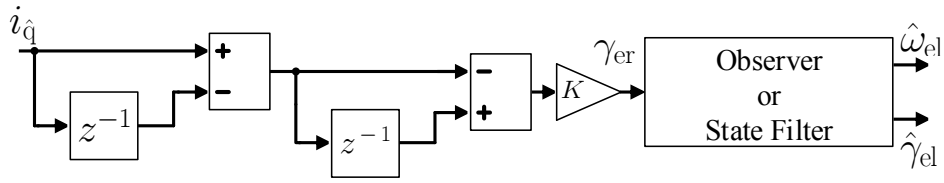


Abbildung 4.4: Demodulation der Rotorlage aus der Square Wave Injektion nach [45]

hoher Frequenz resultieren und folglich die Erwärmung⁶⁾ der Maschine und insbesondere der Permanentmagnete unzulässig steigen würde. Um eine kleine Amplitude der HF-Anregung zu ermöglichen, ist daher die Erfassung des Stromes mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis erforderlich. Um dies zu erreichen, wird in [14] eine Überabtastung der Stromerfassung verwendet. Abbildung 4.5 entstammt [14] und zeigt den Verlauf des Stromes in der α -Achse. Die PWM-Periode ist hier mit T_s bezeichnet. Bei kleinen Modulationsgraden auf Grund der kleinen Drehzahlen ergibt sich eine lange zeitliche Dauer t_z der Nullspannungszustände. In diesem Zeitraum können somit viele Strommesswerte erfasst werden, sodass durch lineare Regression die Stromsteigung ξ_{LF}^S mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis berechnet werden kann.

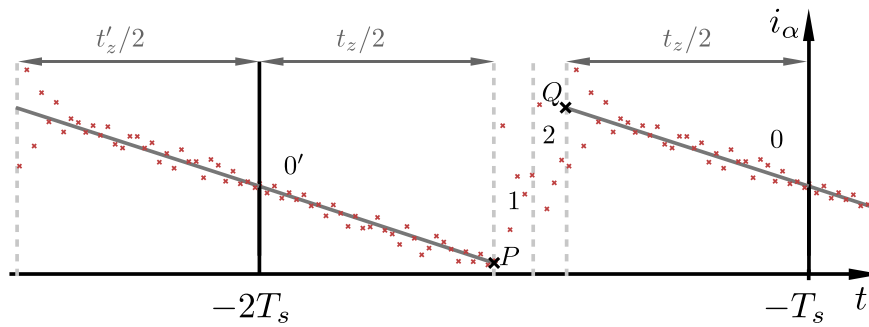


Abbildung 4.5: Auswertung der Stromsteigungen aus [14]

Die lineare Regression wird zudem verwendet, um die Punkte P und Q im Stromverlauf mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis zu konstruieren. Anhand dieser Punkte wird die mittlere Stromsteigung ξ_m^S im Zeitraum der zwei wirkenden aktiven Spannungszustände 1 und 2 ebenfalls mit geringem Rauschen berechnet. Für die Schätzung der Rotorlage wird in [14] der Ansatz in $\alpha\beta$ -Koordinaten

$$\begin{aligned}\xi_{\text{sal}}^S &= \xi_m^S - \xi_{\text{LF}}^S \\ &= \xi_{\text{HF}}^S - \hat{Y}_\Sigma \frac{\vec{u}_S^S}{T_s - t_z}\end{aligned}\quad (4.18)$$

verwendet. $\xi_{\text{sal}}^S = [e_\alpha, e_\beta]^T$ ist der Anteil der Stromsteigung⁷⁾, welcher für die Rotorlage-schätzung ausgewertet wird. Die wirkende Spannung in $\alpha\beta$ -Koordinaten ist \vec{u}_S^S und \hat{Y}_Σ ist

⁶⁾Hier ist insbesondere der Skin-Effekt relevant.

⁷⁾sal steht für engl. salient

die geschätzte mittlere bzw. isotrope Admittanz. Die Parameterunabhängigkeit in Bezug auf den Widerstand und die Polradspannung wird durch die Verrechnung von ξ_{LF}^S in Gl. (4.18) erreicht. Die Schätzung der Rotorlage $\hat{\theta}_r$ erfolgt mit

$$\hat{\theta}_r = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{u_\alpha e_\beta + u_\beta e_\alpha}{u_\alpha e_\alpha - u_\beta e_\beta} \right) . \quad (4.19)$$

Es sei angemerkt, dass dieses Verfahren der Arbitrary Injection nach [14], [16] entspricht und grundsätzlich in der Lage, ist beliebige Spannungsanregungen gegenüber den resultierenden hochfrequenten Stromantworten auszuwerten.

Da bei der Square-Wave Injektion die Frequenz des hochfrequenten Stromes deutlich größer als bei den klassischen Verfahren der HF-Injektion geringerer Frequenz ist, folgt, dass bei Drehmoment Null der Maschine die Phasenströme deutlich häufiger Nulldurchgänge haben. Wegen der häufigeren Nulldurchgänge wirkt sich der Spannungsfehler des Pulswechselrichters entsprechend [28], [46] deutlich stärker aus. Somit ist auch die Kompensation schwieriger. Da keine hohe Amplitude der Square-Wave Injektion gewählt werden kann, muss der Abbildungsfehler des Pulswechselrichters für ein gut funktionierendes geberloses Regelverfahren kompensiert werden. Der klassische bzw. auch der industriell implementierte Weg zur Kompensation ist eine stromabhängige Kennlinie für eine Kompensationsspannung, welche zum Sollwert der Ausgangsspannungen addiert wird. Diese Kennlinie wird bei der Inbetriebnahme aufgenommen und im Speicher hinterlegt. Für eine exakte Kompensation muss jedoch der Strom zu jedem Schaltzeitpunkt genau bekannt sein. Die Stromwelligkeit auf Grund der PWM führt jedoch im Bereich der Stromnulldurchgänge zu laufenden Vorzeichenwechseln. Hier ist die Kennlinie der Kompensationsspannung am steilsten, so dass die Stromwelligkeit zu deutlichen Fehlkompensationen führt. Besonders bei geringen grundfrequenten Strömen bedingt die HF-Injektion laufend derartige Nulldurchgänge der HF-Stromantwort, was zu einem resultierenden hochfrequenten Spannungsfehler und somit zu einem Fehler der Rotorlageschätzung führt. Im Hinblick auf eine erfolgreiche Kompensation wird der exakte Strom zum Schaltzeitpunkt jeder Halbbrücke benötigt. Bei Verwendung der mittensynchronen Abtastung muss dafür der genaue Stromverlauf für einen relativ langen Zeitraum vorausberechnet werden. Hierfür ist ein sehr detailliertes Modell der elektrischen Maschine mit genauen Parametern⁸⁾ erforderlich, was in der Regel nicht vorhanden ist.

Somit gilt zusammenfassend, dass eine hochdynamische, nicht hörbare geberlose Regelung der PMSM, mit einer geringen Parameterabhängigkeit und geringen HF-Verlusten, nur mit einer präzisen Stromerfassung und einer exakten Spannungsbildung realisierbar ist. Wesentliche Verbesserungen der geberlosen Regelung sind daher offenbar nur auf Grundlage einer deutlich verbesserten Stromerfassung sowie einer Kompensation der Abbildungsfehler des Pulswechselrichters zu erwarten.

Um dieses Ziel zu erreichen, wird in dieser Arbeit der Ansatz der Überabtastung mit linearer Regression nach [14] als Grundlage verwendet. In Kapitel 6 wird anhand der Überabtastung eine neuartige sehr präzise und hochdynamische bzw. für jeden Schaltvorgang prädiktive Kompensation der nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters vorgestellt. Durch die Überabtastung können zudem auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf ausgewertet werden. Darauf aufbauend wird in Kapitel 5 ein Ansatz aufgezeigt, um die

⁸⁾Oberharmonische der Induktivität, Sättigung, Polradspannung inkl. der Oberharmonischen

Maschineninduktivitäten hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit initial zu identifizieren. Das Verfahren in [2], welches auf dem Flussbeobachter in geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten basiert, zeichnet sich durch seine geringe Rechenintensität aus. Dies stellt die Grundlage für ein neuartiges Verfahren in Kapitel 7 dar, welches einer reduzierten Beobachter-Struktur entspricht. Zudem wird gezeigt, dass durch das neuartige Verfahren eine höhere Dynamik für die geberlose Regelung entsteht.

4.2 Flussbeobachter

Die Ausführungen und Abbildungen in diesem Abschnitt entstammen [2]. Das neuartige Verfahren in Kapitel 7 geht als reduzierte Beobachter-Struktur aus dem Flussbeobachter hervor. Um eine Gegenüberstellung beider Verfahren zu ermöglichen, wird der Flussbeobachter in diesem Abschnitt hergeleitet. Die Struktur des Flussbeobachters in geschätzten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten ist in Abb. 4.6 dargestellt. Die Rückführung des Beobachters wird durch die Verstärkung k_{obs} skaliert.

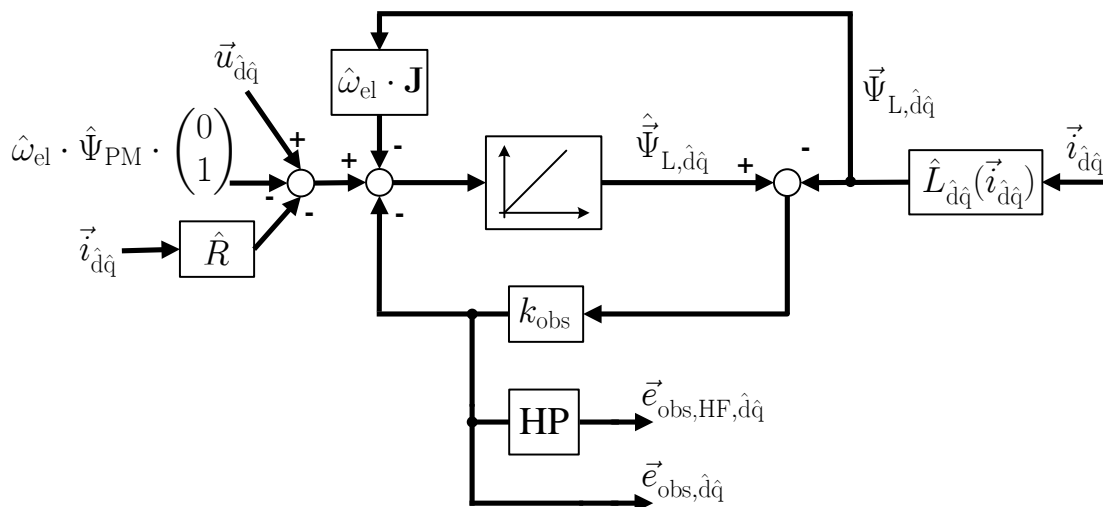


Abbildung 4.6: Struktur des Flussbeobachter nach [2]

Zunächst wird das Übertragungsverhalten für die vereinfachte Struktur in Abb. 4.7 aufgestellt.

Für den Beobachterfehler $\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}}$ ergibt sich

$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \vec{u}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} - \frac{k_{\text{obs}} p}{p + k_{\text{obs}}} \vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} \quad ,$$

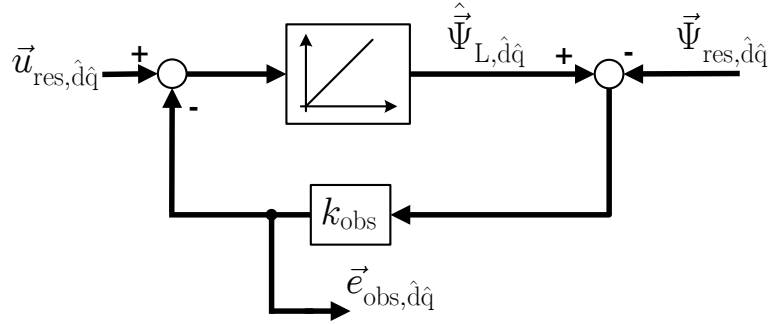


Abbildung 4.7: Vereinfachte Struktur des Flussbeobachter nach [2]

mit

$$\begin{aligned}\vec{u}_{res, \hat{d}q} &= \vec{u}_{\hat{d}q} - \hat{R}\vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{\omega}_{el}\mathbf{J}\hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}\vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{u}_{EMF, \hat{d}q} \\ \vec{\Psi}_{res, \hat{d}q} &= \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}\vec{i}_{\hat{d}q}\end{aligned}\quad (4.20)$$

Hierbei beschreibt $p = \frac{d}{dt}$ den Differentialoperator. Der geschätzte Widerstand ist \hat{R} , die geschätzte Induktivitätsmatrix ist $\hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}$ und $\hat{u}_{EMF, \hat{d}q}$ ist die geschätzte Polradspannung. Somit folgt für den Beobachterfehler

$$\begin{aligned}\vec{e}_{obs, \hat{d}q} &= \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \left(\vec{u}_{\hat{d}q} - \hat{R}\vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{\omega}_{el}\mathbf{J}\hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}\vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{u}_{EMF, \hat{d}q} \right) \\ &\quad - \frac{k_{obs}p}{p + k_{obs}} \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}\vec{i}_{\hat{d}q}\end{aligned}\quad (4.21)$$

Dabei ist $\hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q}$ mit

$$\hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q} = \begin{pmatrix} \hat{L}_d & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \end{pmatrix}\quad (4.22)$$

modelliert. Für die Spannungsgleichung der Maschine in geschätzten Koordinaten wird

$$\vec{u}_{\hat{d}q} = R\vec{i}_{\hat{d}q} + \frac{d}{dt}\vec{\Psi}_{\hat{d}q} + \hat{\omega}_{el}\mathbf{J}\vec{\Psi}_{\hat{d}q}\quad (4.23)$$

mit

$$\begin{aligned}\vec{\Psi}_{\hat{d}q} &= \vec{\Psi}_{L, \hat{d}q} + \vec{\Psi}_{PM, \hat{d}q} \\ &= \mathbf{L}_{\hat{d}q}\vec{i}_{\hat{d}q} + \vec{\Psi}_{PM, \hat{d}q}\end{aligned}$$

angesetzt. Unter der Annahme kleiner Schätzfehler der elektrischen Rotorlage wird gemäß Kapitel 2 nach Gl. (2.37) für die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}}$ angesetzt

$$\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} + \Delta L \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} . \quad (4.24)$$

Durch Umformen der Terme unter Verwendung der Systemparameterschätzfehler ($X_{er} = X - \hat{X}$) folgt für den Beobachterfehler

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} &= \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(R_{er} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \begin{pmatrix} 0 & -L_{q,er} \\ L_{d,er} & 0 \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \Psi_{PM,er} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{\text{obs}} p}{p + k_{\text{obs}}} \left(\begin{pmatrix} L_{d,er} & 0 \\ 0 & L_{q,er} \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ &+ \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(\omega_{el} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} -\gamma_{er} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{el} \Psi_{PM} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(2\Delta L \hat{\omega}_{el} \begin{pmatrix} -\gamma_{er} & 0 \\ 0 & \gamma_{er} \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ &+ \frac{k_{\text{obs}} p}{p + k_{\text{obs}}} \left(2\Delta L \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{er} \\ \gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) . \end{aligned} \quad (4.25)$$

Dieser Beobachterfehler lässt sich in die drei Anteile \vec{e}_{para} , $\vec{e}_U(\gamma_{er})$, $\vec{e}_\Psi(\gamma_{er})$ zerlegen

$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \vec{e}_{\text{para}} + \vec{e}_U(\gamma_{er}) + \vec{e}_\Psi(\gamma_{er}) . \quad (4.26)$$

Der Anteil auf Grund fehlerhaft geschätzter Maschinenparameter \vec{e}_{para} ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{para}} &= \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(R_{er} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \begin{pmatrix} 0 & -L_{q,er} \\ L_{d,er} & 0 \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \Psi_{PM,er} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{\text{obs}} p}{p + k_{\text{obs}}} \left(\begin{pmatrix} L_{d,er} & 0 \\ 0 & L_{q,er} \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) . \end{aligned} \quad (4.27)$$

Hierbei ist zu beachten, dass Fehler bzgl. der Maschineninduktivitäten durch die Beobachterstruktur Hochpass gefiltert werden und sich somit auf die Rotorlageschätzung negativ auswirken.

Für den Anteil der rotatorisch selbstinduzierten Spannung auf Grund der Koordinatendrehung

und der Polradspannung $\vec{e}_U(\gamma_{er})$ folgt

$$\begin{aligned} \vec{e}_U(\gamma_{er}) &= \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(\hat{\omega}_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} -\gamma_{er} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \Psi_{\text{PM}} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &\quad + \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \left(2\Delta L \hat{\omega}_{\text{el}} \begin{pmatrix} -\gamma_{er} & 0 \\ 0 & \gamma_{er} \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} \right) . \end{aligned} \quad (4.28)$$

Der Anteil auf Grund der Anisotropie $\vec{e}_\Psi(\gamma_{er})$ ist

$$\vec{e}_\Psi(\gamma_{er}) = \frac{k_{\text{obs}} p}{p + k_{\text{obs}}} \left(2\Delta L \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{er} \\ \gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \vec{i}_{\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} \right) . \quad (4.29)$$

Dieser wird ebenfalls durch den Beobachter Hochpass gefiltert. Um die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung herzuleiten, wird die auf einen Arbeitspunkt bezogene differentielle Induktivität $2\Delta L'$ verwendet, vgl. [2] bzw. Kapitel 5. Somit ergibt sich

$$\vec{e}_\Psi(\gamma_{er}) = 2\Delta L' \gamma_{er} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} p \left(\vec{i}_{\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} \right) . \quad (4.30)$$

Um Einflüsse im Schätzfehler $\vec{e}_{\text{obs},\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}}$ mit Tiefpasscharakteristik auf die Rotorlageschätzung zu minimieren und um die Hochpasscharakteristik von $\vec{e}_\Psi(\gamma_{er})$ zu intensivieren, wird der Beobachterfehler in [2] Hochpass gefiltert, vgl. Abb. 4.6. Damit folgt

$$\vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}}(\gamma_{er}) = 2\Delta L' \gamma_{er} F_{\text{HP}}(p) \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} p \left(\vec{i}_{\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} \right) . \quad (4.31)$$

Um die Rotorlage zu schätzen, wird das quadratische Gütemaß

$$E = \frac{1}{2} \vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}}^2 \quad (4.32)$$

gebildet. Dieses Gütemaß wird mit Hilfe des Gradientenabstiegsverfahrens (GDM) minimiert, vgl. [2] bzw. Kapitel 7. Dazu muss der Beobachterfehler nach der gesuchten Größe abgeleitet werden

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} E = \vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} \vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{\text{d}}\hat{\text{q}}} . \quad (4.33)$$

Für die Ableitung des Beobachterfehlers nach der geschätzten Rotorlage $\hat{\gamma}_{el}$ folgt

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{obs, HF, \hat{d}\hat{q}} = -2\Delta L' F_{HP}(p) \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \frac{k_{obs}}{p+k_{obs}} p \begin{pmatrix} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \end{pmatrix} . \quad (4.34)$$

Für die Schätzung der Rotorlage wird das Gütemaß in Richtung des negativen Gradienten mit der konstanten Schrittweite η gemäß

$$\frac{d}{dt} \hat{\gamma}_{el} = -\eta \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} E = -\eta \vec{e}_{obs, HF, \hat{d}\hat{q}} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{obs, HF, \hat{d}\hat{q}} \quad (4.35)$$

minimiert. Die resultierende Struktur der Rotorlageschätzung mit Flussbeobachter, Bildung des Gradienten und Tracker ist in Abb. 4.8 dargestellt.

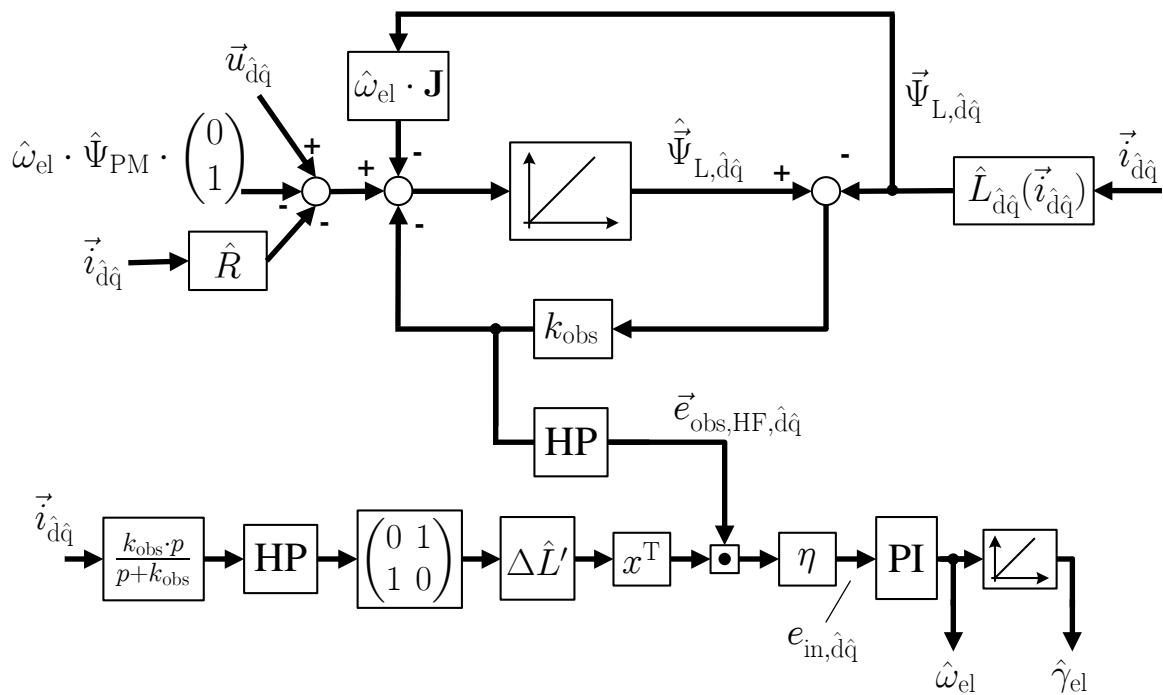


Abbildung 4.8: Struktur des Flussbeobachters mit Rotorlageschätzung nach [2]

Der Tracker besteht aus einem PI-Glied zur Schätzung der Drehzahl und einem Integrator zur Schätzung der Rotorlage. Dieser wird in Kapitel 7 näher erläutert. Das dargestellte Verfahren zeichnet sich durch seine geringe Rechenintensität aus, da keine Divisionen benötigt werden. Außerdem können beliebige Spannungsanregungen gegenüber den resultierenden Stromantworten ausgewertet werden, sodass der Einfluss der grundfrequenten Regelung sogar als zusätzliche Intensität gesehen werden kann. Von Nachteil ist der hohe Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine.

4.3 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel gibt eine Einführung in den Stand der Forschung der geberlosen Regelung und ermöglicht eine Einordnung für das in dieser Arbeit entstandene neuartige Verfahren in Kapitel 7. Nach [3], [2] fokussierte sich die Forschung in den letzten 20 Jahren zunächst auf EMF-Verfahren, welche die induzierte Spannung auf Grund der Rotation der Permanentmagnete auswerten und so die Rotorlage schätzen. Diese Verfahren haben eine untere Drehzahlgrenze, welche wesentlich durch die nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters bestimmt wird [8]. Um auch bei kleinen Drehzahlen bzw. Drehzahl Null eine geberlose Regelung zu ermöglichen, konzentrierte sich die Forschung auf Verfahren, welche auf einer Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix von der Rotorlage (Anisotropie) basieren. Dazu ist eine hochfrequente Spannungsanregung mit Auswertung der resultierenden Stromantwort erforderlich [3]. Bei der INFORM-Methode nach [30], [31] wurde die PWM-Modulation zunächst für kurze Zeiträume unterbrochen und es wurden hohe Spannungssignale eingepreßt. Dies führte zu einer diskontinuierlichen Schätzung der Rotorlage und resultierend zu einer eher geringen erreichbaren Dynamik [3]. Die rotierende sowie die alternierende HF-Injektion nach [32] - [36] basieren auf einer kontinuierlichen Anregung. Für jede Art der Anregung ist eine andere Art der Auswertung bzgl. der hochfrequenten Stromantwort erforderlich. Diese Verfahren mit festgelegter Spannungsform haben zwar einen geringen Bedarf an Parameterkenntnis der elektrischen Maschine, jedoch wirken Einflüsse der grundfrequenten Regelung störend auf die Schätzung [2]. Da die rotierende HF-Injektion im Vergleich zur alternierenden HF-Injektion eine höhere Störanfälligkeit in Bezug auf den Totzeiteffekt aufweist [28] und zudem ein größeres Geräuschniveau [2] sowie höhere Verluste und Erwärmung in den Permanentmagneten [39] verursacht, hat die rotierende HF-Injektion an Bedeutung verloren [3].

Ein weiterer Aspekt ist, dass die Strominformation für die grundfrequenten Stromregler Tiefpass gefiltert werden muss, da die Stromregler ansonsten dämpfend auf die hochfrequente Stromantwort wirken. Diese Tiefpassfilter führen allerdings zu einer geringeren Dynamik der Stromregelung. Somit wird eine möglichst hohe Frequenz der HF-Anregung angestrebt, damit die Tiefpassfilter für die Stromregelung mit einer höheren Eckfrequenz realisiert werden können. Wegen des induktiven Verhaltens der Maschine benötigt eine höhere Frequenz der Anregung aber auch eine größere Spannungsamplitude, weil eine minimal erforderliche Amplitude der hochfrequenten Stromantwort durch das Strommessrauschen vorgegeben wird. Um den Einfluss der grundfrequenten Regelung zu minimieren, wurden Verfahren erforscht, welche das physikalische Modell der Maschine mit einem Beobachter nachbilden. Bei diesen Verfahren kann der Einfluss der grundfrequenten Regelung sogar als zusätzliche Intensität angesehen werden. Von Nachteil ist allerdings der hohe Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine [2].

Somit wurde das Ziel angestrebt, die Vorteile eines geringen Einflusses der grundfrequenten Regelung sowie eines geringen Bedarfs an Parameterkenntnis in einem Verfahren zu integrieren, was zur Square-Wave Injektion nach [44], [45] führt. Bei diesem Verfahren wird in die geschätzte \hat{d} -Achse in der ersten Hälfte einer PWM-Periode ein positives Spannungssignal und in der zweiten Hälfte ein entgegengesetzt negatives Spannungssignal eingepreßt. Der Spannungssollwert der grundfrequenten Regelung bleibt hingegen während der gesamten PWM-Periode konstant. Wenn nun die Differenz von zwei aufeinander folgenden Stromanstiegen gebildet wird, fällt der Einfluss der grundfrequenten Regelung, der Einfluss des Widerstandes und der Polradspannung heraus. Dabei besteht die Annahme, dass sich der grundfrequente Zustand der Maschine besonders bei kleinen Drehzahlen im Zeitraum einer

PWM-Periode nur vernachlässigbar ändert. Bei dieser derart hochfrequenten Einprägung ist in der Regel kein Geräusch mehr hörbar und die Stromregelung kann mit einer höheren Bandbreite ausgeführt werden. Allerdings kann keine sehr hohe Amplitude der Square-Wave Injektion gewählt werden, weil hohe HF-Ströme mit hoher Frequenz resultieren und folglich die Erwärmung⁹⁾ der Maschine und insbesondere der Permanentmagnete unzulässig steigen würde. Um eine kleine Amplitude der HF-Anregung zu ermöglichen, ist daher die Erfassung des Stromes mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis erforderlich. Um dies zu erreichen, wird die Überabtastung der Stromerfassung nach [14] erforscht. Bei kleinen Modulationsgraden auf Grund der kleinen Drehzahlen ergibt sich eine lange zeitliche Dauer der Nullspannungszustände. In diesem Zeitraum können somit viele Strommesswerte erfasst werden. Durch lineare Regression im Zeitraum der Nullspannungszustände können die Stromsteigungen während der aktiven Spannungszustände mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis rekonstruiert und folglich für die Rotorlageschätzung verwendet werden.

Da bei der Square-Wave Injektion die Frequenz des hochfrequenten Stromes größer ist als bei Verfahren der HF-Injektion geringerer Frequenz, folgen tendenziell häufigere Nulldurchgänge der Strangströme, sodass sich der Totzeiteffekt nach [28] stärker auswirkt und schwieriger zu kompensieren ist. Für eine erfolgreiche Kompensation wird der exakte Strom zum Schaltzeitpunkt jeder Halbbrücke benötigt. Bei Verwendung der mittensynchronen Abtastung muss dafür der genaue Stromverlauf für einen relativ langen Zeitraum vorausberechnet werden. Hierfür ist ein sehr detailliertes Modell der elektrischen Maschine mit genauen Parametern¹⁰⁾ erforderlich, was in der Regel nicht vorhanden ist.

Somit ist eine hochdynamische, nicht hörbare geberlose Regelung der PMSM bei kleinen Drehzahlen, mit einer geringen Parameterabhängigkeit und geringen HF-Verlusten, nur mit einer präzisen Stromerfassung und einer exakten Spannungsbildung realisierbar. Daher sind wesentliche Verbesserungen der geberlosen Regelung nur auf Grundlage einer deutlich verbesserten Stromerfassung sowie einer hochdynamischen Kompensation der Abbildungsfehler des Pulswechselrichters zu erwarten.

Um dieses Ziel zu erreichen, wird der Ansatz der Überabtastung mit linearer Regression nach [14] als Grundlage verwendet. Zudem wird in Kapitel 6 eine neuartige sehr präzise und hochdynamische Kompensation des Totzeiteffektes vorgestellt. Durch die Überabtastung können zudem auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf ausgewertet werden. Auf dieser Grundlage wird in Kapitel 5 ein Ansatz aufgezeigt, um die Maschineninduktivitäten hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit initial zu identifizieren. Das Verfahren in [2], welches auf dem Flussbeobachter basiert und in Abschnitt 4.2 detailliert dargestellt ist, zeichnet sich durch seine geringe Rechenintensität aus. Dies stellt die Grundlage für ein neuartiges Verfahren in Kapitel 7 dar, welches einer reduzierten Beobachter-Struktur entspricht.

⁹⁾hier ist der Skin-Effekt relevant

¹⁰⁾Oberharmonische der Induktivität, Sättigung, Polradspannung inkl. der Oberharmonischen

5 Ansatz zur Identifikation der Maschineninduktivitäten

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit einem neuartigen Ansatz, um die Maschineninduktivitäten in d- sowie q-Achse im Hinblick auf ihre Stromabhängigkeit initial zu identifizieren. Dafür wird die Maschine im Stillstand festgebremst und es wird der Pulswechselrichter mit Überabtastung und FPGA-basierter Auswertung verwendet. Es ist kein Umklemmen notwendig. Wie sich zeigen wird, kann bei diesem Ansatz der Einfluss des Totzeiteffektes auf die Identifikation sehr gut ausgeblendet werden. Das grundsätzliche Prinzip des Verfahrens besteht darin, dass auf Grund der Überabtastung auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf ausgewertet werden können.

Zunächst wird die Modellierung der Induktivitäten vorgestellt, anschließend wird das Verfahren erläutert und es erfolgt eine Gegenüberstellung der Messergebnisse mit Messungen aus einem Vergleichsverfahren [47]. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

5.1 Stromabhängigkeit der Maschineninduktivitäten

In Abb. 5.1 ist der Verlauf der Flussverkettung in Richtung der q-Achse in Abhängigkeit vom q-Strom dargestellt.

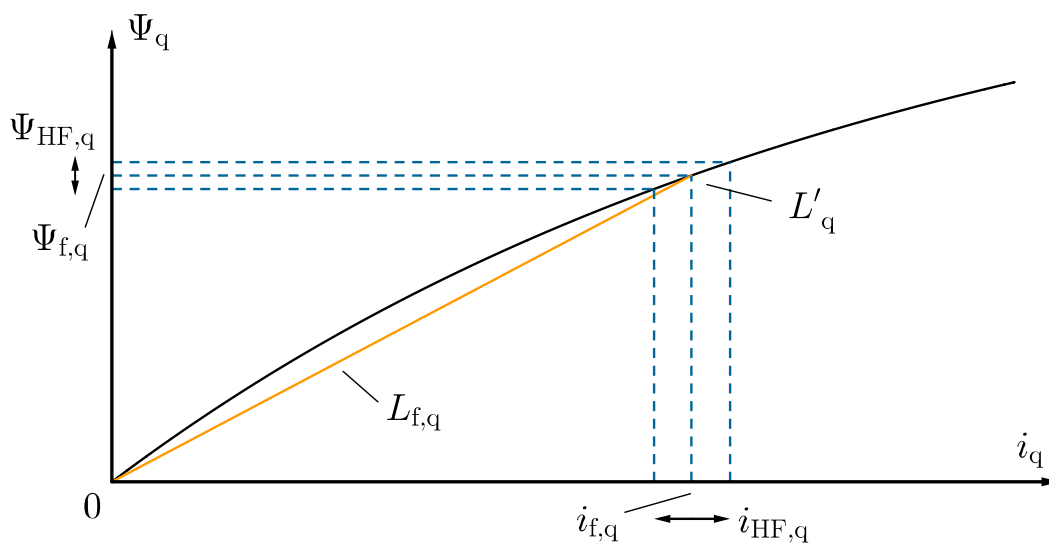


Abbildung 5.1: Exemplarischer Verlauf der Flussverkettung der q-Komponente unter Berücksichtigung der Sättigung nach [2]

Auf Grund der Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials wächst die Flussverkettung nicht proportional, sondern in nichtlinearer Form mit dem Strom an. In Abb. 5.1 ist der grundfrequente Strom $i_{f,q}$ von einem hochfrequenten Strom $i_{HF,q}$ überlagert. Resultierend ergibt sich eine Flussverkettung mit einem grundfrequenten Anteil $\Psi_{f,q}$ und einem hochfrequenten Anteil $\Psi_{HF,q}$. Es wird deutlich, dass der grundfrequente Strom $i_{f,q}$ auch die hochfrequente Komponente der Flussverkettung $\Psi_{HF,q}$ beeinflusst. Der grundfrequente Strom $i_{f,q}$ wirkt sich somit auf den Arbeitspunkt der magnetischen Sättigung aus. Die Flussverkettung $\Psi_{f,q}$ in Abhängigkeit vom grundfrequenten Strom wird durch die Sekanteninduktivität $L_{f,q}$ beschrieben. Die differentielle Induktivität L'_q definiert die Abhängigkeit der hochfrequenten Flussverkettung $\Psi_{HF,q}$ vom hochfrequenten Strom.

Für die Modellierung der Maschine unter Berücksichtigung der Sättigung gilt in Anlehnung an Kapitel 2

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\hat{d}q} &= R i_{\hat{d}q} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) + \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}q} \\ &= R i_{\hat{d}q} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \right) \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}q} \quad . \quad (5.1)\end{aligned}$$

Die stromabhängige Induktivitätsmatrix ist $\mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right)$. Die Polradspannung der Maschine ist $\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}q}$. Durch Ansetzen der Kettenregel folgt

$$\begin{aligned}\vec{u}_{\hat{d}q} &= R i_{\hat{d}q} + \frac{d}{d\vec{i}_{\hat{d}q}} \mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \vec{i}_{\hat{d}q}(t) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}q} \\ &= R i_{\hat{d}q} + \left(\frac{d}{d\vec{i}_{\hat{d}q}} \mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \mathbf{L}_{\hat{d}q} \left(\vec{i}_{\hat{d}q}(t) \right) \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}q}(t) + \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}q} \quad . \quad (5.2)\end{aligned}$$

Im Folgenden wird das Hochfrequenz-Modell der Maschine (HF-Modell) oder auch Kleinsignal-Modell betrachtet. Dazu wird der Strom

$$\vec{i}_{\hat{d}q} = \vec{i}_{\hat{d}q,f} + \vec{i}_{\hat{d}q,HF} \quad \text{mit der Näherung} \quad |\vec{i}_{\hat{d}q,HF}| \ll |\vec{i}_{\hat{d}q,f}| \quad (5.3)$$

in eine grundfrequente $\vec{i}_{\hat{d}q,f}$ und eine hochfrequente Komponente $\vec{i}_{\hat{d}q,HF}$ zerlegt. Dabei gilt die Annahme, dass die Amplitude des hochfrequenten Stromes deutlich kleiner ist als der grundfrequente Strom und somit der grundfrequente Strom den Arbeitspunkt der Maschine bestimmt. Durch eine Hochpassfilterung des Stromes bzw. eine entsprechende Auswertung des Stromes wird nur dessen hochfrequenter Anteil berücksichtigt und es können grundfrequente

Anteile vernachlässigt werden. Dies führt auf die Kleinsignal-Modellierung gemäß [2] zu

$$\begin{aligned}
\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} &= R\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \left(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f} + \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} \right) \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} \right) \quad (5.4) \\
&\approx R\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} + \left(\frac{d}{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \left(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f}(t) \right) \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f}(t) + \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \left(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},f}(t) \right) \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}}(t) \\
&= R\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} + \mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}}(t) \\
&= R\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} + \left(\Sigma L' \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{er}) & \sin(2\gamma_{er}) \\ \sin(2\gamma_{er}) & -\cos(2\gamma_{er}) \end{pmatrix} \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}}(t) \quad .
\end{aligned}$$

Hierbei ist $\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}}$, die für diesen Arbeitspunkt wirksame differentielle Induktivitätsmatrix. Bei dieser Modellierung ist zwar die Sättigung der Induktivitäten, jedoch keine Gegeninduktivität zwischen der d- und der q-Achse berücksichtigt. Für die Komponenten der Matrix gilt

$$\Sigma L' = \frac{L'_d + L'_q}{2} \quad \text{und} \quad \Delta L' = \frac{L'_d - L'_q}{2} \quad . \quad (5.5)$$

Dabei ist L'_d die differentielle Induktivität in der d-Achse und L'_q ist die differentielle Induktivität in der q-Achse. Bei kleinen Schätzfehlern der elektrischen Rotorlage ergibt sich

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} = R\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}} + \left(\begin{pmatrix} L'_d & 0 \\ 0 & L'_q \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{HF}}(t) \quad . \quad (5.6)$$

In $\alpha\beta$ -Koordinaten gilt

$$\begin{aligned}
\vec{u}_{\alpha\beta,\text{HF}} &= R\vec{i}_{\alpha\beta,\text{HF}} + \mathbf{L}'_{\alpha\beta} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,\text{HF}}(t) \quad (5.7) \\
&= R\vec{i}_{\alpha\beta,\text{HF}} + \left(\Sigma L' \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{el}) & \sin(2\gamma_{el}) \\ \sin(2\gamma_{el}) & -\cos(2\gamma_{el}) \end{pmatrix} \right) \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta,\text{HF}}(t) \quad .
\end{aligned}$$

Auf Grund der hochfrequenten Spannungsanregung ist für die Anisotropie basierte Rotorlage-schätzung die Kenntnis der differentiiellen Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} \left(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right)$ hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit von Bedeutung.

5.2 Identifikation der Maschineninduktivitäten

Das grundsätzliche Prinzip zur Identifikation der Maschineninduktivitäten ist in Abb. 5.2 veranschaulicht. Die Maschine ist festgebremst und die Rotorlage muss für das Verfahren bekannt sein. Wenn kein Drehgeber vorhanden ist, kann die Maschine bspw. durch Bestromung erst in der a-Achse ausgerichtet und dann festgebremst werden. Die Kenntnis der Maschineninduktivitäten ermöglicht eine höhere Dynamik für die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung [2]. D.h. ohne Drehgeber und ohne Ausrichten, kann die Achse der Anisotropie zunächst mit einer Rotorlageschätzung bei geringer Dynamik gefunden werden, sofern die Induktivitätswerte ohne Sättigung in einer gewissen Größenordnung anfangs bekannt sind. Die Richtung der d-Achse kann durch Auswertung der Vorsättigung durch die Permanentmagnete nach [2] bestimmt werden. Es ist kein Umklemmen erforderlich, sondern es wird der Pulswechselrichter mit der FPGA basierten Überabtastung der Stromerfassung verwendet.

Durch einen aktivierten Stromregler wird in Abb. 5.2 in Richtung der q-Achse ein Sollstrom eingeregelt. Der d-Strom wird zu Null geregelt. Nach Erreichen des Sollstroms wird ein Nullspannungszustand eingestellt. Auf Grund von Widerstand und Induktivität klingt der Strom mit einem PT1-Verhalten ab. D.h. direkt nach Beginn eines Nullspannungszustandes wird ein kurzes Regressions-Fenster definiert. In diesem werden durch Überabtastung Strommesswerte erfasst und durch eine Regressions-Gerade angenähert. Um die Auflösung zu erhöhen, wird mehrfach hintereinander der gleiche Sollstrom eingeregelt. Da das Regressions-Fenster im Zeitraum eines Nullspannungszustandes liegt, hat der Totzeiteffekt keinen Einfluss. Um die Stromabhängigkeit der Induktivitäten zu vermessen, wird die Messung bei verschiedenen Stromniveaus und für die d- und q-Achse separat durchgeführt.

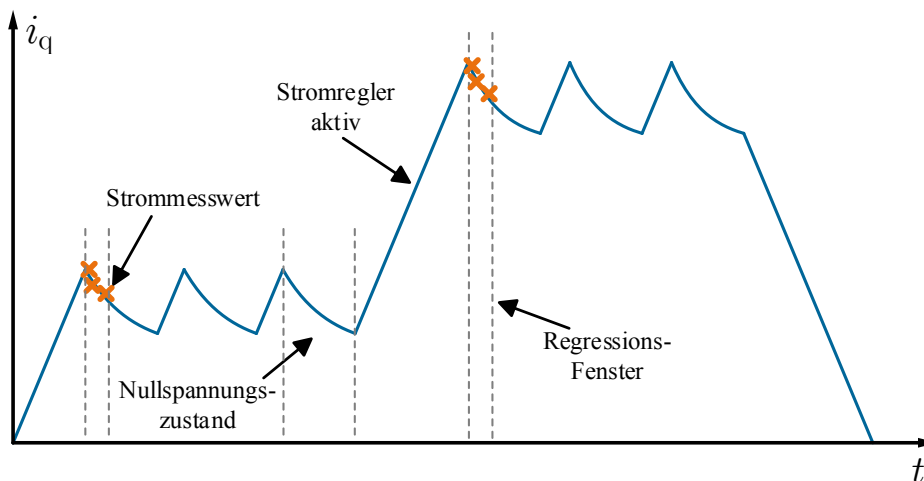


Abbildung 5.2: Prinzip zur Identifikation der Maschineninduktivitäten

Abbildung 5.3 entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B6] und zeigt für eine Messung den zeitlichen Ablauf der Erfassung der Messwerte in d-Richtung für ein Stromniveau von 3A.

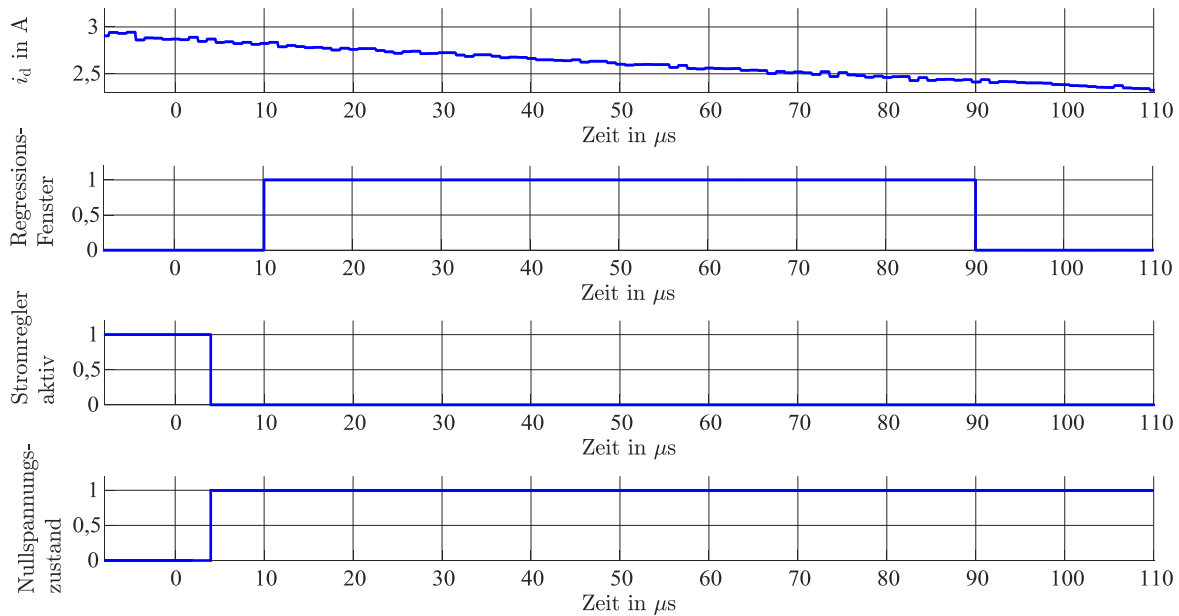


Abbildung 5.3: Zeitlicher Ablauf der Erfassung der Messwerte für ein Stromniveau von $i_d = 3\text{A}$

Für die Ermittlung der differentiellen Induktivität wird die Maschine in einem Arbeitspunkt (AP) gemäß

$$\vec{u}_{dq,AP} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R \overline{\vec{i}_{dq,AP}} + \begin{pmatrix} L'_d(\overline{i_{d,AP}}) & 0 \\ 0 & L'_q(\overline{i_{q,AP}}) \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,AP} \quad (5.8)$$

betrachtet. Dabei bezeichnet $\overline{\vec{i}_{dq,AP}}$ den Mittelwert des Stromes über das Regressionsfenster und $\frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,AP}$ ist die Steigung der Regressionsgerade. Mit Kenntnis des Widerstandes können die Induktivitäten mit

$$\begin{pmatrix} L'_d(\overline{i_{d,AP}}) \\ L'_q(\overline{i_{q,AP}}) \end{pmatrix} = -R \begin{pmatrix} \overline{i_{d,AP}} \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,AP} \\ \overline{i_{q,AP}} \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,AP} \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

für einen Arbeitspunkt berechnet werden. Für diese Identifikation ist die Kenntnis des Widerstandes entscheidend. Für diesen Ansatz wird dabei der nach dem Verfahren in Kapitel 6 vermessene Strangwiderstand verwendet. Dieser beträgt $386,5\text{m}\Omega$. Eine Übersicht bzgl. der Größen des experimentellen Aufbaus ist in Kapitel 9 zu finden. In Abb. 5.4 und Abb. 5.5 sind die Ergebnisse der Vermessung nach dem hier dargestellten neuartigen Ansatz mit Ergebnissen aus einem Vergleichsverfahren [47] verglichen. Die Abb. 5.4 und die Abb. 5.5 entstammen der betreuten studentischen Arbeit [B6]. Das Vergleichsverfahren verwendet einen analogen Leistungsverstärker und prägt ein hochfrequentes harmonisches Spannungssignal ein.

Die neuartige Identifikation wird für jede Achse in einem Bereich von -12A bis 12A in Schritten von $0,5\text{A}$ durchlaufen. Eine einzelne Identifikation dauert ca. $300\mu\text{s}$ Anregelzeit

und ca. $60\mu\text{s}$ Erfassung der Messwerte. Jeder Sollwert wird 10 mal hintereinander eingestellt. Somit dauert die gesamte Identifikation weniger als $0,4\text{s}$, sodass in diesem kurzen Zeitraum angenommen werden kann, dass sich die Maschine während der Identifikation nur unwesentlich erwärmt. Durch Gegenüberstellung der Ergebnisse mit dem Vergleichsverfahren wird

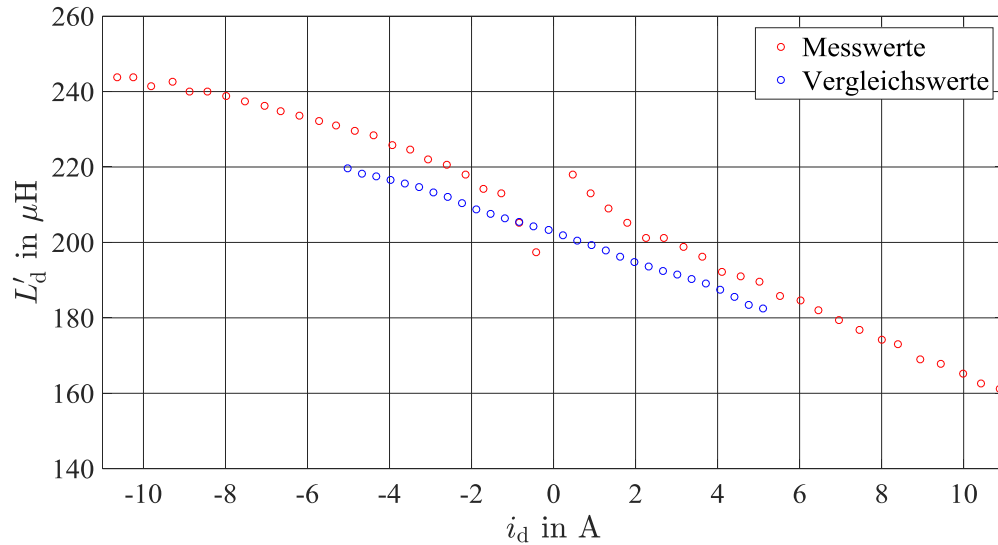


Abbildung 5.4: Ergebnis der Induktivitätsvermessung in d-Richtung

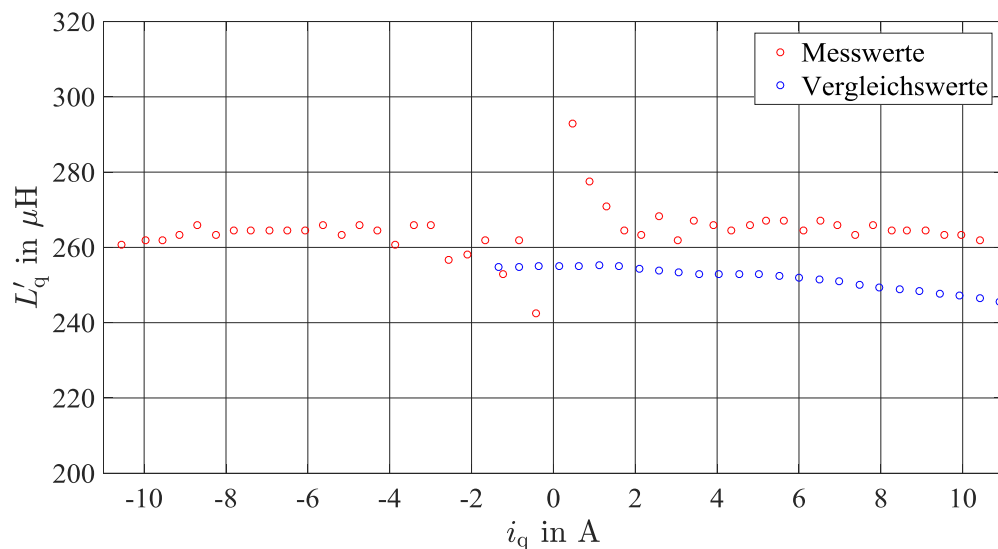


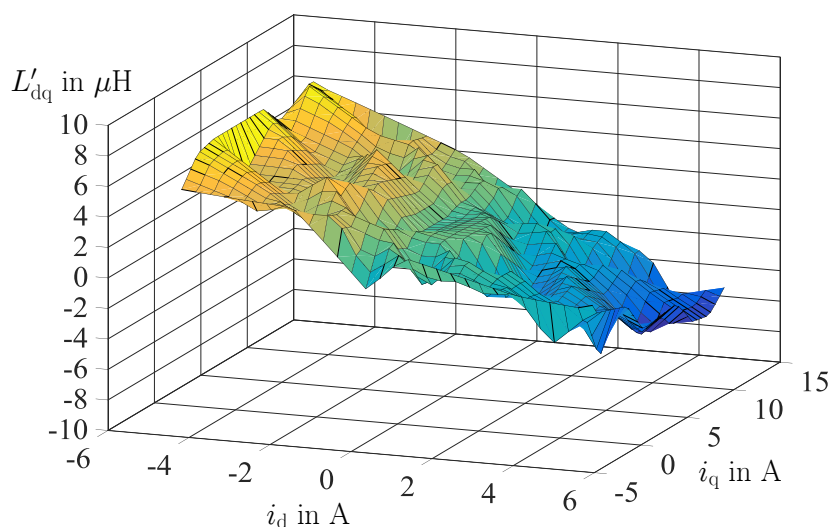
Abbildung 5.5: Ergebnis der Induktivitätsvermessung in q-Richtung

ersichtlich, dass der neuartige Ansatz in der Lage ist, bzgl. der Induktivitäten näherungsweise sowohl die Größenordnung als auch den Verlauf zu identifizieren. Bei sehr geringen Strömen gibt es große Abweichungen, da hier der Spannungsabfall am Widerstand vernachlässigbar ist und somit auch die Stromsteigung sehr gering ist. Die Induktivitätswerte bei diesen geringen Strömen können aus den Werten bei größeren Strömen interpoliert werden. Grundsätzlich ist in weiterführenden Arbeiten zu untersuchen, inwieweit ein Hochfrequenz-Verhalten des Widerstandes berücksichtigt werden muss oder auch die differentielle Gegeninduktivität identifiziert werden kann. Außerdem können Erweiterungen untersucht werden, bei denen

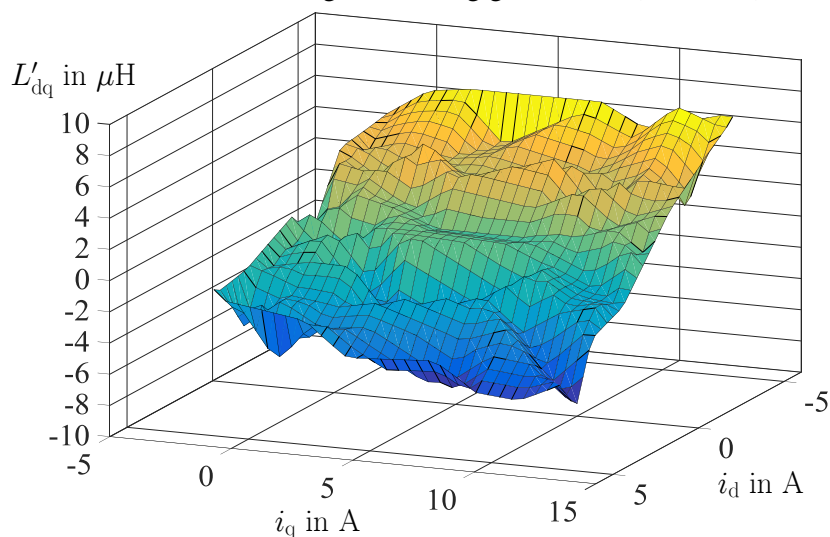
auf Grund der Trägheit des Rotors keine Festbremsung mehr erforderlich ist. Aus der Induktivitätsvermessung nach Abb. 5.4 und Abb. 5.5 ergibt sich eine geschätzte differentielle Induktivitätsmatrix gemäß

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} \hat{L}'_d(i_{\hat{d}}) & 0 \\ 0 & \hat{L}'_q(i_{\hat{q}}) \end{pmatrix}, \quad (5.10)$$

welche für das neuartige Verfahren der Rotorlagenschätzung in Kapitel 7 verwendet wird. Das Ergebnis der Vermessung der differentiellen Gegeninduktivität L'_{dq} nach dem Verfahren in [47] ist in Abb. 5.6 gezeigt. Um die Abhängigkeit vom d- sowie vom q-Strom zu veranschaulichen, sind zwei Ansichten dargestellt.



(a) Veranschaulichung der Abhängigkeit von i_d (Ansicht 1)



(b) Veranschaulichung der Abhängigkeit von i_q (Ansicht 2)

Abbildung 5.6: Ergebnis der Vermessung der differentiellen Gegeninduktivität L'_{dq}

5.3 Zusammenfassung des Kapitels

Für die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung ist die Kenntnis der differentiellen Maschineninduktivitäten hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit von Bedeutung. Dieses Kapitel stellt einen neuartigen Ansatz vor, um diese Induktivitätswerte zu vermessen. Dafür wird die Maschine im Stillstand festgebremst und es wird der Pulswechselrichter mit Überabtastung und FPGA basierter Auswertung verwendet. Es ist kein Umklemmen erforderlich. Das grundsätzliche Prinzip des Verfahrens besteht darin, dass auf Grund der Überabtastung auch kurzzeitige Transiente im Stromverlauf ausgewertet werden können. Durch Vergleich der Ergebnisse mit dem Vergleichsverfahren [47] wird ersichtlich, dass der neuartige Ansatz in der Lage ist, bzgl. der Induktivitäten näherungsweise die Größenordnung als auch den Verlauf zu identifizieren. Grundsätzlich ist in weiterführenden Arbeiten zu untersuchen, inwieweit ein Hochfrequenz-Verhalten des Widerstandes berücksichtigt werden muss bzw. auch die differentielle Gegeninduktivität identifiziert werden kann.

6 Neuartiges Verfahren zur Kompensation des Totzeiteffektes

Der Totzeiteffekt ist, wie in Kapitel 3 beschrieben und in [48], [49] erläutert, eine bedeutende Ursache für nichtlineare Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters. Bezogen auf Antriebssysteme ist bekannt [25], dass diese Abbildungsfehler zu Anregungen im erzeugten Drehmoment, besonders bei kleinen Drehzahlen und geringen Lastmomenten führen. Im Hinblick auf geberlos geregelte Antriebssysteme wird in Kapitel 4 aufgezeigt, dass der Totzeiteffekt die Dynamik der Rotorlageschätzung mindert und zur Oszillation der geschätzten Position führt.

Der Abbildungsfehler der Ausgangsspannung einer Halbbrücke hängt, wie in Kapitel 3 dargestellt, maßgeblich von der Größe sowie vom Vorzeichen des Strangstroms während der Schaltverzugszeit ab. Auf Grund der kurzen zeitlichen Dauer der Schaltverzugszeit gegenüber der elektrischen Zeitkonstante der Maschine kann für die Kompensation die Näherung getroffen werden, dass die Strangströme während dieser Zeit als konstant weiterfließen. Die Herausforderung bei der Kompensation besteht darin, für jede Halbbrücke die Strangströme in den Augenblicken der Schaltvorgänge vorauszusagen, sodass durch eine Anpassung der PWM-Ansteuerung der Totzeiteffekt kompensiert werden kann.

Dieses Kapitel stellt das neuartige Verfahren zur Kompensation des Totzeiteffektes auf Grundlage der überabtastenden Stromerfassung dar. Durch die parallele Signalverarbeitung im FPGA ergibt sich die Möglichkeit, dass auf Basis der erfassten Strominformation zeitlich nahezu unmittelbar eine Anpassung der PWM-Ansteuerung erfolgen kann.

Der Ansatz der hier vorgestellten Kompensation besteht darin, dass Strominformationen bis kurz vor dem zeitlichen Auftreten der kommenden Schaltvorgänge erfasst und verwendet werden, um den Totzeiteffekt bzgl. dieser Schaltvorgänge jeweils prädiktiv zu kompensieren. Durch eine Prädiktorstruktur im FPGA erfolgt eine Vorhersage der Strangströme. Anhand einer zuvor vermessenen Speichertabelle im FPGA ergibt sich eine Umsetzung der vorhergesagten Ströme in Korrektur-Aussteuergrade. Diese Aussteuergrade werden hinsichtlich der kommenden Schaltvorgänge von der PWM-Einheit des FPGA rechtzeitig ausgeführt und dienen somit der Kompensation des Totzeiteffektes. Die Vermessung der Speichertabelle benötigt kein Umklemmen der Maschine, lediglich die Ansteuerung des Pulswechselrichters wird modifiziert. Um ein Drehen des Rotors zu vermeiden, ist jedoch eine Festbremsung erforderlich.

Abschnitt 6.1 beschäftigt sich mit der Stromvorhersage und der Methodik der Kompensation. Abschnitt 6.2 erläutert die Vermessung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften und die Erstellung der Speichertabelle. Abschnitt 6.3 zeigt die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung. In Abschnitt 6.4 wird eine Sensitivitätsanalyse auf experimenteller Basis in Bezug auf den Einfluss einer veränderlichen Zwischenkreisspannung sowie einer veränderlichen Schaltverzugszeit dargestellt. Eine Gegenüberstellung zu DSP basierten Verfahren der Kompensation wird Abschnitt 6.5 gezeigt. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

6.1 Kompensation des Totzeiteffektes

Die grundsätzliche Funktionsweise des neuartigen Verfahrens wird anhand von Abb. 6.1 bis Abb. 6.3 erläutert. Während der zeitlichen Dauer von Nullspannungszuständen berechnet das FPGA in Abb. 6.1 lineare Regressionsgeraden auf Basis der Strommesswerte der Überab-tastung. Die Parameter der linearen Regression sind in Abb. 6.2 veranschaulicht. Kurz vor dem zeitlichen Auftreten der nächsten Schaltvorgänge (Zeit $t_{sw,1}$) in Abb. 6.3 ist die lineare Regression beendet und es erfolgt die Berechnung der Ströme $i_{LMS,1}$, $i_{LMS,2}$, $i_{LMS,3}$ mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen. Basierend auf diesen Strömen und der Kenntnis der kommenden Schaltvorgänge errechnet eine Prädiktorstruktur im FPGA die Ströme $i_{sw,1}$, $i_{sw,2}$, $i_{sw,3}$, die jeweils zu Beginn des zeitlichen Auftretens der kommenden Schaltvorgänge erwartet werden. Für diese Vorhersage ist zudem die Kenntnis der Zwischenkreisspannung sowie die Kenntnis der wirksamen Maschineninduktivität erforderlich. In dieser Arbeit wird eine näherungsweise konstante Zwischenkreisspannung vorausgesetzt. Durch Verwendung einer zuvor vermessenen Speichertabelle im FPGA werden die vorhergesagten Ströme in Korrektur-Aussteuergrade überführt. Diese Aussteuergrade werden von der PWM-Einheit im FPGA rechtzeitig umgesetzt, um den Totzeiteffekt prädiktiv zu kompensieren. Das Verfahren der Kompensation wird dabei für jede Halbperiode der PWM-Ansteuerung separat ausgeführt. Direkt zu Beginn jeder Halbperiode erfolgt eine Sortierung der aktuellen Aussteuergrade des PWM-Generators nach ihrer Größe, sodass sich a_{max} , a_{mid} und a_{min} ergibt. Somit entsteht auch eine Sortierung der Halbbrücken bzgl. ihrer Schaltreihenfolge innerhalb einer Halbperiode. Dabei bezeichnet ① die Halbbrücke mit dem ersten, ② die Halbbrücke mit dem zweiten sowie ③ die Halbbrücke mit dem dritten Schaltvorgang, vgl. Abb. 6.3. Für die präzise Funktionsweise des Verfahrens ist folgender Zusammenhang entscheidend.

Da durch die prädiktive Kompensation der Abbildungsfehler der Ausgangsspannung bereits hinsichtlich der ersten Schalthandlung ① korrigiert wird, stimmt die Vorhersage des Stromes $i_{sw,2}$ bzgl. der zweiten Schalthandlung ②, da die Prädiktorstruktur im FPGA bei der Vorhersage somit von der richtigen Spannung ausgeht. Dies gilt analog auch für die Vorhersage des Stromes $i_{sw,3}$, da bereits prädiktiv die Abbildungsfehler bzgl. der Schalthandlungen ①, ② kompensiert werden.

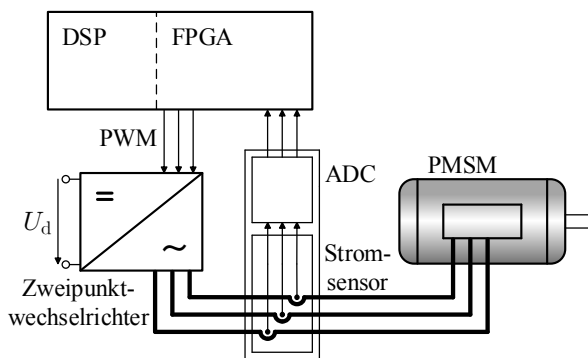


Abbildung 6.1: FPGA-basierte Stromerfassung

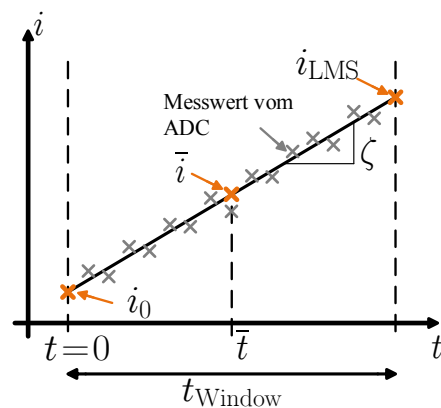


Abbildung 6.2: Parameter der linearen Regression

Die lineare Regression nach der Methode der kleinsten Quadrate im Zusammenhang mit der überabtastenden Stromerfassung wurde bereits in [14], [50] aufgezeigt. Die Parameter der Regression sind in Abb. 6.2 dargestellt. Die Stromsteigung ζ ergibt sich gemäß

$$\zeta = \frac{S_{t,i}}{S_{t,t}} = \frac{\overline{it} - \bar{i}\bar{t}}{\overline{t^2} - \bar{t}^2} \quad (6.1)$$

aus dem Verhältnis der empirischen Kovarianz $S_{t,i}$ sowie der empirischen Varianz $S_{t,t}$ und erfordert die Berechnung der vier gemittelten Größen \bar{i} , \bar{t} , $\overline{t^2}$, \overline{it} .

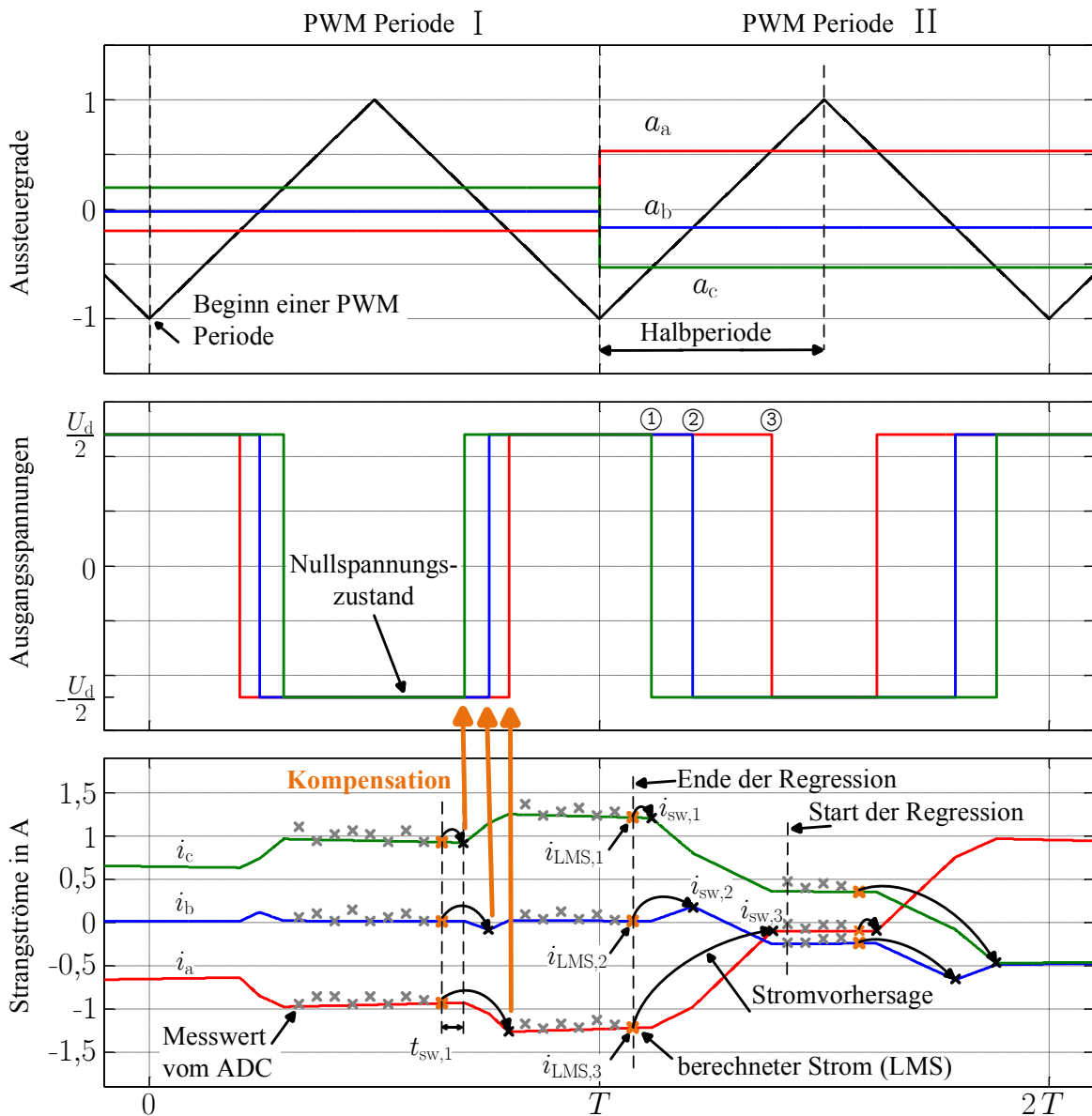


Abbildung 6.3: Methodik des Verfahrens der Totzeitkompensation

Für die Prädiktion der Strangströme wird ein vereinfachtes Maschinenmodell in statorfesten

abc-Koordinaten verwendet. Für einen Strang x gilt dabei

$$u_x = Ri_x + L \frac{d}{dt} i_x + u_{EMF,x} \quad \text{mit} \quad L = \Sigma L (i_d = 0, i_q = 0) \quad . \quad (6.2)$$

Für die Untersuchungen, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden, hat sich im Zusammenhang mit der Kurzzeit-Prädiktion die Modellierung der Induktivität nach Gl. (6.2) als ausreichend herausgestellt. Bei kleinen Modulationsgraden ist der relative Abbildungsfehler bzgl. der Ausgangsspannung des Pulswechselrichters am größten. Sind zudem die Strangströme gering, so ist der Totzeiteffekt vom Vorzeichen sowie von der Größe des Strangstroms abhängig, sodass hier für die Kompensation eine präzise Stromvorhersage erforderlich ist. Dies wird mit obiger Modellierung der Induktivität erreicht, da diese bei kleinen Strömen keine Sättigung vorsieht. Bei größeren Modulationsgraden und großen Strömen ist diese Modellierung ausreichend, da einerseits der relative Abbildungsfehler geringer ist und andererseits für die Kompensation nur das Stromvorzeichen richtig bestimmt werden muss. Für den Fall, dass die Situation große Ströme, kleine Modulationsgrade bspw. bei einem Lastwechsel entsteht, ist wiederum die Modellierung ausreichend, da lediglich die Stromvorzeichen richtig vorhergesagt werden müssen. Während der zeitlichen Dauer eines Nullspannungszustandes¹⁾ folgt für die zeitliche Ableitung des Strangstromes

$$\frac{d}{dt} i_{x,pss} = \zeta_x = -\frac{1}{L} (Ri_x + u_{EMF,x}) = -\frac{1}{L} u_{fm,x,pss} \quad . \quad (6.3)$$

Dabei bezeichnet $u_{fm,x,pss}$ die grundfrequente Spannung der Maschine während eines Nullspannungszustandes. Die Bestimmung des Stromes $i_{LMS,x}$ am Ende des Regressions-Fensters ergibt sich nach

$$i_{LMS,x} = \bar{i}_x + \zeta_x \bar{t} \quad . \quad (6.4)$$

Auf Grund der Überabtastung können diese Größen mit einem sehr hohen Signal-Rausch-Verhältnis bestimmt werden. Die Stromvorhersage setzt voraus, dass die Zwischenkreisspannung bekannt und mindestens für die Dauer der aktiven Spannungszustände²⁾ konstant ist. Vereinfachend kann auch gefordert werden, dass die Zwischenkreisspannung für die Dauer einer Halbperiode als konstant angesetzt werden kann. Ferner besteht die Annahme, dass sich die Polradspannung der Maschine im Verhältnis zur Taktfrequenz der PWM langsam ändert. Daher wird gefordert, dass diese Spannung für die Dauer einer Halbperiode als konstant betrachtet werden kann. Durch den Ansatz gemäß

$$\frac{d}{dt} i_{x,ass} = \frac{1}{L} u_{x,ass} - \frac{1}{L} (Ri_{x,ass} + u_{EMF,x,ass}) = \frac{1}{L} u_{x,ass} - \frac{1}{L} u_{fm,x,ass} \quad (6.5)$$

¹⁾engl. passive switching state (pss)

²⁾engl. active switching state (ass)

können die Stromanstiege während der aktiven Spannungszustände berechnet werden, was die Grundlage für die Vorhersage der Ströme $i_{sw,1}$, $i_{sw,2}$, $i_{sw,3}$ darstellt. Dabei beschreibt $u_{x,ass}$ die für den jeweiligen Maschinenstrang relevante Strangspannung. Da die grundfrequente Spannung der Maschine langsam gegenüber der Taktfrequenz der PWM variiert, ist

$$u_{fm,x,ass} \approx u_{fm,x,pss} \quad (6.6)$$

zutreffend. Anhand von Gl. (6.3) und Gl. (6.5) ergibt sich

$$\frac{d}{dt} i_{x,ass} = \frac{1}{L} u_{x,ass} + \zeta_x \quad (6.7)$$

Da eine Sortierung der Halbbrücken nach ihrer Schaltreihenfolge ①, ②, ③ erfolgt, bestehen definierte Beziehungen bzgl. der wirkenden Spannungen $u_{sw,1}$, $u_{sw,2}$, $u_{sw,3}$ für die Vorhersage der Ströme $i_{sw,1}$, $i_{sw,2}$, $i_{sw,3}$. Dies ist in Abb. 6.4 veranschaulicht. Dabei beziehen sich die dargestellten Schalthandlungen in Abb. 6.4 auf die erste Hälfte der PWM Periode II gemäß Abb. 6.3. Vor der ersten Schalthandlung definiert der (1,1,1)-Vektor den Schaltzustand in Abb. 6.4.a. Halbbrücke C hat den kleinsten Aussteuergrad a_{min} und schaltet als erstes ①. Die Spannung $u_{sw,1}$ zur Vorhersage des Stromes $i_{sw,1}$ bzgl. der ersten Schalthandlung ist Null und somit folgt

$$i_{sw,1} = i_{LMS,1} + t_{sw,1} \zeta_1 \quad (6.8)$$

Halbbrücke B hat den Aussteuergrad a_{mid} und schaltet als zweites ②, die Spannung $u_{sw,2}$ zur Vorhersage des Stromes $i_{sw,2}$ ist

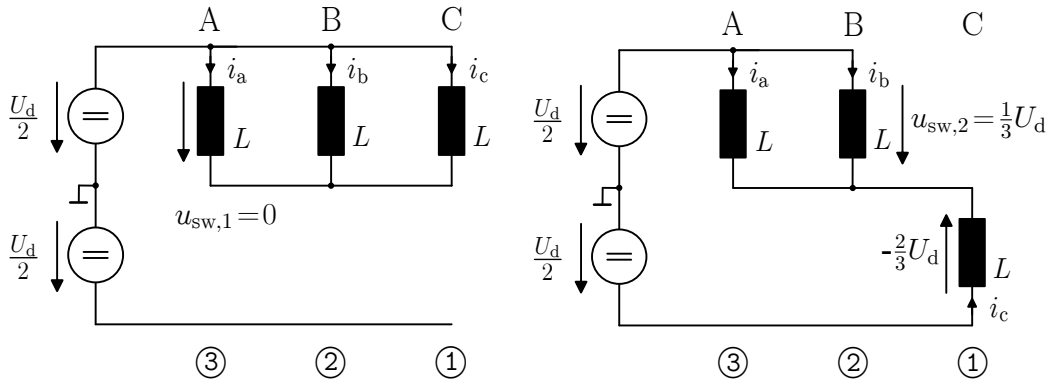
$$u_{sw,2} = \frac{1}{3} U_d \quad (6.9)$$

und damit folgt

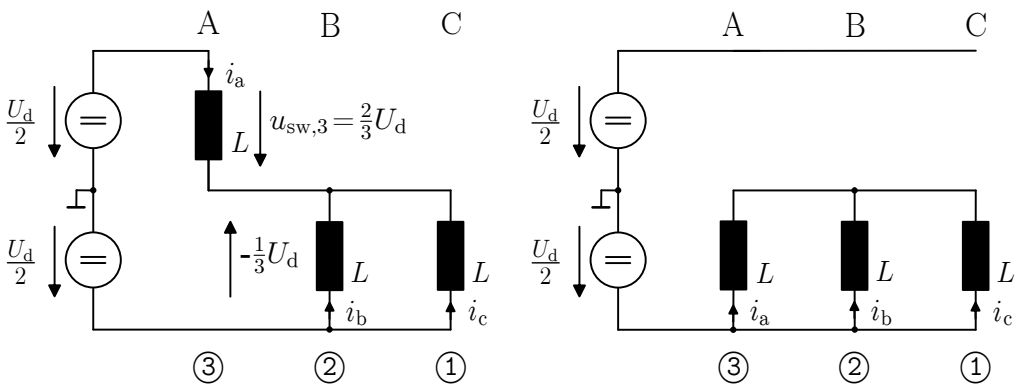
$$\begin{aligned} i_{sw,2} &= i_{LMS,2} + t_{act,1} \frac{1}{L} u_{sw,2} + (t_{act,1} + t_{sw,1}) \zeta_2 \\ &= i_{LMS,2} + t_{act,1} \frac{1}{L} \frac{1}{3} U_d + (t_{act,1} + t_{sw,1}) \zeta_2 \quad (6.10) \end{aligned}$$

Dabei bezeichnet $t_{act,1}$ die Dauer des ersten aktiven Spannungszustandes. Den größten Aussteuergrad a_{max} hat Halbbrücke A und führt somit die dritte Schalthandlung ③ aus. Die Spannung $u_{sw,3}$ zur Vorhersage des Stromes $i_{sw,3}$ ist

$$u_{sw,3} = \frac{2}{3} U_d \quad (6.11)$$



(a) Schaltzustand vor der ersten Schalthand- (b) Schaltzustand nach der ersten Schalthand-
lung lung



(c) Schaltzustand nach der zweiten Schalt- (d) Schaltzustand nach der dritten Schalt-
handlung handlung

Abbildung 6.4: Erläuterung der wirkenden Spannungen hinsichtlich der Stromvorhersage

und damit folgt

$$\begin{aligned}
 i_{sw,3} &= i_{LMS,3} + t_{act,1} \frac{1}{L} u_{sw,2} + t_{act,2} \frac{1}{L} u_{sw,3} + (t_{act,1} + t_{act,2} + t_{sw,1}) \zeta_3 \\
 &= i_{LMS,3} + \frac{U_d}{3L} (t_{act,1} + 2t_{act,2}) + (t_{act,1} + t_{act,2} + t_{sw,1}) \zeta_3 \quad . \quad (6.12)
 \end{aligned}$$

Die dargestellten Beziehungen gelten für Halbperioden mit steigendem PWM-Dreieck. Bei Halbperioden mit fallendem PWM-Dreieck definiert der $(-1,-1,-1)$ -Vektor den Schaltzustand vor der ersten Schalthandlung. Durch analoge Betrachtungen lässt sich für diesen Fall die Stromvorhersage $i'_{sw,x}$ nach Gl. (6.13) aufstellen.

$$\begin{aligned}
 i'_{sw,1} &= i_{LMS,1} + t_{sw,1} \zeta_1 \\
 i'_{sw,2} &= i_{LMS,2} - t_{act,1} \frac{1}{L} \frac{1}{3} U_d + (t_{act,1} + t_{sw,1}) \zeta_2 \\
 i'_{sw,3} &= i_{LMS,3} - \frac{U_d}{3L} (t_{act,1} + 2t_{act,2}) + (t_{act,1} + t_{act,2} + t_{sw,1}) \zeta_3 \quad (6.13)
 \end{aligned}$$

Auf Grund dieser, durch die Sortierung definierten, Beziehung zwischen wirkender Spannung und Stromvorhersage ist eine effiziente Implementierung auf einem FPGA möglich. Es sei angemerkt, dass diese gesamte Vorhersage innerhalb der Zeit $t_{sw,1}$ jeweils für $i_{sw,1}$, $i_{sw,2}$, $i_{sw,3}$ zeitlich parallel ausgeführt wird. Anhand dieser Stromvorhersagen werden auf Basis einer Speichertabelle Korrektur-Aussteuergrade a_{corr} ermittelt und auf die Referenz-Aussteuergrade a_{set} des PWM Generators addiert,

$$\begin{aligned} a_a &= a_{a,set} + a_{corr}(i_{a,sw}) \\ a_b &= a_{b,set} + a_{corr}(i_{b,sw}) \\ a_c &= a_{c,set} + a_{corr}(i_{c,sw}) \quad . \end{aligned} \quad (6.14)$$

6.2 Vermessung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften

Die Speichertabelle ist das Ergebnis einer Vermessung, welche vor dem regulären Betrieb der Maschine initial (offline) durchgeführt wird. Es ist kein Umklemmen erforderlich. Um induktive Spannungsabfälle vernachlässigen zu können, wird eine sehr niederfrequente Referenzspannung auf die Maschine gegeben. Um den Einfluss der Polradspannung zu vermeiden, wird die Maschine festgebremst. Die Herausforderung bei dem Verfahren besteht darin, dass aus den gemessenen Strangströmen der Abbildungsfehler der Ausgangsspannung einer Halbbrücke, bezogen auf eine Halbperiode der PWM-Ansteuerung, rekonstruiert werden muss. Die Vermessung kann grundsätzlich auch mit einer DSP basierten Stromerfassung erfolgen, die Überabtastung realisiert hier lediglich ein höheres Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen. Die PWM-Ansteuerung ist so modifiziert, dass nur zwei der drei Halbbrücken geschaltet werden. Im Folgenden sei angenommen, dass Halbbrücke C nicht angesteuert ist. Da die Polradspannung in allen Strängen Null ist, resultiert, dass bei dieser Ansteuerung der Strom in Strang C auf seinem Anfangswert Null verbleibt. Damit ergibt sich der Zusammenhang nach Gl. (6.15) zwischen den Ausgangs- sowie den Strangspannungen (vgl. Abb. 3.1):

$$\begin{pmatrix} u'_a \\ u'_b \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} \quad . \quad (6.15)$$

Die niederfrequente Referenzspannung wird durch beschrieben:

$$\begin{aligned} u_{a,set} &= \hat{u} \cos(\omega t) \\ u_{b,set} &= -\hat{u} \cos(\omega t) \quad . \end{aligned} \quad (6.16)$$

Durch Subtraktion beider Strangspannungen und mit Gl. (6.15) ergibt sich

$$u'_a - u'_b = \frac{1}{2}u_a - \frac{1}{2}u_b + \frac{1}{2}u_a - \frac{1}{2}u_b = u_a - u_b \quad . \quad (6.17)$$

Durch Ersetzen der Strangspannungen u'_a , u'_b folgt

$$Ri_a + L \frac{d}{dt} i_a - Ri_b + L \frac{d}{dt} i_b = u_a - u_b \quad . \quad (6.18)$$

Da der Strom in Strang C Null ist, resultiert

$$i_a = -i_b \quad . \quad (6.19)$$

Auf Grund der niederfrequenten Spannungsanregung kann Gl. (6.18) zu

$$2Ri_a = u_a - u_b \quad (6.20)$$

vereinfacht werden. Durch Darstellung der Ausgangsspannungen mit Hilfe der Referenzspannung $u_{x,\text{set}}$ und dem Abbildungsfehler $u_{x,\text{err}}$ folgt

$$2Ri_a = u_{a,\text{set}} + u_{a,\text{err}} - u_{b,\text{set}} - u_{b,\text{err}} \quad . \quad (6.21)$$

Eine weitere Annahme bzw. Näherung für die Vermessung besteht darin, dass die einzelnen Halbbrücken die gleichen nichtlinearen Übertragungseigenschaften aufweisen. Unter Berücksichtigung von Gl. (3.6), Gl. (3.11), Gl. (3.12) lässt sich somit die Vereinfachung nach

$$u_{a,\text{err}} = -u_{b,\text{err}} \quad (6.22)$$

einführen. Dies resultiert in

$$\begin{aligned} Ri_a &= \frac{1}{2} (u_{a,\text{set}} - u_{b,\text{set}}) + u_{a,\text{err}} \\ Ri_a &= u'_{a,\text{set}} + u_{a,\text{err}} \quad . \end{aligned} \quad (6.23)$$

Da der Strangstrom i_a gemessen wird und der Sollwert der Strangspannung $u'_{a,\text{set}}$ vorliegt, zeigt Gl. (6.23), dass der Abbildungsfehler $u_{a,\text{err}}$ einer Halbbrücke berechnet werden kann, sofern der Widerstand R bekannt ist. Daher wird im Folgenden die Identifikation des Widerstandes beschrieben.

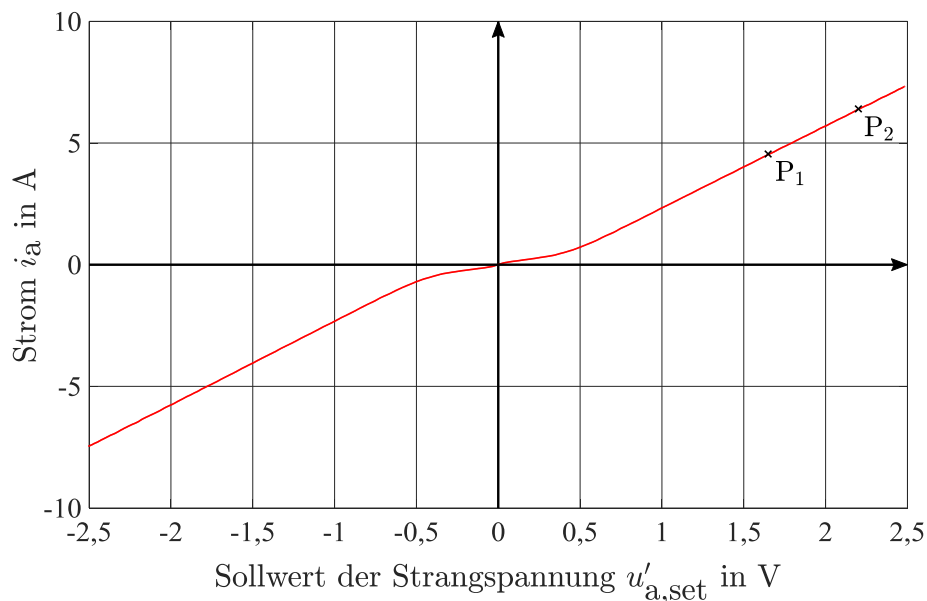


Abbildung 6.5: Identifikation des Widerstandes

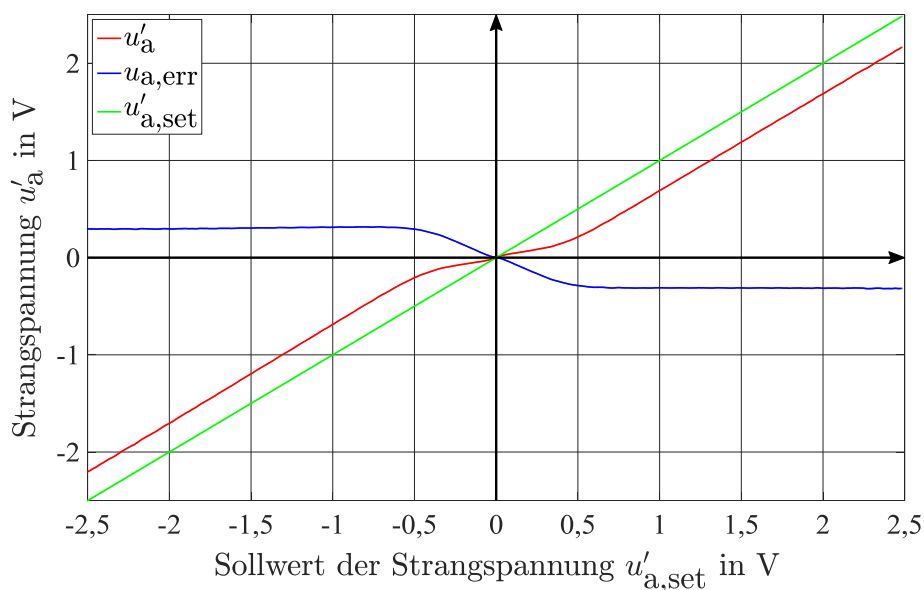


Abbildung 6.6: Identifikation des Spannungsfehlers

Abbildung 6.5 zeigt den gemessenen Verlauf des Strangstromes (Zwischenkreisspannung 48 V, Totzeit 500 ns), wenn eine sehr niederfrequente Referenz-Spannung ausgeführt wird. Im Bereich größerer Ströme können die parasitären Kapazitäten vernachlässigt werden. Da der Abbildungsfehler für größere Ströme des gleichen Vorzeichens als konstant angenähert werden kann, ergeben sich die beiden Arbeitspunkte P_1 und P_2 entsprechend Gl. (6.24) und Gl. (6.25)

$$R i_{a,P1} = u'_{a,set,P1} + u_{a,err} \quad (6.24)$$

$$R i_{a,P2} = u'_{a,set,P2} + u_{a,err} \quad (6.25)$$

Der Widerstand kann aus dem Vergleich beider Arbeitspunkte nach

$$R = \frac{u'_{a,\text{set},P2} - u'_{a,\text{set},P1}}{i_{a,P2} - i_{a,P1}} \quad (6.26)$$

rekonstruiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Arbeitspunkte manuell festgelegt, grundsätzlich besteht auch die Möglichkeit diese Punkte durch einen Algorithmus zu wählen. Auf Grund der Überabtastung kann der Widerstand mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis bestimmt werden. Mit dem identifizierten Widerstand kann die reale Strangspannung u'_a mit

$$u'_a = R i_a \quad (6.27)$$

berechnet werden. Anhand von

$$u_{a,\text{err}}(i) = u'_a(i) - u'_{a,\text{set}} \quad (6.28)$$

lässt sich aus der Differenz zwischen der realen Strangspannung und dem Sollwert der resultierende Abbildungsfehler $u_{a,\text{err}}$ bestimmen, welcher in Abb. 6.6 dargestellt ist. Zudem kann mit dem identifizierten Widerstand anhand von

$$|u_{a,\text{err},t_d,\text{res}}| = \frac{1}{2} |R (i_{a,P1} + i_{a,P2}) - (u'_{a,\text{set},P1} + u'_{a,\text{set},P2})| \quad (6.29)$$

der Spannungsfehler bei größeren Strömen berechnet werden, welcher auf der Wirkung der antiparallelen Dioden nach Abschnitt 3.1 basiert. Abhängig vom Vorzeichen des Strangstroms wird der Spannungsfehler $u_{a,\text{err}}$ in zwei Komponenten zerlegt. Die Komponente $u_{a,\text{err},\text{fall}}$ bezieht sich auf die Halbperiode mit fallender Flanke der Ausgangsspannung u_a . Die Komponente $u_{a,\text{err},\text{ris}}$ bezieht sich auf die Halbperiode mit steigender Flanke der Ausgangsspannung u_a . Diese Aufteilung des Spannungsfehlers ist in Abb. 6.7 dargestellt. Zur Erläuterung sei angenommen, dass der Strangstrom positiv ist. Somit resultiert der Spannungsfehler bei fallender Flanke der Ausgangsspannung gemäß Abb. 3.7 aus der Wirkung der parasitären Kapazitäten und ist, wie in Abb. 6.7 dargestellt, von der Größe des Stroms sowie von seinem Vorzeichen abhängig. Der Spannungsfehler bei steigender Flanke der Ausgangsspannung ist hingegen nur vom Vorzeichen des Stromes abhängig. Die Zusammenhänge bei negativen Strömen lassen sich durch analoge Betrachtungen veranschaulichen. Der Spannungsfehler auf Grund der parasitären Kapazitäten $u_{a,\text{err},C}$ kann anhand von

$$u_{a,\text{err},C}(i) = u_{a,\text{err}}(i) - |u_{a,\text{err},t_d,\text{res}}| \text{sign}(i) \quad (6.30)$$

berechnet werden. Mit den Komponenten der Spannungsfehler ergibt sich für die Kompensation gemäß Gl. (6.31) und Gl. (6.32)

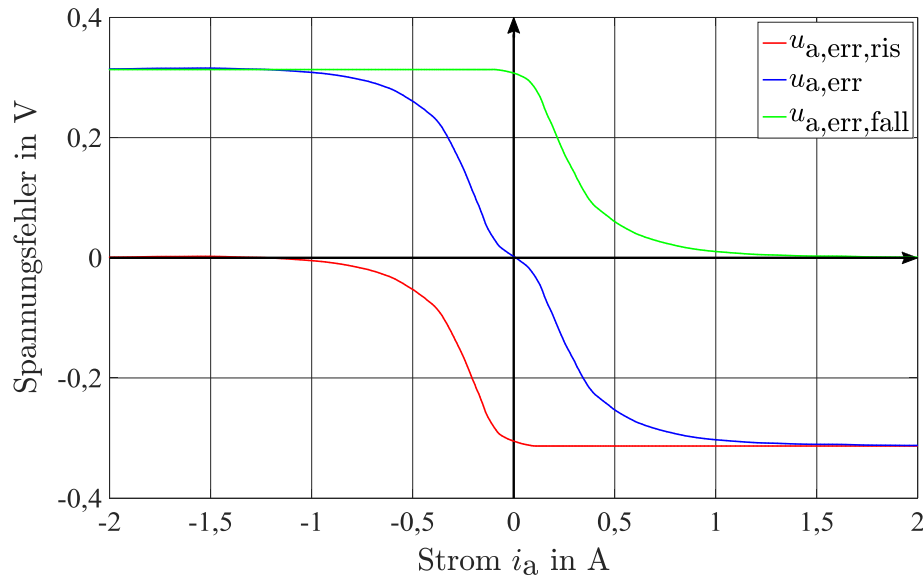


Abbildung 6.7: Aufteilung des Spannungsfehlers je Halbperiode der PWM-Ansteuerung

$$t_{\text{corr},x}(i) = \frac{u_{x,\text{err}}(i)}{U_d} T \quad (6.31)$$

$$a_{\text{corr},x}(i) = 4 \frac{t_{\text{corr},x}(i)}{T} - 1 \quad (6.32)$$

eine Umsetzung in Verschiebungszeiten $t_{\text{corr},x}(i)$ und Korrektur-Aussteuergrade $a_{\text{corr},x}(i)$. Die Gl. (6.32) ergibt sich, da das PWM-Trägersignal in einer Halbperiode im Bereich von -1 bis 1 variiert.

6.3 Experimentelle Untersuchung

Im Folgenden werden die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung vorgestellt. Zunächst sind die gemessenen Spannungs-Strom-Diagramme zur Identifikation des Spannungsfehlers bei niederfrequenter Spannungsanregung dargestellt. Für eine Abbildung ist eine feste Schaltverzugszeit eingestellt und die Kurvenschar ergibt sich jeweils durch verschiedene Zwischenkreisspannungen. Zu jedem Spannungs-Strom-Diagramm gehört eine Abbildung, welche den berechneten Spannungsfehler zeigt. Bei allen Messungen beträgt die Taktfrequenz des Pulswechselrichters 10 kHz . Die Abbildungen 6.8 bis 6.15 entstammen der betreuten studentischen Arbeit [B5]. Abbildung 6.8 und Abb. 6.9 zeigen das Spannungs-Strom-Diagramm sowie den berechneten Spannungsfehler für eine Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung von 500 ns . Bei allen Messungen ist die Maschine festgebremst.

Für das Spannungs-Strom-Diagramm in Abb. 6.10 mit dem berechneten Spannungsfehler in Abb. 6.11 ist eine Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung von 750 ns eingestellt.

Abbildung 6.12 und Abb. 6.13 zeigen das Spannungs-Strom-Diagramm sowie den berechneten

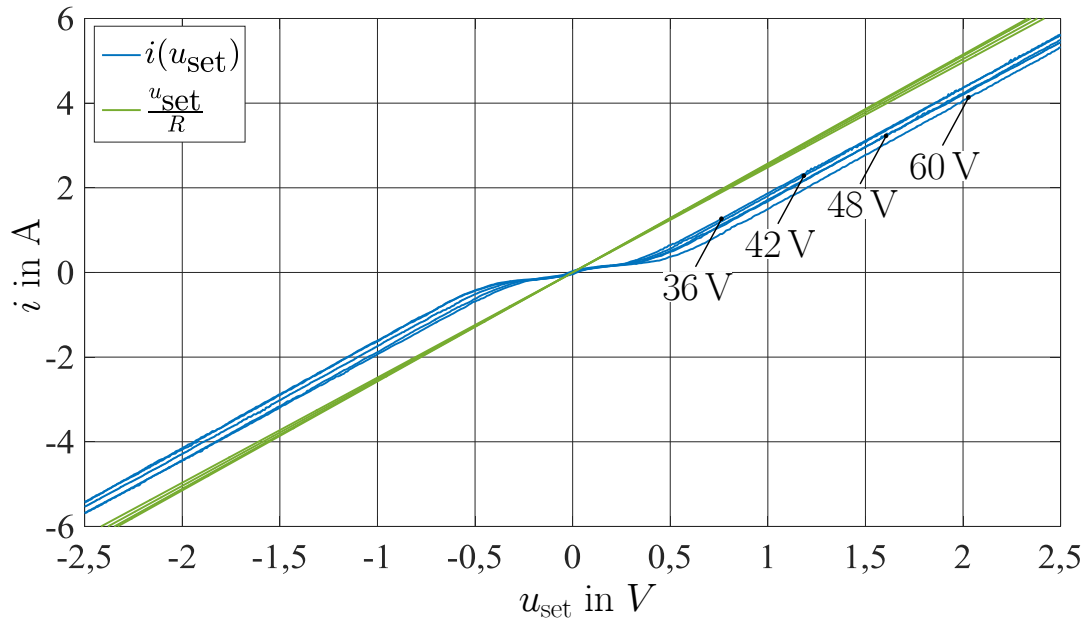


Abbildung 6.8: Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 500ns

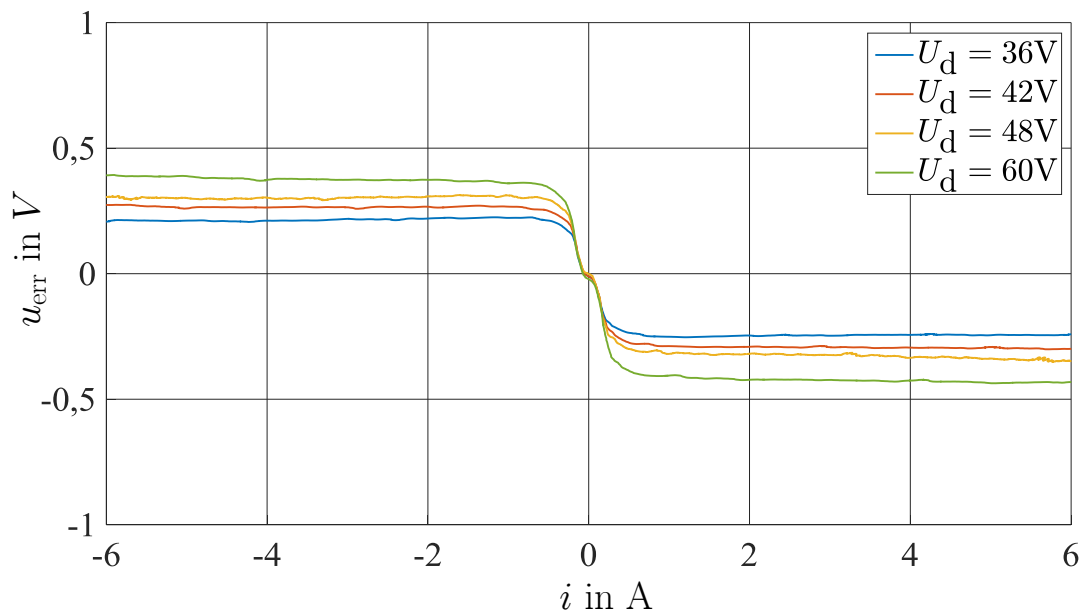


Abbildung 6.9: Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.8 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 500ns

Spannungsfehler für eine Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung von 1000ns.

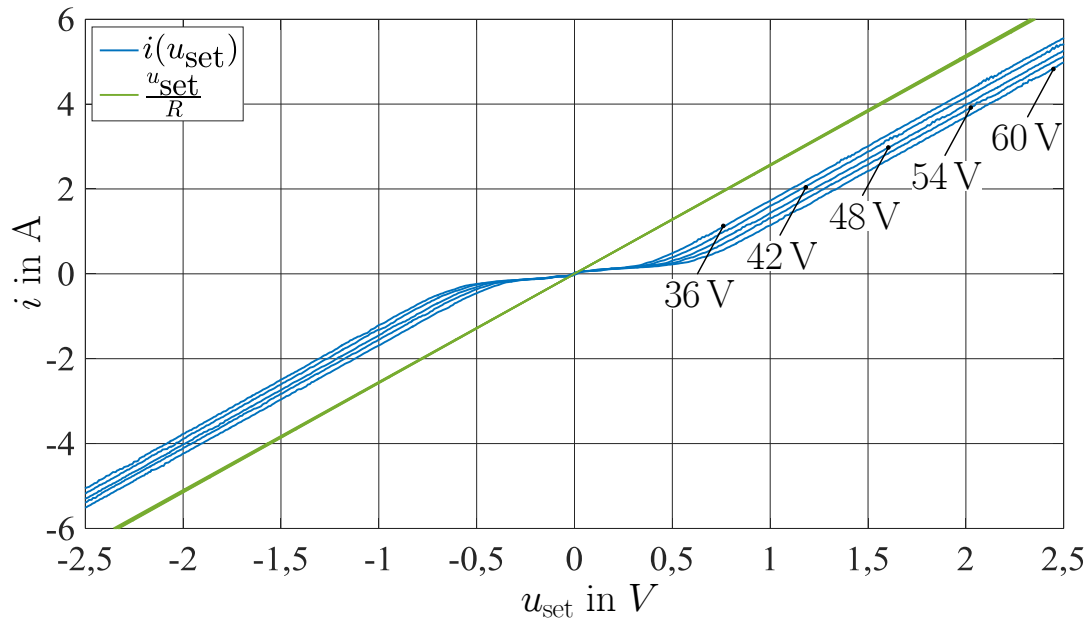


Abbildung 6.10: Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 750 ns

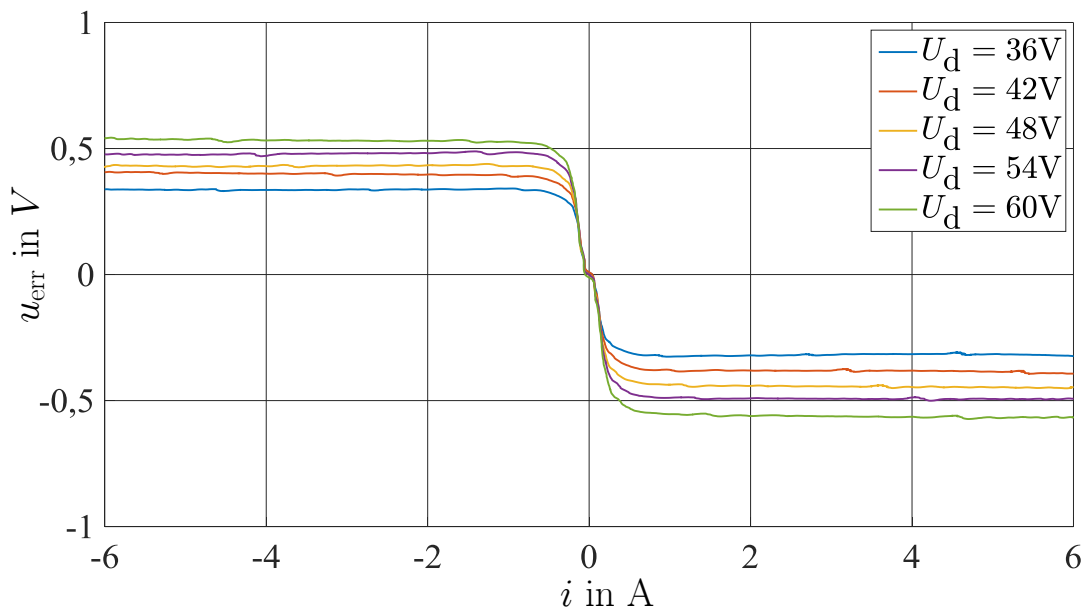


Abbildung 6.11: Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.10 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 750 ns

Hinsichtlich des Spannungs-Strom-Diagramms in Abb. 6.14 mit dem berechneten Spannungsfehler in Abb. 6.15 ist eine Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung von 1250 ns eingestellt. Es wird ersichtlich, dass der Spannungsfehler mit steigender Schaltverzugszeit sowie mit steigender Zwischenkreisspannung zunimmt. Außerdem ist allen Messungen zu entnehmen, dass der Spannungsfehler für einen Strom von Null verschwindet, da hier die Wirkung der parasitären Kapazitäten den Abbildungsfehler kompensiert.

Die Kompensation, die im Rahmen dieser Arbeit betrachtet und implementiert wurde, bezieht sich auf eine Schaltverzugszeit von 500 ns und auf eine Zwischenkreisspannung von 48 V,

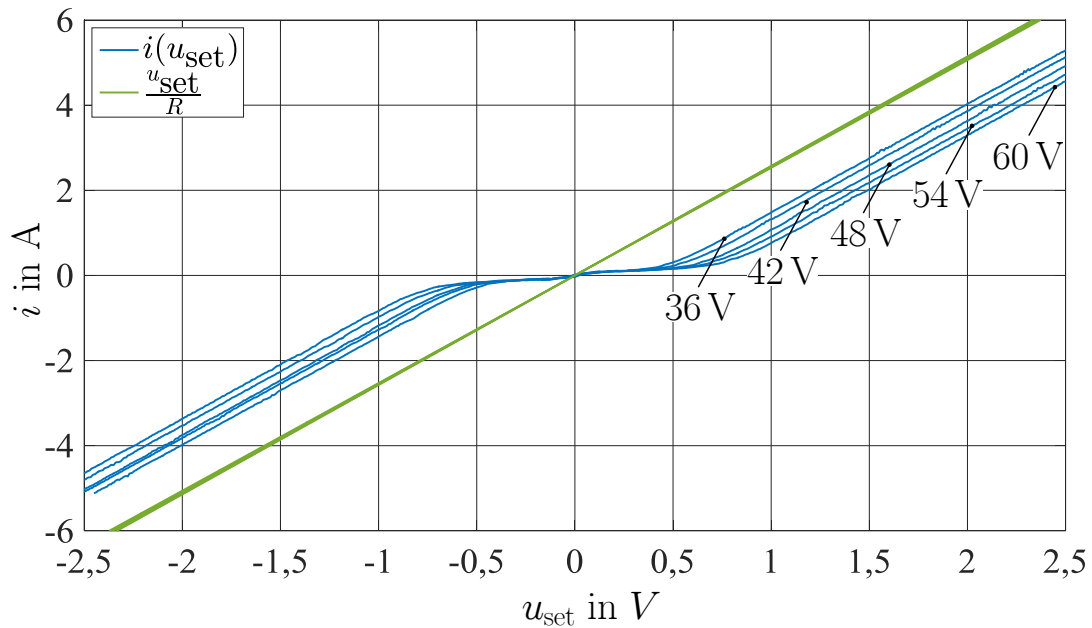


Abbildung 6.12: Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1000 ns

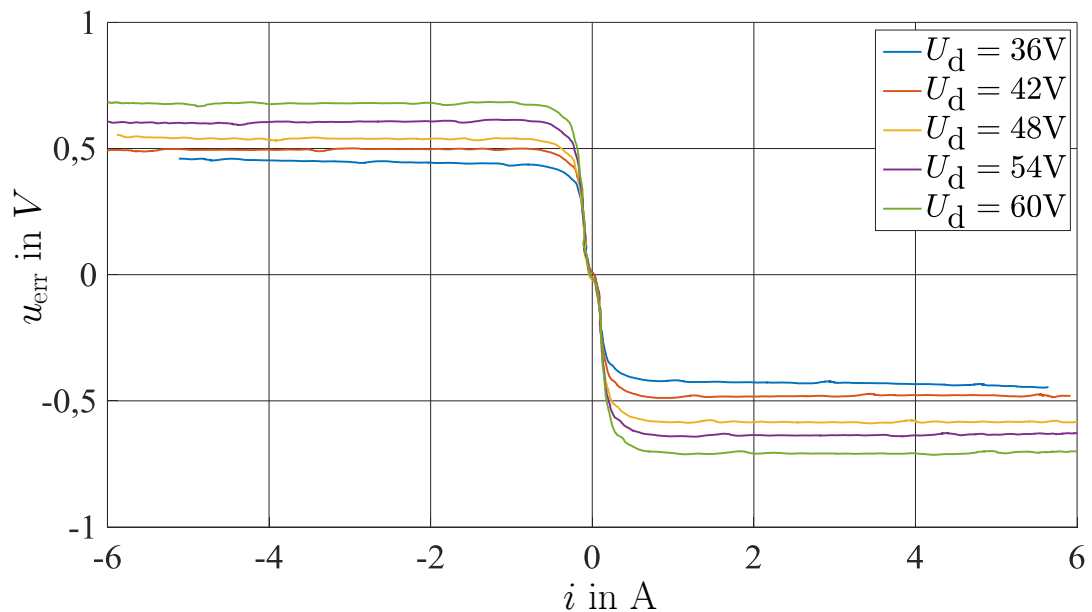


Abbildung 6.13: Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.12 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1000 ns

da dies der Spezifikation des verwendeten Pulswechselrichters entspricht. Abbildung 6.16 zeigt den Verlauf eines Strangstromes mit und ohne Kompensation. Es wird ein sinusförmiger Spannungszeiger (0,1 Hz) in die α -Achse eingepägt. Bei der Messung in Bezug auf Abb. 6.17 wird ein rotierender Spannungszeiger (2,7 V, 125 Hz) eingepägt. Abbildung 6.17.a zeigt den Verlauf der Strangströme ohne Kompensation und Abb. 6.17.b stellt den Verlauf der Strangströme mit Kompensation dar.

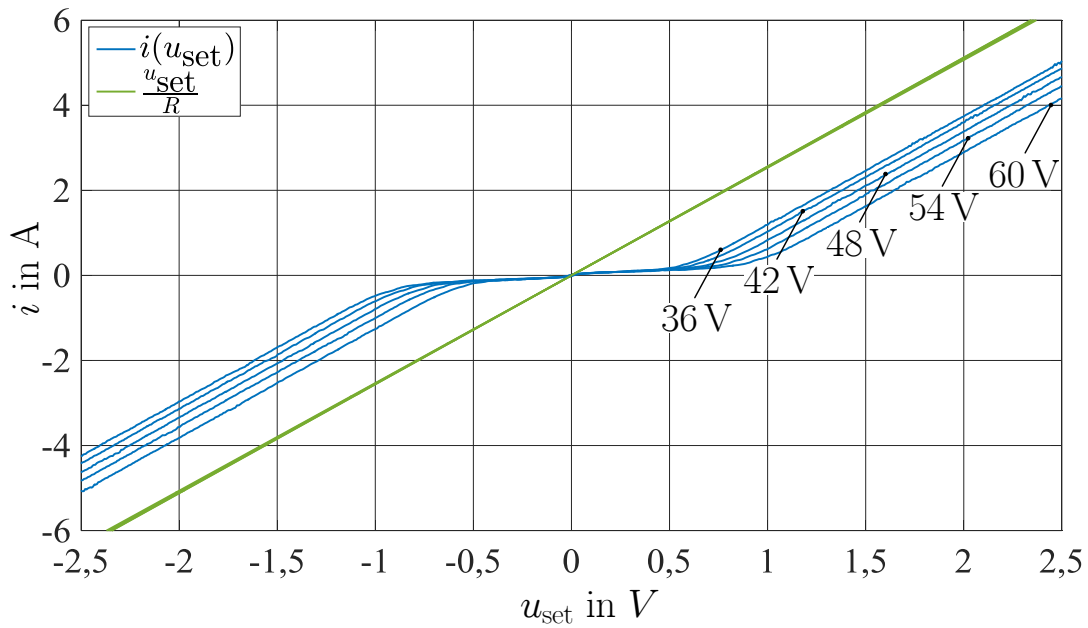


Abbildung 6.14: Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1250 ns

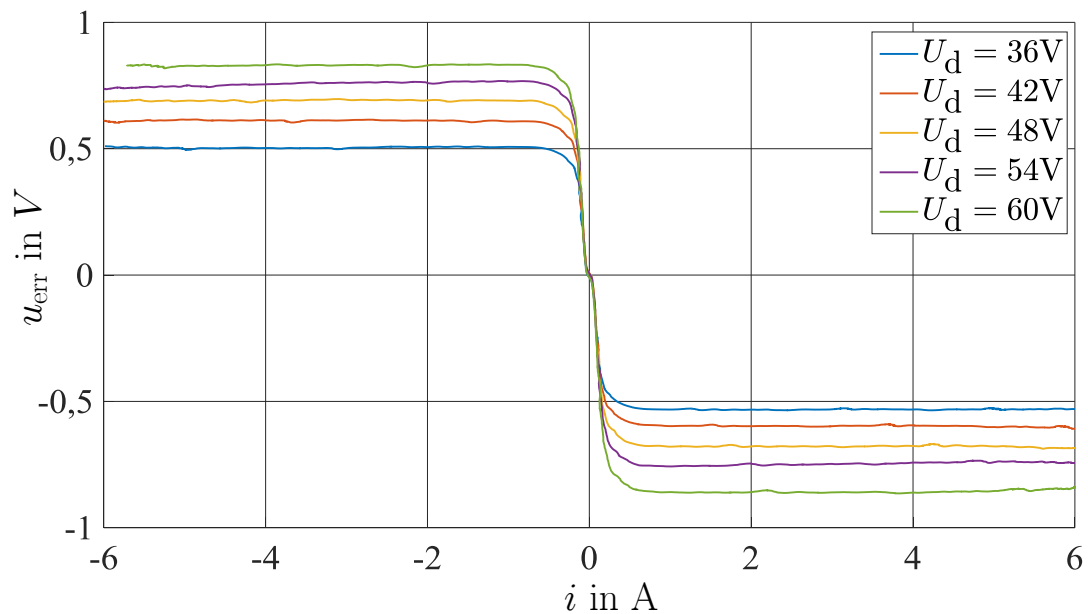


Abbildung 6.15: Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.14 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1250 ns

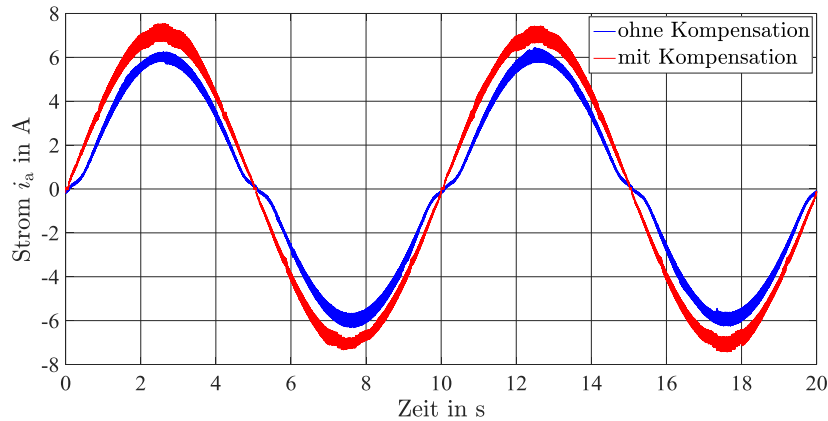
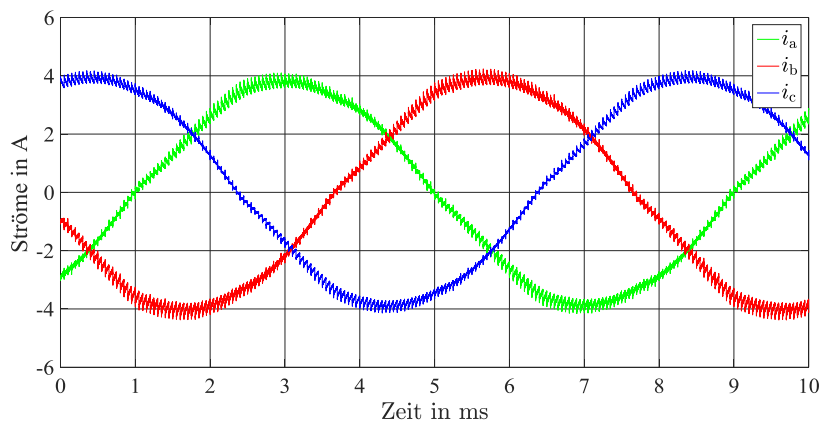
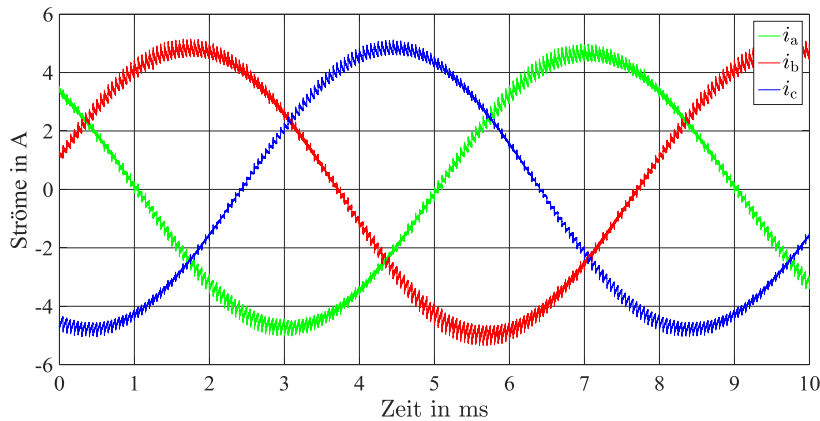


Abbildung 6.16: Zeitlicher Verlauf eines Strangstroms mit und ohne Kompensation bei niederfrequenter Spannungsanregung in der α -Achse



(a) Ohne Kompensation des Totzeiteffektes



(b) Mit Kompensation des Totzeiteffektes

Abbildung 6.17: Zeitlicher Verlauf der Strangströme bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (2,7 V, 125 Hz), Zwischenkreisspannung 48 V, Schaltverzugszeit 500 ns

Das Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (2 V, 500 Hz) ist ohne Kompensation in Abb. 6.18.a und mit Kompensation in Abb. 6.18.b dargestellt. Einen vergrößerten Ausschnitt zeigt Abb. 6.19. Das Spektrum einer verketteten Spannung³⁾ bei Einprägung der rotierenden Injektion ist in Abb. 6.20 visualisiert.

³⁾zwischen zwei Halbbrücken gemessen

Abbildung 6.21 zeigt das Spektrum eines Strangstroms. Die Abbildungen 6.18 bis 6.21 entstammen der betreuten studentischen Arbeit [B5].

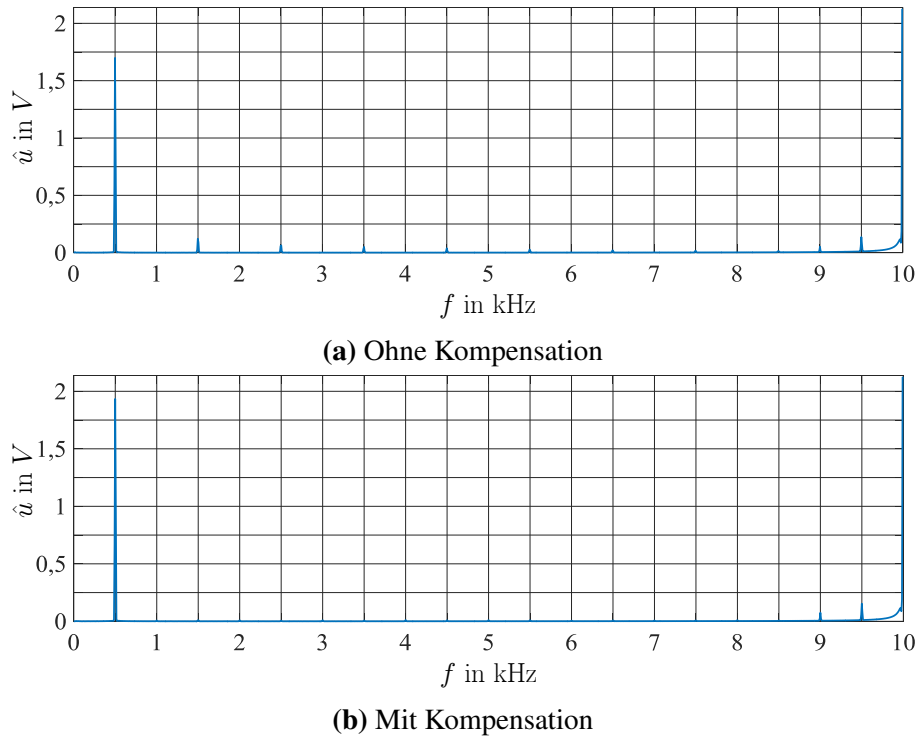


Abbildung 6.18: Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz)

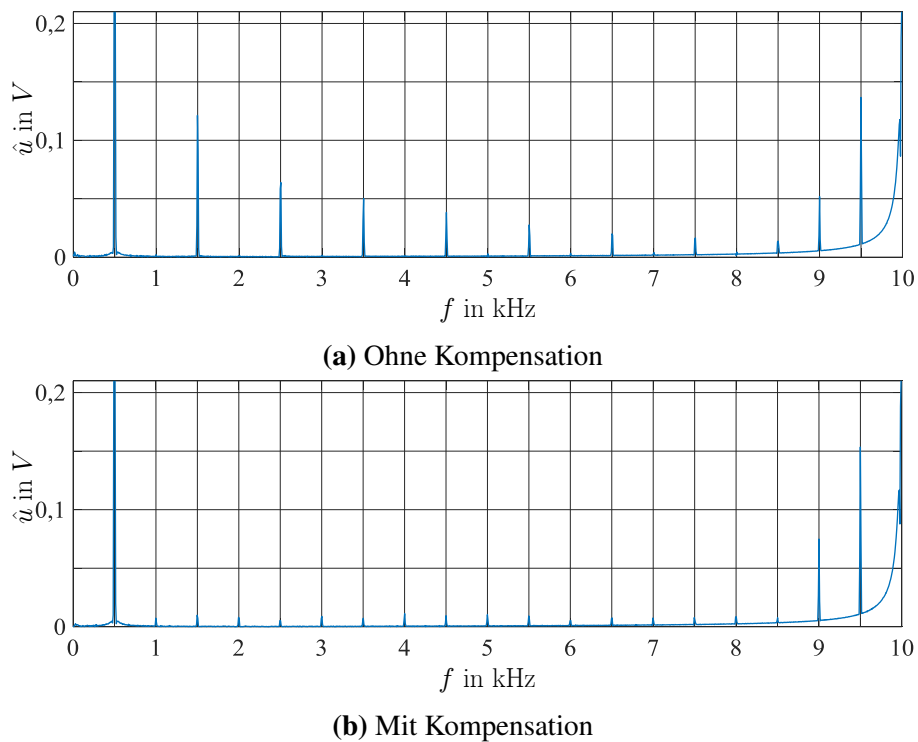
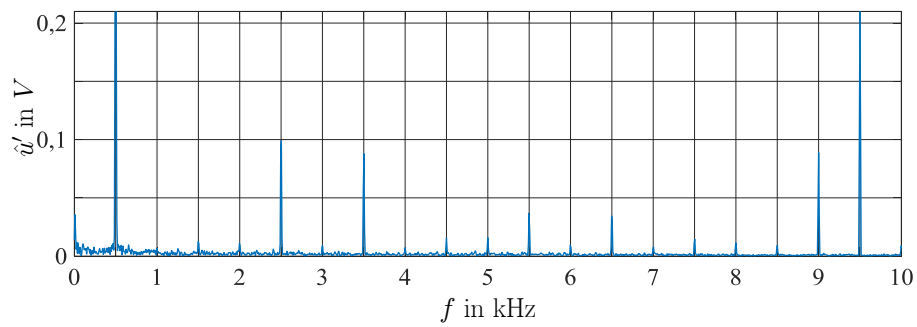
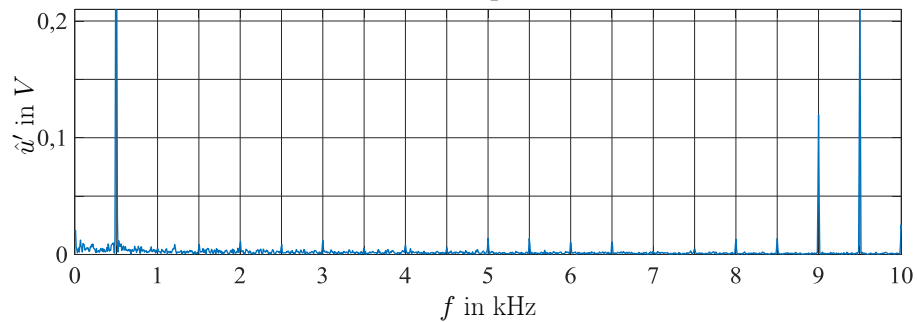


Abbildung 6.19: Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom

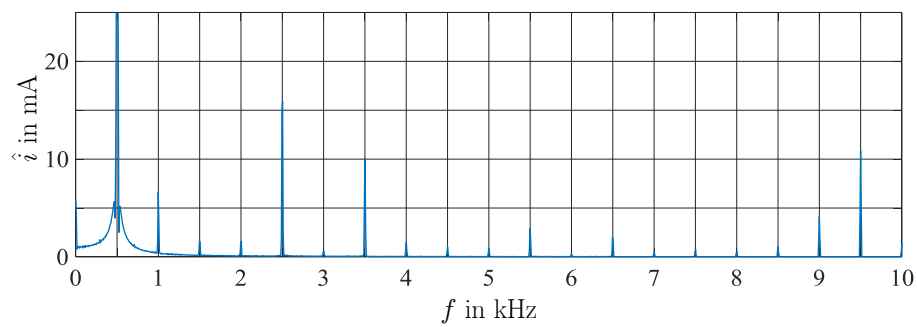


(a) Ohne Kompensation

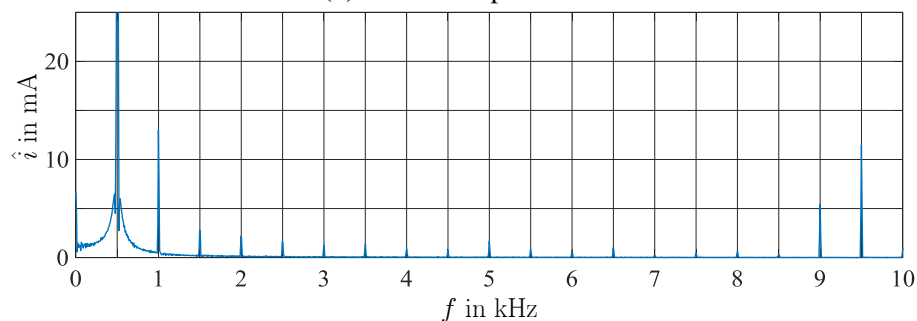


(b) Mit Kompensation

Abbildung 6.20: Spektrum einer verketteten Spannung bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom



(a) Ohne Kompensation



(b) Mit Kompensation

Abbildung 6.21: Spektrum eines Strangstroms bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom

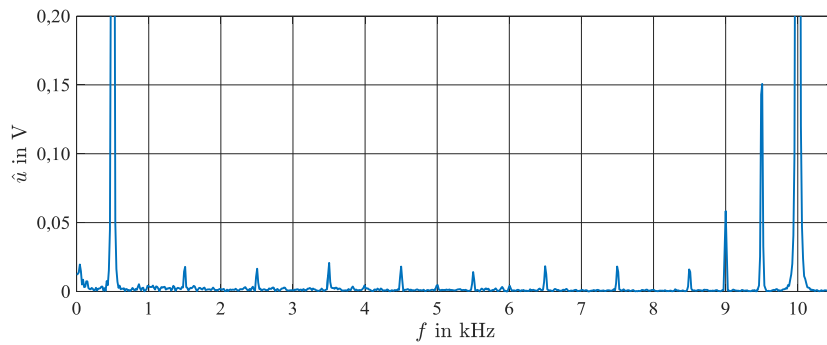
In allen Spektren ist die eingeprägte Grundschiwingung mit 500 Hz zu sehen. Desweiteren ist die Schaltfrequenz von 10 kHz mit den Harmonischen der PWM bei 9,5 kHz sowie bei 9 kHz erkennbar. Alle Spektren zeigen ferner Harmonische der Ordnung 5 und 7 bezogen auf die Grundschiwingung, welche durch die Totzeitkompensation deutlich gemindert werden. Im Spektrum der Ausgangsspannung ist zudem eine Harmonische dreifacher Ordnung gegenüber der Grundschiwingung sichtbar, welche sich nicht auf die verkettete Spannung auswirkt und auch im Strangstrom kaum erkennbar ist. Anhand von Abb. 6.18 wird deutlich, dass durch die Kompensation eine deutliche Korrektur der Amplitude der Grundschiwingung entsteht. Der Sollwert des rotierenden Spannungszeigers hat eine Amplitude von 2 V. Ohne Kompensation weist die resultierende Grundschiwingung eine Amplitude von 1,7 V und mit Kompensation eine Amplitude von 1,94 V auf, was den relativen Fehler von 15% auf 3% verringert, sodass die Funktionsfähigkeit des Verfahrens gezeigt wird. Die Grundschiwingung des gemessenen Strangstroms hat ohne Kompensation eine Amplitude von 2,1 A und mit Kompensation eine Amplitude von 2,38 A. Im Strangstrom ist ferner eine Harmonische der Ordnung 2 vorhanden, welche auf Grund der hochfrequenten Anregung entsteht, da hier das induktive Verhalten der Maschine überwiegt. Die Induktivitätsmatrix der Maschine hat einen Anteil, der vom doppelten der Rotorlage abhängt und somit bezogen auf den Strom die Ordnung 2 bedingt, vgl. Kap. 1.

6.4 Sensitivitätsanalyse

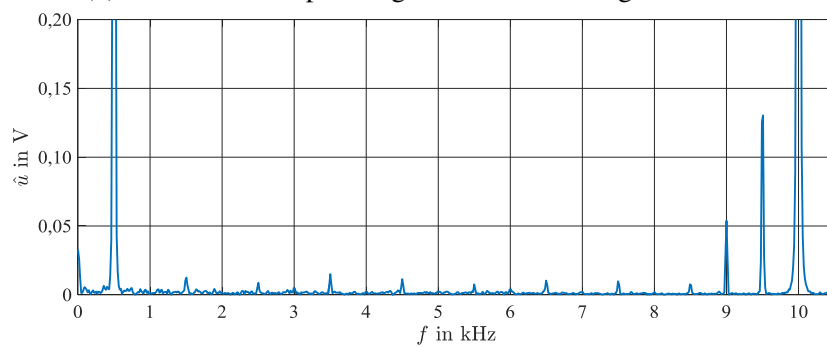
Beim Betrieb eines Antriebssystems kann die Zwischenkreisspannung Schwankungen unterliegen. Zudem können sich die Schaltzeiten⁴⁾ t_{on} und t_{off} der Leistungshalbleiter mit der Temperatur verändern, was zu einer Schwankung der resultierenden Schaltverzugszeit führt. Diese beiden Einflüsse werden im Rahmen einer Sensitivitätsanalyse untersucht. Dabei wird jeweils das Spektrum der Ausgangsspannung bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 500 Hz betrachtet. Abbildung 6.22 entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B7] und bezieht sich auf den Einfluss der Zwischenkreisspannung. Die Kompensation des Totzeiteffektes ist bei dieser Untersuchung aktiviert und die implementierte Speichertabelle ist für eine Zwischenkreisspannung von 48 V und eine Schaltverzugszeit von 500 ns vermessen. In Bezug auf die Abb. 6.22.a wurde die Zwischenkreisspannung auf 53 V erhöht, sodass die Abweichung der Zwischenkreisspannung 5 V beträgt. In Bezug auf die Abb. 6.22.b wurde die Zwischenkreisspannung auf 43 V abgesenkt, sodass die Abweichung der Zwischenkreisspannung -5 V beträgt. Durch Vergleich mit Abb. 6.19 wird ersichtlich, dass diese Schwankung von ca. 10% der Zwischenkreisspannung nur einen geringen Einfluss auf die Qualität der Kompensation hat. Abbildung 6.23 entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B7] und bezieht sich auf den Einfluss einer veränderten Schaltverzugszeit. Die Kompensation des Totzeiteffektes ist bei dieser Untersuchung aktiviert und die implementierte Speichertabelle ist ebenfalls für eine Zwischenkreisspannung von 48 V und eine Schaltverzugszeit von 500 ns vermessen. In Bezug auf die Abb. 6.23.a wurde die Schaltverzugszeit auf 520 ns erhöht, sodass die Abweichung der Schaltverzugszeit 20 ns beträgt. In Bezug auf die Abb. 6.23.b wurde die Schaltverzugszeit auf 480 ns abgesenkt, sodass die Abweichung der Zwischenkreisspannung -20 ns beträgt. Durch Vergleich mit Abb.

⁴⁾nach Kapitel 3, Abb. 3.3

6.19 zeigt sich, dass diese Schwankung der Schaltverzugszeit von 4 % nur einen geringen Einfluss auf die Qualität der Kompensation hat.

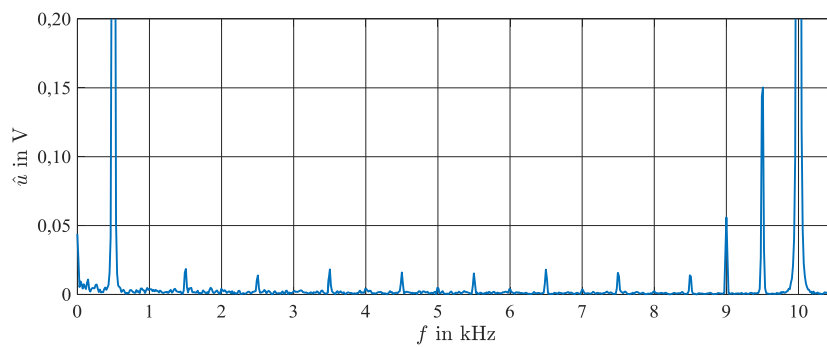


(a) Zwischenkreisspannung 53 V, Schaltverzugszeit 500 ns

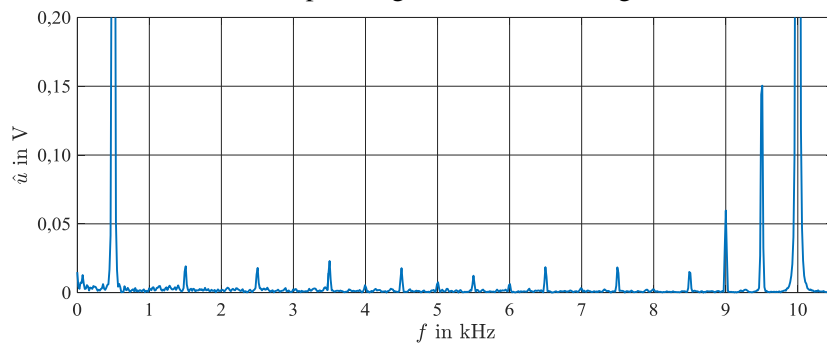


(b) Zwischenkreisspannung 43 V, Schaltverzugszeit 500 ns

Abbildung 6.22: Spektrum der Ausgangsspannung, Einfluss der Zwischenkreisspannung



(a) Zwischenkreisspannung 48 V, Schaltverzugszeit 520 ns



(b) Zwischenkreisspannung 48 V, Schaltverzugszeit 480 ns

Abbildung 6.23: Spektrum der Ausgangsspannung, Einfluss der Schaltverzugszeit

6.5 Gegenüberstellung zur Kompensation mit DSP basierter Stromerfassung

Um die hohe Dynamik und Präzision der FPGA basierten Totzeitkompensation zu veranschaulichen, erfolgt in diesem Abschnitt eine Gegenüberstellung mit einer DSP basierten Kompensation des Totzeiteffektes. Dazu wurde eine DSP basierte Totzeitkompensation mit mittensynchroner Stromerfassung gemäß Abb. 6.24 implementiert und untersucht. Die FPGA basierte Kompensation verwendet als Maschinenparameter lediglich die Kenntnis der mittleren Induktivität L . Für eine Vergleichbarkeit der Verfahren wird für die DSP basierte Kompensation ebenfalls nur diese Induktivität zur Stromvorhersage genutzt. D.h. basierend auf dem Sollwert der Strangspannung $u'_{x,\text{set}}(k)$ für die kommende Halbperiode der PWM-Ansteuerung und mit der Kenntnis des aktuellen Stromes $i_x(k)$ wird der Strom $i_{x,\text{est}}(k+1)$ vorhergesagt. Dieser Strom bezieht sich zeitlich auf das Ende der kommenden Halbperiode und wird von der vermessenen Speichertabelle nach Abb. 6.7 in einen Korrektur-Aussteuergrad $a_{x,\text{corr}}(k+1)$ umgesetzt. Dieser Aussteuergrad wird vom Sollwert des nächsten Aussteuergrades $a_{x,\text{set}}(k+1)$ abgezogen, um den Totzeiteffekt zu kompensieren. Der resultierende Aussteuergrad $a_{x,\text{set,corr}}(k+1)$ wird vom PWM-Generator ausgeführt.

Die experimentelle Untersuchung in Bezug auf Abb. 6.25 zeigt das Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers mit einer Amplitude von 2V und einer Frequenz von 250Hz. Die Frequenz der hochfrequenten Einprägung wurde halbiert, da bei 500Hz keine Vorteile mit der DSP basierten Kompensation mehr erkennbar waren. Durch Vergleich der neuartigen FPGA basierten Kompensation mit der DSP basierten Kompensation wird ersichtlich, dass die FPGA basierte Kompensation gegenüber der DSP basierten Kompensation deutliche Vorteile in Bezug auf Dynamik und Präzision aufweist.

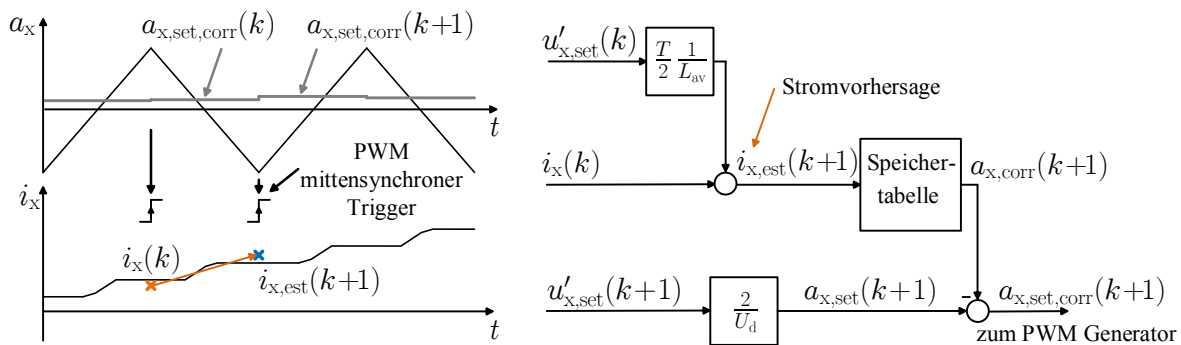


Abbildung 6.24: Struktur der implementierten DSP basierten Totzeitkompensation

Die Gegenüberstellung der FPGA basierten Kompensation mit Methoden der DSP basierten Kompensation wird im Folgenden grundlegender betrachtet. Die Verfahren mit DSP basierter mittensynchroner Stromerfassung lassen sich nach [51] grundsätzlich in zwei Gruppen einteilen. Bei den Verfahren der ersten Gruppe erfolgt eine Vorhersage der Ströme für die nächsten Augenblicke der Schaltvorgänge und die Ansteuerung bzw. Gate-Signale werden für eine Kompensation angepasst [52], [53], [54]. Diesen Ansatz verfolgt auch die Kompensation nach Abb. 6.24. Die Verfahren der zweiten Gruppe verändern die Referenz-Spannungsvorgabe des Pulswechselrichters, um den Totzeiteffekt zu kompensieren [55], [56]. Auf Grund des Strommessrauschens bzw. des schlechteren Signal-Rausch-Verhältnisses bei der mittensynchronen

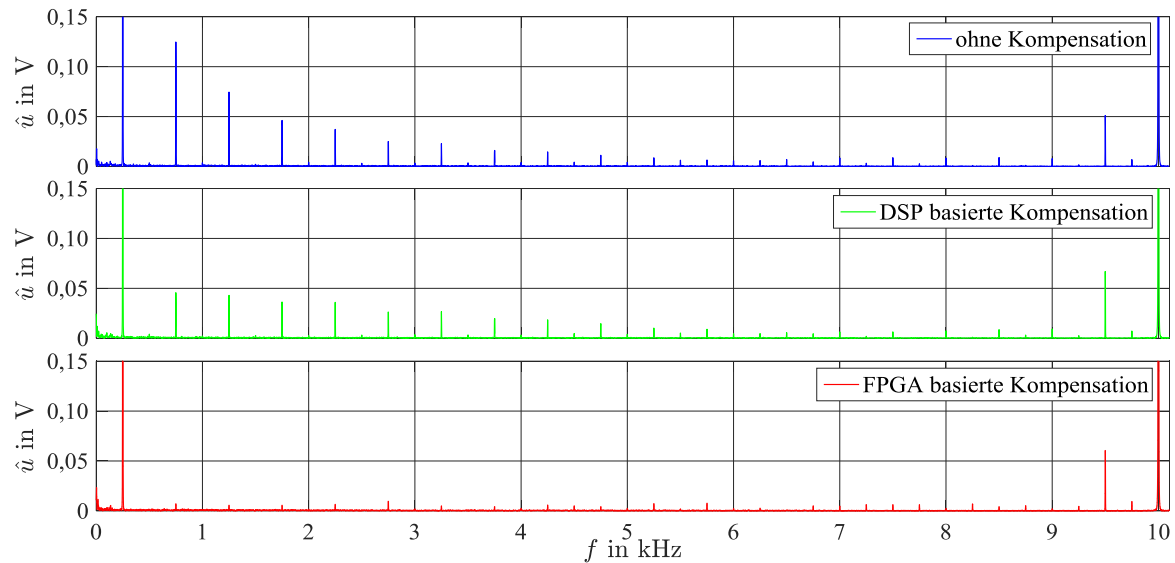


Abbildung 6.25: Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 250 Hz). Es wird die DSP basierte Totzeitkompensation mit der FPGA basierten Kompensation verglichen.

Abtastung gegenüber der Überabtastung besteht eine höhere Wahrscheinlichkeit, dass das Stromvorzeichen falsch erkannt und somit durch die Kompensation der Abbildungsfehler des Totzeiteffektes vergrößert wird. Durch die hochfrequente Spannungsanregung bei der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung resultieren hochfrequente Stromantworten mit häufigen Nulldurchgängen. Die Vorhersage der Ströme zum Zeitpunkt der nächsten Schaltvorgänge benötigt bei mittensynchroner Abtastung wegen des größeren zeitlichen Abstandes, im Vergleich zur dargestellten Kurzzeit-Prädiktion bei Überabtastung, ein grundsätzlich rechenintensiveres Maschinenmodell mit exakten Parametern. Hinzu kommt, dass der Einfluss des Widerstandes und der Polradspannung bei DSP basierten Verfahren bekannt sein muss und nicht wie bei der Überabtastung durch die Methodik des Verfahrens, anhand der Stromsteigungen während der Nullspannungszustände, selbst identifiziert wird. Die Vorteile der Überabtastung werden sichtbar, sofern berücksichtigt wird, dass eine nicht exakte Kenntnis der Maschinenparameter sowie ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis die Kompensation bei DSP basierter, mittensynchroner Stromerfassung erschwert.

6.6 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel stellt ein neuartiges Verfahren zur Kompensation des Totzeiteffektes auf Grundlage der überabtastenden Stromerfassung dar. Der Abbildungsfehler der Ausgangsspannung einer Halbbrücke hängt von der Größe sowie vom Vorzeichen des Strangstroms während der Schaltverzugszeit ab. Auf Grund der kurzen zeitlichen Dauer der Schaltverzugszeit gegenüber der elektrischen Zeitkonstante der Maschine wird für die Kompensation die Näherung getroffen, dass die Strangströme während dieser Zeit konstant weiterfließen. Auf Grundlage der parallelen Signalverarbeitung im FPGA ergibt sich die Möglichkeit, dass auf Basis der erfassten Strominformation zeitlich nahezu unmittelbar eine Anpassung der PWM-Ansteuerung erfolgen kann. Somit besteht der Ansatz der hier vorgestellten Kompensation darin, dass Strominformationen bis kurz vor das zeitliche Auftreten der kommenden Schaltvorgänge erfasst und verwendet werden, um den Totzeiteffekt bzgl. dieser Schaltvorgänge jeweils prädiktiv zu kompensieren. Durch eine Prädiktorstruktur im FPGA erfolgt eine Vorhersage der Strangströme. Diese werden anhand einer zuvor vermessenen Speichertabelle im FPGA in Korrektur-Aussteuergrade überführt und rechtzeitig von der PWM-Einheit ausgeführt, um den Totzeiteffekt jeweils prädiktiv bezogen auf die kommenden Schaltvorgänge zu kompensieren. Neben der Methodik der Kompensation wird ein Verfahren zur Vermessung der nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters dargestellt, welches ohne Umklemmen auskommt. Die Funktionsfähigkeit des neuartigen Verfahrens wird durch experimentelle Ergebnisse nachgewiesen. Im Rahmen einer Sensitivitätsanalyse wird der Einfluss einer veränderlichen Zwischenkreisspannung sowie einer veränderlichen Schaltverzugszeit auf experimenteller Basis untersucht. Zu Schwankungen in der Zwischenkreisspannung kann es durch den Betrieb des Antriebssystems kommen. Zudem können sich die Ein- und Ausschaltzeiten der Leistungshalbleiter mit der Temperatur verändern, was zu einer Schwankung der resultierenden Schaltverzugszeit führt. Die Sensitivitätsanalyse hat gezeigt, dass Schwankungen bis ca. 10% der Zwischenkreisspannung nur einen geringen Einfluss ausüben. Zudem hat sich gezeigt, dass eine Schwankung von 4% der Schaltverzugszeit nur zu einem geringen Einfluss führt. Eine Gegenüberstellung zu DSP basierten Verfahren der Kompensation erläutert, dass die Vorteile dieses neuartigen Verfahrens aus einem höheren Signal-Rausch-Verhältnis der Überabtastung, der Möglichkeit zur Identifikation anhand von Stromsteigungen während der Dauer von Nullspannungszuständen und aus der Methodik zur prädiktiven Kompensation innerhalb der laufenden PWM-Periode entstehen.

7 Neuartiges Verfahren zur Rotorlageschätzung

In diesem Kapitel wird ein neuartiges Verfahren zur Anisotropie basierten Rotorlageschätzung vorgestellt. Die grundsätzliche Zielsetzung für das neuartige Verfahren ergibt sich aus der Erkenntnis der Untersuchung in Kapitel 4 (Seite 51) und soll hier erneut hervorgehoben werden:

Eine hochdynamische, nicht hörbare geberlose Regelung der PMSM bei kleinen Drehzahlen, mit einer geringen Parameterabhängigkeit und geringen HF-Verlusten ist nur mit einer präzisen Stromerfassung und einer exakten Spannungsbildung realisierbar. Daher sind wesentliche Verbesserungen der geberlosen Regelung nur auf Grundlage einer deutlich verbesserten Stromerfassung sowie einer hochdynamischen Kompensation der Abbildungsfehler des Pulswechselrichters zu erwarten.

Um diese Zielsetzung zu erreichen, wurde in Kapitel 6 bereits ein neuartiges hochdynamisches Verfahren zur Kompensation der Abbildungsfehler des Pulswechselrichters vorgestellt, was auch bei der Rotorlageschätzung zur Anwendung kommt.

Das im Folgenden vorgestellte Verfahren der Rotorlageschätzung verwendet eine Überabtastung, um eine präzise Stromerfassung zu realisieren und um eine geringe Parameterabhängigkeit zu erreichen. Zudem kann das neuartige Verfahren eine beliebige Form der hochfrequenten Spannungsanregung verarbeiten und ist auf eine geringe Rechenintensität optimiert, damit eine einfache Implementierbarkeit auf einem FPGA ermöglicht wird. Um eine geringe Beeinflussung der grundfrequenten Regelung zu erreichen und zudem eine geringe Hörbarkeit der HF-Anregung zu gewährleisten, wird die Square-Wave-Injektion verwendet, da diese eine Einprägung mit PWM-Frequenz realisiert, vgl. Kapitel 4 (Seite 41). Wie aufgezeigt wird, geht das neuartige Verfahren als reduzierte Beobachter-Struktur aus dem Flussbeobachter [2] hervor und weist eine prinzipiell höhere Dynamik der Rotorlageschätzung auf.

Zunächst wird die reduzierte Beobachter-Struktur und die Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens erläutert. Anschließend folgt ein Vergleich mit dem Flussbeobachter nach [2] und es wird die Kompensation der Gegeninduktivität dargestellt. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

7.1 Reduzierte Beobachter-Struktur

Die Funktionsweise des neuartigen Verfahrens wird anhand von Abb. 7.1 erläutert, welche sich auf einen Maschinenstrang bezieht. Die Stromerfassung erfolgt mit der Frequenz der Überab-

tastung. Es sei angemerkt, dass in dieser Arbeit je Maschinenstrang hundert Strommesswerte in einer PWM-Periode erfasst und verarbeitet werden. Bei kleinen Drehzahlen und folglich kleinen Aussteuergraden ergibt sich eine große zeitliche Dauer der Nullspannungszustände in Relation zur PWM-Periode. Dies begründet, dass in einer PWM-Periode viele Strommesswerte im Zeitbereich der Nullspannungszustände erfasst werden können. Auf Grund der hohen Zahl an Messwerten führt die Auswertung der Nullspannungszustände tendenziell zu einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen. Für die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung ist jedoch eine hohe zeitliche Ableitung der Strangströme erforderlich, da die Induktivitätsmatrix der Maschine die Rotorlage-Information beinhaltet. Die zeitliche Ableitung der Strangströme ist während der Nullspannungszustände durch den Spannungsabfall am Widerstand und durch die Polradspannung begründet und ist bei kleinen Drehzahlen zu gering für eine Rotorlageschätzung [15]. Die zeitliche Ableitung der Strangströme während der aktiven Spannungszustände ist durch die hochfrequente Spannungseinprägung skalierbar und somit stets groß genug. Auf Grund von Hochfrequenz-Effekten wie dem Skin-Effekt, kann jedoch keine beliebig große Amplitude der hochfrequenten Einprägung gewählt werden, vgl. Kapitel 4. Somit folgt, dass die zeitliche Dauer der aktiven Spannungszustände zu kurz ist, um für ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis ausreichend Strommesswerte zu erfassen. Daher wird in dieser Arbeit der Ansatz nach [14], [15] verwendet, indem aus der Erfassung der Strangströme während der Nullspannungszustände jeweils die mittleren Stromsteigungen während der aktiven Spannungszustände rekonstruiert werden. Dies wird im Folgenden erläutert.

In abc-Koordinaten werden mit Hilfe der Überabtastung und der linearen Regression nach Kapitel 6 die Stromsteigungen bezogen auf die zeitliche Dauer von Nullspannungszuständen berechnet. Dies führt zu den Stromsteigungen $\frac{d}{dt} \vec{i}_{pss}^{1)}$ in Abb. 7.1. Zudem werden durch die Regression mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis die Ströme zu Beginn und zum Ende der aktiven Spannungszustände rekonstruiert. Mit diesen rekonstruierten Strömen lässt sich die mittlere Stromsteigung $\frac{d}{dt} \vec{i}_{ass}^{2)}$ bezogen auf die aktiven Spannungszustände (direkt aus der Messung) berechnen.

Die ermittelten Steigungen der Ströme bezogen auf die aktiven Spannungszustände und die Nullspannungszustände werden in geschätzte $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten transformiert. In diesen Koordinaten wird mit der reduzierten Beobachter-Struktur eine Vorhersage der mittleren Stromsteigung während der aktiven Spannungszustände berechnet. Diese wird mit der transformierten gemessenen Stromsteigung verglichen, was auf den Vorhersagefehler $\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$ führt, welcher für die Rotorlageschätzung ausgewertet wird.

Der grundsätzliche Unterschied zu dem Verfahren in [15] besteht in der Auswertung der berechneten Stromsteigungen. Das Verfahren in [15] operiert in statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten und ermittelt die Rotorlage durch eine direkte Berechnung auf Basis einer Division und der Arkustangens-Funktion. Das Verfahren in [15] führt die Berechnung der Stromsteigungen ebenfalls mit Hilfe eines FPGAs durch. Die Ermittlung der Rotorlage erfolgt dann auf einem DSP. Im Gegensatz dazu operiert das hier vorgestellte Verfahren vollständig auf einem FPGA und in rotierend geschätzten Koordinaten, sodass auch die benötigte Division und die Arkustangens-Funktion vermieden wird und stattdessen ein Tracker mit einer geringen Rechenintensität zur Anwendung kommt. Dies ermöglicht eine einfachere Implementierbarkeit auf einem FPGA.

¹⁾engl. passive switching state (pss)

²⁾engl. active switching state (ass)

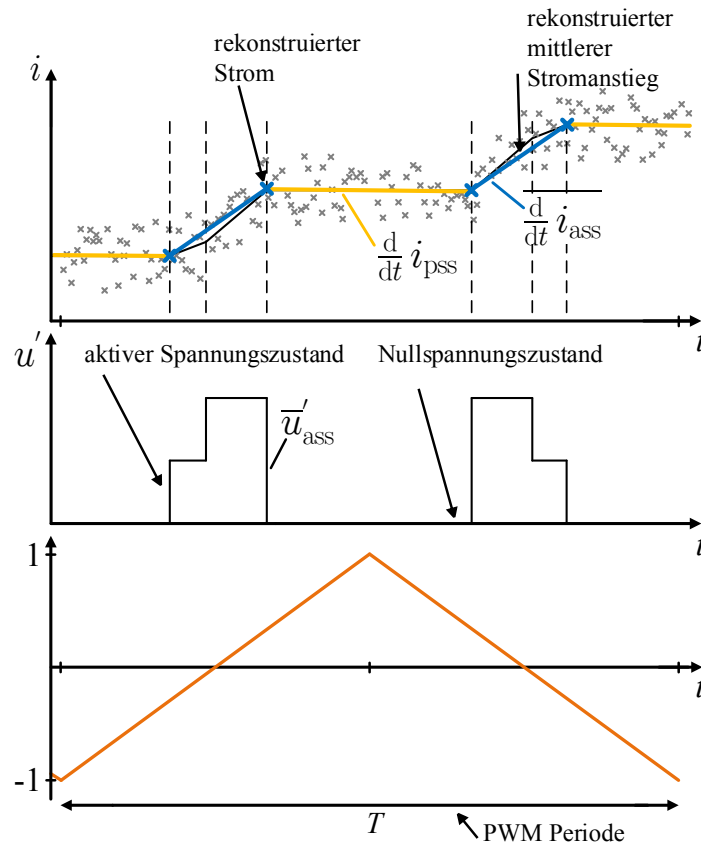


Abbildung 7.1: Erläuterung der Nullspannungszustände und der aktiven Schaltzustände anhand eines Maschinenstranges zur Rekonstruktion der Stromsteigungen

Die reduzierte Beobachter-Struktur ist in Abb. 7.2 dargestellt. Die mittlere Spannung während der aktiven Spannungszustände der PWM wird durch $\hat{u}_{\hat{d}\hat{q},ass}$ beschrieben. Diese Spannung ergibt sich aus der Referenz-Vorgabe für den PWM-Generator. Die rekonstruierte mittlere Steigung der Ströme während der aktiven Spannungszustände in transformierten Koordinaten wird mit $\frac{d}{dt} \hat{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}$ bezeichnet. Die gemessene Steigung der Ströme während der Nullspannungszustände in transformierten $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten wird mit $\frac{d}{dt} \hat{i}_{\hat{d}\hat{q},pss}$ bezeichnet. Die Größe $\frac{d}{dt} \hat{i}_{\hat{d}\hat{q},pss}$ ergibt sich aus dem arithmetischen Mittelwert von $\frac{d}{dt} \hat{i}_{\hat{d}\hat{q},pss}$ in Bezug auf zwei aufeinander folgende Nullspannungszustände. Wie sich zeigen wird, führt die Verrechnung von $\frac{d}{dt} \hat{i}_{\hat{d}\hat{q},pss}$ zu einer Parameterunabhängigkeit des Verfahrens in Bezug auf den Widerstand und die Polradspannung.

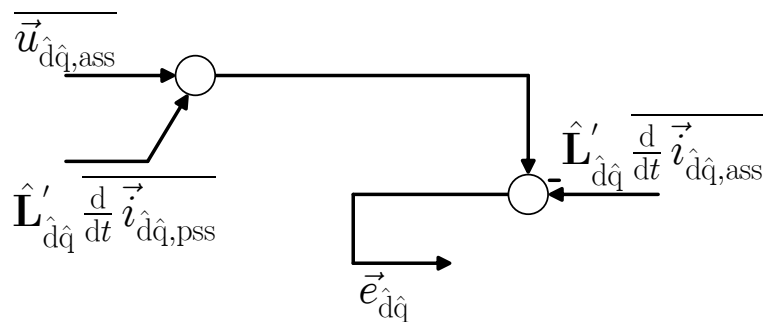


Abbildung 7.2: Reduzierte Beobachter-Struktur

Im Beobachter erfolgt die Multiplikation mit der initial ermittelten differentiellen Induktivitätsmatrix $\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}}$ (vgl. Kapitel 5),

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} \hat{L}'_d(i_{\hat{d}}) & 0 \\ 0 & \hat{L}'_q(i_{\hat{q}}) \end{pmatrix} . \quad (7.1)$$

Die reduzierte Beobachter-Struktur mit linearer Regression und Transformation der Größen in $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten ist in Abb. 7.3 dargestellt.

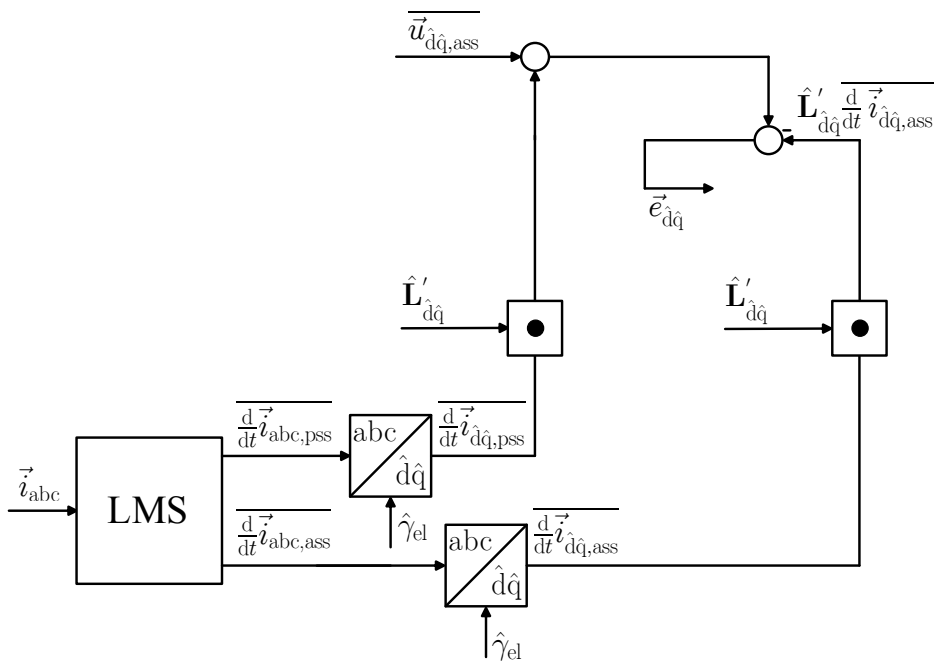


Abbildung 7.3: Reduzierte Beobachter-Struktur mit linearer Regression und Transformation der Größen in $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinaten

Im Folgenden wird das Übertragungsverhalten des Beobachterfehlers $\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$ hergeleitet. Für die Spannungs-DGL der Maschine gilt gemäß Kapitel 2, Gl. (2.30)

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \vec{u}_{EMF, \hat{d}\hat{q}} \quad (7.2)$$

mit

$$\vec{u}_{EMF, \hat{d}\hat{q}} = \hat{\omega}_{el} \mathbf{J} \vec{\Psi}_{r, \hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r, \hat{d}\hat{q}} .$$

Während der Dauer von Nullspannungszuständen ist

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = 0$$

und es folgt

$$\frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} = -\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} - \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss}} \quad (7.3)$$

Durch die im FPGA implementierte lineare Regression wird die Größe $\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}}$ messtechnisch erfasst. Im Beobachter wird Gl. (7.3) durch

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} \approx -\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}} - \vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss}} \quad (7.4)$$

angenähert.

Im Folgenden wird die Bildung der gemittelten Größe $\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}}}$ anhand von Abb. 7.4 erläutert. Dazu werden die Zeiträume von zwei aufeinander folgenden Nullspannungszuständen t_0 bis t_1 sowie t_2 bis t_3 betrachtet. Der Trigger in Abb. 7.4 verdeutlicht, dass die reduzierte Beobachter-Struktur bzw. die Rotorlageschätzung jeweils mit dem zeitlichen Ende eines Nullspannungszustandes ausgeführt wird. Für die Rotorlageschätzung in Bezug auf den eingezeichneten Trigger wird somit der mittlere Stromanstieg im Zeitraum t_1 bis t_2 ausgewertet. Durch die lineare Regression werden die Ströme $i(t_0)$, $i(t_1)$, $i(t_2)$, $i(t_3)$ mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen berechnet. Die Größen $\overline{i_{\text{pss},01}}$ sowie $\overline{i_{\text{pss},23}}$ bezeichnen in Abb. 7.4 jeweils den Mittelwert des Stromes bezogen auf einen Nullspannungszustand.

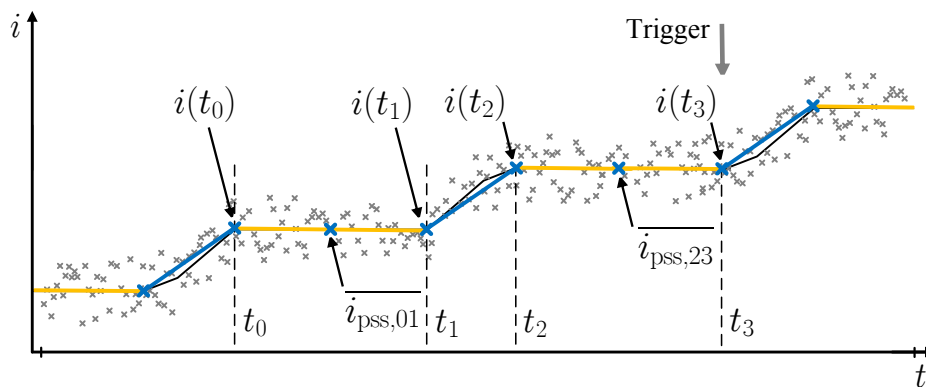


Abbildung 7.4: Auswertung der Nullspannungszustände

Da die Stromverläufe im Zeitbereich der Nullspannungszustände als Geradenabschnitte angenähert werden können, gilt für den Zeitbereich t_0 bis t_1

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01} \approx -\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} - \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} \quad (7.5)$$

und für den Zeitbereich t_2 bis t_3

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \approx -\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} - \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \quad (7.6)$$

Somit ergibt sich für den gemittelten Stromanstieg $\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01,23}}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01,23}} &= \frac{1}{2} \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \left(\frac{d}{dt} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} + \frac{d}{dt} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) \\ &= - \left(\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \frac{1}{2} \left(\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} + \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) \\ &\quad - \frac{1}{2} \left(\overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} + \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) \quad (7.7) \end{aligned}$$

Auf Grund der geringen Drehzahl der Maschine, kann für die Polradspannung die Näherung

$$\overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} \approx \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \approx \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass},12}} \quad (7.8)$$

eingeführt werden. Dabei beschreibt $\overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass},12}}$ die Polradspannung im Zeitraum t_1 bis t_2 . Für die rekonstruierten Ströme $\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_1)}$ sowie $\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_2)}$, welche sich auf den Beginn und das Ende des aktiven Spannungszustandes beziehen, gilt

$$\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_1)} = \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} + \frac{1}{2} \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} \quad \text{mit} \quad \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} = \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_1)} - \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_0)} \quad (7.9)$$

$$\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_2)} = \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} - \frac{1}{2} \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \quad \text{mit} \quad \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} = \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_3)} - \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_2)} \quad (7.10)$$

Durch Bildung des arithmetischen Mittelwertes von $\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_1)}$ und $\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_2)}$ folgt

$$\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass},12}} = \frac{1}{2} \left(\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_1)} + \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}(t_2)} \right) = \frac{1}{2} \left(\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} + \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) + \frac{1}{4} \left(\Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} - \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) \quad (7.11)$$

Dabei ist $\overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass},12}}$ der Mittelwert des Stromverlaufs im Zeitraum des aktiven Spannungszustandes. Da die Stromdifferenzen $\Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}}$ und $\Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}}$ in Bezug auf zwei aufeinander folgende Nullspannungszustände nahezu identisch sind, wird die Näherung

$$\frac{1}{4} \left(\Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},01}} - \Delta \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss},23}} \right) \approx 0 \quad (7.12)$$

eingeführt. Im Folgenden werden die Zusammenhänge auf beliebige aktive Spannungszustände mit jeweils zwei benachbarten Nullspannungszuständen übertragen. Somit folgt

$$\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}}}{dt}} = - \left(\mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} - \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} \quad (7.13)$$

Der Beobachterfehler $\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$ ergibt sich, wie in Abb. 7.2 dargestellt, durch Auswertung des mittleren Stromanstieges während der aktiven Spannungszustände. Somit ergibt sich

$$\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} = \overline{\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} + \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}}}{dt}} - \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} \quad (7.14)$$

Anhand von Gl. (7.2) kann für die Spannung $\overline{\vec{u}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}$ eingesetzt werden, es folgt

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} = & \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} + \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} + \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} \\ & + \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{pss}}}{dt}} - \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} \quad (7.15) \end{aligned}$$

Durch Einsetzen von Gl. (7.13) in Gl. (7.15) resultiert für den Beobachterfehler

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} = & \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} + \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} + \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} \\ & - \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \mathbf{J} \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} - \overline{\vec{u}_{\text{EMF},\hat{d}\hat{q},\text{ass}}} - \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} \quad (7.16) \end{aligned}$$

Somit ergibt sich für den Beobachterfehler

$$\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} = \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} - \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \overline{\frac{d\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}}}{dt}} \quad (7.17)$$

Dies verdeutlicht, dass durch den Ansatz zur Verrechnung der Stromsteigungen während der Nullspannungszustände ein hohes Maß an Parameterunabhängigkeit im Beobachter erreicht werden kann. Somit ist die Kenntnis des Widerstandes der Maschine, aber auch der Polradspannung und ihrer Oberharmonischen nicht erforderlich. Es sei angemerkt, dass der Beobachter aber weiterhin eine beliebige Form der Spannungseinprägung verarbeiten kann, sodass der Einfluss der grundfrequenten Stromregelung als zusätzliche Intensität gesehen werden kann.

Für die Induktivitätsmatrizen $\hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}}$ und $\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}}$ wird entsprechend Kapitel 5 eingesetzt. Zur besse-

ren Übersicht sei hier nochmals $\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}}$ nach Gl. (5.6)

$$\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} = \left(\begin{pmatrix} L'_d & 0 \\ 0 & L'_q \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right)$$

dargestellt. Es folgt für $\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} &= \left(\begin{pmatrix} L'_d & 0 \\ 0 & L'_q \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} - \begin{pmatrix} \hat{L}'_d & 0 \\ 0 & \hat{L}'_q \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \quad (7.18) \\ &= \left(\begin{pmatrix} L'_d - \hat{L}'_d & 0 \\ 0 & L'_q - \hat{L}'_q \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \\ &= \left(\begin{pmatrix} L'_{d,er} & 0 \\ 0 & L'_{q,er} \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \quad . \end{aligned}$$

Hierbei wird deutlich, dass sich die Parameterfehler $L'_{d,er}$ sowie $L'_{q,er}$ der differentiellen Induktivitäten in der \hat{d} - sowie \hat{q} -Achse störend auf den Beobachterfehler und somit auf die Rotorlageschätzung auswirken. Der Einfluss wird in Abschnitt 8.3 genauer untersucht. Im folgenden Abschnitt wird auf den Beobachterfehler das Gradientenabstiegsverfahren angewendet und die darauf basierende Rotorlageschätzung erläutert.

7.2 Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens

Das Gradientenabstiegsverfahren ist ein Adaptionen-Algorithmus, um ein Gütemaß zu optimieren. Das Gütemaß bewertet dabei anhand einer Norm den Verlauf einer Regelgröße. Im Rahmen dieser Arbeit wird die L^2 -Norm bzw. das quadratische Gütemaß mit konstanter Schrittweite verwendet und auf den Beobachterfehler angewendet. Für das quadratische Gütemaß gilt

$$E = \frac{1}{2} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}^2 \quad . \quad (7.19)$$

Um dieses Gütemaß im Hinblick auf die geschätzte Rotorlage $\hat{\gamma}_{el}$ zu optimieren, muss die Ableitung entsprechend

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} E = \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \quad (7.20)$$

gebildet werden. Die Schätzung der Rotorlage ergibt sich nach dem Adaptionsgesetz gemäß

$$\frac{d}{dt} \hat{\gamma}_{el} = -\eta \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} E = -\eta \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \quad (7.21)$$

mit der konstanten Schrittweite η . Für den Gradienten $\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$ resultiert

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} &= \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \left(\left(\begin{pmatrix} L'_{d,er} & 0 \\ 0 & L'_{q,er} \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \right) \\ &= -2\Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \quad . \end{aligned} \quad (7.22)$$

Somit folgt für die Adaption:

$$\frac{d}{dt} \hat{\gamma}_{el} = \eta \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} 2\Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ass}} \quad . \quad (7.23)$$

Die Adaption ist in der Abb. 7.5 veranschaulicht. Die reduzierte Beobachter-Struktur mit Adaption ist in Abb. 7.6 dargestellt.

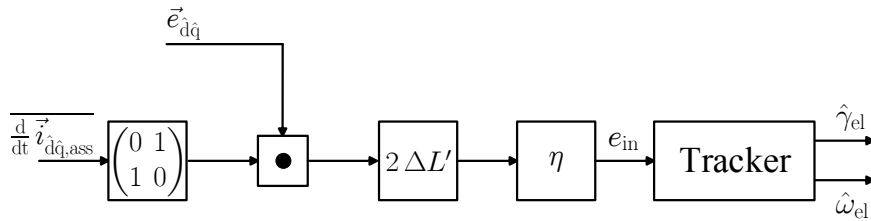


Abbildung 7.5: Adaption mit Hilfe des Gradientenabstiegsverfahrens

Um die Dynamik der Rotorlageschätzung darzustellen, wird das Eingangssignal e_{in} des Trackers aufgestellt. Entsprechend der Adaption gilt für den Eingang des Trackers

$$e_{in} = -\eta \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \quad (7.24)$$

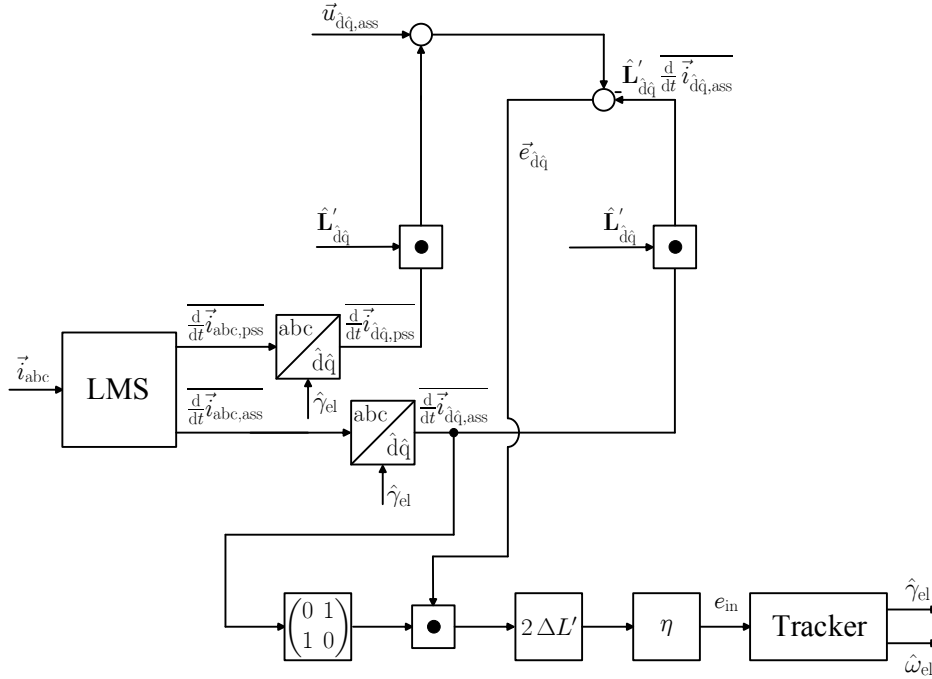


Abbildung 7.6: Reduzierte Beobachter-Struktur mit Adaption

Für \vec{e}_{dq} nach Gl. (7.18) und für $\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{dq}$ nach Gl. (7.22) eingesetzt, ergibt sich

$$e_{in} = -\eta \vec{e}_{dq} \frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} \vec{e}_{dq} \quad (7.25)$$

$$\begin{aligned} &= 2\eta \Delta L' \vec{e}_{dq} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{dq, \text{ass}}} \\ &= 2\eta \Delta L' \left(\begin{pmatrix} L'_{d, \text{er}} & 0 \\ 0 & L'_{q, \text{er}} \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{dq, \text{ass}}} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{dq, \text{ass}}} . \end{aligned} \quad (7.26)$$

Durch Umformen der Terme resultiert

$$\begin{aligned} e_{in} &= 2\eta \Delta L' L'_{d, \text{er}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{d, \text{ass}}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{q, \text{ass}}} + 2\eta \Delta L' L'_{q, \text{er}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{d, \text{ass}}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{q, \text{ass}}} \\ &\quad + 4\eta \Delta L'^2 \gamma_{er} \left(\left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{d, \text{ass}}} \right)^2 + \left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{q, \text{ass}}} \right)^2 \right) . \end{aligned} \quad (7.27)$$

Anhand obiger Gleichung für das Eingangssignal e_{in} wird deutlich, dass lediglich die Größen $\left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{d, \text{ass}}} \right)^2 + \left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{q, \text{ass}}} \right)^2$ direkt miteinander korreliert sind. Da der Tracker integrativ operiert, wird deutlich, dass diese Größen den größten Beitrag in Bezug auf die Rotorlageschätzung haben. Der Produktterm $\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{d, \text{ass}}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{q, \text{ass}}}$ ist zueinander in geringerem Maße korreliert. Somit

wird auch deutlich, dass eine fehlerhafte Kenntnis der Maschineninduktivitäten im stationären Betrieb einen geringen Einfluss auf die Rotorlageschätzung ausübt. Wie anhand von Simulationen in Kapitel 8 gezeigt wird, ist die exakte Kenntnis der Maschineninduktivitäten jedoch für den transienten Betrieb des Antriebssystems von Bedeutung.

Für die Auswahl des Trackers ist einerseits die Dynamik der Rotorlageschätzung als auch die stationäre Genauigkeit von Bedeutung, sodass keine bleibende Abweichung der geschätzten Rotorlage entsteht. Bei einer konstanten Drehzahl des Rotors verändert sich die Rotorlage entlang einer Rampenfunktion, variiert also mit der Ordnung 1. Unter Berücksichtigung von verschiedenen Anfangswerten, der Rotorlage der Maschine und der geschätzten Rotorlage, muss der Tracker mindestens 2 Integrationsglieder aufweisen, damit bei konstanter Drehzahl keine bleibende Abweichung der geschätzten Rotorlage entsteht. Beschleunigt der Rotor mit einem konstanten Drehmoment, so variiert die Rotorlage der Maschine mit Ordnung 2. Mit den 2 Integrationsgliedern des Trackers ergibt sich nun ein konstanter Offset. Um den Offset bei Beschleunigung zu minimieren, wird ein P-Anteil eingefügt. Dieser erhöht die Dynamik und die Stabilität des Beobachters, hat jedoch den Nachteil, dass dieser Eingangsruschen von e_{in} direkt verstärkt und auf den Ausgang des ersten Integrators addiert. Somit wird durch den P-Anteil die rauschunterdrückende Wirkung des Trackers etwas gemindert. Die Struktur des Trackers ist in Abb. 7.7 dargestellt.

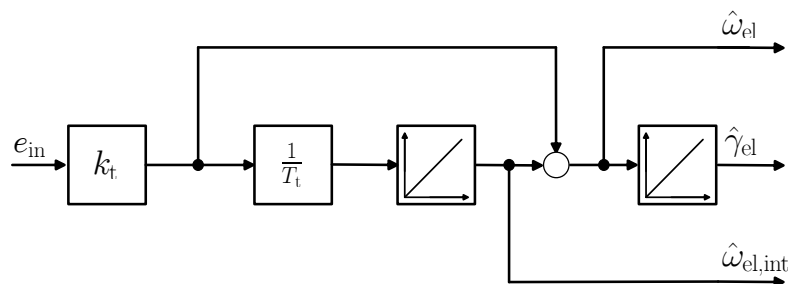


Abbildung 7.7: Struktur des Trackers

Die P-Verstärkung des Trackers ist k_t und T_t ist die Nachstellzeit. Die Größe $\hat{\omega}_{el,int}$ hinter dem Integrator weist gegenüber $\hat{\omega}_{el}$ eine Rauschunterdrückung auf, da der P-Anteil des Trackers nicht auf $\hat{\omega}_{el,int}$ wirkt.

7.3 Vergleich mit dem Flussbeobachter

Um einen Vergleich der Beobachter-Strukturen hinsichtlich ihrer Dynamik der Rotorlageschätzung zu realisieren, werden die Eingangssignale der Tracker aufgestellt und verglichen. Diese werden ähnlich der Laplace Transformation mit dem Differential-Operator p dargestellt. Schätzfehler der Parameter werden bei diesem Vergleich vernachlässigt. Für die reduzierte Beobachter-Struktur folgt mit Gl. (7.27)

$$e_{in} = 4\Delta L'^2 \eta \gamma_{er} \left((pi_{\hat{d}})^2 + (pi_{\hat{q}})^2 \right) . \quad (7.28)$$

An dem rechten Term in Gl. (7.28) wird deutlich, dass die Berechnung der Eingangsgröße des Trackers die Quadratur der zeitlichen Ableitungen der Ströme enthält. Die resultierende Struktur der Rotorlageschätzung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur ist in Abb. 7.8 dargestellt. Dabei wurden die Verstärkungsfaktoren mit in den Tracker integriert.

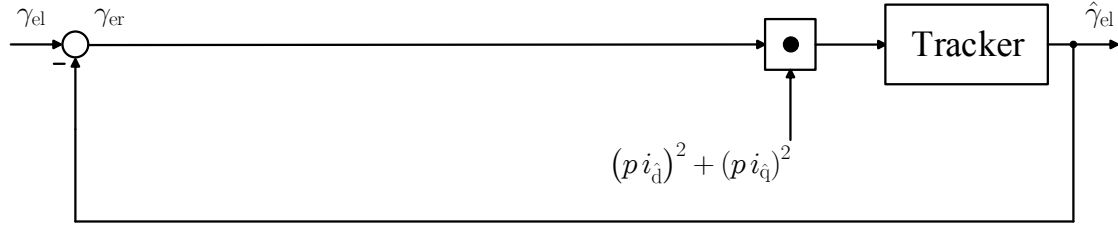


Abbildung 7.8: Resultierende Struktur der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur

Um einen Vergleich mit dem Verfahren auf Basis des Flussbeobachters nach [2] zu ermöglichen, wird für dieses Verfahren ebenfalls das Eingangssignal des Trackers aufgestellt. Es sei angemerkt, dass beide Verfahren denselben Tracker verwenden. Nach Kapitel 4, Gl. (4.31) gilt bei vollständiger Parameterkenntnis für den Hochpass gefilterten Schätzfehler

$$\vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{d}\hat{q}}(p) = 2\Delta L' \gamma_{\text{er}} F_{\text{HP}}(p) \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} p \begin{pmatrix} i_{\hat{q}} \\ i_{\hat{d}} \end{pmatrix} .$$

Für die Ableitung des Beobachterfehlers nach der geschätzten Rotorlage folgt

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} \vec{e}_{\text{obs,HF},\hat{d}\hat{q}} = -2\Delta L' F_{\text{HP}}(p) \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} p \begin{pmatrix} i_{\hat{q}} \\ i_{\hat{d}} \end{pmatrix} . \quad (7.29)$$

Somit resultiert für den Eingang des Trackers bei Verwendung des Flussbeobachters

$$e_{\text{in,obs,HF}} = 4\Delta L'^2 \eta \gamma_{\text{er}} \left(\frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \right)^2 (F_{\text{HP}}(p))^2 ((p i_{\hat{d}})^2 + (p i_{\hat{q}})^2) . \quad (7.30)$$

Die resultierende Struktur der Rotorlageschätzung bei Verwendung des Flussbeobachters nach [2] ist in Abb. 7.9 dargestellt.

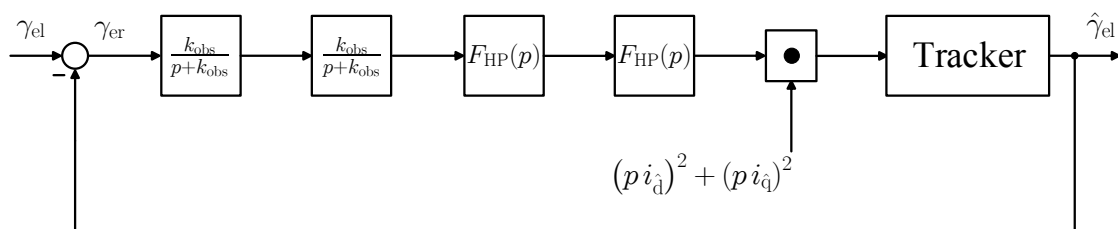


Abbildung 7.9: Resultierende Struktur der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung mit dem Verfahren nach [2]

Durch den Vergleich mit dem neuartigen Verfahren zeigt sich, dass bei dem Verfahren nach [2] vier Übertragungsglieder mehr vorhanden sind, welche die Schätzung der Rotorlage verzögern und somit die Dynamik des Verfahrens vermindern. Vorwiegend sind für diese Verminderung der Dynamik die zwei Übertragungsglieder mit Tiefpass-Charakteristik der Form $\frac{k_{\text{obs}}}{p+k_{\text{obs}}}$ relevant. Um die Analogie der beiden Verfahren zu erläutern, wird der Grenzwert für $k_{\text{obs}} \rightarrow \infty$ betrachtet. Es ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \lim_{k_{\text{obs}} \rightarrow \infty} e_{\text{in,obs,HF}} &= \lim_{k_{\text{obs}} \rightarrow \infty} 4\Delta L'^2 \eta \gamma_{\text{er}} \left(\frac{k_{\text{obs}}}{p+k_{\text{obs}}} \right)^2 (F_{\text{HP}}(p))^2 ((pi_{\text{d}})^2 + (pi_{\text{q}})^2) \\
 &= \lim_{k_{\text{obs}} \rightarrow \infty} 4\Delta L'^2 \eta \gamma_{\text{er}} \left(\frac{1}{\frac{1}{k_{\text{obs}}} p + 1} \right)^2 (F_{\text{HP}}(p))^2 ((pi_{\text{d}})^2 + (pi_{\text{q}})^2) \\
 &= 4\Delta L'^2 \eta \gamma_{\text{er}} (F_{\text{HP}}(p))^2 ((pi_{\text{d}})^2 + (pi_{\text{q}})^2) \\
 &= e_{\text{in}} (F_{\text{HP}}(p))^2 \quad . \quad (7.31)
 \end{aligned}$$

Das Ergebnis dieser Grenzwertbildung entspricht von seinem Übertragungsverhalten der reduzierten Beobachterstruktur, welche um die Hochpassfilter $F_{\text{HP}}(p)$ erweitert wurde. Diese Hochpassfilter können nach [2] für die Rotorlageschätzung auch weggelassen werden. Die Aufgabe der Hochpassfilter besteht nach [2] lediglich darin, das hochfrequente Verhalten der Maschine im Beobachter besser abzugrenzen. Dies bewirkt, dass sich beim Flussbeobachter Parameterschätzfehler für den Widerstand und die Polradspannung bei Eingriff der Stromregelung weniger störend auf die Auswertung der hochfrequenten Stromantwort auswirken. Auf Grundlage dieser Betrachtung wird deutlich, dass die reduzierte Beobachter-Struktur aus dem Flussbeobachter für den Grenzwert $k_{\text{obs}} \rightarrow \infty$ hervorgeht. Da k_{obs} die Dynamik der Rotorlageschätzung beim Flussbeobachter wesentlich beeinflusst, wird deutlich, dass die reduzierte Beobachter-Struktur eine prinzipiell höhere Dynamik aufweist. Der Flussbeobachter wertet für die Rotorlageschätzung einen Vorhersagefehler der Flussverkettung in geschätzten Koordinaten aus. Im Vergleich dazu wertet die reduzierte Beobachter-Struktur die Ableitung der Flussverkettung bzw. eine Spannung in geschätzten Koordinaten aus. Zudem sei erwähnt, dass der Flussbeobachter einen höheren Bedarf an Parameterkenntnis (Widerstand und Polradspannung) der elektrischen Maschine hat. Die reduzierte Beobachter-Struktur benötigt weniger Parameter, allerdings ist eine FPGA basierte Überabtastung der Stromerfassung erforderlich.

7.4 Kompensation der Gegeninduktivität zwischen der d- und q-Achse

Ziel dieses Abschnittes ist es, die Gegeninduktivität L_{dq} wie in Kapitel 2 vorgestellt, zu berücksichtigen. Dafür wird erneut die Gleichung (7.17) für den Beobachterfehler $\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}}$ betrachtet:

$$\vec{e}_{\hat{d}\hat{q}} = \mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}} - \hat{\mathbf{L}}'_{\hat{d}\hat{q}} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ass}} \quad .$$

Zunächst soll die Auswirkung dieser Gegeninduktivität auf die Rotorlageschätzung erläutert werden. Dafür wird die Induktivitätsmatrix nach Gl. (2.63) hier als differentielle Induktivitätsmatrix betrachtet

$$\begin{aligned} \mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} = & \Sigma L' \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ & + \sqrt{\Delta L'^2 + L'_{dq}{}^2} \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) & \sin(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) \\ \sin(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) & -\cos(2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7.32)$$

mit

$$\begin{aligned} \varphi_{L_{dq}} &= \arctan \frac{L'_{dq}}{\Delta L'} \quad \text{für} \quad \Delta L' > 0 \\ \varphi_{L_{dq}} &= \arctan \frac{L'_{dq}}{\Delta L'} + \pi \quad \text{für} \quad \Delta L' < 0 \quad . \end{aligned}$$

Anhand der Argumente der cos- und sin-Funktionen wird deutlich, dass sich durch die differentielle Gegeninduktivität L'_{dq} ein Winkel-Offset $\varphi_{L_{dq}}$ ergibt, welcher sich auf den Rotorlageschätzfehler γ_{er} addiert. Die Summe $2\gamma_{er} + \varphi_{L_{dq}}$ kann durch den Tracker nicht separiert werden, sodass durch L'_{dq} stets ein Offset in der Rotorlageschätzung entsteht.

Unter der Annahme kleiner Schätzfehler der Rotorlage wird für die Herleitung einer Kompensation die differentielle Induktivitätsmatrix

$$\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} L'_d & L'_{dq} \\ L'_{dq} & L'_q \end{pmatrix} + \Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 2\gamma_{er} \\ 2\gamma_{er} & 0 \end{pmatrix} + L'_{dq} \begin{pmatrix} -2\gamma_{er} & 0 \\ 0 & 2\gamma_{er} \end{pmatrix} \quad . \quad (7.33)$$

verwendet. Im Beobachter wird nun die geschätzte Induktivitätsmatrix

$$\mathbf{L}'_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} L'_d & L'_{dq} \\ L'_{dq} & L'_q \end{pmatrix} \quad (7.34)$$

verwendet. Damit ergibt sich für den Beobachterfehler

$$\vec{e}_{\dot{d}q} = \left(2\Delta L' \gamma_{er} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + 2L'_{dq} \gamma_{er} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right) \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\dot{d}q,ass}} \quad (7.35)$$

Für den Gradienten resultiert

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\gamma}_{el}} E = -\vec{e}_{\dot{d}q} 2\Delta L' \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\dot{d}q,ass}} - \vec{e}_{\dot{d}q} 2L'_{dq} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\dot{d}q,ass}} \quad , \quad (7.36)$$

wodurch sich die Struktur des Gradienten mit Tracker gemäß Abb. 7.10 ergibt.

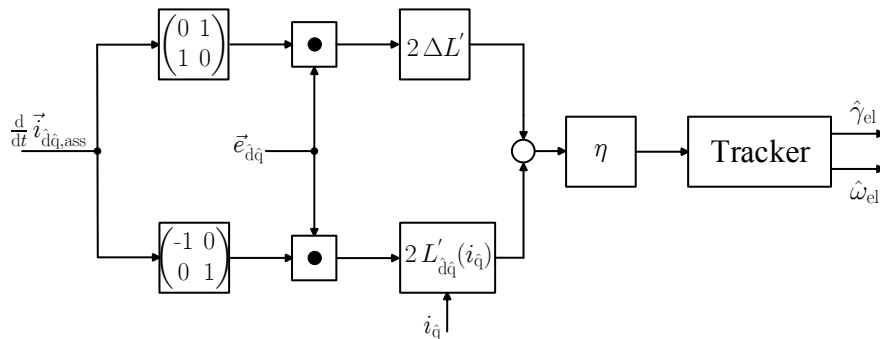


Abbildung 7.10: Gradient zur Kompensation der Gegeninduktivität

7.5 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel stellt ein neuartiges Verfahren zur Anisotropie basierten Rotorlageschätzung vor. Ein wichtiges Kriterium für das neuartige Verfahren ist, dass eine beliebige Form der hochfrequenten Spannungsanregung verarbeitet werden kann und gleichzeitig ein geringer Bedarf an Parameterkenntnis der elektrischen Maschine erforderlich ist. Ferner wird eine geringe Rechenintensität gefordert, um eine einfache Implementierbarkeit auf einem FPGA zu ermöglichen. Für dieses Verfahren stellt die Überabtastung der Stromerfassung und die schnelle Verarbeitung der Größen im FPGA eine wesentliche Basis dar. Somit wird ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis in Bezug auf Strommessrauschen ermöglicht und es ist die hochdynamische Kompensation des Totzeiteffektes nach Kapitel 6 anwendbar. Um eine geringe Beeinflussung der grundfrequenten Regelung zu erreichen sowie eine geringe Hörbarkeit der HF-Anregung zu gewährleisten, wird die Square-Wave Injektion verwendet. Das Übertragungsverhalten des neuartigen Verfahrens wird aufgestellt und die Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens erläutert. Ein Vergleich mit dem Flussbeobachter zeigt eine prinzipiell höhere Dynamik und einen geringeren Parameterbedarf des neuartigen Verfahrens. Dafür ist jedoch eine FPGA basierte Stromerfassung erforderlich. Zudem wird erläutert, wie der Einfluss der Gegeninduktivität in der reduzierten Beobachter-Struktur berücksichtigt werden kann.

8 Simulation

Dieses Kapitel stellt die Ergebnisse der Untersuchung auf simulatorischer Basis dar. Der Aufbau des Simulationsmodells erfolgte mit Matlab / Simulink sowie der Plecs Toolbox und ist in Abb. 8.1 veranschaulicht. Das physikalische Modell besteht aus einem Plecs Circuit, welcher einen Zweipunktwechselrichter und eine PMSM beinhaltet. Die Eingangsgrößen dieses Modells sind die Ansteuerungssignale für die Gate-Unit und die Zwischenkreisspannung. Wahlweise kann der Maschine eine Drehzahl vorgegeben werden oder es kann ein Lastmoment aufgeschaltet werden. Die Ausgangsgrößen sind die Strangströme, die elektrische Rotorlage und die mechanische Drehzahl. Die physikalischen Einheiten sind jeweils in eckigen Klammern aufgeführt. Diese Größen werden von der digitalen Signalverarbeitung ausgewertet, welche mit Simulink Blöcken aufgebaut ist. Diese besteht aus einem Drehzahlregler, einer feldorientierten Regelung sowie dem Flussbeobachter nach [2] und der reduzierten Beobachter-Struktur zur Rotorlageschätzung nach Kapitel 7. Die Parameter des modellierten Antriebssystems sowie der Signalverarbeitung entsprechen den Parametern des experimentellen Aufbaus und sind Kapitel 9, Tabelle 9.1 zu entnehmen. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt auf dem Vergleich der Dynamik der Rotorlageschätzung zwischen dem Flussbeobachter und der reduzierten Beobachter-Struktur. Als wirkende Störgröße wird hier das Strommessrauschen berücksichtigt, da die erreichbaren Verstärkungen bzw. die Dynamik der Beobachter wesentlich davon abhängen. Die Stromsensorik hat in der Simulation keine Begrenzung der Bandbreite. Andere Einflüsse wie der Totzeiteffekt des Pulswechselrichters und die magnetische Sättigung der Maschine sind hier vernachlässigt. Der Flussbeobachter hat einen höheren Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine als die reduzierte Beobachter-Struktur. Um einen Vergleich beider Verfahren zu ermöglichen, wird der Flussbeobachter stets mit den korrekten Maschinenparametern versorgt.

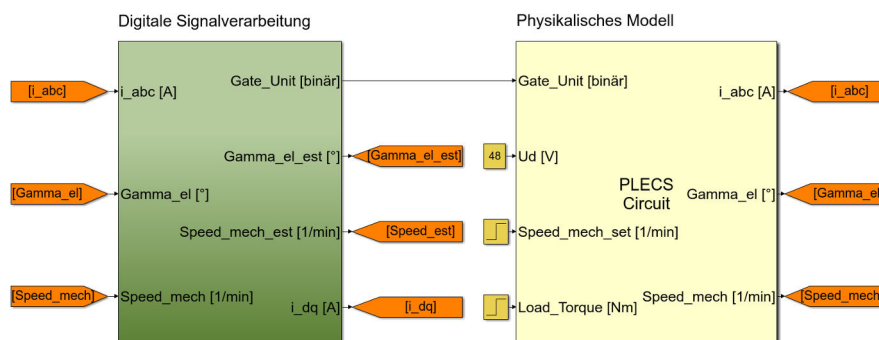


Abbildung 8.1: Aufbau des Simulationsmodells

Zunächst werden die Beobachter ohne Drehzahlregelung untersucht und es wird eine Drehzahl der Maschine fest vorgegeben. Es fließen hierbei durch die HF-Anregung nur hochfrequente

und keine grundfrequenten Ströme. Anschließend werden die Beobachter mit Drehzahlregelung und wechselnden Lastmomenten untersucht. Hierbei wird die Drehzahlregelung sowie die feldorientierte Regelung mit den geschätzten Größen versorgt. Die reduzierte Beobachter-Struktur benötigt als Parameter die Kenntnis der differentiellen Induktivitäten. Im Rahmen einer Sensitivitätsanalyse wird der Einfluss dieser Parameterschätzfehler auf die Rotorlage-schätzung und die resultierende Drehzahlregelung untersucht. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

8.1 Untersuchung der Beobachter ohne Drehzahlregelung

Zunächst wird die Filterung von Strommessrauschen auf Grund der Überabtastung untersucht. Als hochfrequente Spannungsanregung wird für den Flussbeobachter und die reduzierte Beobachter-Struktur die Square-Wave Injektion mit einer Amplitude von 3V in die geschätzte \hat{d} -Achse eingeprägt. Das HF-Signal und der Flussbeobachter werden mittensynchron zur PWM-Periode aktualisiert. Die Schätzung der Rotorlage mit der reduzierten Beobachter-Struktur erfolgt jeweils unmittelbar nach Ende eines Nullspannungszustandes. In der Simulation nach Abb. 8.2 sind beide Verfahren jeweils durch Parametrierung des Trackers empirisch auf eine vergleichbare Schätzdynamik eingestellt. Die beiden oberen Bilder beziehen sich auf die reduzierte Beobachter-Struktur und die beiden unteren Bilder auf den Flussbeobachter. Diese zeigen jeweils den Schätzfehler der elektrischen Rotorlage sowie den Verlauf der Drehzahlschätzung. Die mechanische Drehzahl des Rotors ist mit 20 min^{-1} vorgegeben. Zu Beginn der Simulation werden beide Verfahren aktiviert und es wird die Synchronisierung auf einen drehenden Rotor gezeigt. Auf Grund der größeren Zahl an Integratoren bei dem Flussbeobachter driftet die Schätzung zunächst in die falsche Richtung und schwingt dann wieder zurück.

Die Simulation nach Abb. 8.3 entspricht der vorherigen Simulation, mit dem Unterschied, dass das Strommessrauschen nun einen Einfluss auf die Stromerfassung hat. Das Messrauschen variiert als weißes Rauschen in einem Bereich von $\pm 50 \text{ mA}$. Bei vergleichbarer Schätzdynamik veranschaulicht Abb. 8.3 somit die Filterung von Strommessrauschen auf Grund der Überabtastung. Es ist erkennbar, dass bei nahezu gleicher Schätzdynamik die reduzierte Beobachter-Struktur eine deutlich höhere Qualität¹⁾ der Drehzahl- sowie der Rotorlageschätzung realisiert.

Bei der Simulation nach Abb. 8.4 ist nun durch Parametrierung des Trackers die Dynamik der reduzierten Beobachter-Struktur so weit erhöht worden, dass beide Verfahren unter Berücksichtigung von Strommessrauschen eine vergleichbare Qualität der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb aufweisen. In welchem Maße die Dynamik erhöht werden kann, wird ersichtlich wenn das Strommessrauschen wieder deaktiviert wird. Dies ist in Abb. 8.5 dargestellt. Das erstmalige Schätzen der korrekten Drehzahl erfolgt mit dem Flussbeobachter nach 35 ms und mit der reduzierten Beobachter-Struktur nach 16 ms. Auf Grund der höheren Zahl an Integratoren bei dem Flussbeobachter besitzt dieser tendenziell Vorteile in Bezug auf die Unterdrückung von Strommessrauschen. Dennoch wird ersichtlich, dass sich mit der reduzierten Beobachter-Struktur zusammen mit der Überabtastung größere Vorteile in Bezug auf die Filterung von Strommessrauschen ergeben.

¹⁾weniger Rauschen in den geschätzten Größen

Ein wesentlicher Vorteil der reduzierten Beobachter-Struktur ist darin begründet, dass bei diesem Verfahren zudem eine deutlich höhere Dynamik stabil ist. Dies wird in Abb. 8.6 veranschaulicht. Beide Verfahren sind dabei empirisch auf ihre maximale Dynamik bzw. ihre Stabilitätsgrenze eingestellt. Bei dem Flussbeobachter konnte die Dynamik nur leicht erhöht werden, sodass die korrekte Drehzahl nun erstmalig nach 29 ms geschätzt wird. Die Dynamik der reduzierten Beobachter-Struktur konnte dagegen so weit erhöht werden, dass die korrekte Drehzahl nun erstmals nach 2,5 ms geschätzt wird. Diese Einstellungen der Verfahren sind auch mit Strommessrauschen stabil, was in Abb. 8.7 gezeigt ist. Die reduzierte Beobachter-Struktur weist ein sehr hohes Rauschen in der Drehzahlschätzung auf. Der Schätzfehler der elektrischen Rotorlage variiert jedoch lediglich in einem Bereich von ca. $\pm 4^\circ$, was für viele Anwendungen noch akzeptabel sein kann.

In den vorherigen Simulationen wurde stets die Dynamik anhand der Synchronisierung auf einen Rotor mit fester Drehzahl bewertet. Im Folgenden wird die Rotorlageschätzung für einen Rotor bewertet, welcher Oszillationen mit einer zunehmenden Frequenz ausführt. Dies ist in Abb. 8.8 dargestellt. Da die Amplitude der Oszillationen des Rotors konstant bleibt, folgt, dass die Amplitude der Drehzahl-Oszillationen stets zunimmt. Die oberen drei Bilder beziehen sich auf die reduzierte Beobachter-Struktur und die unteren drei Bilder auf den Flussbeobachter. Zu sehen ist jeweils der Verlauf der Schätzung der elektrischen Rotorlage, der elektrische Rotorlageschätzfehler sowie die Schätzung der mechanischen Drehzahl. Beide Verfahren sind empirisch auf ihre maximale Dynamik eingestellt. Ferner wird der Einfluss von Strommessrauschen berücksichtigt. Anfangs können beide Verfahren dem Verlauf der Drehzahl und der Rotorlage ausreichend folgen. Der Flussbeobachter zeigt allerdings eine zunehmende Phasenverschiebung in der Drehzahlschätzung, was sich in einem wachsenden Rotorlageschätzfehler äußert. Im gleichen Zeitraum ist bei der reduzierten Beobachter-Struktur nur geringfügig eine Zunahme im Rotorlageschätzfehler zu erkennen, sodass durch diesen Vergleich die höhere Dynamik des neuartigen Verfahrens verdeutlicht wird.

In der Simulation nach Abb. 8.9 ist in den oberen drei Bildern die reduzierte Beobachter-Struktur dargestellt, welche empirisch auf die maximale Dynamik eingestellt ist, welche in der Simulation noch stabil ist. In den unteren drei Bildern entspricht die Dynamik der Einstellung, welche am Prüfstand eine gute Stabilität im Hinblick auf dynamische Lastmomente zeigt. Im Vergleich zu Abb. 8.8 erreichen die Oszillationen des Rotors hier die vierfache Frequenz. Bei der maximalen simulierten Frequenz beschleunigt der Rotor in 3,2 ms auf eine Drehzahl von 500 min^{-1} . Der resultierende Schätzfehler der elektrischen Rotorlage ist dabei kleiner als 19° . Die Drehzahl 500 min^{-1} entspricht 8,5% der Bemessungsdrehzahl der Maschine, sodass erwartet werden kann, dass ab dieser Drehzahl Schätzverfahren durch Auswertung der Polradspannung genutzt werden können. Die Simulation zeigt somit, dass die reduzierte Beobachter-Struktur eine gute Dynamik im Arbeitsbereich der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung aufweist.

Bisher wurden beide Verfahren auf Basis der Square-Wave Injektion mit 3V Amplitude verglichen. Der Flussbeobachter wurde ursprünglich für die alternierende Hochfrequenz-Injektion erarbeitet. Für diese elektrische Maschine ergibt sich bzgl. der Bemessung des Flussbeobachters eine Amplitude von 8 V und eine Frequenz von 2 kHz. In der Simulation nach Abb. 8.10 wird nun die reduzierte Beobachter-Struktur, eingestellt auf die Dynamik des Prüfstandsbetriebes, mit dem Flussbeobachter bei alternierender HF-Injektion verglichen. Es zeigt sich eine deutlich höhere Dynamik für die reduzierte Beobachter-Struktur. Durch den Vergleich von Abb. 8.10 mit Abb. 8.8 wird ersichtlich, dass der Flussbeobachter mit der alternierenden HF-Injektion eine etwas höhere Performanz als mit der Square-Wave Injektion erzielt.

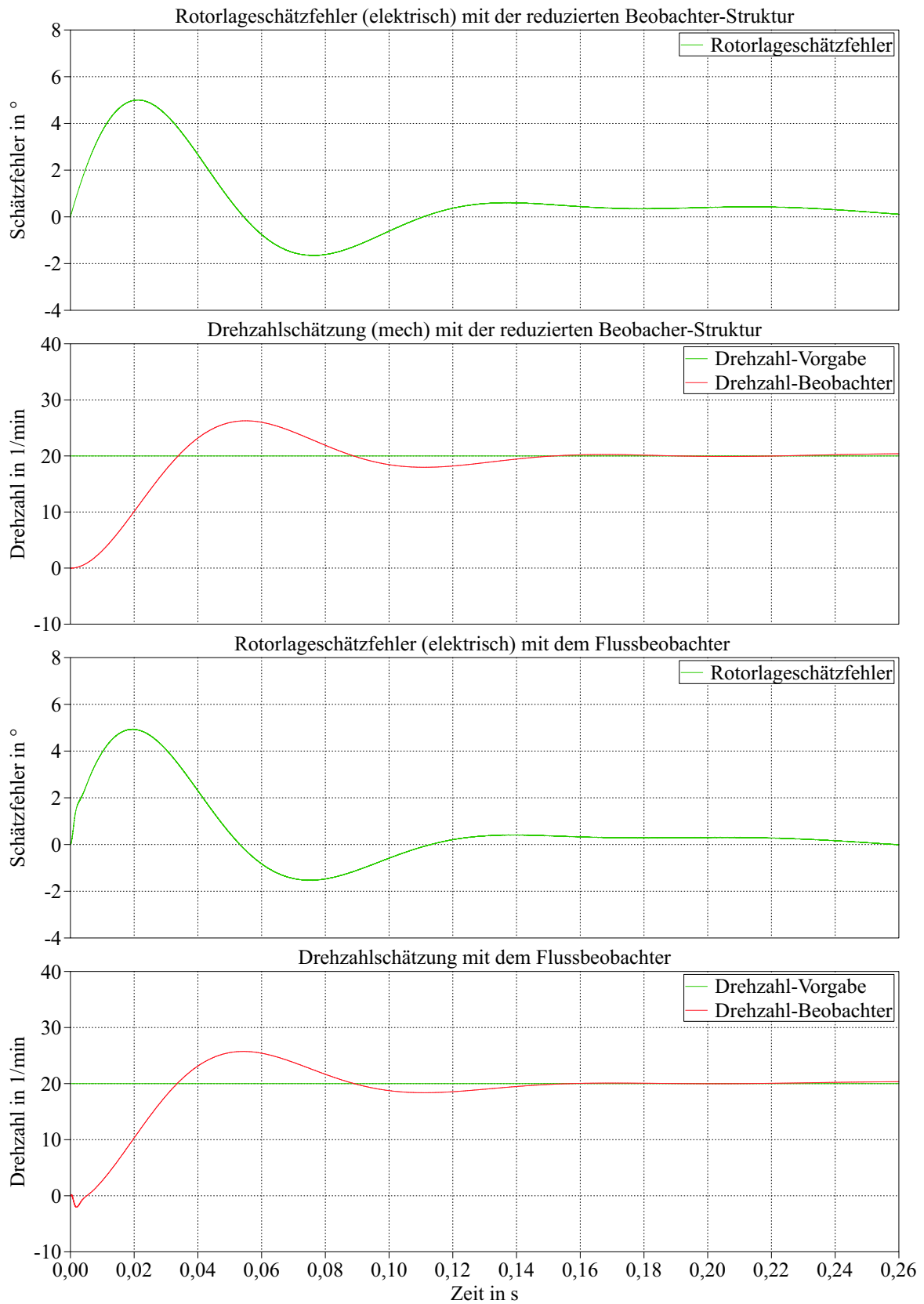


Abbildung 8.2: Synchronisierung auf einen drehenden Rotor, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Schätzdynamik eingestellt.

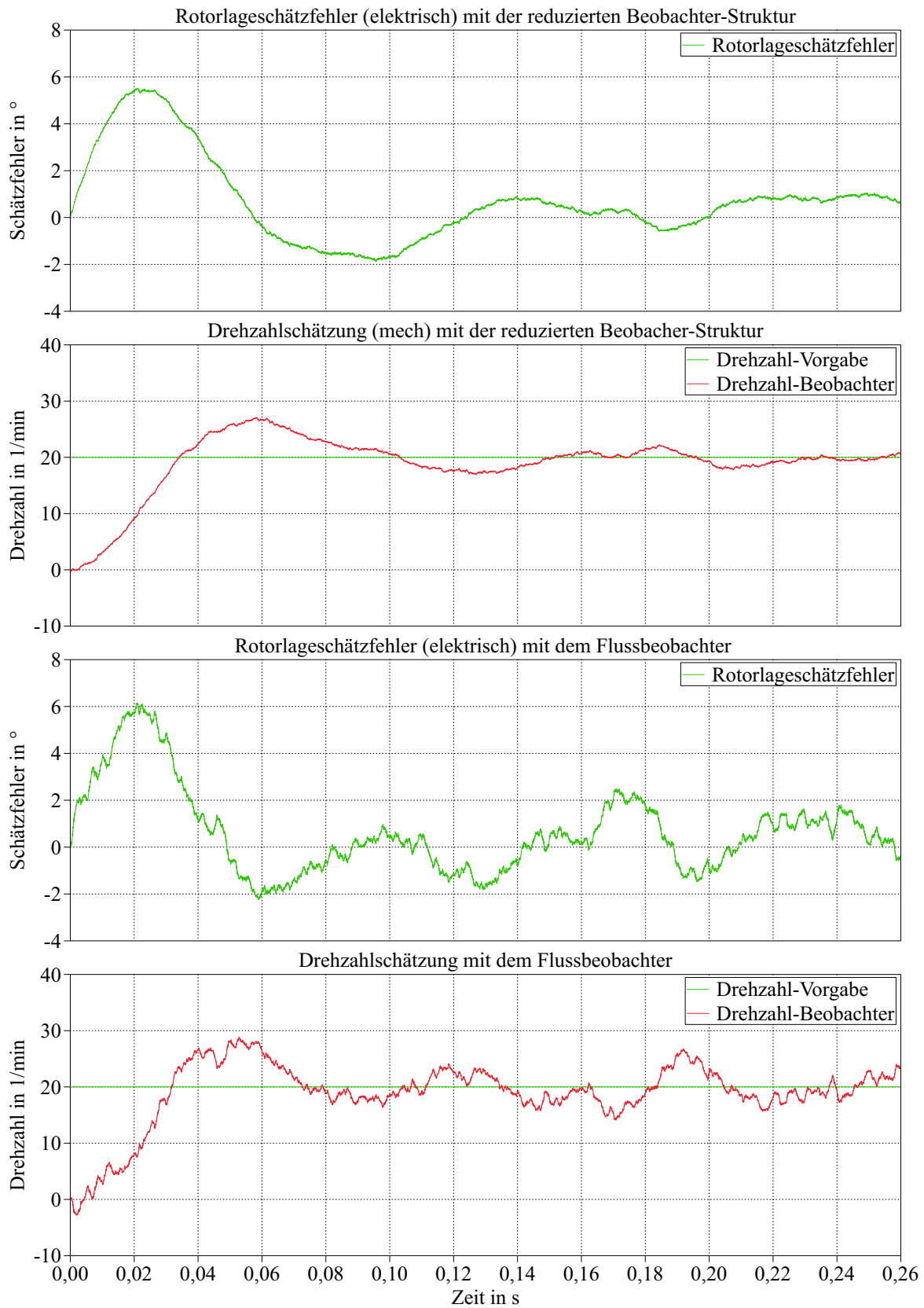


Abbildung 8.3: Synchronisierung auf einen drehenden Rotor mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Schätzdynamik eingestellt.

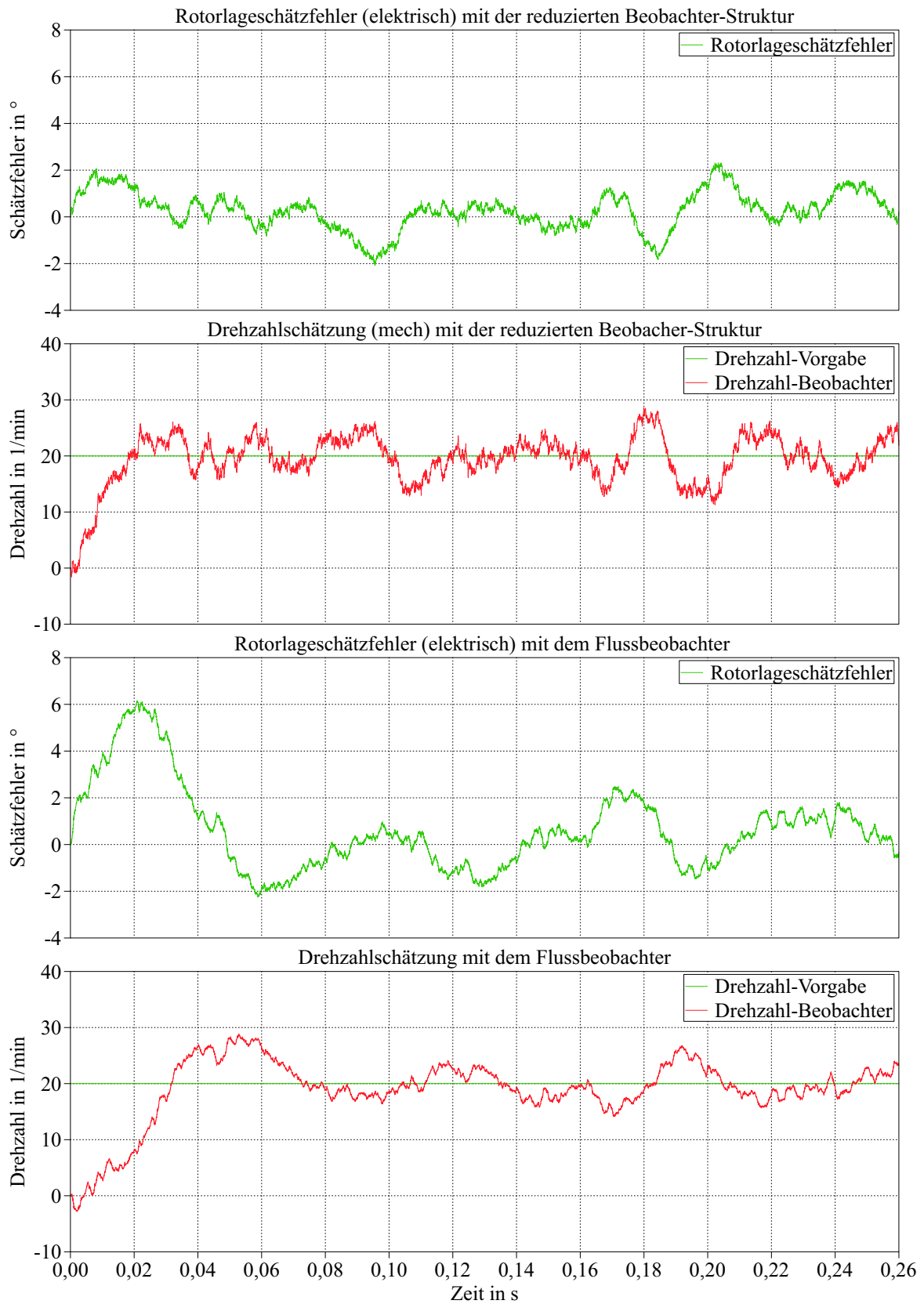


Abbildung 8.4: Synchronisierung auf einen drehenden Rotor mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Qualität der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb eingestellt.

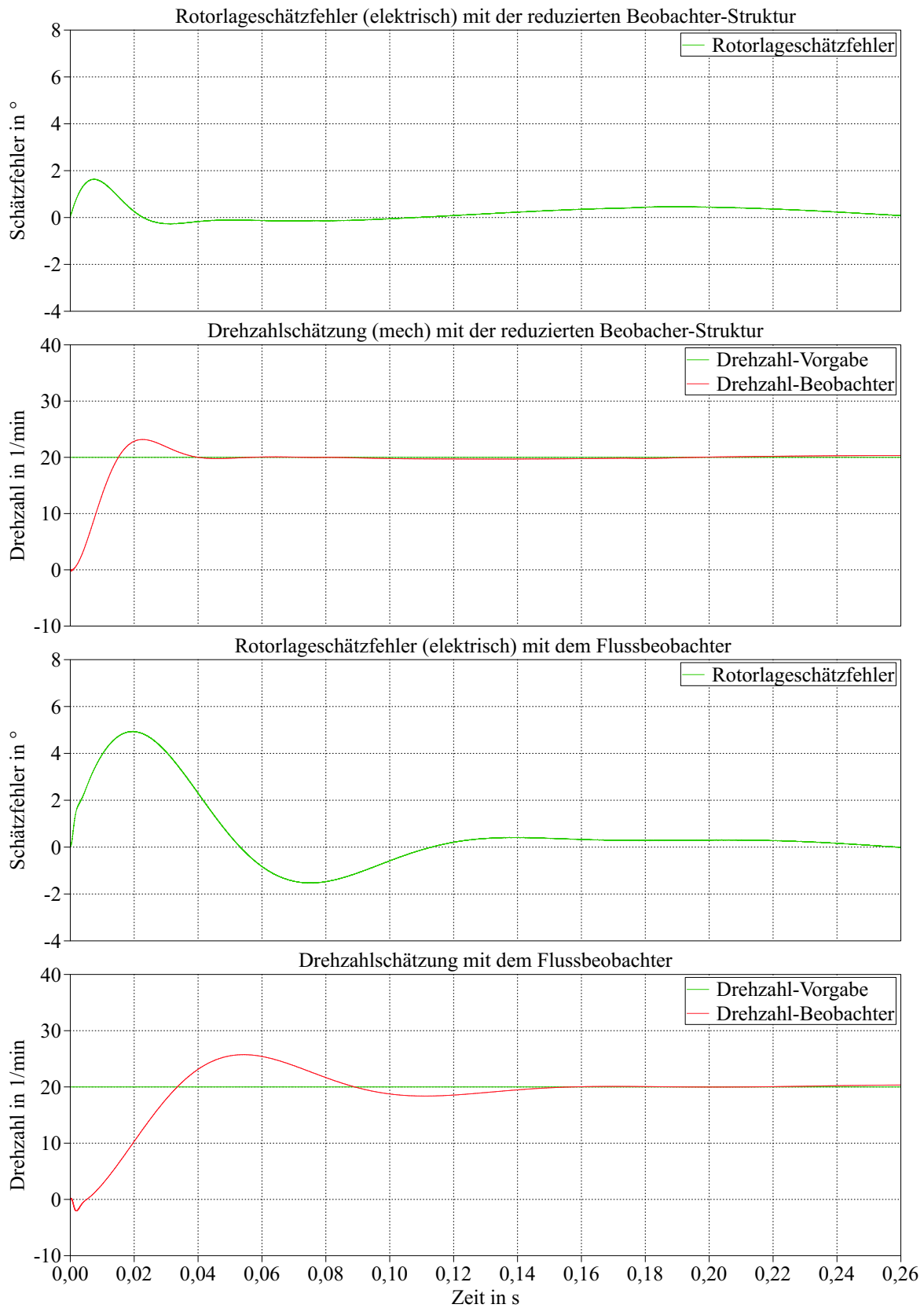


Abbildung 8.5: Synchronisierung auf einen drehenden Rotor ohne Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Qualität der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb eingestellt.

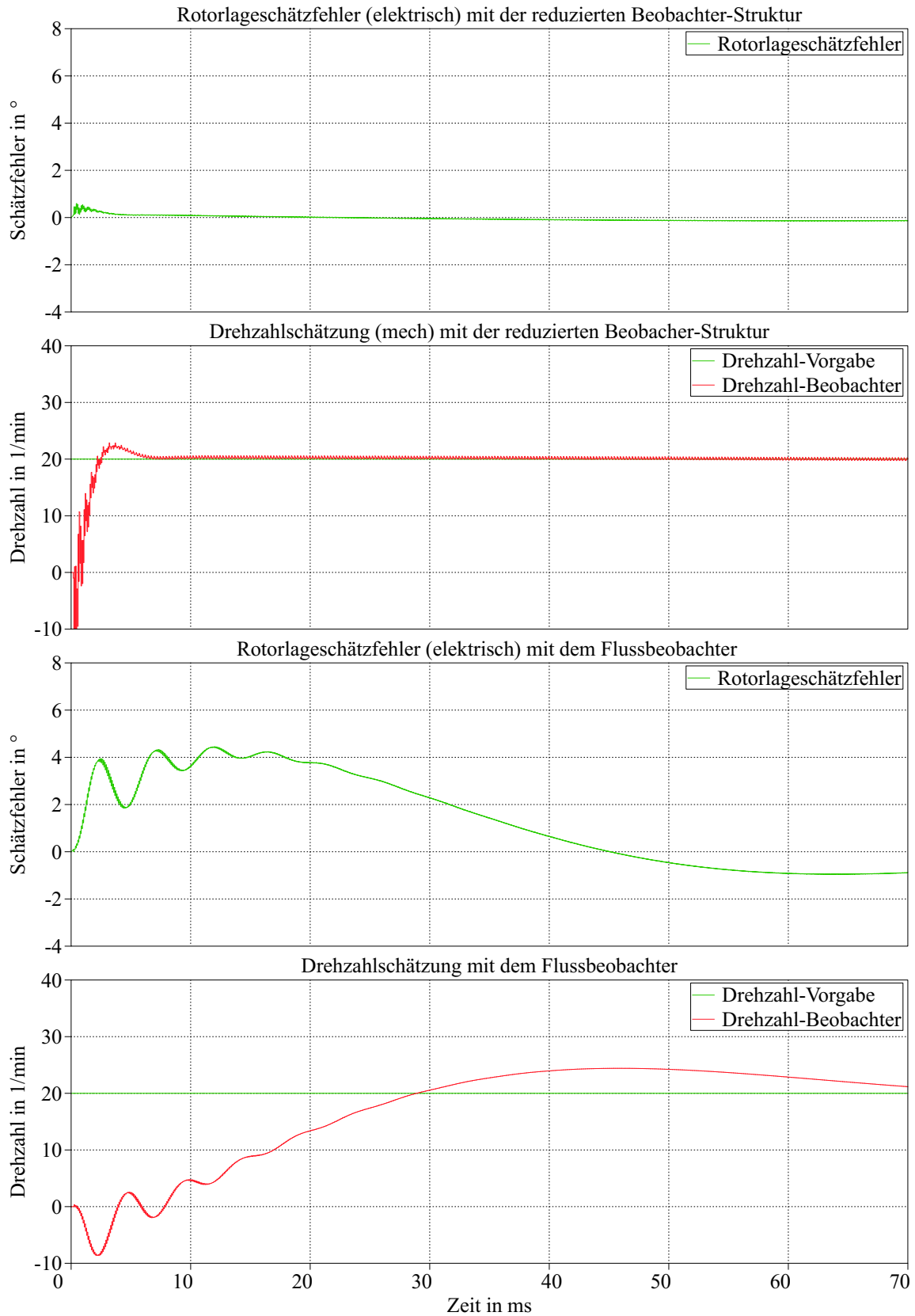


Abbildung 8.6: Vergleich der Dynamik beider Verfahren ohne Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf ihre maximale Dynamik bzw. Stabilitätsgrenze eingestellt.

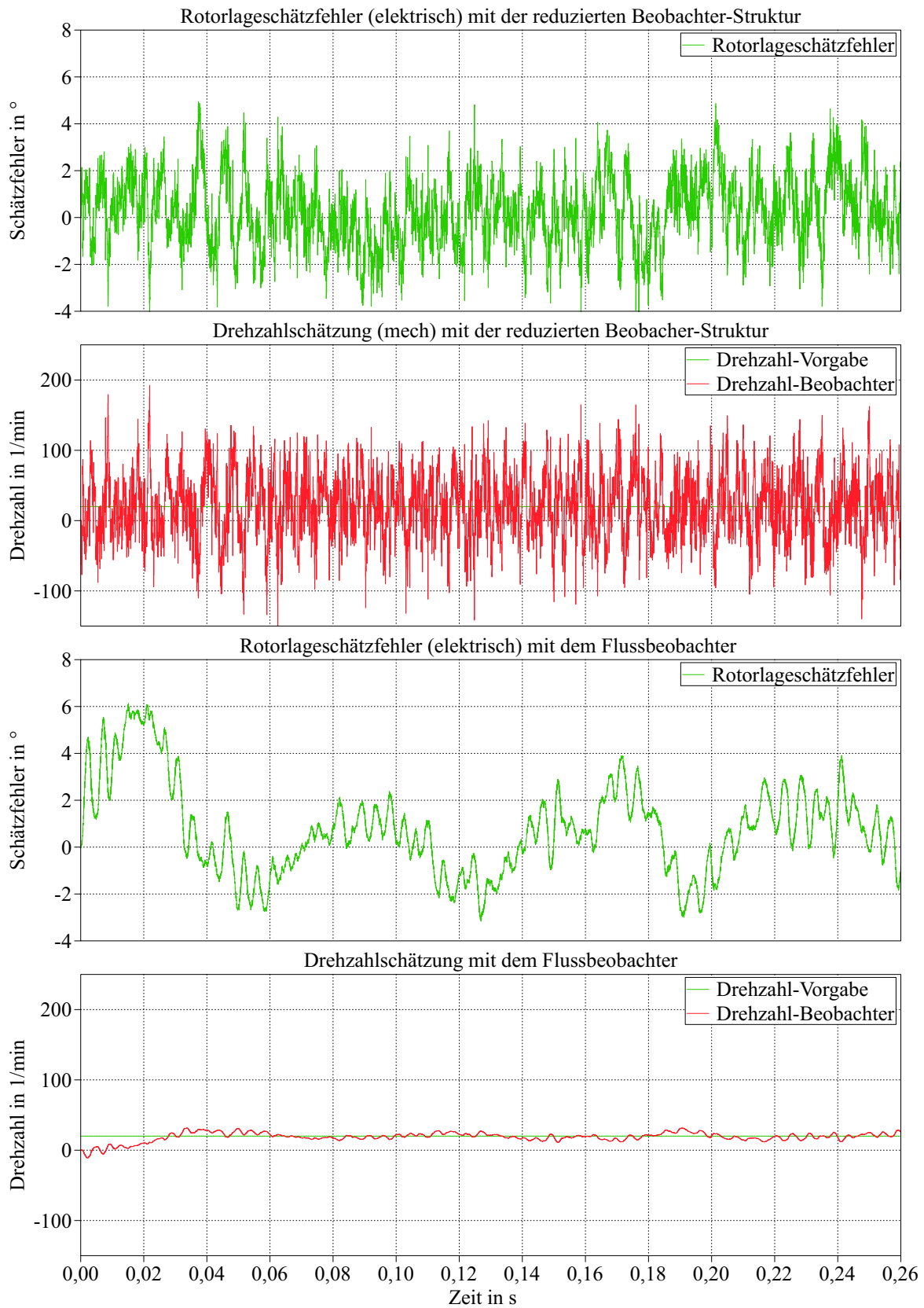


Abbildung 8.7: Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf ihre maximale Dynamik bzw. Stabilitätsgrenze eingestellt.

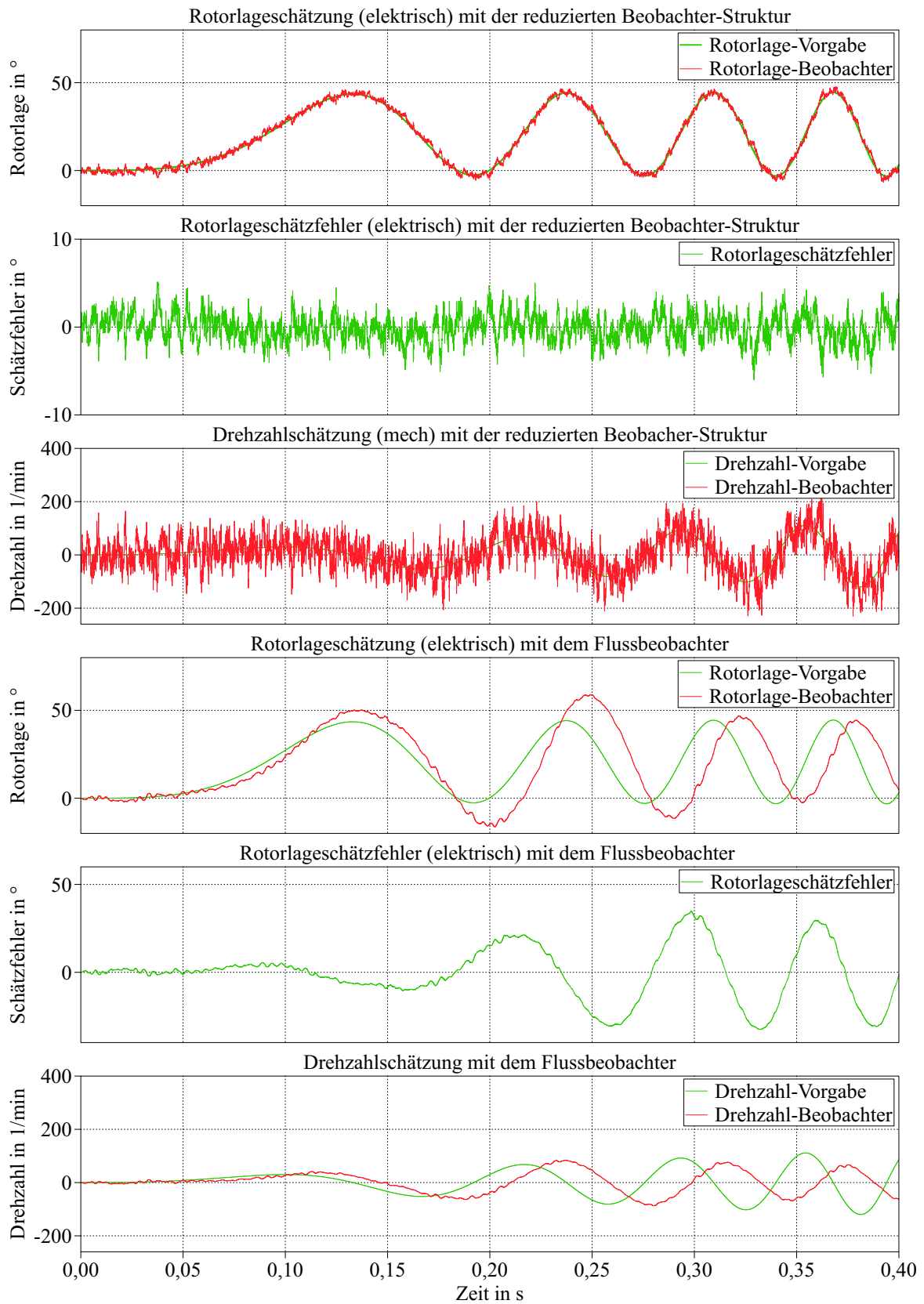


Abbildung 8.8: Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen und zunehmender Beschleunigung des Rotors

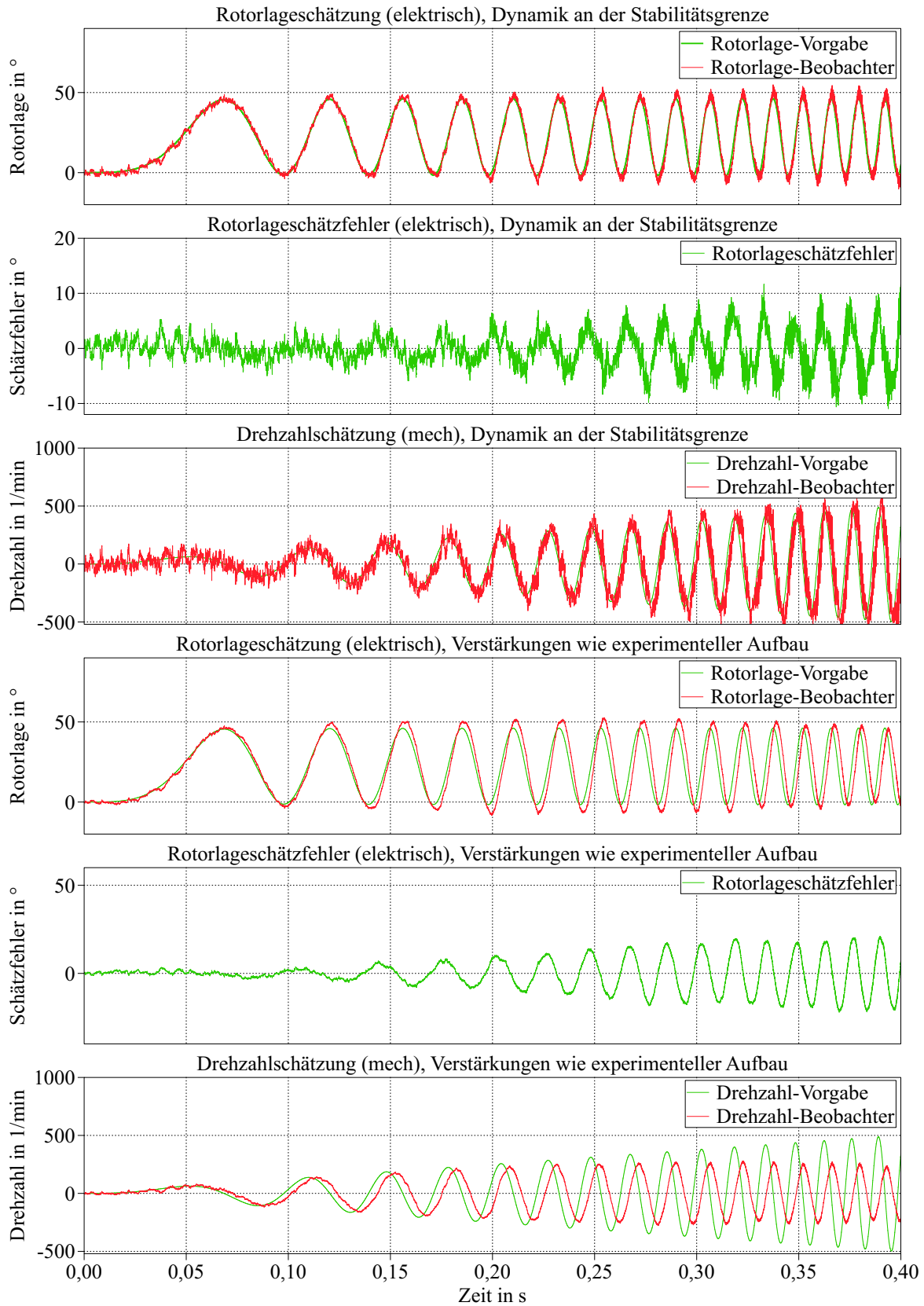


Abbildung 8.9: Dynamik der reduzierten Beobachter-Struktur mit Strommessrauschen bei zunehmender Beschleunigung des Rotors

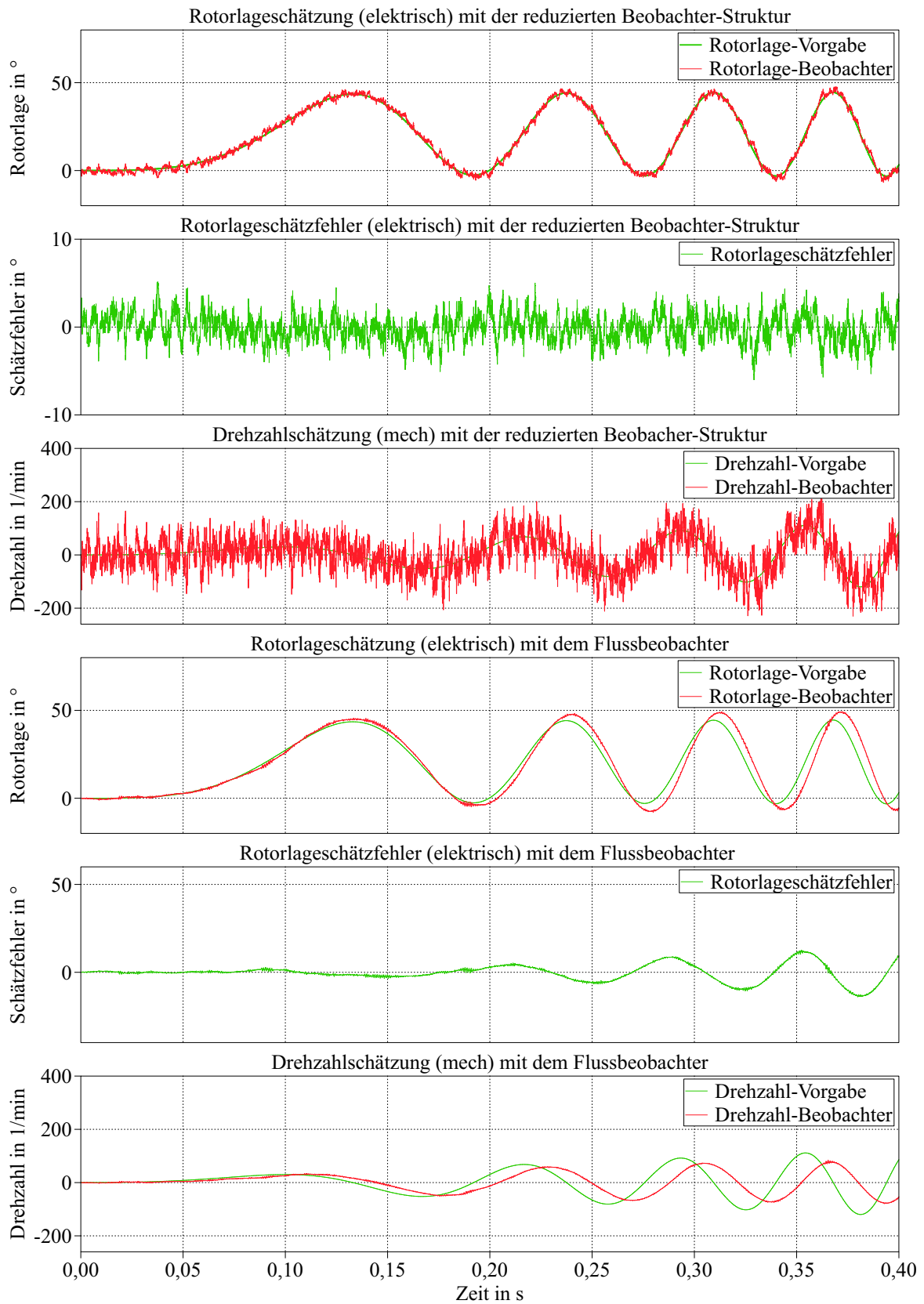


Abbildung 8.10: Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen und zunehmender Beschleunigung des Rotors, der Flussbeobachter verwendet hier eine alternierende HF-Injektion (8 V, 2 kHz)

8.2 Untersuchung der Beobachter mit Drehzahlregelung

Im Folgenden wird die Dynamik der Beobachter und der resultierenden Drehzahlregelung untersucht. Die feldorientierte Stromregelung sowie der Drehzahlregler werden mit den geschätzten Größen versorgt. Die verwendeten Verstärkungen für die Regler sind mit denen des experimentellen Aufbaus identisch, vgl. Kapitel 9. Für eine einfachere Lesbarkeit sind diese Verstärkungen zudem in den Bildunterschriften der Simulationsergebnisse aufgeführt. Als Referenz für den Vergleich der erreichbaren Dynamiken wird eine geberbehaftete Regelung mit Strommessrauschen betrachtet. Das zugehörige Simulationsergebnis ist in Abb. 8.11 dargestellt. Zu sehen ist der Verlauf der elektrischen Rotorlage, der mechanischen Drehzahl, der d-Strom der Maschine, der q-Strom sowie das angreifende Lastmoment. Die Drehzahlregelung hat einen Sollwert von 0 min^{-1} . Im weiteren Verlauf der Simulation soll die Regelung diese Drehzahl aufrecht erhalten. Die Dynamik wird nun daran bewertet, wie dynamisch das Antriebssystem die angreifenden Lastmomente kompensieren kann. Das Lastmoment wechselt in Sprüngen nach 0,2 s, 0,6 s und nach 1 s.

Die Simulation nach Abb. 8.12 zeigt die Dynamik der Drehzahlregelung mit der reduzierten Beobachter-Struktur unter Berücksichtigung von Strommessrauschen. Dabei wirken die gleichen Lastmomente wie bei der geberbehafteten Regelung. Die Amplitude der Square-Wave Injektion beträgt 3 V. In Abb. 8.13 ist die Dynamik der Drehzahlregelung auf Basis des Flussbeobachters mit alternierender HF-Injektion (8 V, 2 kHz) dargestellt. Das Lastmoment wurde hier auf die Hälfte reduziert, da der Flussbeobachter für höhere Lastmomente instabil geworden ist. In Abb. 8.14 wird der gleiche Verlauf des geringeren Lastmomentes mit der reduzierten Beobachter-Struktur simuliert. Durch den Vergleich der Simulationsergebnisse zeigt sich eine deutlich höhere Dynamik für das neuartige Verfahren und die resultierende Drehzahlregelung. Die Dynamik ist jedoch etwas geringer als die Dynamik der geberbehafteten Regelung. Dies ist darin begründet, dass bei der Rotorlageschätzung stets ein Vorhersagefehler optimiert werden muss und die exakte Rotorlage nicht unmittelbar zur Verfügung steht. Abbildung 8.15 zeigt die reduzierte Beobachter-Struktur sowie die resultierende Drehzahlregelung in Bezug auf dynamisch angreifende Lastmomente bei einem Drehzahlsollwert von 20 min^{-1} . Neben einer hohen Dynamik zeigt sich eine gute Gleichlaufgüte in Bezug auf die Drehzahl des Antriebssystems.

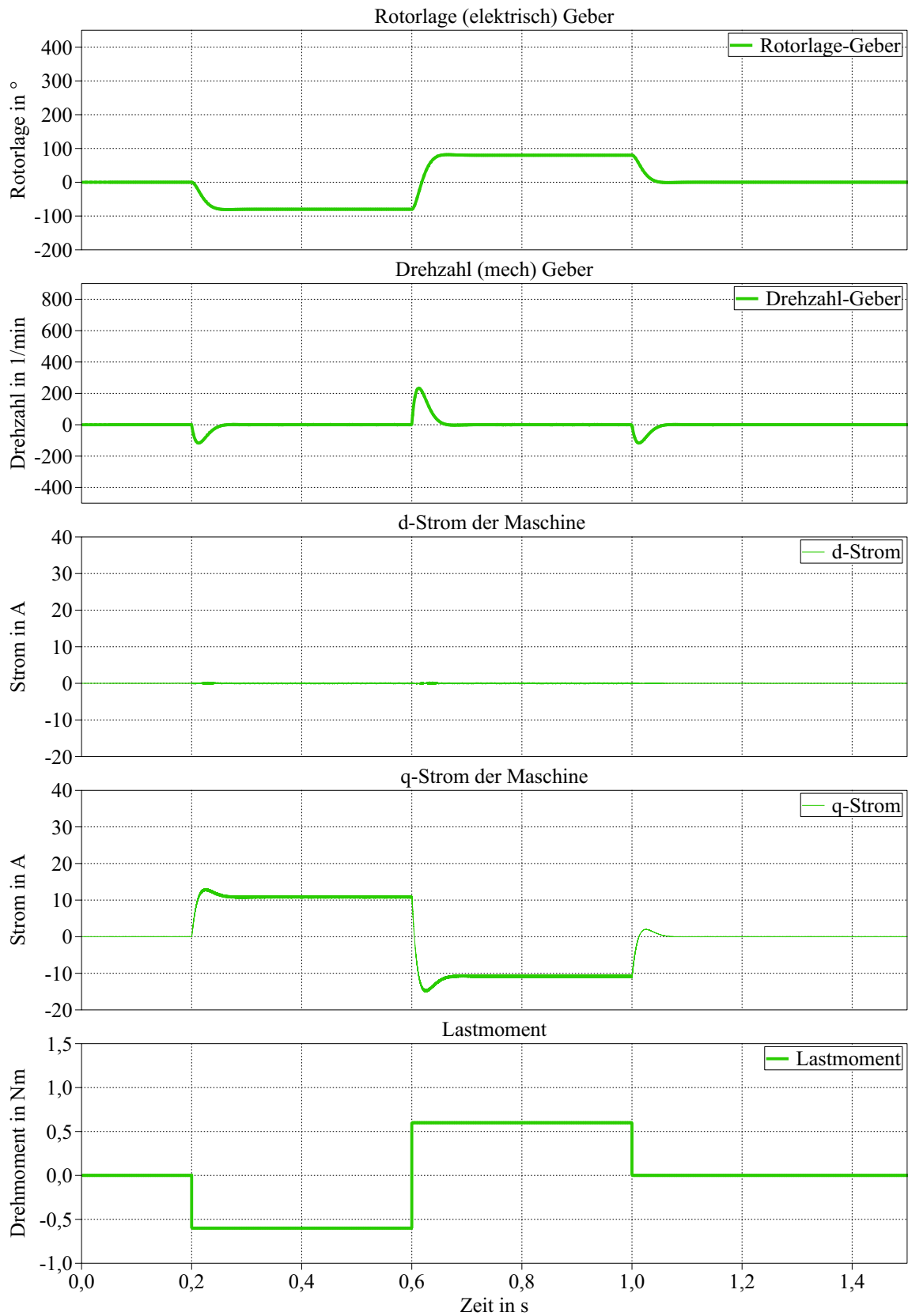


Abbildung 8.11: Dynamik der geberbehafteten Drehzahlregelung mit Strommessrauschen,
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,065 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

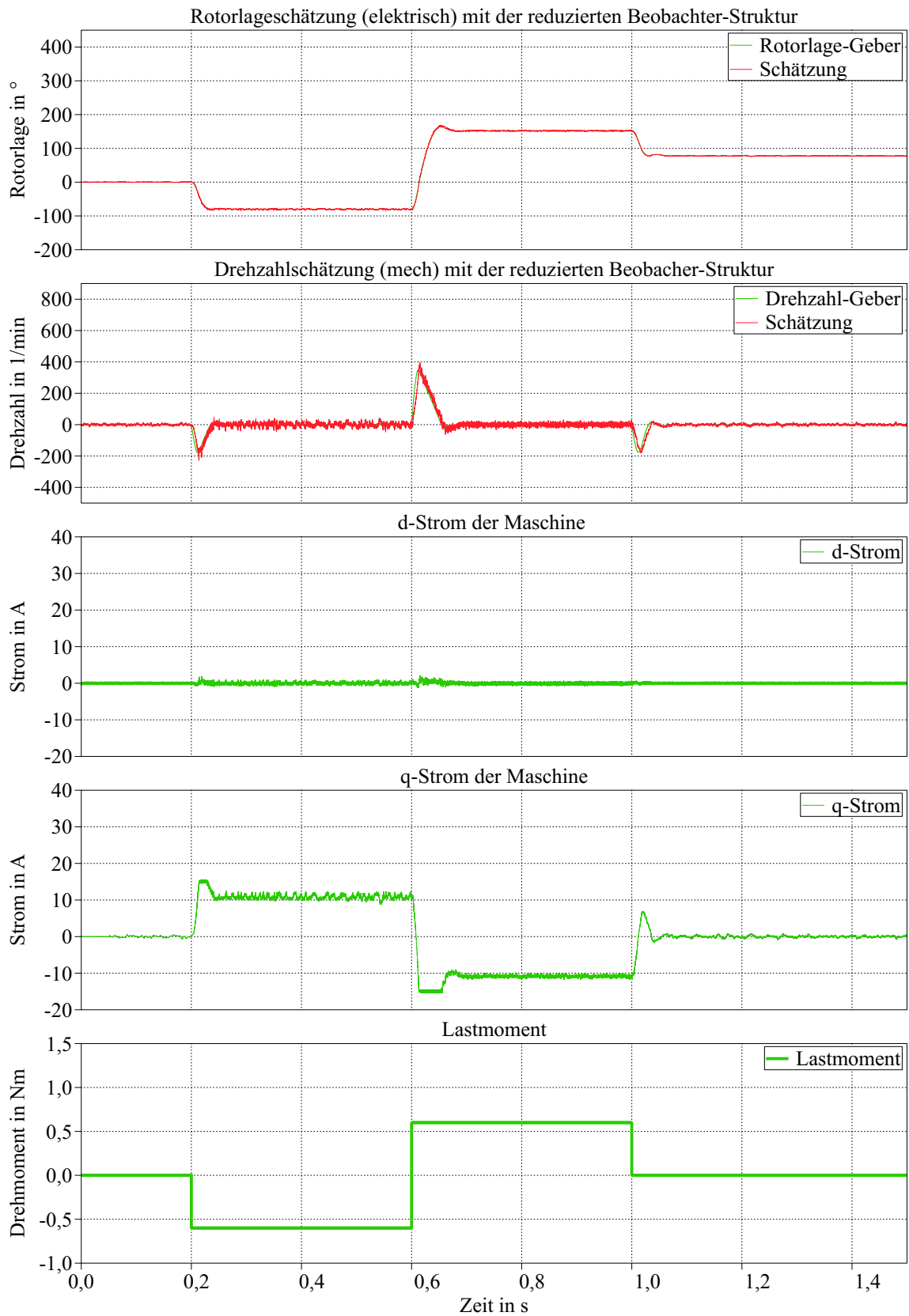


Abbildung 8.12: Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3 V
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

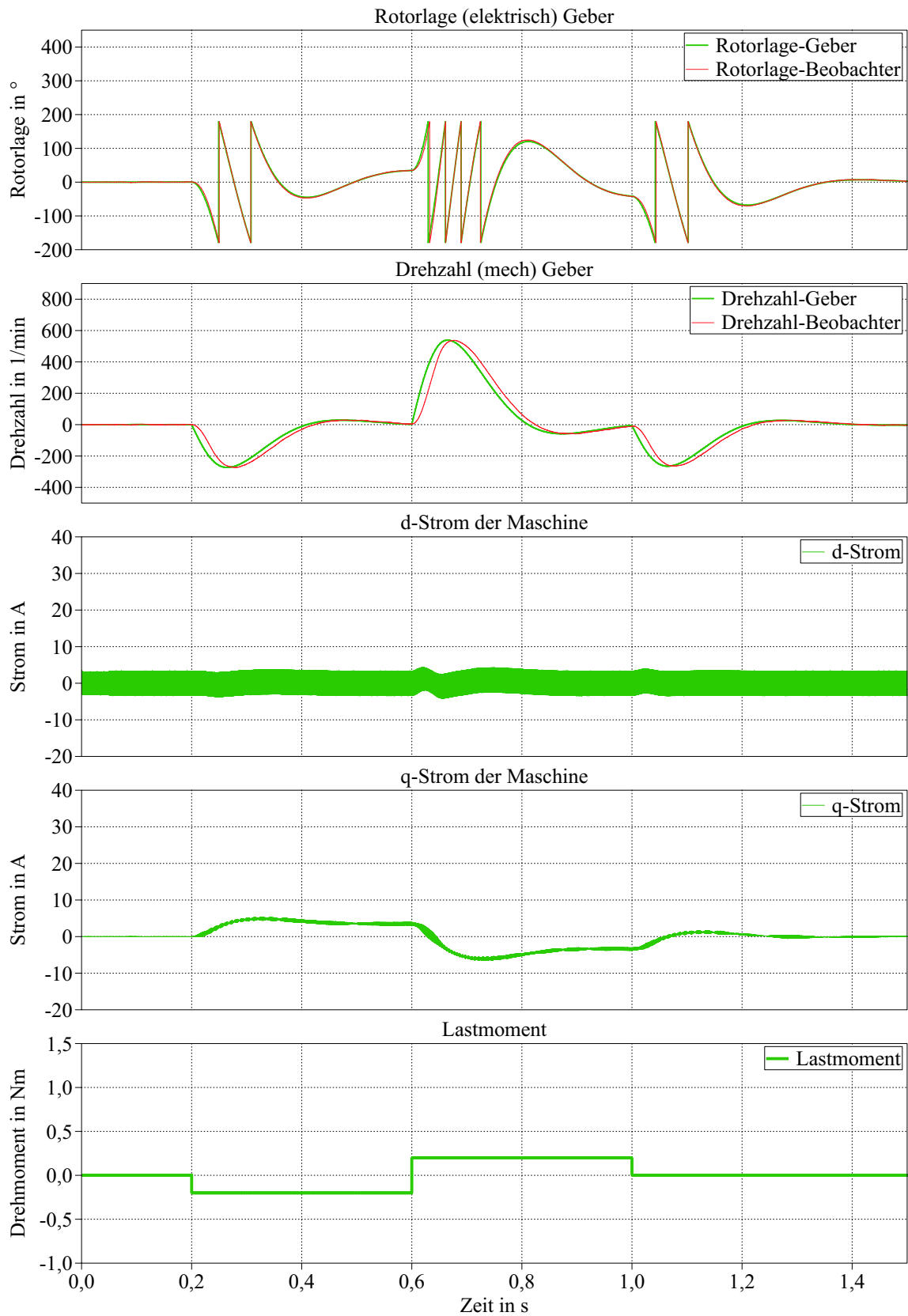


Abbildung 8.13: Dynamik der Drehzahlregelung mit Flussbeobachter und Strommessrauschen, alternierende HF-Injektion (8V 2kHz), weniger Last
 Stromregler: P-Anteil $1 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 4 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,01 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 80 ms

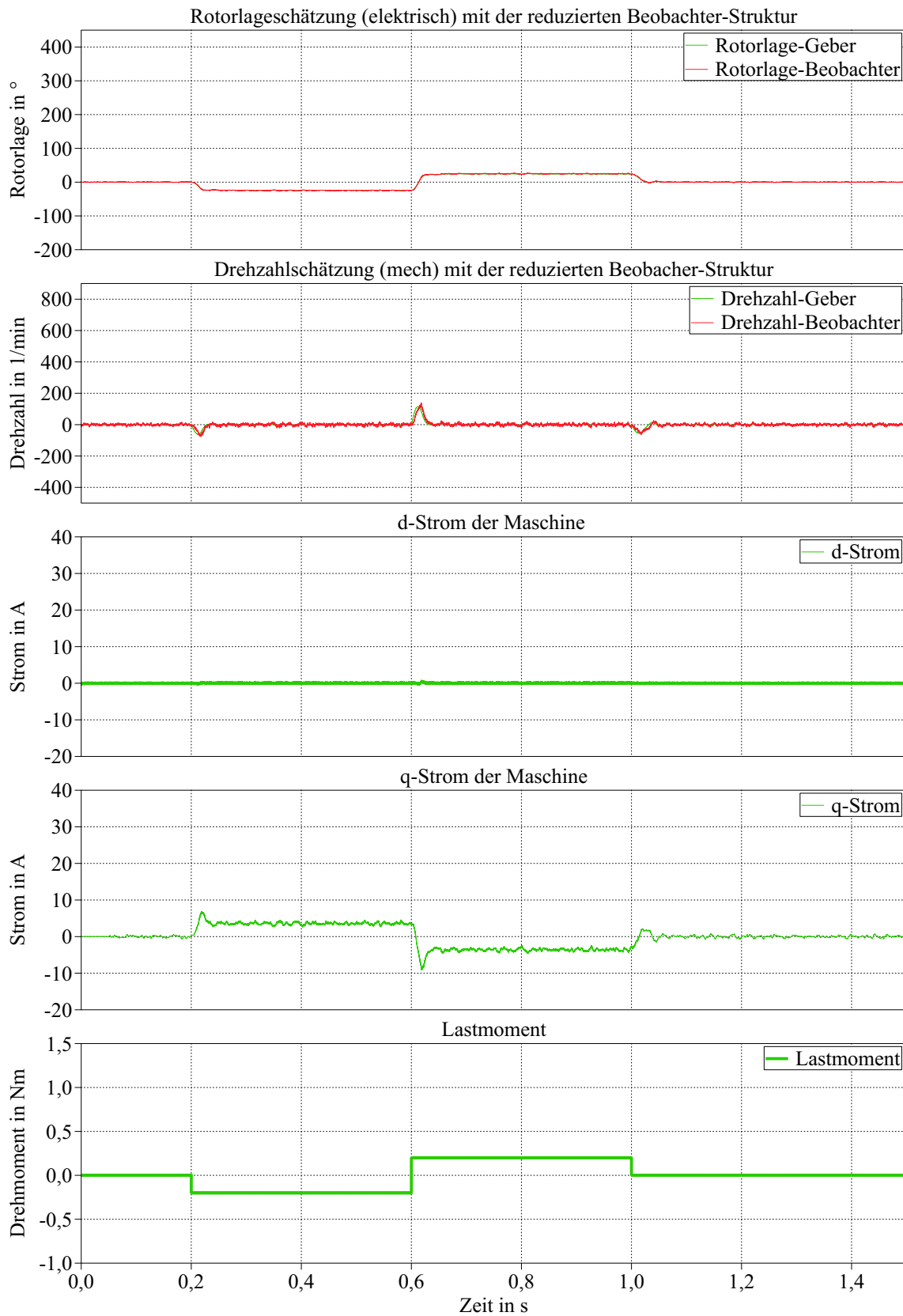


Abbildung 8.14: Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3V, weniger Last
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

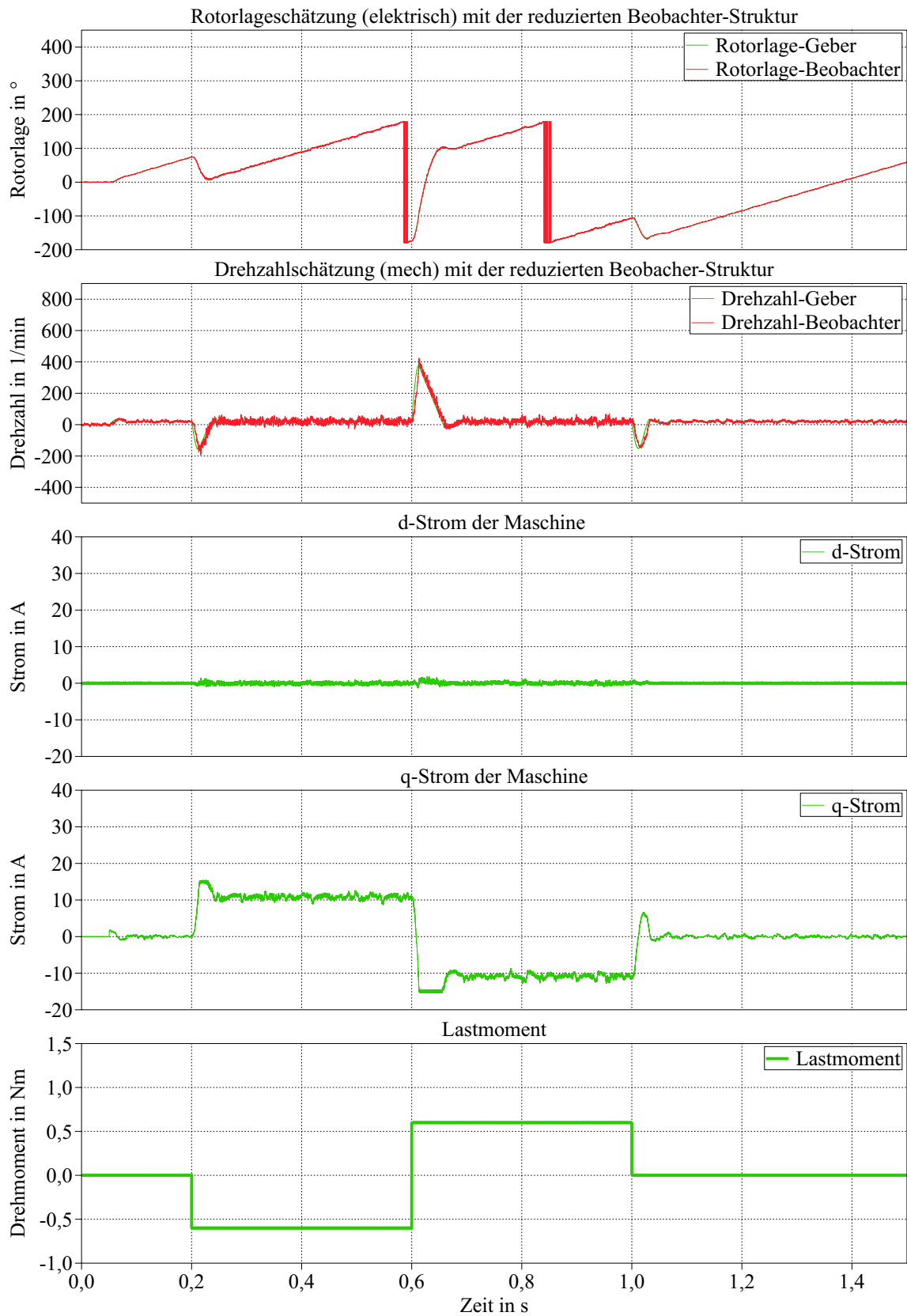


Abbildung 8.15: Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3 V, Sollwert der Drehzahl 20 min^{-1}
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

8.3 Sensitivitätsanalyse in Bezug auf Parameterschätzfehler

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Parameterschätzfehler der differentiellen Induktivitäten $L'_{d,er}$ sowie $L'_{q,er}$ auf die Rotorlageschätzung untersucht. Nach Gl. (7.27) gilt für das Eingangssignal des Trackers, welcher die Rotorlageschätzung ausführt

$$e_{in} = 2\eta \Delta L' L'_{d,er} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d},ass}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} + 2\eta \Delta L' L'_{q,er} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d},ass}} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} + 4\eta \Delta L'^2 \gamma_{er} \left(\left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d},ass}} \right)^2 + \left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} \right)^2 \right) .$$

Hierbei wird deutlich, dass der Einfluss der Parameterschätzfehler am größten ist, wenn es durch die grundfrequente Regelung zu einer großen Stromänderung $\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}}$ in der \hat{q} -Achse kommt. Dies ist insbesondere bei der Reaktion des Antriebssystems mit Drehzahlregelung auf ein dynamisch angreifendes Lastmoment der Fall.

Zudem wirkt sich die Art der hochfrequenten Anregung auf den Einfluss der Parameterschätzfehler aus. Wie anhand der Simulationen nachfolgend gezeigt wird, führt die Verwendung der Square-Wave Injektion zu einem geringeren Einfluss der Parameterschätzfehler als bei Verwendung der alternierenden HF-Injektion gleicher Amplitude und geringerer Frequenz. Auf Grund der sehr hochfrequenten Einprägung mit Hilfe der Square-Wave Injektion in die \hat{d} -Achse ergibt sich für $\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d},ass}}$ die Näherung

$$\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{d},ass}} \approx \frac{u_{SqW}(t)}{L'_d} . \quad (8.1)$$

Durch Einsetzen in die Gleichung für das Eingangssignal des Trackers resultiert

$$e_{in} = 2\eta \Delta L' L'_{d,er} \frac{u_{SqW}(t)}{L'_d} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} + 2\eta \Delta L' L'_{q,er} \frac{u_{SqW}(t)}{L'_d} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} + 4\eta \Delta L'^2 \gamma_{er} \left(\left(\frac{u_{SqW}(t)}{L'_d} \right)^2 + \left(\overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}} \right)^2 \right) . \quad (8.2)$$

Da die Square-Wave Injektion gemäß Abb. 4.3 mit der Frequenz der Rotorlageschätzung alterniert bzw. das Vorzeichen wechselt, resultiert für den integrativen Tracker ein geringer Beitrag aus dem Term $\frac{u_{SqW}(t)}{L'_d} \overline{\frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},ass}}$. Bei der alternierenden HF-Injektion geringerer Frequenz, wechselt das Vorzeichen der hochfrequenten Einprägung in der gleichen Zeiteinheit weniger häufig, sodass sich die Parameterschätzfehler hier stärker auf die Rotorlageschätzung auswirken.

Dieser Einfluss der Parameterschätzfehler wird anhand der Simulationsergebnisse nach Abb. 8.16 und Abb. 8.17 aufgezeigt. Abbildung 8.16 bezieht sich auf das Verhalten einer Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, einer alternierenden HF-Injektion mit 3 V Amplitude und einer Frequenz von 2 kHz sowie dem Einfluss von Strommessrauschen. Das Antriebssystem unterliegt dynamisch angreifenden Lastmomenten und die beiden unteren Graphen der Abb. 8.16 zeigen den Verlauf der Parameterfehler in der geschätzten \hat{d} - und \hat{q} -Achse. Die Angaben dieser Schätzfehler sind in Prozent und beziehen sich jeweils auf den realen Wert der Induktivität. Bspw. beträgt die simulierte Induktivität in der \hat{q} -Achse $255\mu\text{H}$, sodass der unterste Graph in Abb. 8.16 prozentuale Abweichungen von diesem Wert darstellt. Der Verlauf der unteren beiden Graphen ist so gewählt, dass alle möglichen Kombinationen der Parameterfehler in der geschätzten \hat{d} - und \hat{q} -Achse berücksichtigt werden. Im Zeitraum bis 1,8 s wechseln die Parameterfehler zwischen -6 %, 0 % und 6 %. Diese Parameterfehler wurden empirisch unter der Bedingung ermittelt, dass die geberlose Drehzahlregelung gegenüber den dargestellten angreifenden Lastmomenten stabil ist. Ab dem Zeitpunkt 1,8 s steigt der Schätzfehler von beiden Parametern auf 8 %, was zu einer instabilen Rotorlageschätzung und somit zu einer instabilen Drehzahlregelung führt.

Die Simulation nach Abb. 8.17 entspricht der Simulation nach Abb. 8.16 mit dem Unterschied, dass die Square-Wave Injektion mit einer Amplitude von 3 V eingepreßt wurde. Zudem variieren die Parameterschätzfehler bis zum Zeitpunkt von 1,8 s zwischen -9 %, 0 % und 9 %. Ab dem Zeitpunkt 1,8 s steigen die Parameterschätzfehler auf 11 %, was zu einer instabilen Rotorlageschätzung und somit einer instabilen Drehzahlregelung führt.

Somit zeigt sich anhand der Simulationen, dass bei gleicher Amplitude der Anregung, die Square-Wave Injektion zu einem geringeren Einfluss der Parameterschätzfehler auf die Rotorlageschätzung führt, was die Ausführungen anhand Gl. (8.2) bestätigt. Anhand dieser Gleichung wird zudem deutlich, dass noch größere Parameterschätzfehler nur zulässig sind, wenn die Dynamik der Stromregelung und somit der Betrag $\left| \frac{d}{dt} \vec{i}_{\hat{q},\text{ass}} \right|$ reduziert wird.

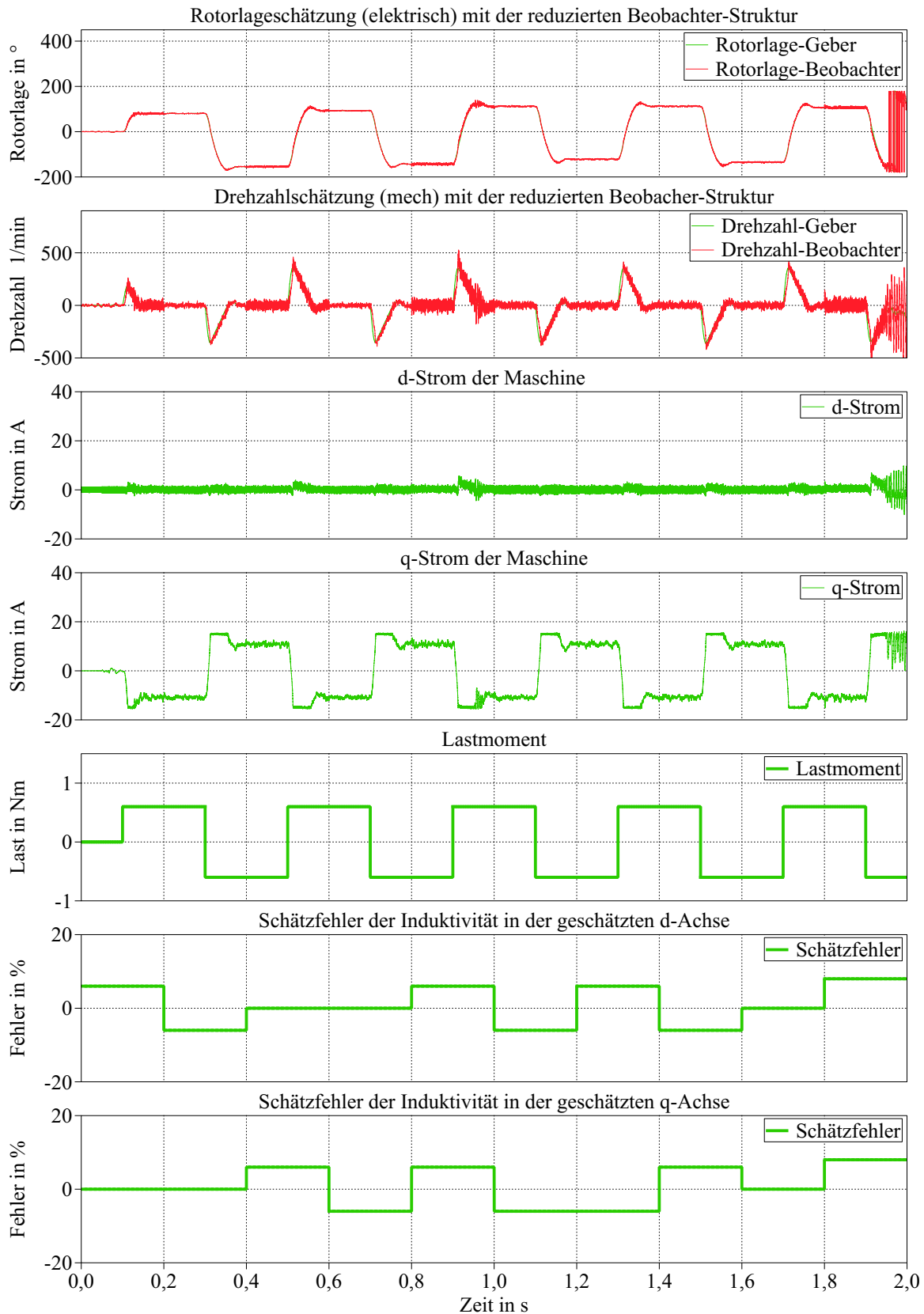


Abbildung 8.16: Untersuchung der Sensitivität in Bezug auf die Parameterabhängigkeit von L'_d und L'_q bei Einprägung einer alternierenden HF-Injektion (3 V, 2 kHz)
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

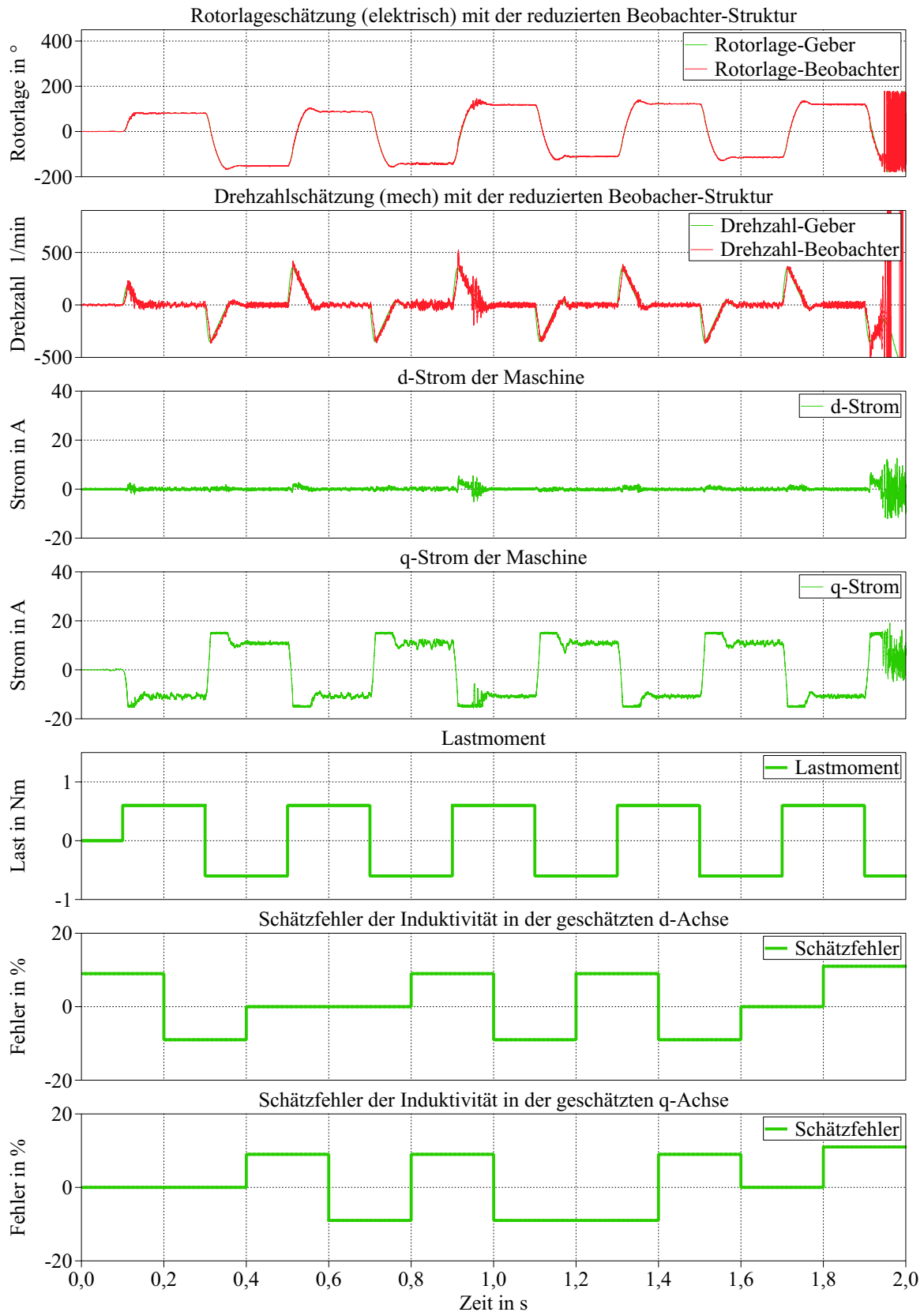


Abbildung 8.17: Untersuchung der Sensitivität in Bezug auf die Parameterabhängigkeit von L'_d und L'_q bei Einprägung einer Square-Wave Injektion mit 3 V
 Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{V}{A}$, Nachstellzeit 1 ms
 Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{A}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms

8.4 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel stellt die Ergebnisse der Untersuchung auf simulatorischer Basis dar. Zunächst wird im ersten Teil dieses Kapitels die Drehzahl der elektrischen Maschine vorgegeben und die Drehzahlregelung bleibt deaktiviert. In diesem Zusammenhang wird der Flussbeobachter mit der reduzierten Beobachter-Struktur bzgl. ihrer Dynamik der Rotorlageschätzung verglichen. Für diesen Vergleich verwenden beide Verfahren die Square-Wave Injektion als hochfrequente Spannungsanregung. Als wirkende Störgröße wird hier das Strommessrauschen berücksichtigt, da die erreichbaren Verstärkungen bzw. die Dynamik der Beobachter wesentlich davon abhängen. Es zeigt sich, dass der Flussbeobachter durch die größere Zahl an Integratoren tendenziell Vorteile in Bezug auf die Filterung von Strommessrauschen aufweist. Dennoch wird ersichtlich, dass sich mit der reduzierten Beobachter-Struktur zusammen mit der Überabtastung größere Vorteile in Bezug auf die Filterung von Strommessrauschen ergeben.

Neben dem geringeren Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine besteht ein weiterer wesentlicher Vorteil der reduzierten Beobachter-Struktur gegenüber dem Flussbeobachter darin, dass bei diesem Verfahren eine deutlich höhere Dynamik erreichbar bzw. stabil ist. Dies wird anhand der Synchronisierung der Verfahren auf einen drehenden Rotor gezeigt. Zudem wird die Dynamik verglichen, wenn die Verfahren auf einen Rotor synchronisieren, welcher mit einer zunehmenden Frequenz oszilliert. Der Flussbeobachter wurde ursprünglich für die alternierende Hochfrequenz-Injektion erarbeitet. Somit wird auch ein Vergleich simuliert, bei dem der Flussbeobachter diese HF-Anregung verwendet. Für die reduzierte Beobachter-Struktur zeigt sich dennoch eine höhere Dynamik. Ersichtlich wird auch, dass der Flussbeobachter mit der alternierenden HF-Injektion eine höhere Performanz erreicht als mit der Square-Wave Injektion.

Im zweiten Teil dieses Kapitels wird die Dynamik der Beobachter und der resultierenden Drehzahlregelung unter dem Einfluss von dynamisch angreifenden Lastmomenten untersucht. Die feldorientierte

versorgt. Als Referenz für den Vergleich der erreichbaren Dynamiken wird eine geberbehaftete Regelung betrachtet. Die Parameter der Stromregler und des Drehzahlreglers entsprechen der experimentellen Untersuchung. Im Ergebnis zeigt die reduzierte Beobachter-Struktur eine deutlich höhere Dynamik für die Rotorlageschätzung und die resultierende Drehzahlregelung als bei Verwendung des Flussbeobachters. Die geberbehaftete Regelung weist jedoch eine geringfügig höhere Dynamik auf. Dies ist darin begründet, dass bei der Rotorlageschätzung stets ein Vorhersagefehler optimiert werden muss und die exakte Rotorlage nicht unmittelbar zur Verfügung steht.

Der Einfluss der Parameterschätzfehler der differentiellen Induktivitäten auf die Rotorlageschätzung auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur und die Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung werden im Rahmen einer Sensitivitätsanalyse untersucht. Es zeigt sich, dass aus der Verwendung der Square-Wave Injektion ein geringerer Einfluss der Parameterschätzfehler resultiert als bei Verwendung der alternierenden HF-Injektion gleicher Amplitude aber geringerer Frequenz.

9 Experimentelle Untersuchung

In diesem Kapitel wird der experimentelle Aufbau und die daran durchgeführten Untersuchungen vorgestellt. Zunächst werden die Systemparameter des zu untersuchenden Antriebssystems und der Lastmaschine in Abschnitt 9.1 dargestellt. Anschließend wird die Datenverarbeitung des Regelungssystems in Abschnitt 9.2 erläutert und es werden die Eigenschaften der verwendeten System-on-Chip-Architektur aufgeführt. Die Dynamik und das Rauschverhalten der in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren der Rotorlageschätzung hängen wesentlich von den Eigenschaften der Stromsensorik ab. Daher wird auf diese detailliert in Abschnitt 9.3 eingegangen. Die Drehzahl- sowie die Stromregelung wird in Abschnitt 9.4 dargestellt. In Abschnitt 9.5 wird die Dynamik der Rotorlageschätzung ohne Drehzahlregelung untersucht. Anschließend wird in Abschnitt 9.6 die Dynamik des resultierenden Antriebssystems mit Drehzahlregelung in Bezug auf dynamisch angreifende Lastmomente untersucht. Bei den Untersuchungen wird jeweils der Flussbeobachter mit der reduzierten Beobachter-Struktur und einer Geber basierten Regelung verglichen. Am Ende des Kapitels folgt eine Zusammenfassung.

9.1 Experimenteller Aufbau

Abbildung 9.1 entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B6] und stellt eine vereinfachte Struktur des Antriebssystems dar. Der rot umrandete Bereich stellt das Regelungssystem,

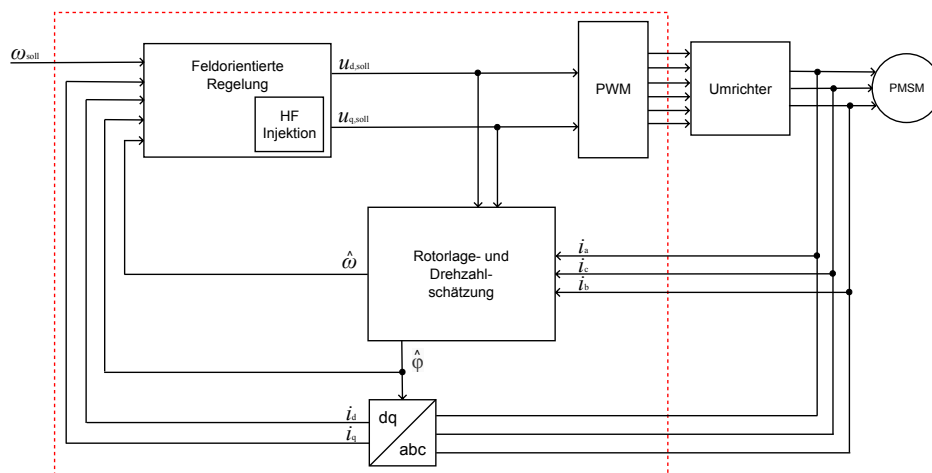


Abbildung 9.1: Vereinfachte Struktur des Antriebssystems

bestehend aus dem Protolar ControlCube mit Erweiterungsplatinen, dar. Eine feldorientierte

Tabelle 9.1: Parameter des Antriebssystems der Prüfmaschine

Zwischenkreisspannung	U_d	48 V
Schaltfrequenz	f	10 kHz
Frequenz der Stromabtastung	f_{ov}	1 mega samples (Msps)
maximaler Strom	I_{max}	15 A
Bemessungsstrom	I_N	6,7 A
Bemessungsdrehmoment	M_N	0,5 Nm
Bemessungsdrehzahl	n_N	5850 min ⁻¹
Anschlusswiderstand	R_{tt}	0,77 Ω
Anschlussinduktivität	L_{tt}	0,421 mH
Flussverkettung der Magnete	Ψ_{PM}	9,24 mVs
Polpaarzahl	p	4
Massenträgheitsmoment	J_{PMSM}	$0,0157 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$

Tabelle 9.2: Parameter des Antriebssystems der Lastmaschine

Zwischenkreisspannung	U_d	48 V
Schaltfrequenz	f	53,6 kHz
Nachstellzeit Stromregler	T_n	670 μs
Bemessungsstrom	I_N	9,56 A
Bemessungsdrehzahl	n_N	4960 min ⁻¹
Anschlusswiderstand	R_{tt}	0,345 Ω
Anschlussinduktivität	L_{tt}	0,273 mH
Drehmomentkonstante	k_m	84,9 mNm/A
Massenträgheitsmoment	J_{Last}	$0,0831 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$

Regelung erzeugt die zu stellenden Spannungen. Die für die FOR notwendige Rotorlage und Drehzahl kann durch ein Verfahren geschätzt oder durch einen Encoder erfasst werden. Die PWM-Einheit erzeugt die Signale zur Ansteuerung der MOSFETs des Umrichters. An den Umrichter ist eine PMSM angeschlossen. Die Parameter des Antriebssystems der Prüfmaschine sind in Tabelle 9.1 angegeben.

Die Prüfmaschine ist mit einer Lastmaschine in einer Maschinenhalterung verspannt, siehe Abb. 9.2. Rechts in der Abbildung befindet sich die Prüfmaschine mit angeschlossenem Encoder (Inkrementalgeber). Auf der linken Seite befindet sich die Lastmaschine. Über Metallbalgkupplungen sind beide Maschinen miteinander verspannt. Der Pulswechselrichter der Prüfmaschine mit Bremswiderstand und Anbindungen ist in Abb. 9.3 dargestellt. Die Parameter der Lastmaschine sind in Tabelle 9.2 aufgeführt.

Die Parameter der Drehmomentmesswelle und der Metallbalgkupplungen sind in Tabelle 9.3 aufgeführt.

Für das resultierende Massenträgheitsmoment ergibt sich

$$J_{res} = J_{PMSM} + J_{Last} + J_{mess} + 2 \cdot J_k = 0,2578 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \quad . \quad (9.1)$$

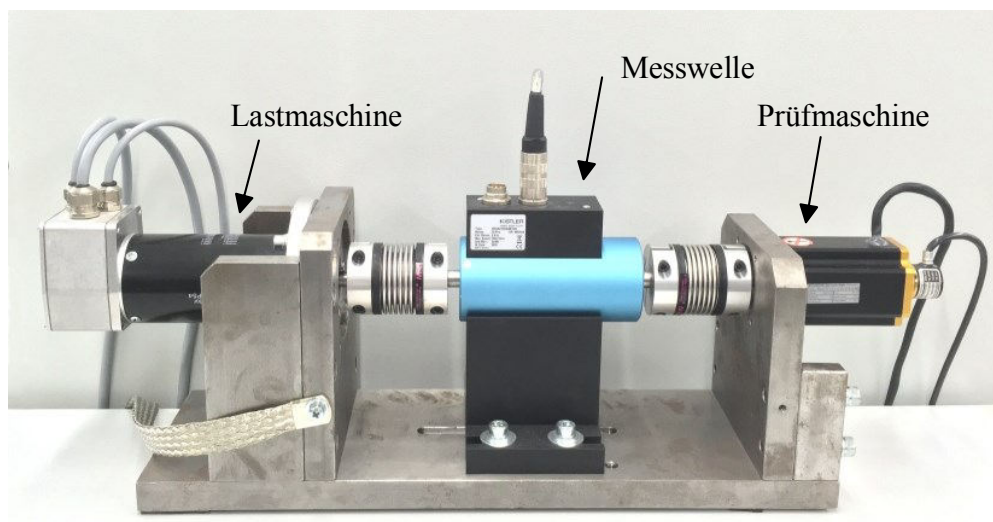


Abbildung 9.2: Lastmaschine (links) mit Prüfmaschine (rechts) verspannt.

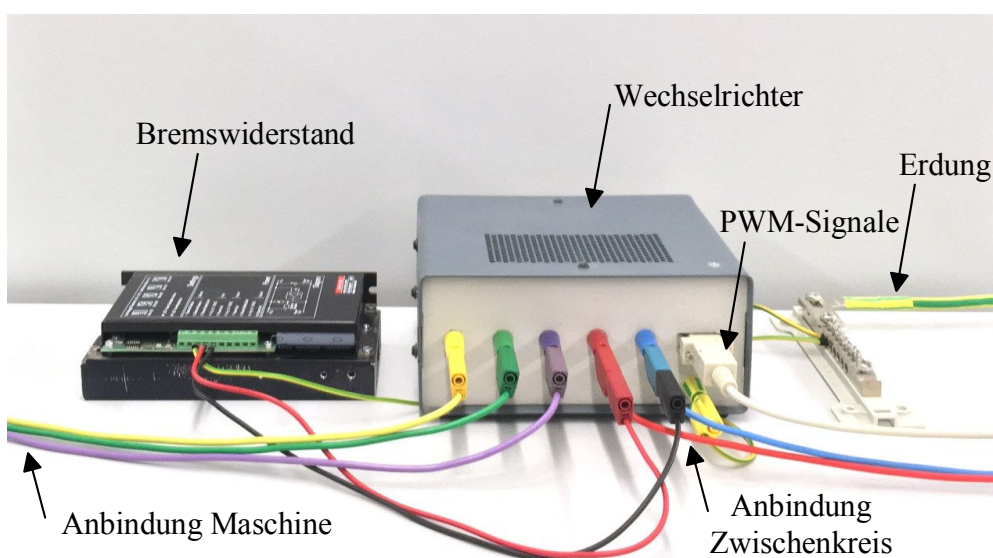


Abbildung 9.3: Pulswechselrichter mit Bremswiderstand und Anbindungen

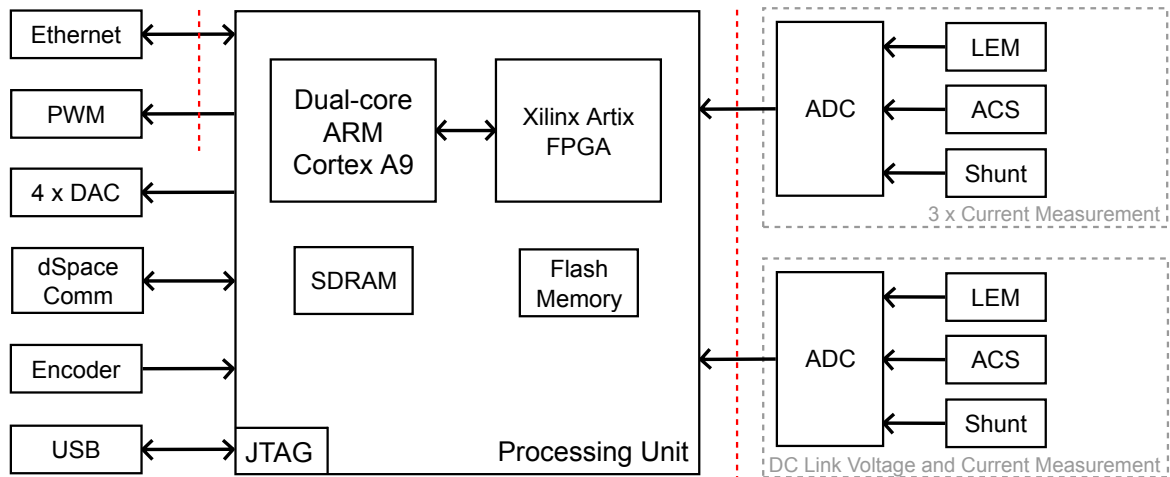
9.2 Datenverarbeitung des Regelungssystems

Ein Blockschaltbild der Hardware des verwendeten Regelungssystems ist in Abb. 9.4 dargestellt. Diese Abbildung entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B6]. Die Basis des Regelungssystems bildet der ControlCube der Firma Protolar. Dieser beinhaltet einen Xilinx Zynq 7000 System-on-Chip (SoC). Der Chip kombiniert ein Xilinx Artix FPGA mit 85.000 Logik Zellen und einen ARM Cortex A9 Dual-Core Prozessor. Die Eigenschaften des SoC sind in Tabelle 9.4 aufgeführt. Die Tabelle entstammt der betreuten studentischen Arbeit [B6]. Das Mainboard des Protolar ControlCube verfügt zudem über eine Ethernet Schnittstelle zur Kommunikation mit einem PC. Ferner ist eine USB-Schnittstelle für den Zugriff auf einen internen USB-to-JTAG-Wandler vorhanden. Es sind 132 FPGA-I/O-Pins für Erweiterungsplatinen herausgeführt. Im Rahmen dieser Arbeit sind drei Erweiterungsplatinen¹⁾

¹⁾Encoder-Schnittstelle, PWM Ausgabe, Strommessplatine

Tabelle 9.3: Parameter der Messwelle und der Kupplungen

Messbereich	M_{range}	$\pm 10 \text{ Nm}$
Grenzfrequenz -3dB für Spannungsausgang (Drehmoment)	f_{mess}	1 kHz
Massenträgheitsmoment Messwelle	J_{mess}	$0,019 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
Massenträgheitsmoment Kupplung	J_k	$0,07 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$



----- galvanic isolation

Abbildung 9.4: Blockschaltbild der Hardware des Regelungssystems

entwickelt und aufgebaut worden. Ein Foto des realisierten Regelungssystems ist in Abb. 9.5 dargestellt. Jede Erweiterungsplatine führt nicht genutzte Pins des FPGA auf nach unten herausgeführte Steckverbinder. Damit resultiert die in Abb. 9.5 erkennbare Stapelung der Erweiterungsplatten.

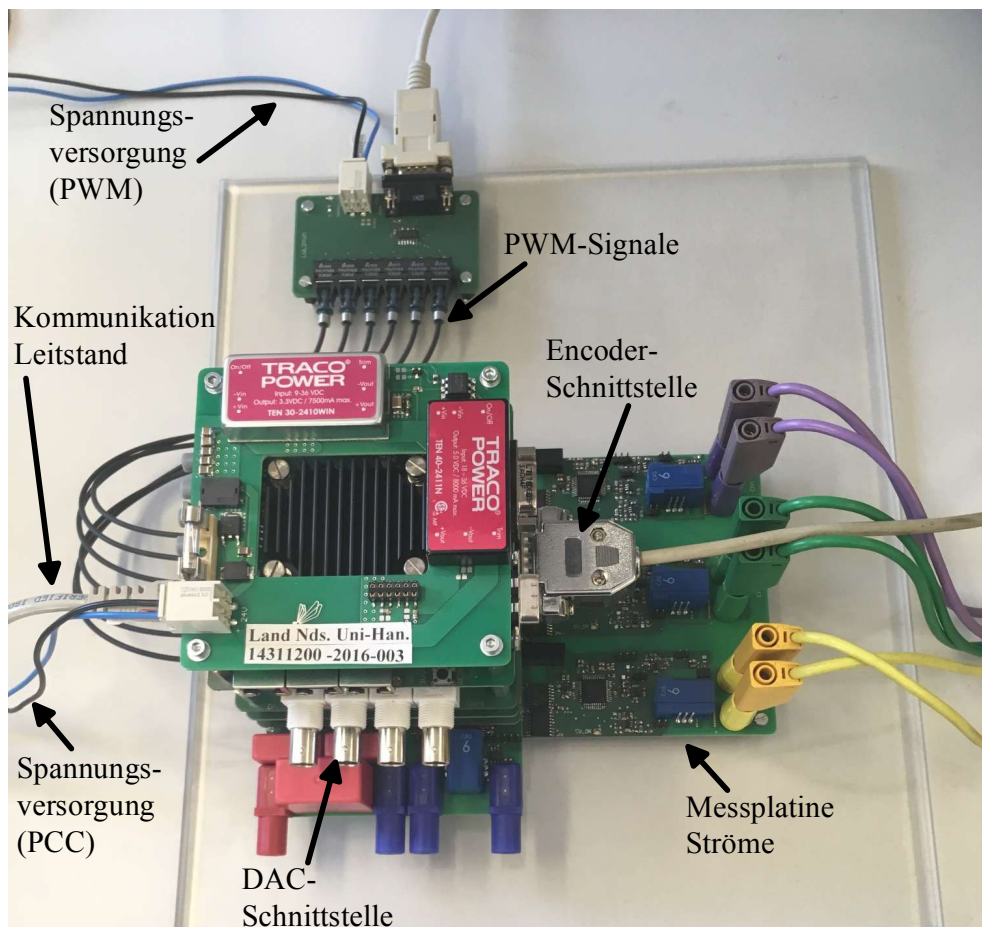
Die Datenverarbeitung des Regelungssystems gliedert sich in zwei Teilsysteme. Das ist einerseits die Berechnung in der Prozessoreinheit des Zynq 7000 SoC. Der andere Teil ist mit Digitalschaltungen im FPGA des Chips umgesetzt. Die Teilsysteme kommunizieren über den Advanced eXtensible Interface (AXI)-Bus. Der AXI-Bus ist seit 2003 Bestandteil des ARM Advanced Microcontroller Bus Architecture (AMBA)-Protokolls und erlaubt die standardisierte Kommunikation verschiedener Hardware-Bereiche [57]. Zur Kommunikation zwischen der Prozessoreinheit und dem FPGA wird das AXI4-Lite Protokoll verwendet.

Prozessoreinheit

Auf einem der beiden Kerne der Dual-Core Prozessoreinheit wird das echtzeitfähige Betriebssystem FreeRTOS ausgeführt. Dieses realisiert den Datenaustausch zwischen dem ControlCube und einem Leitstands-PC mittels einer Gigabit Ethernet Verbindung. Auf dem PC wird die Kommunikation durch das Programm ControlCube Supervisor gesteuert. Dieses ermöglicht die graphische Anzeige und das Abspeichern von Daten des Prozessors. Die Werte werden vor der Kommunikation über die nicht echtzeitfähige Ethernet-Schnittstelle jeweils mit einem Zeitstempel versehen, sodass die Zuordnung der Werte zueinander möglich ist.

Tabelle 9.4: Eigenschaften des verwendeten SoC

Device Name	Xilinx Z-7020
Processor Core	Cortex-A9 up to 866 MHz
Programmable Logic	Artix-7
Logic Cells	85.000
Look-Up Tables	53200
Flip-Flops	106400
Block RAM	4,9Mb
DSP Slices	220
I/O Count	200

**Abbildung 9.5:** Protolar ControlCube mit Erweiterungsplattenen

Auf dem anderen Kern der Prozesseinheit kann eigener Programmcode mit einer Frequenz von 10kHz ausgeführt werden. Die Programmierung ist in der Hochsprache C möglich. Xilinx stellt dafür das Software Development Kit zur Verfügung. Außerdem kann ein Matlab Simulink Modell kompiliert und eingebunden werden. Die Aktualisierung von Datensätzen aus dem FPGA bzw. das Schreiben von Datensätzen an das FPGA über den AXI-Bus erfolgt ebenfalls synchronisiert mit der Frequenz 10kHz.

FPGA

Der für die Konfiguration des FPGAs erforderliche Bitstream wird durch die Software Vivado erzeugt. Mit dieser Software ist die Erstellung eines Block-Designs, welches synthetisiert und auf dem Chip implementiert werden kann, möglich. Zudem verbindet dieses Block-Design einzelne IP-Blöcke miteinander. Eine Übersicht, der für diese Arbeit genutzten IP-Blöcke, ist in Abb. 9.6 dargestellt. Die Zuordnung der Logik zu den physikalischen Pins des FPGA wird durch ein Constraints-File erreicht.

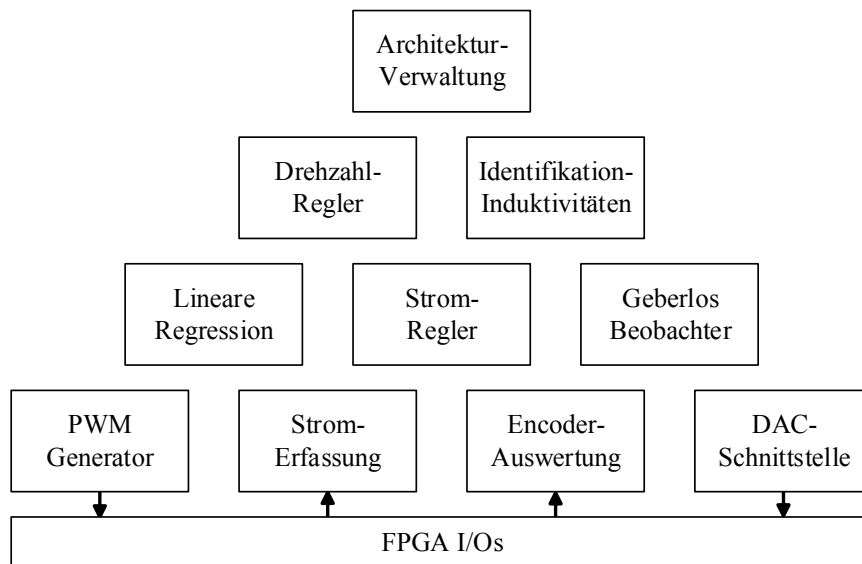


Abbildung 9.6: Übersicht der IP-Blöcke im FPGA

Die IP-Blöcke der unteren Zeile sind direkt mit der Hardware verbunden und erzeugen die PWM-Signale (PWM-Generator), realisieren den ADC-Treiber zur Strom-Erfassung und verarbeiten die Signale des Encoders. Die DAC-Schnittstelle wurde zu Debug-Zwecken genutzt, um den Verlauf von Größen in dem FPGA auf einem Oszilloskop zu visualisieren. Diese hardwarenahen IP-Blöcke stellen die Grundlage für die übergeordneten Blöcke Lineare Regression, Strom-Regler, Geberlos Beobachter, Drehzahl-Regler und Identifikation-Induktivitäten dar. Die Architektur-Verwaltung dient zur Übertragung von Steuersignalen an die beschriebenen IP-Blöcke. Der PWM-Generator arbeitet mit einer Taktfrequenz von 200 MHz, alle anderen IP-Blöcke arbeiten mit 100 MHz. Die IP-Blöcke Encoder-Auswertung, DAC-Schnittstelle, Identifikation-Induktivitäten und Architektur-Verwaltung wurden mit VHDL erstellt, alle Anderen mit dem Xilinx System Generator for DSP.

9.3 Eigenschaften der Stromsensorik

Abbildung 9.7 zeigt den schaltungstechnischen Aufbau der Strommessplatine exemplarisch für einen Strang. Je Strang sind drei Sensoren mit unterschiedlicher Bandbreite aber dem gleichen Messbereich von $\pm 20\text{ A}$ realisiert. Der Strangstrom durchfließt einen Shunt, einen LEM Sensor und einen ACS Sensor. Der LEM Sensor und der ACS Sensor nutzen als Messprinzip den Hall-Effekt. Alle Sensoren verfügen jeweils über eine eigene analoge Eingangsstufe mit Operationsverstärker sowie einer Beschaltung als Tiefpassverhalten und sind über einen

Analog-Multiplexer²⁾ an einen ADC³⁾ angebunden. Der ADC in Pipeline Flash-Architektur hat eine Auflösung von 14 Bit und eine Abtastrate von 10 MHz, wovon lediglich jeder zehnte Wert (d.h. effektive Abtastrate 1 MHz) im FPGA genutzt wird. Um eine galvanische Trennung für jeden Strang zu realisieren, ist für die Datenübertragung ein Schnittstellen-Isolator⁴⁾ vorgesehen. Desweiteren ist eine isolierte Spannungsversorgung⁵⁾ $v_{S,A}$ realisiert. Aus dieser Spannung erzeugt der ADC die Referenzspannung⁶⁾ v_{ref} für die analogen Eingangsstufen. Um eine bessere Übersichtlichkeit zu erreichen, sind zusätzliche Stützkondensatoren der Versorgungsspannung oder der Referenzspannung in Abb. 9.7 nicht eingezeichnet. Die Parameter der passiven Bauelemente bzgl. der ADC-Eingangsstufen sind in Tabelle 9.5 zu finden. Ein Operationsverstärker bildet zusammen mit seiner Beschaltung aus passiven Bauelementen einen aktiven Tiefpass. Diesem Tiefpass ist jeweils durch einen Widerstand und einen Kondensator ein passiver Tiefpass nachgeschaltet. In der Tabelle ist jeweils die Bandbreite der Stromsensoren und der nachgeschalteten aktiven und passiven Tiefpass-Filter aufgeführt. Die Bemessung der Bauteile ergibt sich aus der Bandbreite.

Tabelle 9.5: Parameter der ADC Eingangsstufen

Stromsensor Bandbreite	Shunt -	LEM-CAS-6-NP 300 kHz	ACS 712 80 kHz
aktiver Tiefpass Grenzfrequenz	- $R_{S,1} = 5,6 \text{ k}\Omega$ $R_{S,2} = 68 \text{ k}\Omega$ $C_{S,1} \leftarrow \text{nv}$	339 kHz $R_{L,1} = 0,47 \text{ k}\Omega$ $R_{L,2} = 0,47 \text{ k}\Omega$ $C_{L,1} = 2,2 \text{ nF}$	234 kHz $R_{A,1} = 0,68 \text{ k}\Omega$ $R_{A,2} = 0,68 \text{ k}\Omega$ $C_{A,1} = 3,3 \text{ nF}$
passiver Tiefpass Grenzfrequenz	589,5 kHz $R_{S,3} = 0,27 \text{ k}\Omega$ $C_{S,2} = 1 \text{ nF}$	329 kHz $R_{L,3} = 0,22 \text{ k}\Omega$ $C_{S,2} = 2,2 \text{ nF}$	103 kHz $R_{A,3} = 4,7 \text{ k}\Omega$ $C_{S,2} = 3,3 \text{ nF}$

Ein Foto der Vorderseite der Platine zur Messung der Strangsströme ist in Abb. 9.8 dargestellt, die Rückseite ist in Abb. 9.9 zu sehen.

Im Folgenden wird das Rauschverhalten der drei Sensoren mit den zugehörigen analogen Eingangsstufen des Flash-ADC untersucht. Die Messungen wurden mit einem Oszilloskop (Bandbreite 1 GHz, Auflösung 12 Bit) bei einem Strom von 0 A aufgenommen. Die nachfolgend gezeigten Abbildungen, stellen jeweils in schwarz das Wechselspannungssignal direkt am Ausgang eines Sensors dar. Das Wechselspannungssignal unmittelbar nach der analogen Eingangsstufe ist in rot dargestellt. Aus den Wechselspannungssignalen wurde mit Matlab das zugehörige Amplitudenspektrum berechnet. Abbildung 9.10 und Abb. 9.11 stellen die Ausgangsspannung und das zugehörige Spektrum des ACS Sensors dar. Abbildung 9.12 und Abb. 9.13 zeigen die Ausgangsspannung und das Spektrum des LEM Sensors. Die am Shunt gemessene Spannung und das zugehörige Spektrum ist in Abb. 9.14 und Abb. 9.15 dargestellt.

²⁾Bauteil: TS5A3359

³⁾Bauteil: AD9240

⁴⁾Bauteil: ADUM1400

⁵⁾ $v_{S,A} = 5 \text{ V}$

⁶⁾ $v_{ref} = 2,5 \text{ V}$

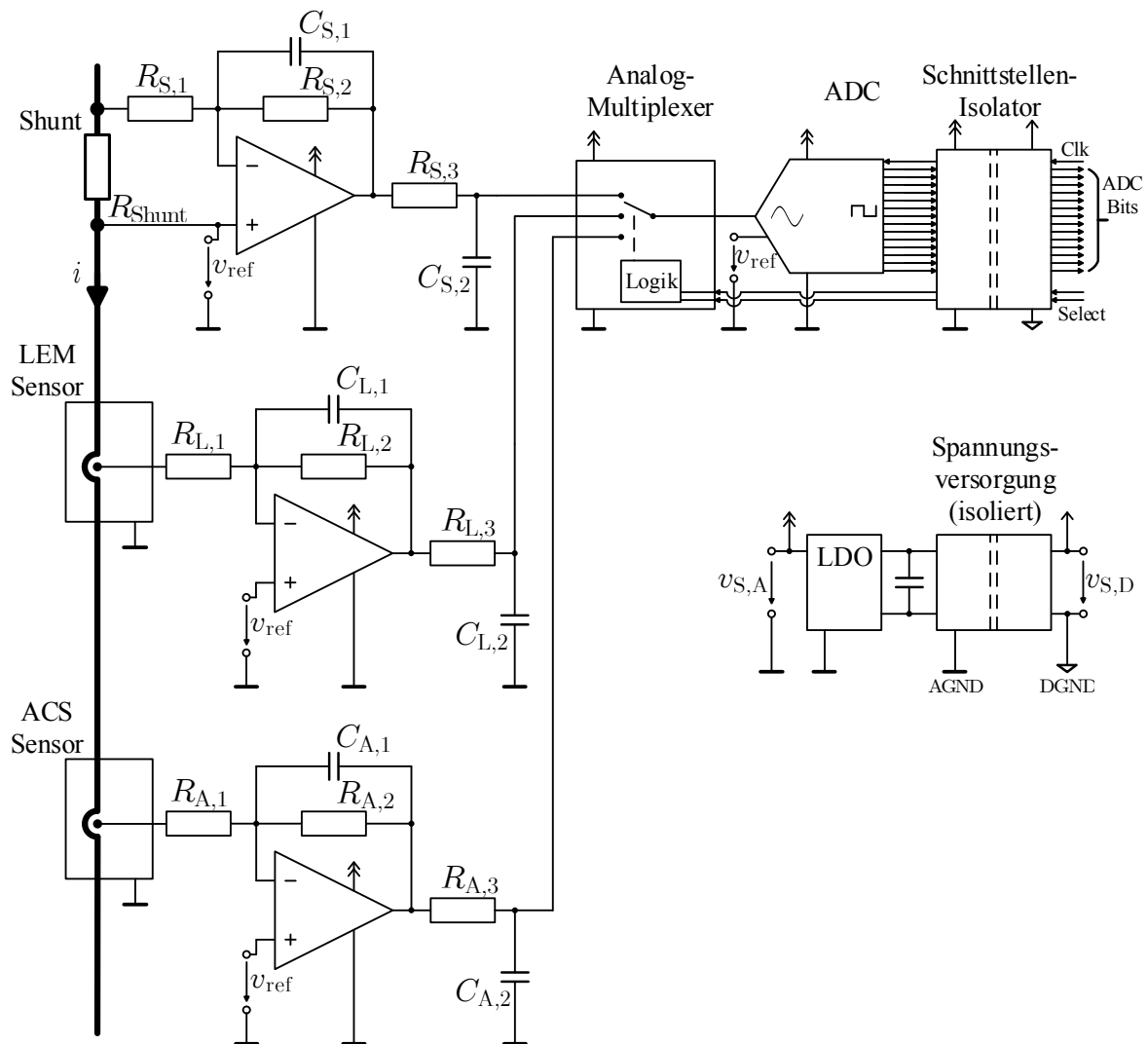


Abbildung 9.7: Schaltungstechnische Realisierung der Platine zur Messung der Strangströme

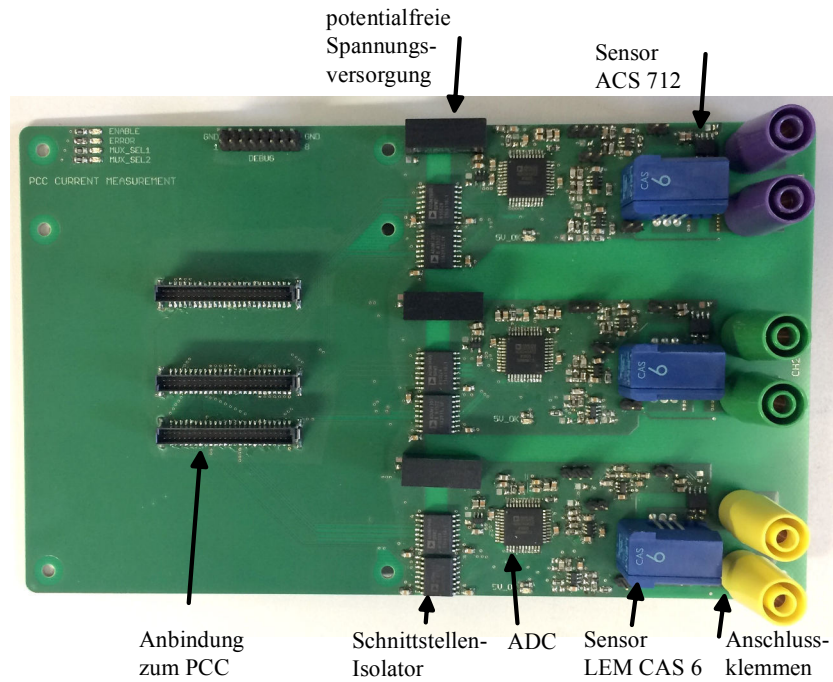


Abbildung 9.8: Platine zur Messung der Strangströme, Vorderseite

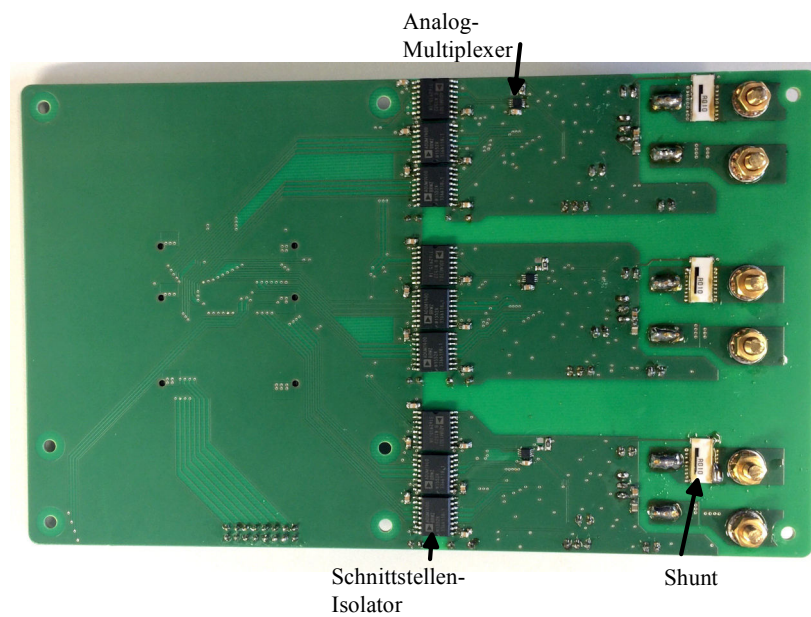


Abbildung 9.9: Platine zur Messung der Strangströme, Rückseite

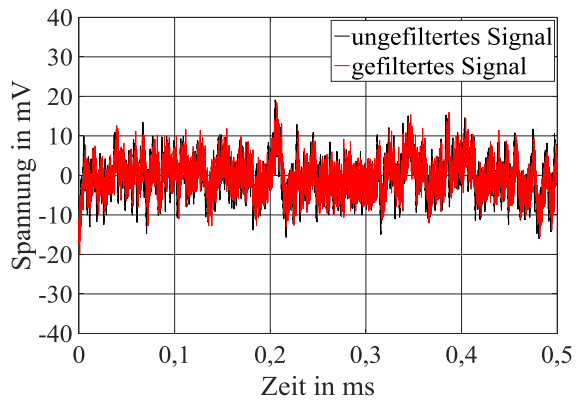


Abbildung 9.10: Ausgangsspannung ACS Sensor

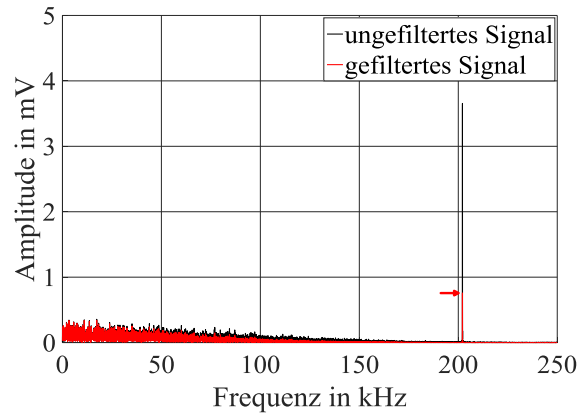


Abbildung 9.11: Spektrum ACS Sensor

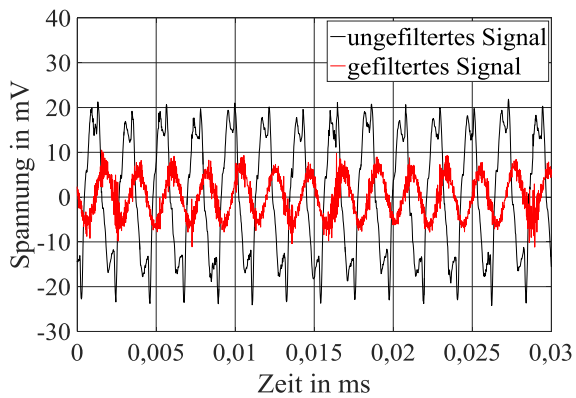


Abbildung 9.12: Ausgangsspannung LEM Sensor

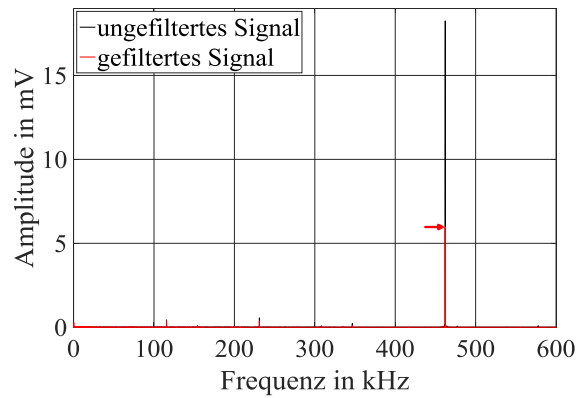


Abbildung 9.13: Spektrum LEM Sensor

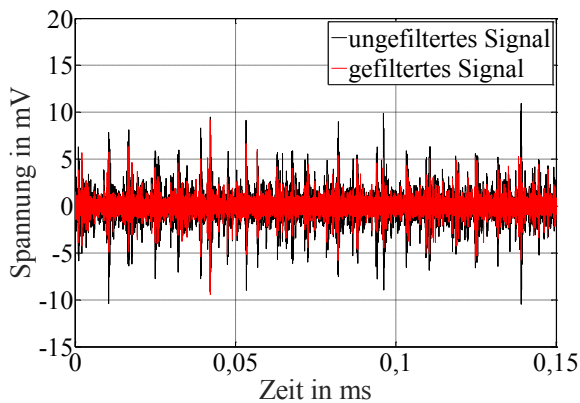


Abbildung 9.14: Am Shunt gemessene Spannung

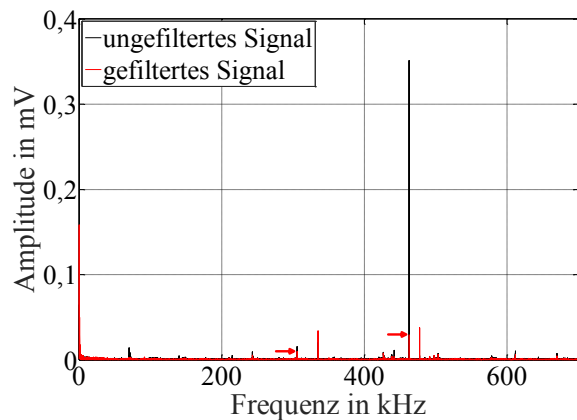


Abbildung 9.15: Spektrum Shunt

Nachfolgend wird für einen Strom von 0 A das Messrauschen bzgl. der einzelnen Sensoren dargestellt, welches als digitalisierte Größe im FPGA sichtbar wird. Durch die implementierte lineare Regression werden während der Dauer von Nullspannungszuständen Ströme konstruiert. Diese Ströme beziehen sich zeitlich jeweils auf den Beginn und das Ende eines aktiven Spannungszustandes. Durch die lineare Regression ergibt sich eine Rauschunterdrückung bzgl. des konstruierten Stromes. Das verbleibende Rauschen dieser Größen wird ebenfalls nachfolgend dargestellt. Abbildung 9.16 und Abb. 9.17 zeigen das Rauschen des digitalisierten Stromes bei einfacher mittensynchroner Abtastung und das Rauschen des konstruierten Stromes bei Verwendung des ACS Sensors. Abbildung 9.18 und Abb. 9.19 zeigen das Rauschen des digitalisierten Stromes bei einfacher mittensynchroner Abtastung und das Rauschen des konstruierten Stromes bei Verwendung des LEM Sensors. Abbildung 9.20 und Abb. 9.21 zeigen das Rauschen des digitalisierten Stromes bei einfacher mittensynchroner Abtastung und das Rauschen des konstruierten Stromes bei Verwendung des Shunts.

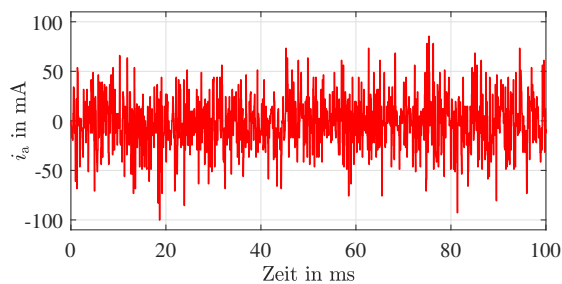


Abbildung 9.16: ACS Sensor,
digitalisierter Strom

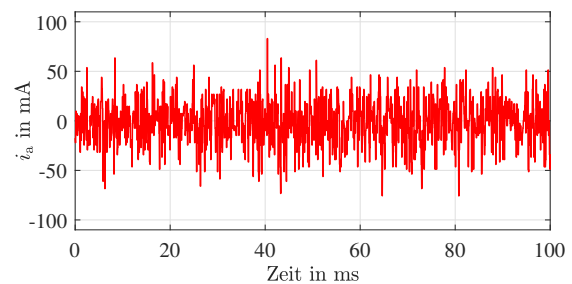


Abbildung 9.17: ACS Sensor, LMS
konstruierter Strom

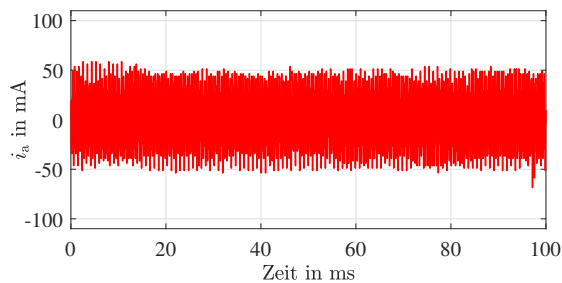


Abbildung 9.18: LEM Sensor,
digitalisierter Strom

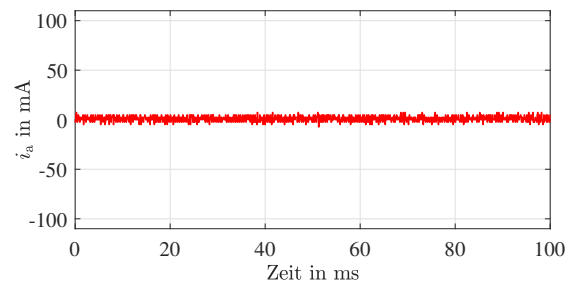


Abbildung 9.19: LEM Sensor, LMS
konstruierter Strom

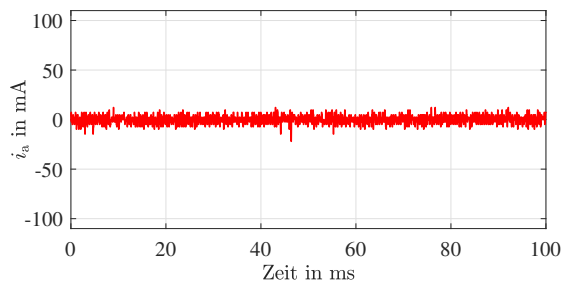


Abbildung 9.20: Shunt,
digitalisierter Strom

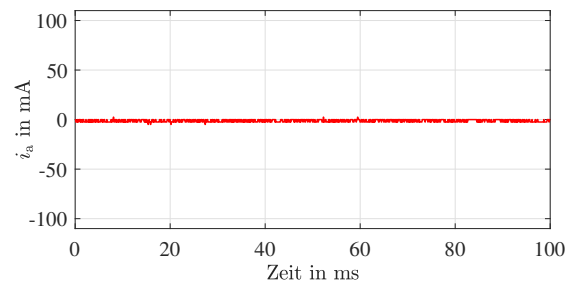


Abbildung 9.21: Shunt, LMS
konstruierter Strom

Die Messungen für die konstruierten Ströme auf Basis der linearen Regression beziehen sich dabei auf sehr niedrige Modulationsgrade, sodass die zeitliche Dauer eines Nullspannungszustandes nahezu eine halbe PWM-Periode beträgt. Das Messrauschen bei dem digitalisierten Strom des ACS Sensors beträgt somit ca. ± 80 mA und der zugehörige konstruierte Strom weist ein Rauschverhalten von ca. ± 60 mA auf. Da das Amplitudenspektrum bei diesem Sensors gemäß Abb. 9.11 eher tieffrequente Anteile aufweist, zeigt sich eine geringe Rauschunterdrückung durch das LMS-Verfahren. Das Messrauschen in Bezug auf den digitalisierten Strom des LEM Sensors beträgt ca. ± 60 mA und der zugehörige konstruierte Strom weist ein Rauschverhalten von ca. ± 5 mA auf. Der digitalisierte Strom bei der Shunt basierten Messung weist ein Messrauschen von ca. ± 14 mA auf und der konstruierte Strom hat ein Messrauschen von ca. ± 2 mA. Da die Amplitudenspektren des LEM Sensors und des Shunts gemäß Abb. 9.13 und Abb. 9.15 vorwiegend hochfrequente Anteile aufweisen, resultiert eine stärkere Minderung des Strommessrauschens durch das LMS-Verfahren. Um das Rauschverhalten der Sensoren zu bewerten, wird im Folgenden die Variation der hochfrequenten Stromantwort betrachtet. Bei der Einprägung der Square-Wave Injektion mit einer Amplitude von 3 V variiert die hochfrequente Stromantwort in einem Bereich von ± 380 mA. Somit zeigt sich, dass die Shunt basierte Messung und der LEM Sensor für die Auswertung der hochfrequenten Stromantwort auf Basis der Square-Wave Injektion geeignet sind, der ACS Sensor ist dagegen eher ungeeignet.

9.4 Drehzahl- und Stromregelung

Um einen besseren Überblick für das Zusammenwirken der Rotorlageschätzung mit dem Drehzahlregler und der feldorientierten Stromregelung (FOR) zu bekommen, sind diese Einheiten in Abb. 9.22 skizziert. Es ist die reduzierte Beobachter-Struktur mit Tracker dargestellt, welche die Rotorlage $\hat{\gamma}_{el}$ schätzt. Diese Rotorlageschätzung wird gemäß Abb. 7.4 im FPGA jeweils ausgeführt, wenn die zeitliche Dauer eines Nullspannungszustandes zu Ende ist. Der Drehzahlregler sowie die Stromregler der FOR und die HF-Injektion sind Bestandteil der gelben Umrandung und werden mittensynchron zur PWM aktualisiert. Die Stromregler werden dabei mit Messwerten der Strangströme versorgt, die der mittensynchronen Abtastung entsprechen. Die HF-Injektion ist eine Square-Wave Injektion. Die Messwerte der Ströme für den Stromregler in Bezug auf die d-Achse durchlaufen einen gleitenden Mittelwertfilter. Dieser mittelt bei mittensynchroner Abtastung zwei aufeinander folgende Messwerte, damit der Stromregler der d-Achse nicht auf die hochfrequente Stromantwort resultierend aus der Square-Wave Injektion reagiert.

Es handelt sich um Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) mit Begrenzung der Stellgröße X_{aus} , deren Struktur in Abb. 9.23 dargestellt ist. Die Regelabweichung bzw. Eingangsgröße ist X_{in} und die Proportional-Verstärkung wird mit K_p beschrieben. Die Nachstellzeit ist T_n . Der Regler weist zudem eine Begrenzung der Integration (engl. Anti-Windup) bei Erreichen der Stellgrößenbegrenzung auf. Dieses Verhalten wird durch die negative Rückkopplung des Integrator-Ausgangs auf seinen Eingang erreicht.

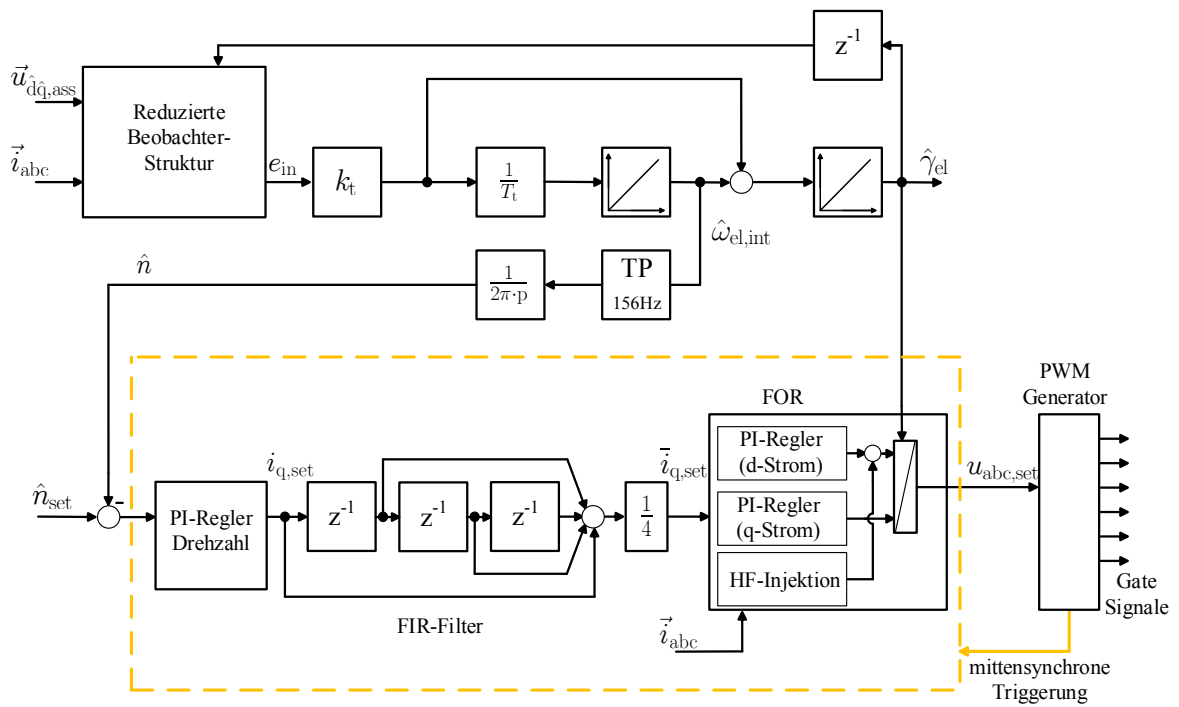


Abbildung 9.22: Rotorlageschätzung mit Drehzahlregler und feldorientierter Regelung

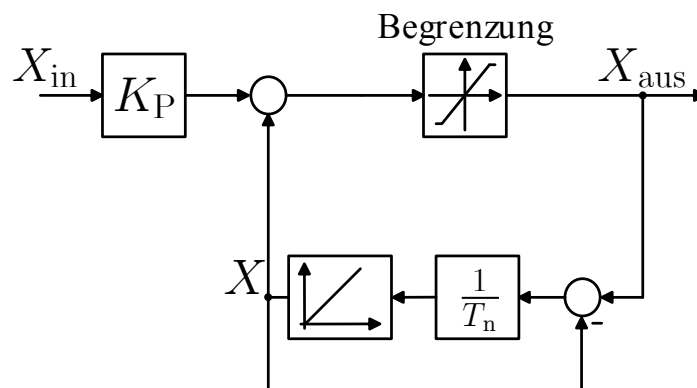


Abbildung 9.23: Struktur des verwendeten PI-Reglers

Das Übertragungsverhalten des Reglers lässt sich unter Berücksichtigung der Hilfsgröße X gemäß

$$X_{\text{aus}} = K_P X_{\text{in}} + X \quad \text{mit} \quad X = \frac{1}{p} \frac{1}{T_n} (X_{\text{aus}} - X) \quad (9.2)$$

aufstellen. Somit folgt das Übertragungsverhalten

$$\frac{X_{\text{aus}}}{X_{\text{in}}} = K_P \left(1 + \frac{1}{p T_n} \right) \quad (9.3)$$

Die P-Verstärkung des Stromreglers für die d-Achse ist bei allen Messungen $0,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 3 ms. Die Parameter des Stromreglers für die q-Achse variieren je nach Messung, bspw. in Abhängigkeit der verwendeten Stromsensorik. Diese Parameter sind in Bezug auf jede Messung separat in Abschnitt 9.6 angegeben. Der Stromregler für die d-Achse ist im Vergleich zum Stromregler für die q-Achse grundsätzlich mit einer etwas geringeren Dynamik parametrisiert, da der Regler für die q-Achse auf dynamisch angreifende Lastmomente reagieren soll und der Stromregler der d-Achse lediglich den Strom in dieser Achse auf den Mittelwert Null zentriert. Damit eine ausreichende zeitliche Dauer der Nullspannungszustände vorhanden ist, hat der Stromregler für die d-Achse bei allen Messungen eine Begrenzung der Stellgröße (Spannung) von $\pm 10 \text{ V}$. Die Begrenzung für den Regler der q-Achse ist bei allen Messungen $\pm 12 \text{ V}$.

Die geschätzte Rotorlage $\hat{\gamma}_{\text{el}}$ wird für die Koordinatentransformation der FOR verwendet. Die geschätzte elektrische Drehzahl $\hat{\omega}_{\text{el,int}}$ durchläuft eine Tiefpassfilterung (1. Ordnung, Eckfrequenz 156 Hz) sowie eine Umrechnung in die geschätzte mechanische Drehzahl \hat{n} . Die Differenz aus Drehzahl-Sollwert n_{set} und geschätzter Drehzahl \hat{n} bildet den Eingang des Drehzahlreglers. Der Ausgang des Drehzahl-Reglers ist ein Sollwert $i_{q,\text{set}}$, der für den Regler des drehmomentbildenden q-Stroms bestimmt ist. Die Größe $i_{q,\text{set}}$ durchläuft einen gleitenden Mittelwert-Filter in finite-impulse-response (FIR)-Struktur. Dabei werden drei zeitlich verzögerte Werte auf den aktuellen Wert von $i_{q,\text{set}}$ addiert und das Ergebnis durch vier geteilt. Die gemittelte Größe $\bar{i}_{q,\text{set}}$ ist der Sollwert für den Regler des drehmomentbildenden q-Stroms. Der Tiefpassfilter sowie der FIR-Filter wurden empirisch im Hinblick auf eine maximal erreichbare Dynamik sowie Stabilität und Gleichlaufgüte der geberlosen Regelung am Prüfstand parametrisiert. Durch die mittensynchrone Triggerung wird der Drehzahl-Regler in den gleichen Zeiteinheiten aktualisiert wie die hochfrequente Square-Wave Injektion. Es hat sich gezeigt, dass die beschriebene Dämpfung erforderlich ist, damit der Drehzahl-Regler nicht auf hochfrequente Anteile in \hat{n} reagiert, welche bzgl. ihrer Frequenz im Bereich der HF-Injektion liegen. Der FIR-Filter hat zudem die Funktion, hochfrequente Schwingungen im Hinblick auf transiente Stellgrößen des Drehzahlreglers zu dämpfen, um somit die Dynamik des Drehzahlreglers von der Dynamik der HF-Injektion sowie der Stromregelung zu entkoppeln. Es sei angemerkt, dass die Dämpfung durch Tiefpassfilter und FIR-Filter lediglich auf die Drehzahlregelung wirkt. Die Dynamik der Rotorlageschätzung bzw. die Rückführung von $\hat{\gamma}_{\text{el}}$ wird dadurch nicht gemindert.

9.5 Rotorlageschätzung

In diesem Abschnitt wird die Rotorlageschätzung des neuartigen Verfahrens ohne Drehzahlregelung oder Stromregelung betrachtet. An dieser Stelle sei erwähnt, dass die initiale Schätzung der Rotorlage nur mit einer 180° Unsicherheit möglich ist, da die Induktivitätsmatrix gemäß Gl. (2.18) vom doppelten der elektrischen Rotorlage abhängt. Somit kann zunächst nur die Achse der Anisotropie geschätzt werden. Um die Orientierung dieser geschätzten \hat{d} -Achse zu identifizieren, wird initial das Verfahren in [2] angewendet, indem die Vorsättigung des magnetisch leitfähigen Materials auf Grund der Permanentmagnete ausgewertet wird.

Die Rotorlageschätzung verwendet den Verlauf der differentiellen Induktivitäten, welcher in Abb. 5.4 und Abb. 5.5 in blau dargestellt ist. Die Prüfmaschine wird über die Lastmaschine gedreht. Als hochfrequente Spannungsanregung wird für die reduzierte Beobachter-Struktur die Square-Wave Injektion mit einer Amplitude von 3 V verwendet. Mit einem Encoder (2000 Inkremente je mechanischer Umdrehung) wird die elektrische Rotorlage γ_{el} und die mechanische Drehzahl n berechnet. Die Berechnung der Drehzahl erfolgt dabei im FPGA hochdynamisch, durch Auswertung der gepulsten A- und B-Signale des Encoders. Mit einer Frequenz von 1 MHz vermisst das FPGA die zeitliche Dauer zwischen wechselnden Flanken in Bezug auf die A- und B-Signale und ermittelt durch Invertierung dieser Zeiten somit augenblicklich die aktuelle Drehzahl. Die Taktfrequenz der PWM ist 10 kHz.

Abbildung 9.24 zeigt die Minderung des Rotorlageschätzfehlers durch die neuartige FPGA basierte Kompensation des Totzeiteffektes. Als Stromsensorik wird hier die Shunt basierte Messung verwendet. Nach 3,3 s wird die Totzeitkompensation eingeschaltet. Im Ergebnis zeigt sich eine deutliche Minderung des Rotorlageschätzfehlers. Da die Square-Wave Injektion eine Anregung mit einer Frequenz von 10 kHz realisiert, weist auch die hochfrequente Stromantwort eine derart hohe Frequenz auf. Somit zeigt sich, dass die neuartige Totzeitkompensation hochdynamisch ist und den Spannungsfehler des Pulswechselrichters in Bezug auf einen derart hochfrequent oszillierenden Strom kompensieren kann. Für alle weiteren Abbildungen in diesem Abschnitt ist die Totzeitkompensation eingeschaltet.

Abbildung 9.25 zeigt die Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur bei einer Drehzahl von -20 min^{-1} unter Verwendung der Shunt basierten Stromerfassung.

Abbildung 9.26 zeigt die Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur bei einer Drehzahl von -20 min^{-1} unter Verwendung der Stromerfassung auf Basis des LEM Sensors.

Abbildung 9.27 stellt die Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur bei einer Drehzahl von -20 min^{-1} unter Verwendung der Stromerfassung auf Basis des ACS Sensors dar. Mit der Shunt basierten Messung und bei Verwendung des LEM Sensors zeigt sich eine gute Qualität der Rotorlageschätzung. Wie die Messung in Abb. 9.27 zeigt, wirkt sich die geringe Bandbreite und das höhere Messrauschen des ACS Sensors erheblich negativ auf die Rotorlageschätzung aus.

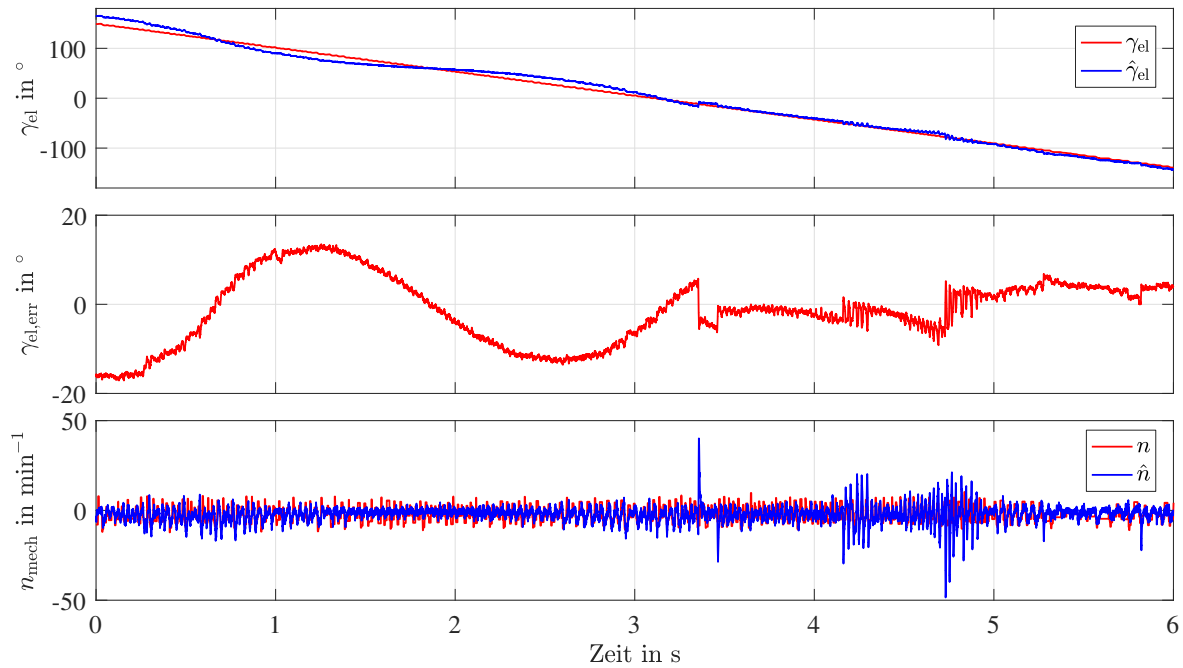


Abbildung 9.24: Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, die FPGA basierte Totzeitkompensation wird nach 3,3s eingeschaltet

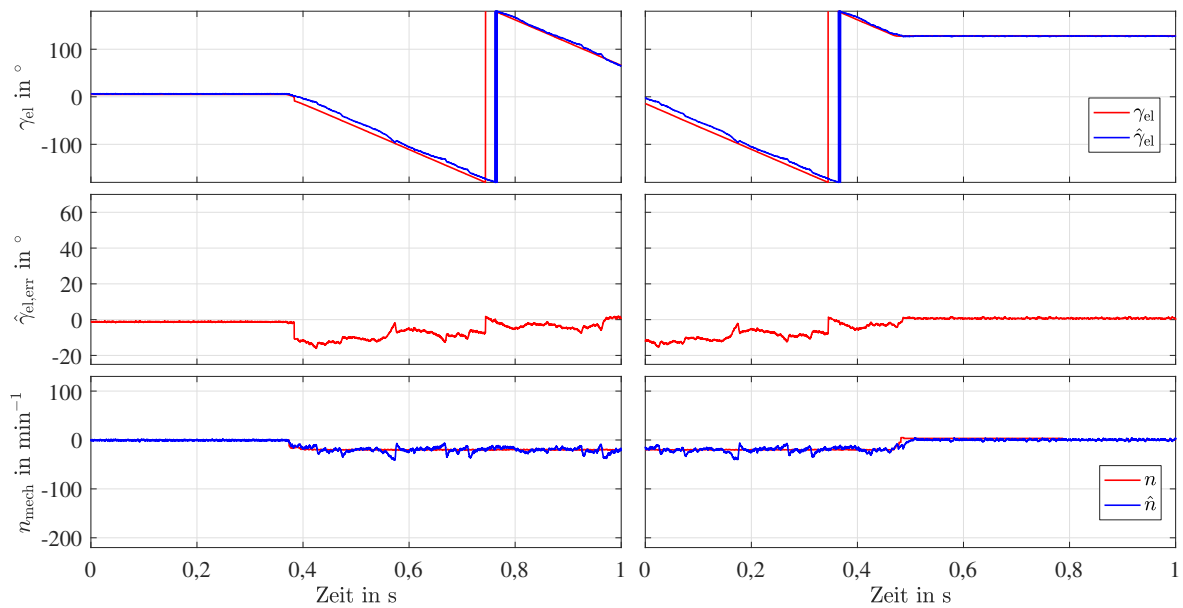


Abbildung 9.25: Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Shunt basierte Stromerfassung

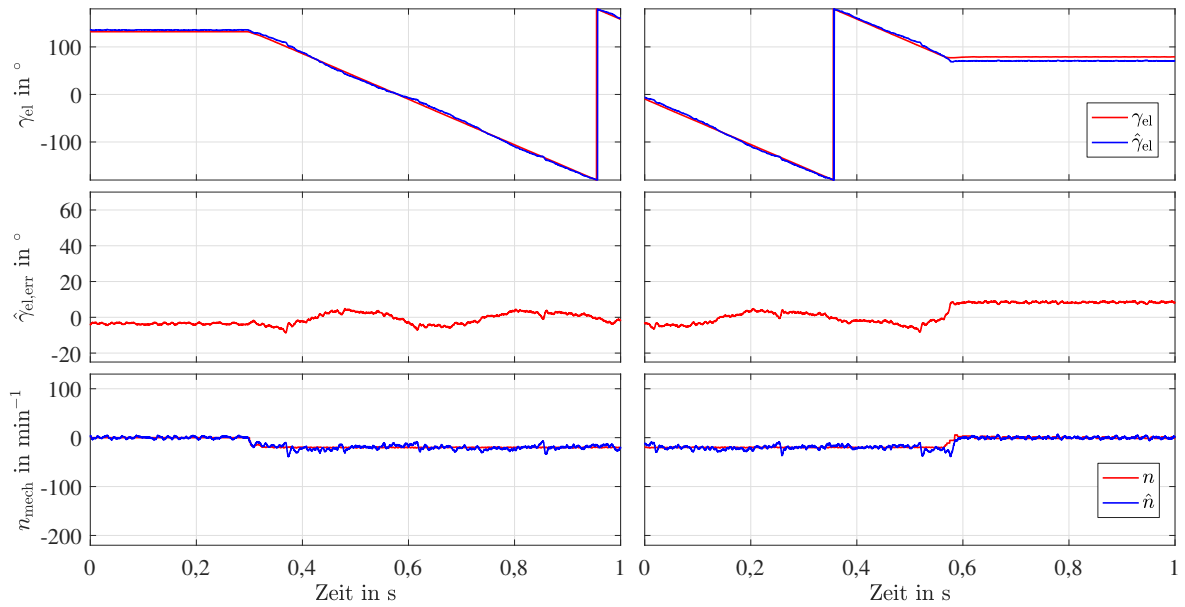


Abbildung 9.26: Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Stromsensorkik basiert auf dem LEM Sensor

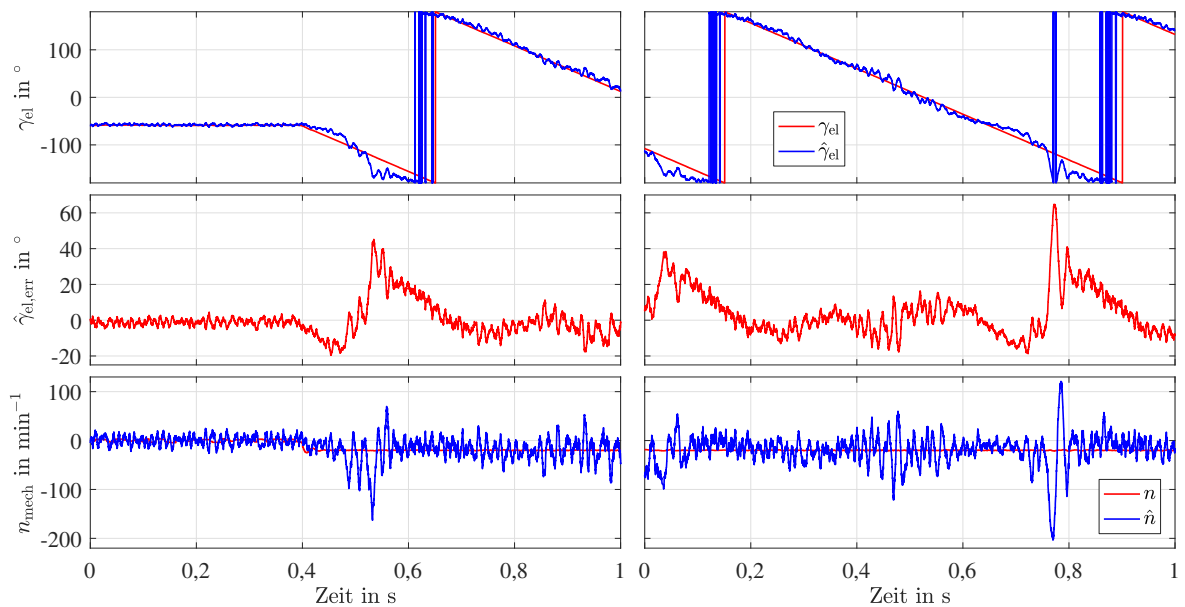


Abbildung 9.27: Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Stromsensorkik basiert auf dem ACS Sensor

9.6 Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung

In diesem Abschnitt wird die Dynamik der resultierenden geberlosen Drehzahlregelung in Bezug auf dynamisch angreifende Lastmomente untersucht. Dabei wird die reduzierte Beobachter-Struktur mit dem Flussbeobachter nach [2] und einer Encoder basierten Regelung verglichen. Die Rotorlageschätzung verwendet bei allen Abbildungen mit Ausnahme von Abb. 9.33 den Verlauf der differentiellen Induktivitäten, der in Abb. 5.4 und Abb. 5.5 in blau dargestellt ist.

Abbildung 9.28 zeigt das Verhalten der Drehzahlregelung mit Stromregelung, welche mit den geschätzten Größen auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur versorgt wird. Es wird die Shunt basierte Stromsensorik verwendet. Als hochfrequente Spannungsanregung wird die Square-Wave Injektion mit 3 V Amplitude eingepreßt. Zudem wird die FPGA basierte Totzeitkompensation verwendet. Der Sollwert für die Drehzahlregelung der geberlosen Prüfmaschine ist 0 min^{-1} . In der Abbildung ist die elektrische Rotorlage (Encoder) sowie die geschätzte elektrische Rotorlage dargestellt. Desweiteren ist die mechanische Drehzahl (Encoder), die geschätzte mechanische Drehzahl sowie der q-Strom der Prüfmaschine und das gemessene Drehmoment der Messwelle zu sehen. Die Lastmomente werden mit Hilfe der Lastmaschine eingestellt, welche mit einer Drehmomentregelung betrieben wird. Die Nachstellzeit des Stromreglers der Lastmaschine beträgt $670 \mu\text{s}$ bei einer Schaltfrequenz von $53,6 \text{ kHz}$, sodass hochdynamische Lastmomente aufgebaut werden können. Die Parameter der Drehzahlregelung sowie der feldorientierten Regelung der Prüfmaschine wurden empirisch im Hinblick auf eine maximale Dynamik und Stabilität eingestellt. Die P-Verstärkung des Stromreglers ist $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 1 ms . Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 20 ms und verwendet stets die aktuell ermittelte Drehzahl, die aus der Auswertung der A- und B-Signale des Encoders resultiert. Zudem ist der maximale Sollstrom, den der Drehzahlregler anfordern kann (bei allen Messungen) auf 15 A begrenzt.

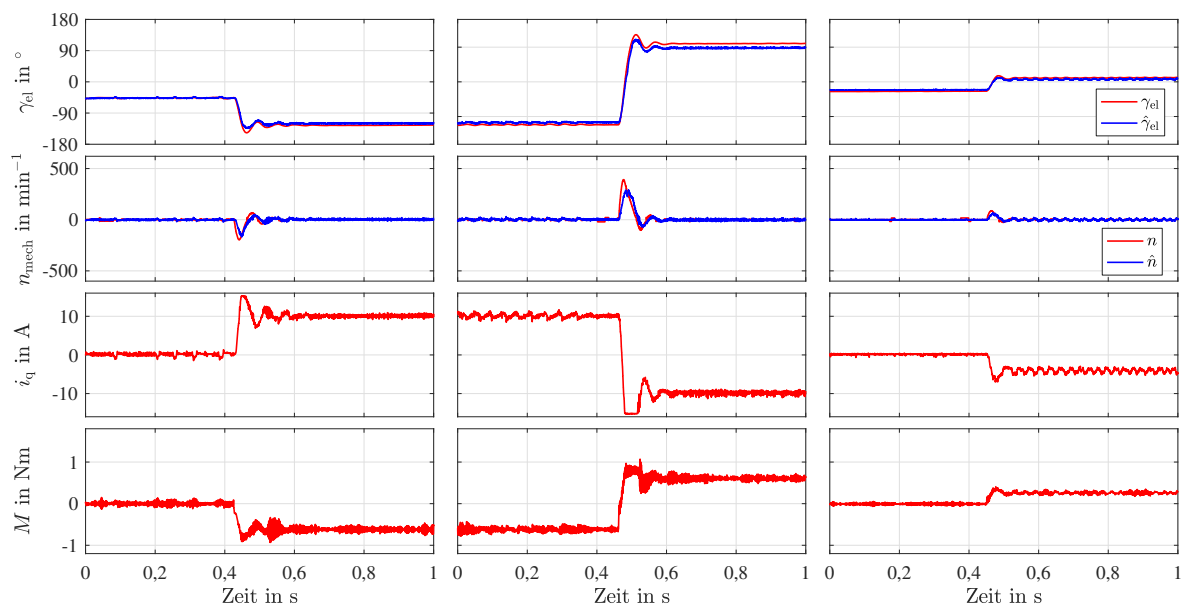


Abbildung 9.28: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur

Zum Vergleich zeigt Abb. 9.29 das Verhalten einer Encoder basierten Drehzahlregelung.

Es wird die Shunt basierte Stromsensorik sowie die FPGA basierte Totzeitkompensation verwendet. Durch die Lastmaschine werden die gleichen dynamischen Lastmomente wie in der Messung nach Abb. 9.28 auf die Prüfmaschine gegeben. Die Parameter der Drehzahlregelung sowie der feldorientierten Regelung wurden empirisch im Hinblick auf eine maximale Dynamik und Stabilität eingestellt. Die P-Verstärkung des Stromreglers ist $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 1 ms. Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,065 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 20 ms.

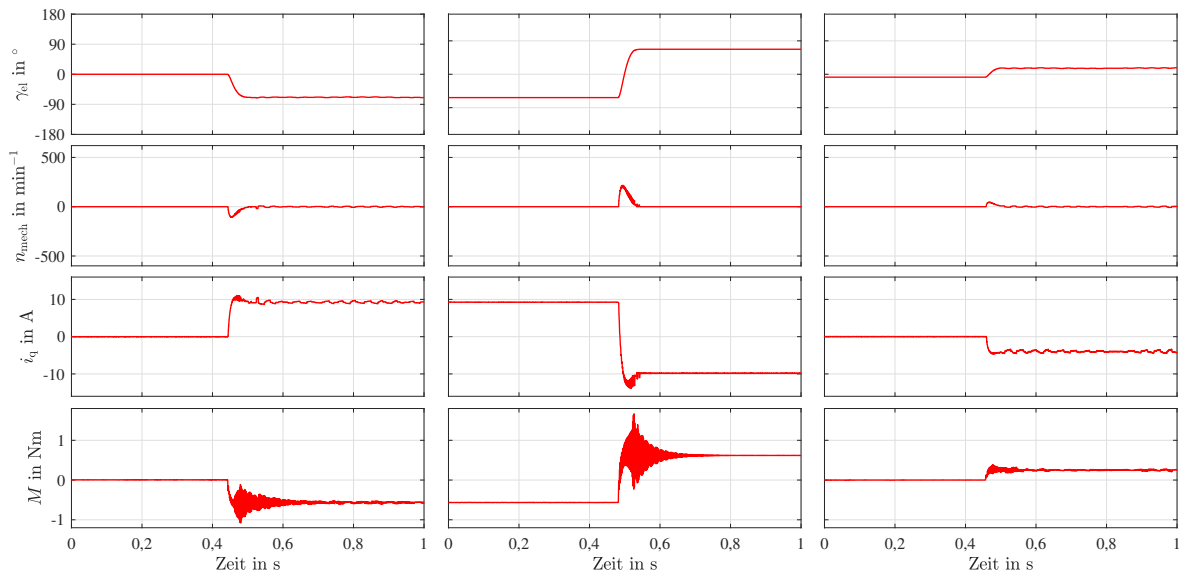


Abbildung 9.29: Drehzahlregelung bei Verwendung des Encoders

Die Drehzahlregelung mit Encoder ist mit einer etwas geringeren P-Verstärkung des Drehzahlreglers etwas dynamischer als die Regelung auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur. Dies ist darin begründet, dass bei Umschalten eines Lastmomentes die Drehzahländerung mit dem Encoder etwas dynamischer erfasst wird, als mit der reduzierten Beobachter-Struktur und somit die Drehzahlregelung schneller reagieren kann. Der Vergleich zeigt, dass die resultierende Dynamik auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur in einer ähnlichen Größenordnung liegt wie die Encoder basierte Regelung. Dies wird insbesondere durch das gemessene Drehmoment deutlich. Somit wird die hohe Dynamik des neuartigen Verfahrens nachgewiesen. In Abb. 9.30 ist das Verhalten der Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur mit einem Drehzahl-Sollwert von 20 min^{-1} dargestellt. Die eingestellten Parameter und die Lastsprünge entsprechen der Messung nach Abb. 9.28. Es zeigt sich eine hohe Gleichlaufgüte für die resultierende geberlose Regelung.

Die Messung nach Abb. 9.31 entspricht in Bezug auf die eingestellten Parameter der Messung nach Abb. 9.28. Es wird ein Reversiervorgang unter Last dargestellt. Der Drehzahl-Sollwert für die geberlose Regelung wechselt dabei zwischen $\pm 20 \text{ min}^{-1}$.

Die Untersuchung nach Abb. 9.32 entspricht der Untersuchung nach Abb. 9.28 mit dem Unterschied, dass die Kompensation des Totzeiteffektes deaktiviert wurde. Zudem musste die P-Verstärkung des Drehzahlreglers auf $0,05 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ reduziert werden, damit die Drehzahlregelung stabil ist.

Es zeigt sich, dass die Deaktivierung der Totzeitkompensation zu starken Oszillationen in der

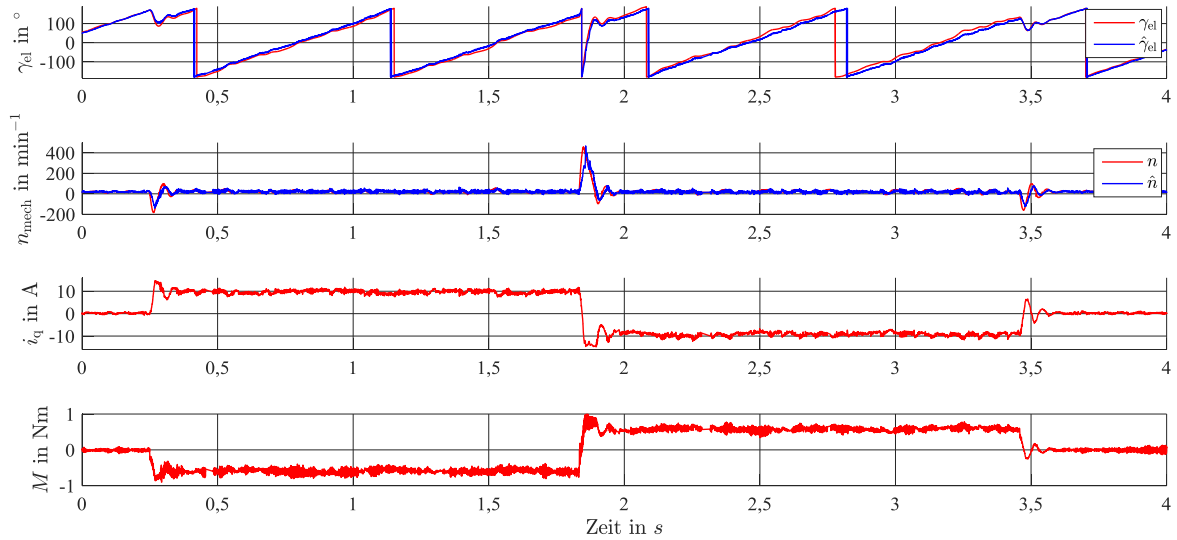


Abbildung 9.30: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, Drehzahl-Sollwert 20 min^{-1}

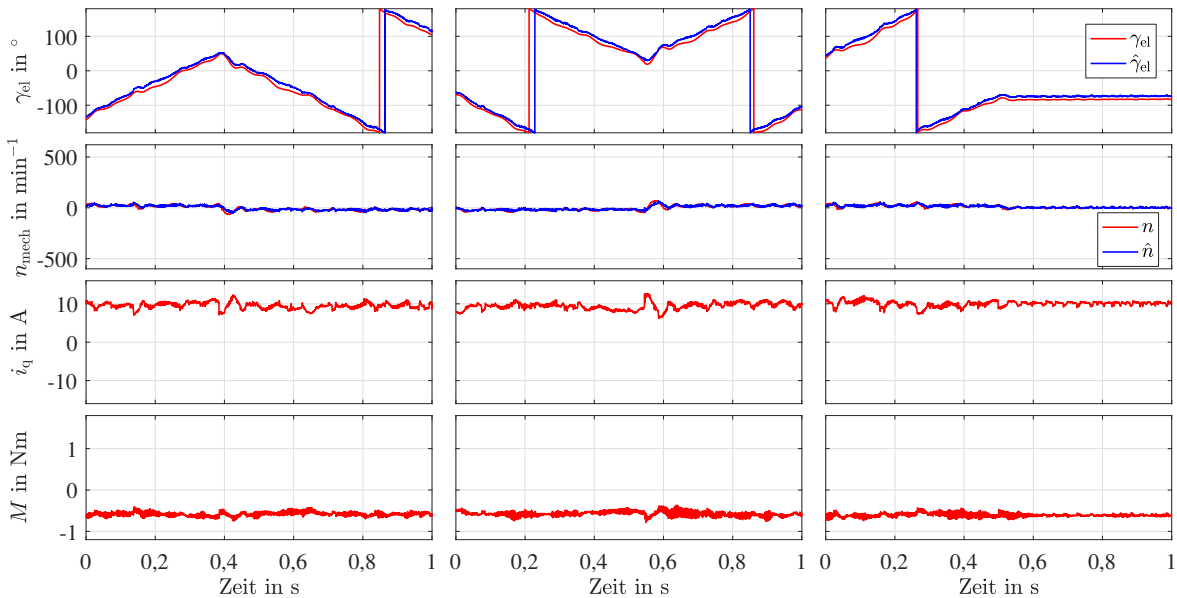


Abbildung 9.31: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, Reversiervorgang

geschätzten Rotorlage und Drehzahl führt. Dies führt in Wechselwirkung mit der Drehzahlregelung zu Oszillationen des q-Stroms und somit des Drehmomentes. Anhand der gemessenen Position wird deutlich, dass der Rotor somit zu Schwingungen angeregt wird. Diese Oszillationen treten bei der Messung in Bezug auf die Bilder links in der Abbildung nicht auf. Die Ursache ist darin begründet, dass sich hochfrequente Anteile der Störspannung auf Grund des Totzeiteffektes in Abhängigkeit von der Position des grundfrequenten Stromraumzeigers ergeben, vgl. Kapitel 4. Somit wird gezeigt, dass durch die neuartige Totzeitkompensation eine Minderung von Oszillationen in Bezug auf die Rotorlageschätzung und eine höhere Dynamik für die resultierende geberlose Drehzahlregelung entsteht.

Die Messung nach Abb. 9.33 entspricht der Messung nach Abb. 9.28 mit dem Unterschied,

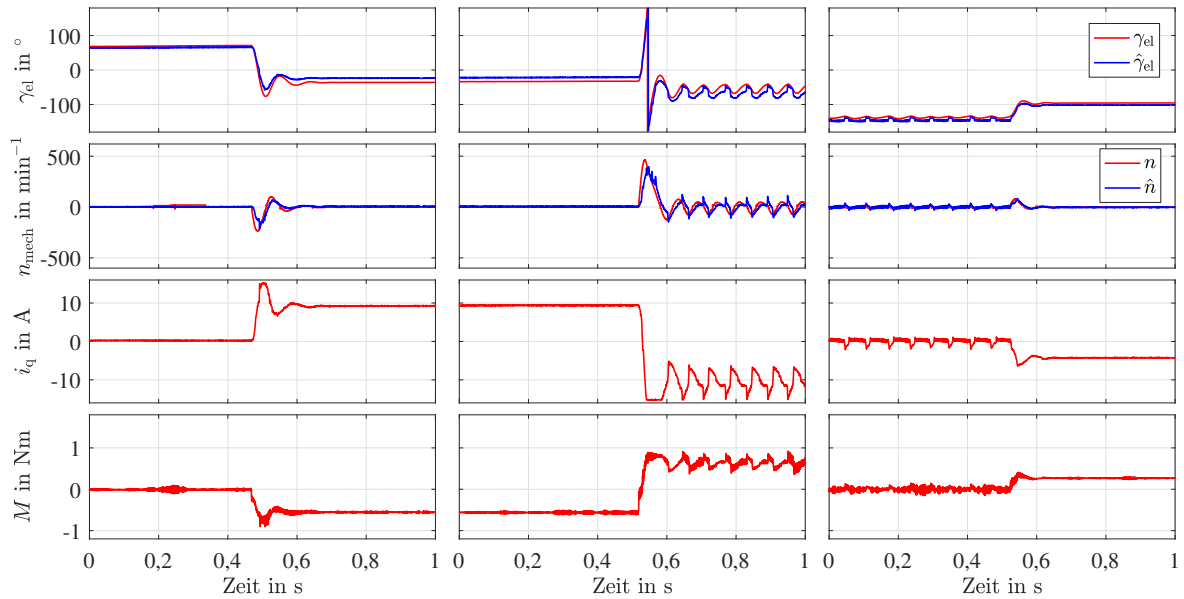


Abbildung 9.32: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur ohne Totzeitkompensation

dass hier die Rotorlageschätzung auf Basis des Verlaufs der Induktivitätswerte operiert, welche in Abb. 5.4 und in Abb. 5.5 in rot dargestellt sind und somit durch das FPGA selbst identifiziert wurden.

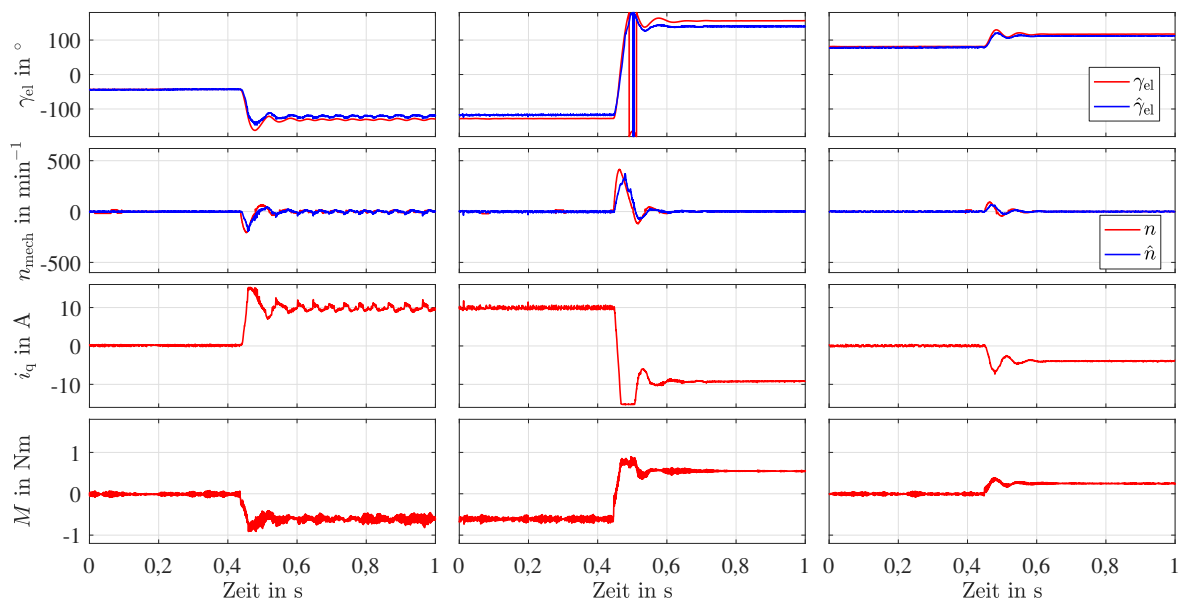


Abbildung 9.33: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur mit Totzeitkompensation, Verwendung der Induktivitäten, die durch das FPGA selbst identifiziert wurden

Dies führt zu einer stabilen resultierenden geberlosen Drehzahlregelung mit den gleichen Parametern wie bei der Messung nach Abb. 9.28. Allerdings zeigen sich unter Last etwas größere Abweichungen zwischen der geschätzten und der gemessenen elektrischen Rotorlage auf Grund größerer Parameterschätzfehler.

Die Messung in Bezug auf Abb. 9.34 bezieht sich auf die Untersuchung der Struktur zur

Kompensation der Gegeninduktivität gemäß Kapitel 7, Abb. 7.10. Die Einstellungen der weiteren Parameter des Antriebssystems entsprechen der Untersuchung nach Abb. 9.28. Die Struktur zur Kompensation der Gegeninduktivität wird nach 0,46 s aktiviert.

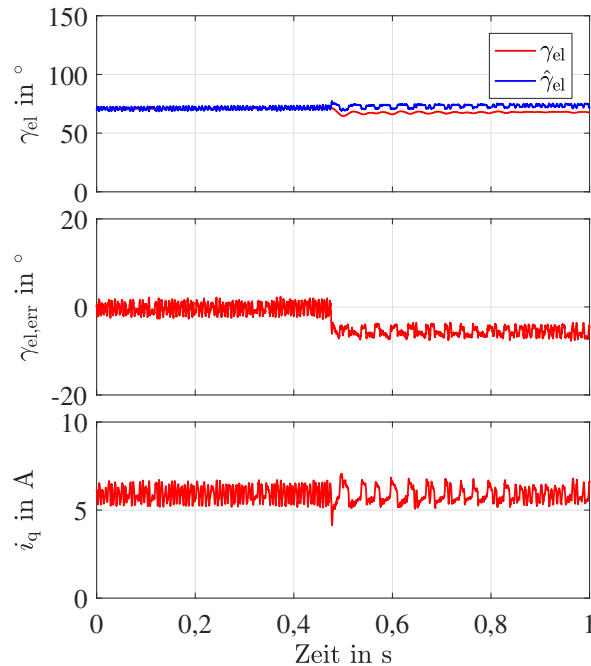


Abbildung 9.34: Untersuchung der Beobachter-Struktur zur Kompensation der Gegeninduktivität

Es zeigt sich, dass durch diese Kompensation die Position der Rotorlageschätzung grundsätzlich beeinflusst werden kann. Die Richtung in die sich der Rotorlageschätzfehler verändert, kann dabei durch die Parametrierung von L'_{dq} in Bezug auf die Berechnung des Gradienten beeinflusst werden. Allerdings ist die Gegeninduktivität der Maschine bei Variation des q -Stromes gemäß Abb. 5.6.b nur geringfügig ausgeprägt, sodass die Funktionalität der Struktur nach Abb. 7.10 untermauert wurde, aber der Beitrag bei diesem Antriebssystem vernachlässigt wurde. Ein anderer Ansatz zur Kompensation kann auch darin bestehen, dass die Gegeninduktivität für die Rotorlageschätzung des Verfahrens nicht kompensiert wird und die Abweichung zur gemessenen Rotorlage eines Drehgebers initial vermessen und in einer Speichertabelle hinterlegt wird. Mit dieser Speichertabelle kann dann die Wahl der Sollströme für die grundfrequente Regelung so modifiziert werden, um trotz abweichender Achse der Rotorlageschätzung ein gefordert hohes Drehmoment im Stillstand zu erreichen.

Abbildung 9.35 zeigt das Verhalten einer Drehzahlregelung auf Basis der geschätzten Größen des Flussbeobachters nach [2]. Hierbei wurde der Flussbeobachter mittensynchron zur PWM getriggert. Bei dieser Messung wurde die Shunt basierte Stromerfassung und die FPGA gestützte Totzeitkompensation verwendet. Als hochfrequente Spannungsanregung wurde eine alternierende Hochfrequenz Injektion (8 V, 2 kHz) eingepreßt, da dies der Bemessung des Flussbeobachters entspricht. Die Parameter der Drehzahl- sowie Stromregelung wurden empirisch im Hinblick auf eine maximale Dynamik sowie Stabilität eingestellt. Für die Messung beträgt die P-Verstärkung des Stromreglers $1 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 4 ms. Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,01 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 80 ms. Das Niveau der dynamischen Lastmomente wurde etwas reduziert,

da der Flussbeobachter für höhere dynamische Lastmomente, wie in Bezug auf Abb. 9.28 angewendet, instabil geworden ist.

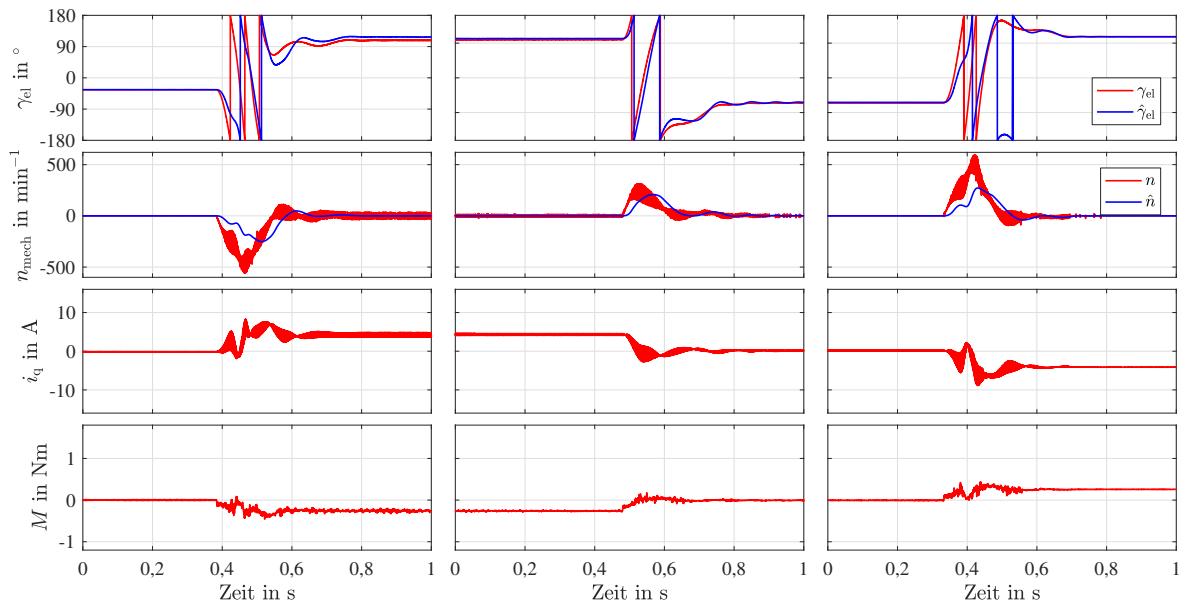


Abbildung 9.35: Drehzahlregelung bei Verwendung des Flussbeobachters nach [2] mit FPGA basierter Totzeitkompensation

Der Flussbeobachter nach [2] wurde für eine DSP basierte Signalverarbeitung erarbeitet, sodass nicht von einer FPGA basierten Totzeitkompensation ausgegangen werden kann. In Abb. 9.36 ist das Verhalten der resultierenden Drehzahlregelung ohne FPGA basierte Totzeitkompensation dargestellt. Die Parameter der Drehzahl- sowie Stromregelung wurden wieder empirisch im Hinblick auf eine maximale Dynamik sowie Stabilität eingestellt. Für die Messung beträgt die P-Verstärkung des Stromreglers $1 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 4 ms. Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,008 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 80 ms.

Im Vergleich zeigt sich, dass die neuartige reduzierte Beobachter-Struktur eine deutlich höhere Dynamik für die resultierende Drehzahlregelung ermöglicht als eine Rotorlageschätzung auf Basis des Flussbeobachters. Zudem zeigt sich, dass die neuartige Totzeitkompensation auch für den Flussbeobachter von Vorteil ist.

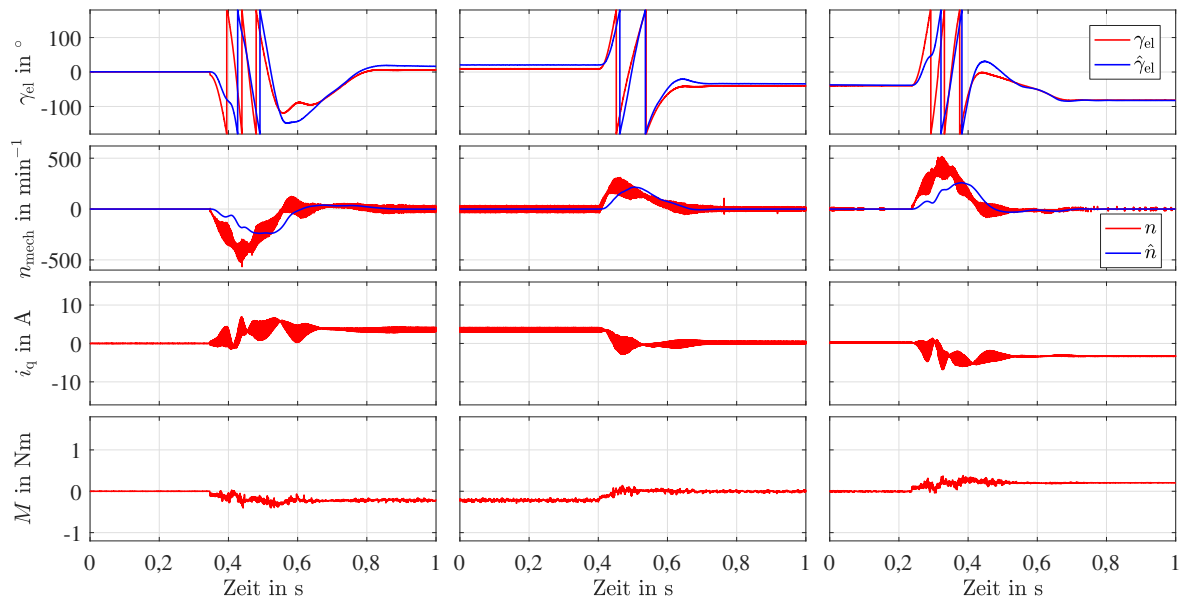


Abbildung 9.36: Drehzahlregelung bei Verwendung des Flussbeobachters nach [2] ohne FPGA basierte Totzeitkompensation

Einfluss der Stromsensorik

Die bisherigen Untersuchungen und Vergleiche in diesem Abschnitt wurden mit der Shunt basierten Stromerfassung durchgeführt. Im Folgenden wird die Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung bei Verwendung der beiden anderen Stromsensoren mit geringerer Bandbreite untersucht. Abbildung 9.37 zeigt die Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung mit der reduzierten Beobachter-Struktur bei Verwendung des LEM Sensors. Für die Messung beträgt die P-Verstärkung des Stromreglers $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 1 ms. Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,038 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 20 ms. Zudem ist die Totzeitkompensation aktiviert. Aus Gründen der Stabilität wurde das Niveau der Lastmomente abgesenkt.

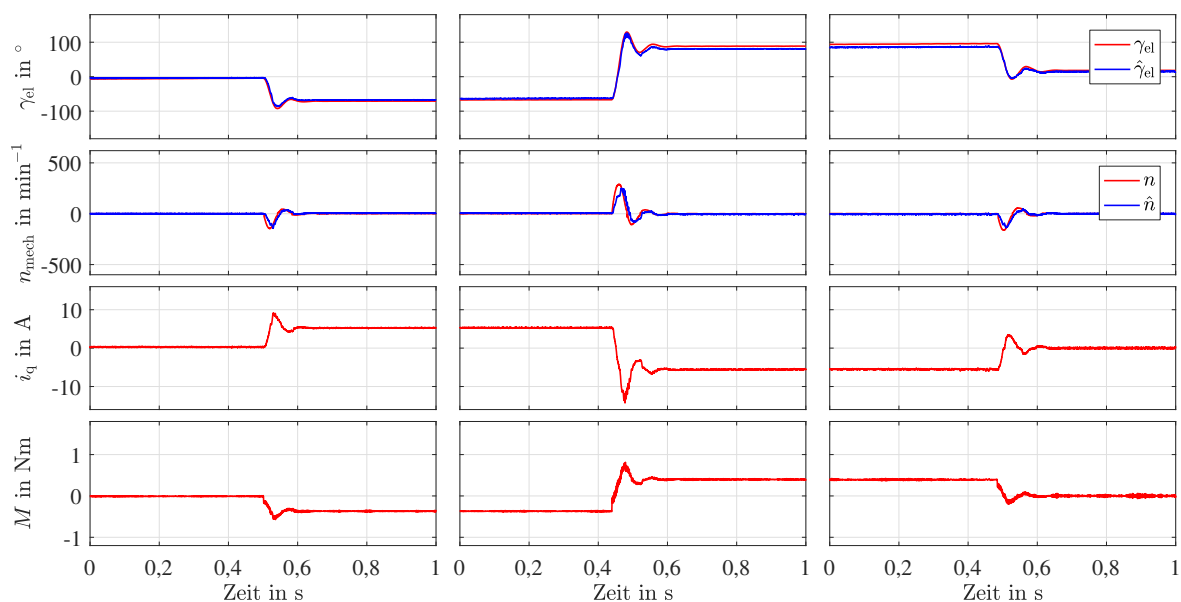


Abbildung 9.37: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, die Stromsensorik basiert auf dem LEM Sensor

Abbildung 9.38 zeigt die Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung mit der reduzierten Beobachter-Struktur bei Verwendung des ACS Sensors. Für die Messung beträgt die P-Verstärkung des Stromreglers $1 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 4 ms. Der Drehzahlregler hat eine P-Verstärkung von $0,02 \frac{\text{A}}{\text{min} \cdot \text{T}}$ mit einer Nachstellzeit des Integrators von 20 ms. Zudem ist die Totzeitkompensation aktiviert. Bei dem rechten Bild in Abb. 9.38 ist der Lastsprung zu hoch, was zur Instabilität des Beobachters und der Drehzahlregelung führt.

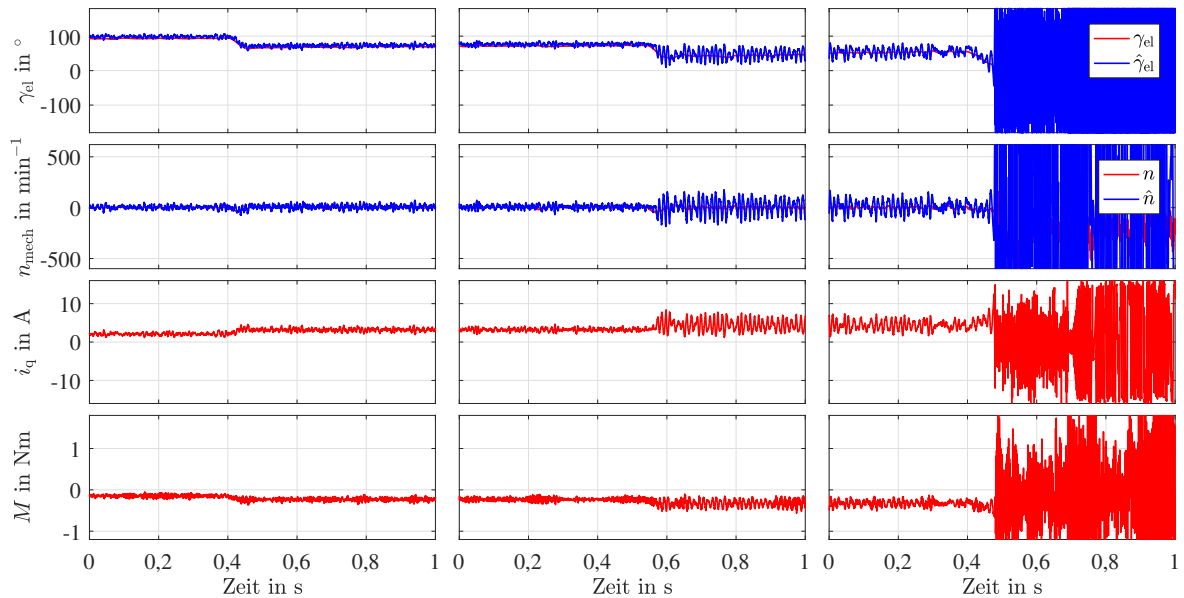


Abbildung 9.38: Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, die Stromsensorik basiert auf dem ACS Sensor

Im Ergebnis zeigt sich, dass mit dem LEM Sensor eine geberlose Drehzahlregelung mit einer akzeptablen Dynamik realisiert werden kann. Auf Grund der geringeren Bandbreite des LEM Sensors musste die Dynamik des Drehzahlreglers reduziert werden und es musste das Niveau der angreifenden Lastmomente abgesenkt werden. Die geberlose Drehzahlregelung auf Basis des ACS Sensors führt zu keiner akzeptablen Dynamik. Dies resultiert aus der geringen Bandbreite des Sensors sowie dem deutlich höheren Strommessrauschen.

9.7 Zusammenfassung des Kapitels

Dieses Kapitel stellt die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung dar. Zunächst wird der experimentelle Aufbau mit den Systemparametern der Prüf- sowie der Lastmaschine erläutert. Anschließend wird die Hardware des Regelungssystems basierend auf einem Xilinx Zynq 7000 SoC vorgestellt. Zudem wird die implementierte Struktur der Datenverarbeitung aufgezeigt. Die Dynamik sowie das Rauschverhalten der Rotorlageschätzung hängen maßgeblich von den Eigenschaften der Stromsensorik ab. In dieser Arbeit wurde eine eigene Strommessplatine mit drei Sensoren (Shunt, LEM Sensor, ACS Sensor) je Maschinenstrang entworfen und realisiert. Die schaltungstechnische Realisierung sowie die resultierende Bandbreite und das Signal-Rausch-Verhältnis der Sensoren wird detailliert vorgestellt und untersucht. Es wird dargestellt, welches Signal-Rausch-Verhältnis die Ströme bei mittensynchroner Abtastung haben. Zudem wird das Rauschverhalten der Ströme gezeigt, welche durch die lineare Regression aus der Überabtastung eines Sensors errechnet werden. Da die Amplitudenspektren des LEM Sensors und der Shunt basierten Messung vorwiegend hochfrequente Anteile aufweisen, resultiert eine stärkere Minderung des Strommessrauschens durch das Verfahren der linearen Regression. Der ACS Sensor weist im Amplitudenspektrum vorwiegend tieffrequente Anteile auf, was zu einer geringeren Minderung des Strommessrauschens durch die Regression führt. Das Rauschverhalten der Sensoren wird in Relation zu der resultierenden Stromantwort bei Einprägung der Square-Wave Injektion bewertet. Dabei zeigt sich, dass die Shunt basierte Messung und der LEM Sensor für die Auswertung der hochfrequenten Stromantwort geeignet sind, während der ACS Sensor dagegen eher ungeeignet ist.

Es wird die Rotorlageschätzung zunächst ohne Drehzahlregelung sowie Stromregelung untersucht. Mit der Shunt basierten Messung und bei Verwendung des LEM Sensors zeigt sich eine gute Qualität der Rotorlageschätzung. Die Verwendung des ACS Sensors führt zu keiner akzeptablen Rotorlageschätzung, da sich hier die geringere Bandbreite sowie das höhere Messrauschen des Sensors erheblich negativ auswirkt. Anschließend wird die Dynamik der resultierenden geberlosen Drehzahlregelung in Bezug auf dynamisch angreifende Lastmomente untersucht. Bei Vergleich einer Geber basierten Regelung mit der geberlosen Regelung auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur sowie bei Verwendung der neuartigen Totzeitkompensation und der Shunt basierten Stromerfassung zeigt sich am gemessenen Drehmoment, dass Dynamik der beiden Drehzahlregelungen in einer ähnlichen Größenordnung liegt. Die Drehzahlregelung mit Geber ist mit einer etwas geringeren P-Verstärkung des Drehzahlreglers geringfügig dynamischer als die Regelung auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur. Dies ist darin begründet, dass bei Aufschalten eines Lastmomentes die Drehzahländerung mit dem Geber etwas dynamischer erfasst wird, als mit der reduzierten Beobachter-Struktur und somit die Drehzahlregelung schneller reagieren kann. Dennoch weist der Vergleich die hohe Dynamik des neuartigen Verfahrens nach. Zudem wird das Verhalten der geberlosen Drehzahlregelung bei einem Drehzahl-Sollwert von 20 min^{-1} untersucht, was eine hohe Gleichlaufgüte zeigt.

Es zeigt sich, dass die Deaktivierung der Totzeitkompensation zu starken Oszillationen in der geschätzten Rotorlage und geschätzten Drehzahl führt. In Wechselwirkung mit der Drehzahlregelung führt dies zu Oszillationen des drehmomentbildenden q-Stroms und regt den Rotor somit zu Schwingungen an. Um die Stabilität der Drehzahlregelung zu gewährleisten, musste zudem die Dynamik reduziert werden. Somit wird gezeigt, dass durch die neuartige Totzeitkompensation eine Minderung von Oszillationen in Bezug auf die Rotorlageschätzung und eine höhere Dynamik für die resultierende Drehzahlregelung entsteht.

Die Verwendung des Verlaufs der Induktivitätswerte, die durch das FPGA gemäß Kapitel 5 selbst identifiziert wurden, führt auch zu einer resultierenden Drehzahlregelung mit einer hohen Dynamik. Allerdings zeigen sich unter Last größere Abweichungen zwischen der geschätzten sowie der gemessenen elektrischen Rotorlage auf Grund größerer Parameterschätzfehler. Anschließend wird der Flussbeobachter mit der reduzierten Beobachter-Struktur verglichen. Es zeigt sich, dass die Dynamik der reduzierten Beobachter-Struktur deutlich höher ist als die des Flussbeobachters. Somit führt die reduzierte Beobachter-Struktur zu einer geberlosen Drehzahlregelung mit einer deutlich höheren Dynamik. Ferner wird der Einfluss der Stromsensorik auf die geberlose Drehzahlregelung untersucht. Es zeigt sich, dass mit dem LEM Sensor eine geberlose Drehzahlregelung mit einer akzeptablen Dynamik realisiert werden kann. Auf Grund der geringeren Bandbreite des LEM Sensors musste die Dynamik des Drehzahlreglers reduziert werden. Zudem musste das Niveau der angreifenden Lastmomente reduziert werden. Die geberlose Drehzahlregelung auf Basis des ACS Sensors führt zu keiner akzeptablen Dynamik. Dies resultiert aus der geringen Bandbreite des Sensors sowie dem deutlich höheren Strommessrauschen.

10 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der positionsgeberlosen Regelung von permanentmagnet-terregten Synchronmaschinen bei kleinen Drehzahlen. Da die EMF-Verfahren, welche die Gegenspannung auf Grund der Rotation der Permanentmagnete auswerten, eine untere Drehzahlgrenze aufweisen, konzentriert sich diese Arbeit auf die Anisotropie basierte Rotorlageschätzung. Die Anisotropie ist darin begründet, dass der magnetische Leitwert über den Umfangswinkel des Rotors der Maschine nicht konstant ist und sich in einer Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix von der Rotorlage äußert. Für die Rotorlageschätzung ist folglich eine zeitliche Ableitung der Strangströme erforderlich, was die Anregung mit einem hochfrequenten Spannungssignal begründet. Die Auswertung der hochfrequenten Stromantwort gegenüber der Spannungsanregung über die Induktivitätsmatrix führt somit auf die gesuchte Rotorlage. Wie in dieser Arbeit ausgeführt wird, wirkt sich der Einfluss der grundfrequenten Regelung störend auf die Verfahren der alternierenden sowie rotierenden Hochfrequenz-Injektion aus, welche auf einer kontinuierlichen Spannungsanregung festgelegter Form und einer jeweils angepassten Struktur der Auswertung basieren. Dieser Einfluss kann gemindert bzw. sogar als zusätzliche Intensität genutzt werden, wenn das physikalische Modell der elektrischen Maschine mit einem Beobachter nachgebildet wird, was einen hohen Bedarf an Parameterkenntnis bedingt. Folglich wird das Ziel angestrebt, die Vorteile eines geringen Einflusses der grundfrequenten Regelung sowie eines geringen Bedarfs an Parameterkenntnis in einem Verfahren zu integrieren. Dies motiviert die Untersuchung der Square-Wave Injektion, bei der in der ersten Hälfte einer Taktperiode der Pulsdauermodulation ein positives Spannungssignal und in der zweiten Hälfte ein entgegengesetzt negatives Spannungssignal eingepreßt wird. Der Spannungssollwert der grundfrequenten Regelung bleibt hingegen während der gesamten Taktperiode konstant. Wenn nun die Differenz von zwei aufeinander folgenden Stromanstiegen gebildet wird, fällt der Einfluss der grundfrequenten Spannung, der Einfluss des Widerstandes und der Polradspannung heraus. Dabei besteht die Annahme, dass sich der grundfrequente Zustand der Maschine bei kleinen Drehzahlen im Zeitraum einer Taktperiode nur geringfügig ändert. Bei dieser derart hochfrequenten Einprägung ist in der Regel kein Geräusch mehr hörbar und die Stromregelung kann mit einer höheren Bandbreite ausgeführt werden. Allerdings kann keine sehr hohe Amplitude der Square-Wave Injektion gewählt werden, weil hohe HF-Ströme mit hoher Frequenz resultieren und folglich die Erwärmung der Maschine und insbesondere der Permanentmagnete unzulässig steigen würde. Hier ist u.a. der Skin-Effekt relevant. Um eine kleine Amplitude der HF-Anregung zu ermöglichen, ist daher die Erfassung des Stromes mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis erforderlich. Da bei der Square-Wave Injektion die Frequenz des hochfrequenten Stromes größer ist als bei Verfahren der HF-Injektion geringerer Frequenz, folgen tendenziell häufigere Nulldurchgänge der Strangströme, sodass sich der Totzeiteffekt des Pulswechselrichters nach [28] stärker auswirkt und schwieriger zu kompensieren ist. Für eine erfolgreiche Kompensation wird der exakte Strom zum Schaltzeitpunkt jeder Halbbrücke benötigt. Bei Verwendung der mittensynchronen Abtastung muss dafür der genaue Stromverlauf für einen relativ langen Zeitraum

vorausberechnet werden. Hierfür ist ein sehr detailliertes Modell der elektrischen Maschine mit genauen Parametern¹⁾ erforderlich, was in der Regel nicht vorhanden ist.

Somit ist eine hochdynamische, nicht hörbare geberlose Regelung der PMSM, mit einer geringen Parameterabhängigkeit und geringen HF-Verlusten, nur mit einer präzisen Stromerfassung und einer exakten Spannungsbildung realisierbar.

Um dieses Ziel zu erreichen, wurde in dieser Arbeit eine Überabtastung der Stromerfassung untersucht. Im Gegensatz zu der weit verbreiteten, auf einem digitalen Signalprozessor basierten mittelsynchronen Stromerfassung, findet diese bei der Überabtastung weitaus häufiger statt. Die Strommesswerte werden mit einem FPGA verarbeitet, sodass eine hochdynamische Stromerfassung entsteht. Bei kleinen Drehzahlen und folglich kleinen Modulationsgraden ergibt sich eine große zeitliche Dauer der Nullspannungszustände. In diesen Zeitbereichen können viele Strommesswerte erfasst und durch lineare Regressionsgeraden im FPGA angenähert werden. Dies stellt die Grundlage für ein neuartiges Verfahren zur prädiktiven Kompensation des Totzeiteffektes des Pulswechselrichters dar, welches im Rahmen dieser Arbeit entstanden ist. Durch die parallele Signalverarbeitung im FPGA ergibt sich die Möglichkeit, dass auf Basis der erfassten Strominformation zeitlich nahezu unmittelbar eine Anpassung der PWM-Ansteuerung erfolgen kann. Der Ansatz der hier vorgestellten Kompensation besteht demnach darin, dass Strominformationen durch die lineare Regression bis kurz vor das zeitliche Auftreten der kommenden Schaltvorgänge erfasst und verwendet werden, um den Totzeiteffekt bzgl. dieser Schaltvorgänge jeweils prädiktiv zu kompensieren. Zudem wird auch ein initiales Auto-Commissioning dargestellt, mit dem die Nichtlinearität des Pulswechselrichters mit der vorhandenen Stromsensorik initial identifiziert werden kann. Anhand von experimentellen Ergebnissen wird die Funktionsfähigkeit der hochdynamischen Kompensation nachgewiesen. Ein Vergleich mit einem DSP basierten Verfahren der Kompensation zeigt eine deutlich höhere Dynamik für das neuartige Verfahren. Durch eine Sensitivitätsanalyse wird gezeigt, dass eine Schwankung der Zwischenkreisspannung von ca. 10% nur einen geringen Einfluss auf die neuartige Kompensation ausübt. Die Ein- und Ausschaltzeiten der Leistungshalbleiter können sich mit der Temperatur verändern, was zu einer Schwankung der resultierenden Schaltverzugszeit führt. Die Sensitivitätsanalyse hat ferner gezeigt, dass eine Schwankung von 4% der Schaltverzugszeit nur zu einem geringen Einfluss führt.

Anhand der hochdynamischen Stromerfassung auf Grundlage der Überabtastung können kurzzeitige Transiente im Stromverlauf ausgewertet werden. Auf dieser Basis wird ein neuartiger Ansatz vorgestellt, um die differentiellen Maschineninduktivitäten hinsichtlich ihrer Stromabhängigkeit initial zu identifizieren. Somit können die Induktivitäten durch das FPGA selbst, ohne Umklemmen der Maschine, vermessen werden. Ein Vergleich mit einer Messung bei Verwendung eines Leistungsverstärkers zeigt, dass die Größenordnung und der grundsätzliche Verlauf der Stromabhängigkeit der Induktivitäten gut identifiziert werden können. Allerdings konnte nicht abschließend geklärt werden, inwieweit die Wirkung eines Hochfrequenz-Widerstandes berücksichtigt werden muss.

Durch die lineare Regression im Zeitraum der Nullspannungszustände können die mittleren Stromsteigungen für den Zeitraum der aktiven Spannungszustände mit einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis rekonstruiert und folglich für eine Rotorlageschätzung verwendet werden. Darauf aufbauend wird in dieser Arbeit ein neuartiges Verfahren der Rotorlageschätzung in rotierenden Koordinaten vorgestellt, welches eine geringe Rechenintensität aufweist und für die Implementierung auf einem FPGA optimiert ist, da bei der Schätzung der Rotorlage gemäß der Beobachter-Struktur keine Division benötigt wird. Das neuartige Verfahren geht aus dem

¹⁾Oberharmonische der Induktivität, Sättigung, Polradspannung inkl. der Oberharmonischen

Flussbeobachter [2] als reduzierte Beobachter-Struktur hervor und weist eine prinzipiell höhere Dynamik auf. Die reduzierte Beobachter-Struktur erreicht eine Parameterunabhängigkeit in Bezug auf den Widerstand und die Polradspannung durch die Verrechnung der ermittelten Stromsteigungen während der Nullspannungszustände. Der Flussbeobachter hat dagegen einen höheren Bedarf an Parameterkenntnis bzgl. der elektrischen Maschine, benötigt jedoch lediglich eine mittensynchrone Abtastung, während die reduzierte Beobachter-Struktur die Überabtastung erfordert. Auf simulatorischer Basis zeigt sich für die reduzierte Beobachter-Struktur gegenüber dem Flussbeobachter eine deutlich höhere Dynamik der Rotorlage- sowie Drehzahlschätzung. Dies führt im Ergebnis auch zu einer geberlosen Drehzahlregelung mit einer deutlich höheren Dynamik als bei Verwendung des Flussbeobachters. Als Parameter benötigt die reduzierte Beobachter-Struktur die Kenntnis der differentiellen Maschineninduktivitäten. Anhand einer Sensitivitätsanalyse auf simulatorischer Basis hat sich gezeigt, dass die Square-Wave Injektion durch die höherfrequente Einprägung im Vergleich mit einer alternierenden HF-Injektion zu einer geringeren Sensitivität in Bezug auf diese Parameterschätzfehler führt. In der Simulation toleriert das Antriebssystem bei Verwendung der Square-Wave Injektion Parameterschätzfehler von 9% hinsichtlich der differentiellen Maschineninduktivitäten. Ferner zeigen experimentelle Ergebnisse im Vergleich zum Flussbeobachter eine deutlich höhere Dynamik für das neuartige Verfahren der Rotorlageschätzung, aber auch für die resultierende Drehzahlregelung. Die Verwendung der neuartigen Totzeitkompensation führt zudem zu einer Minderung von Oszillationen der Rotorlageschätzung und zu einer höheren Dynamik und Stabilität für die geberlose Drehzahlregelung. Um den Einfluss der Stromsensorik auf die geberlose Regelung zu untersuchen, wurde eine Strommessplatine mit drei Sensoren (Shunt, LEM Sensor, ACS Sensor) unterschiedlicher Bandbreite entworfen und realisiert. Der Vergleich einer geberbehafteten Regelung mit einer geberlosen Regelung auf Basis der reduzierten Beobachter-Struktur bei Verwendung der Shunt basierten Stromerfassung und der neuartigen Totzeitkompensation zeigt am gemessenen Drehmoment, dass die Dynamik der beiden Drehzahlregelungen in einer ähnlichen Größenordnung liegt. Werden die Induktivitätswerte verwendet, welche durch das FPGA selbst identifiziert wurden, so ergibt sich ebenfalls eine Drehzahlregelung mit einer derart hohen Dynamik. Allerdings zeigen sich unter Last größere Abweichungen zwischen der gemessenen und der geschätzten Rotorlage auf Grund größerer Parameterschätzfehler. Desweiteren zeigt sich, dass die Verwendung des LEM Sensors zu einer Drehzahlregelung mit einer akzeptablen Dynamik führt. Wegen der geringeren Bandbreite des Sensors musste die Dynamik der Drehzahlregelung und es musste das Niveau der angreifenden Lastmomente reduziert werden. Die Verwendung des ACS Sensors hat wegen der noch geringeren Bandbreite und des höheren Messrauschens zu keiner akzeptablen Drehzahlregelung geführt.

Im Ergebnis wird somit bestätigt, dass die Überabtastung eine hochdynamische und präzise Stromerfassung ermöglicht, sofern der Stromsensor eine ausreichend hohe Bandbreite aufweist. Die Stromerfassung ermöglicht eine hochdynamische Kompensation des Totzeiteffektes, was zu einer exakten Spannungsbildung führt. Auf Basis dieser beiden Aspekte wird ein neuartiges hochdynamisches Verfahren der Rotorlageschätzung für die permanentmagneterregte Synchronmaschine bei kleinen Drehzahlen mit einer geringen Rechenintensität und einer geringen Parameterabhängigkeit in rotierenden Koordinaten ermöglicht. Diese Rotorlageschätzung führt zu einer geberlosen Drehzahlregelung, dessen Dynamik einer geberbehafteten Drehzahlregelung sehr nahe kommt.

11 Ausblick

Mit Hilfe der FPGA gestützten überabtastenden Stromerfassung hat sich für die Anisotropie basierte geberlose Regelung eine deutliche Steigerung des Signal-Rausch-Verhältnisses, aber auch der Dynamik der Rotorlageschätzung gezeigt. Dies wird auch dadurch unterstützt, dass störende Effekte wie der Totzeiteffekt hochdynamisch kompensiert werden können. Hinsichtlich der Identifikation der Maschineninduktivitäten besteht ein Ansatz bei Auswertung von kurzzeitigen Transienten im Stromverlauf. In Bezug auf zukünftige Arbeiten ist eine Untersuchung der genannten Aspekte im Hinblick auf Antriebssysteme mit höherer Bemessungsleistung, d.h. größeren Bemessungsströmen und größeren Zwischenkreisspannungen sinnvoll. Auch zu untersuchen sind die Zusammenhänge bei deutlich höheren Schaltfrequenzen bspw. bei Pulswechselrichtern in Silizium-Carbid-Technik. Das in dieser Arbeit dargestellte Verfahren der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung ist im Hinblick auf Rechenintensität und die Implementierbarkeit auf einem FPGA optimiert. Eine Modifizierung des Verfahrens wäre erforderlich, wenn Maschinen mit deutlich komplexer zu modellierenden Induktivitäten betrieben werden sollen, bspw. bei Berücksichtigung von Oberharmonischen der Induktivitätsmatrix (Mehrfachanisotropie-Effekt). Zudem ist die Kompensation der Gegeninduktivität im Zusammenhang mit Maschinen zu untersuchen bei denen dieser Effekt stärker ausgeprägt ist. Die FPGA gestützte überabtastende Stromerfassung stellt zusammen mit der hochdynamischen und präzisen Totzeitkompensation eine Grundlage zur Verbesserung von vielen weiteren Beobachter basierten Identifikationsverfahren dar, welche eine Spannungsanregung gegenüber der resultierenden Stromantwort der Maschine auswerten. Bspw. ist hier zu untersuchen, inwieweit die untere Drehzahlgrenze von EMF-Verfahren gesenkt werden kann, da diese nach [8] wesentlich von den nichtlinearen Übertragungseigenschaften des Pulswechselrichters abhängt. Desweiteren ist zu untersuchen, wie die hier gesammelten Erkenntnisse im Hinblick auf die geberlose Regelung einer Asynchronmaschine genutzt werden können. Die FPGA basierte parallele Signalverarbeitung eignet sich ferner, um adaptive Modulationsverfahren auszuführen. Neben dynamisch variierenden PWM-Frequenzen können auch optimierte Pulsmuster ein Ansatz sein, um bspw. Geräusche, resultierend aus der hochfrequenten Spannungsanregung, zu dämpfen.

Verzeichnis der betreuten studentischen Arbeiten

- [B1] Bhusal, D. R.: Untersuchungen zur Positionsgeberlosen Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen basierend auf einer angepassten Stromerfassung, IAL Hannover, Masterarbeit, 2014
- [B2] Lindemann, G.: Entwicklung einer echtzeitfähigen Schnittstelle zwischen der Regelung eines Servoantriebs und der Fahrstrategie-Regelung eines Elektrofahrzeugs, IAL Hannover, Studienarbeit, 2014
- [B3] Lindemann, G.: Untersuchung und Implementierung einer geberlosen Regelung von permanenterregten Synchronmaschinen auf einem FPGA
IAL Hannover, Bachelorarbeit, 2015
- [B4] Brandt, T.: Untersuchungen zur Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit FPGA gestützter Stromerfassung
IAL Hannover, Masterarbeit, 2015
- [B5] Rochlitz, A.: Untersuchung zur Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit FPGA basierter Stromerfassung
IAL Hannover, Bachelorarbeit, 2016
- [B6] Lindemann, G.: Untersuchungen zur Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit FPGA gestützter Überabtastung der Stromerfassung
IAL Hannover, Masterarbeit, 2016
- [B7] Abulibdeh, H.: Geberlose Regelung von PMSM mit FPGA-basierter Stromerfassung und hochdynamischer Totzeitkompensation
IAL Hannover, Masterarbeit, 2017

Literaturverzeichnis

- [1] PACAS, M.: Sensorless Drives in Industrial Applications. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 5 (2011), June, Nr. 2, S. 16–23. – ISSN 1932–4529
- [2] WIEDMANN, K.: Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen. In: *Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik* (Dissertation, 2012)
- [3] KIM, S. ; SUL, S. K.: Sensorless Control of IPMSM: Past, Present, and Future. In: *IEEJ Journal of Industry Applications* (2012)
- [4] SATO, S. ; IURA, H. ; IDE, K. ; SUL, S. K.: Three years of industrial experience with sensorless ipmsm drive based on high frequency injection method. In: *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, 2011. – ISSN 2166–6725, S. 74–79
- [5] SCHRÖDER, Dierk: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen. (2009)
- [6] FRENZKE, Thorsten: Geberlose Drehmoment-Regelung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen in der Bahntraktion. (2007)
- [7] KIEL, Jürgen: Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz. (2005)
- [8] HEJNY, R. W. ; LORENZ, R. D.: Evaluating the Practical Low-Speed Limits for Back-EMF Tracking-Based Sensorless Speed Control Using Drive Stiffness as a Key Metric. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47 (2011), May, Nr. 3, S. 1337–1343. – ISSN 0093–9994
- [9] NUSSBAUMER, P. ; WOLBANK, T. M.: Saliency tracking based sensorless control of AC machines exploiting inverter switching transients. In: *2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, 2010. – ISSN 2166–6725, S. 114–119
- [10] NUSSBAUMER, P. ; WOLBANK, T. M.: Using oversampling techniques to extract ac machine saliency information. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010. – ISSN 1553–572X, S. 1035–1040
- [11] BOLOGNANI, S. ; CALLIGARO, S. ; PETRELLA, R. ; STERPELLONE, M.: Sensorless control for IPMSM using PWM excitation: Analytical developments and implementation issues. In: *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, 2011. – ISSN 2166–6725, S. 64–73

- [12] RAMIREZ, F. ; PACAS, M. ; GONZALEZ, C.: FPGA-based Sensorless Control of a PMSM at Low-Speed Range. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–8
- [13] DUAN, Yu ; SUMNER, M.: A novel current derivative measurement using recursive least square algorithms for sensorless control of permanent magnet synchronous machine. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International Bd. 2*, 2012, S. 1193–1200
- [14] LANDSMANN, P. ; JUNG, J. ; KRAMKOWSKI, M. ; STOLZE, P. ; PAULUS, D. ; KENNEL, R.: Lowering injection amplitude in sensorless control by means of current oversampling. In: *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2012 IEEE Symposium on*, 2012. – ISSN 2166–6725, S. 1–6
- [15] LANDSMANN, Peter: Sensorless Control of Synchronous Maschinen by Linear Approximation of Oversampled Current. (2014)
- [16] PAULUS, Dierk: Beliebige Injektion für permanent erregte Synchronmaschinen. (2014)
- [17] PONICK, Bernd: Grundlagen der elektromagnetischen Energiewandlung. (2015)
- [18] PONICK, Bernd: Berechnung elektrischer Maschinen. (2012)
- [19] MERTENS, Axel: Regelung elektrischer Drehfeldmaschinen. (2011)
- [20] KALKER, Thomas: Stromregelverfahren für permanent erregte Synchronmaschinen in Stellantrieben. (1990)
- [21] A. E. FITZGERALD, Stephen D. U. Charles Kingsley Jr. J. Charles Kingsley Jr.: *Electric Machinery*, Sixth Edition.
- [22] PAUL C. KRAUSE, Scott D. S. Oleg Wasynczuk W. Oleg Wasynczuk: *Analysis of Electric MaMachine and Drive Systems*. (2002)
- [23] MICHEL, Robert: Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Maschinen. (2009)
- [24] GERMAR, Müller ; PONICK, Bernd: *Theorie elektrischer Maschinen*. (2009)
- [25] YAMAMOTO, K. ; SHINOHARA, K. ; OHGA, H.: Effect of parasitic capacitance of power device on output voltage deviation during switching dead-time in voltage-fed PWM inverter. In: *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the Bd. 2*, 1997, S. 777–782 vol.2
- [26] MERTENS, Axel: *Leistungselektronik 2*. (2011)
- [27] SPECOVIVUS, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik*. (2015)

- [28] WIEDMANN, K. ; WALLRAPP, F. ; MERTENS, A.: Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on High-Frequency Signal Injection. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, S. 1–10
- [29] HOLTZ, J. ; QUAN, Juntao: Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 38 (2002), Jul, Nr. 4, S. 1087–1095. – ISSN 0093–9994
- [30] SCHROEDL, M.: Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor. In: *1990 Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324)*, 1990, S. 51–56
- [31] SCHROEDL, M.: Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE Bd. 1*, 1996. – ISSN 0197–2618, S. 270–277 vol.1
- [32] JANSEN, P. L. ; LORENZ, R. D.: Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 31 (1995), Mar, Nr. 2, S. 240–247. – ISSN 0093–9994
- [33] CORLEY, M. J. ; LORENZ, R. D.: Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34 (1998), Jul, Nr. 4, S. 784–789. – ISSN 0093–9994
- [34] RACA, D. ; GARCIA, P. ; REIGOSA, D. ; BRIZ, F. ; LORENZ, R.: A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008. – ISSN 1048–2334, S. 879–885
- [35] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02 Bd. 1*, 2002, S. 674–679 vol.1
- [36] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International Bd. 2*, 2003, S. 1211–1217 vol.2
- [37] RACA, D. ; GARCIA, P. ; REIGOSA, D. ; BRIZ, F. ; LORENZ, R.: A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control. In: *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008. – ISSN 1048–2334, S. 879–885

- [38] BRIZ, F. ; DEGNER, M. W. ; GARCIA, P. ; LORENZ, R. D.: Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 40 (2004), July, Nr. 4, S. 1107–1115. – ISSN 0093–9994
- [39] REIGOSA, D. D. ; BRIZ, F. ; DEGNER, M. W. ; GARCIA, P. ; GUERRERO, J. M.: Temperature Issues in Saliency-Tracking-Based Sensorless Methods for PM Synchronous Machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47 (2011), May, Nr. 3, S. 1352–1360. – ISSN 0093–9994
- [40] BRIZ, F. ; DIEZ, A. ; DEGNER, M. W.: Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36 (2000), Sep, Nr. 5, S. 1360–1368. – ISSN 0093–9994
- [41] JANG, Ji-Hoon ; SUL, Seung-Ki ; SON, Yo-Chan: Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Bd. 2, 2003*, S. 1134–1141 vol.2
- [42] WIEDMANN, K. ; MERTENS, A.: Novel MRAS approach for online identification of key parameters for self-sensing control of PM synchronous machines. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, S. LS4b–1.2–1–LS4b–1.2–8
- [43] WIEDMANN, K. ; MERTENS, A.: Self-sensing control of PM synchronous machines including online system identification based on a novel MRAS approach. In: *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2012 IEEE Symposium on*, 2012. – ISSN 2166–6725, S. 1–8
- [44] YOON, Y. D. ; SUL, S. K. ; MORIMOTO, S. ; IDE, K.: High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47 (2011), May, Nr. 3, S. 1361–1370. – ISSN 0093–9994
- [45] KIM, S. ; HA, J. I. ; SUL, S. K.: PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 48 (2012), Sept, Nr. 5, S. 1576–1587. – ISSN 0093–9994
- [46] WEBER, B. ; WIEDMANN, K. ; MERTENS, A.: Increased signal-to-noise ratio of sensorless control using current oversampling. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015. – ISSN 2150–6078, S. 1129–1134
- [47] QUATTRONE, F. ; PONICK, B.: Evaluation of a permanent magnet synchronous machine with a rotor coil for improved self-sensing performance at low speed. In: *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, S. 1680–1685
- [48] SEPE, R. B. ; LANG, J. H.: Inverter nonlinearities and discrete-time vector current

- control. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 30 (1994), Jan, Nr. 1, S. 62–70.
– ISSN 0093–9994
- [49] CHOI, Jong-Woo ; SUL, Seung-Ki: Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 11 (1996), Mar, Nr. 2, S. 221–227. – ISSN 0885–8993
- [50] LANDSMANN, P. ; PAULUS, D. ; KENNEL, R.: Online identification of load angle compensation for anisotropy based sensorless control. In: *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, 2011. – ISSN 2166–6725, S. 80–84
- [51] LEWICKI, A.: Dead-Time Effect Compensation Based on Additional Phase Current Measurements. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62 (2015), July, Nr. 7, S. 4078–4085. – ISSN 0278–0046
- [52] LEGGATE, D. ; KERKMAN, R. J.: Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44 (1997), Apr, Nr. 2, S. 191–197. – ISSN 0278–0046
- [53] PATEL, P. J. ; PATEL, V. ; TEKWANI, P. N.: Pulse-based dead-time compensation method for selfbalancing space vector pulse width-modulated scheme used in a three-level inverter-fed induction motor drive. In: *IET Power Electronics* 4 (2011), July, Nr. 6, S. 624–631. – ISSN 1755–4535
- [54] LEE, D. H. ; KIM, H. m. ; AHN, J. W.: A direct compensation scheme of the dead-time effect in PWM-VSI. In: *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012. – ISSN 0197–2618, S. 1–6
- [55] ZHAO, Y. ; QIAO, W. ; WU, L.: Dead-time effect and current regulation quality analysis for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM drives. In: *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012. – ISSN 0197–2618, S. 1–7
- [56] BLAHNIK, V. ; PEROUTKA, Z. ; ZAK, J. ; TALLA, J.: Elimination of dead-time effect causing current distortion of single-phase power converters. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, S. DS1e.3–1–DS1e.3–6
- [57] XILINX: AXI Reference Guide UG761. (2012)

Abbildungsverzeichnis

1.1	Struktur des Antriebssystems mit positionsgeberloser Regelung	2
1.2	DSP-basierte Stromerfassung	3
1.3	FPGA-basierte Stromerfassung	3
1.4	Mittensynchrone Stromerfassung und Überabtastung	4
2.1	Ersatzschaltbild der PMSM in Sternschaltung	8
2.2	Definition der Koordinatensysteme, dq-KOS, $\alpha\beta$ -KOS in Bezug zum abc-KOS	9
2.3	Exemplarischer Rotorquerschnitt einer PMSM zur Veranschaulichung des dq-KOS	10
3.1	Topologie des dreiphasigen Pulswechselrichters mit angeschlossener Maschine	26
3.2	Schaltzustände des Zweipunktwechselrichters	27
3.3	Erzeugung der Pulsdauermodulation und resultierende Ausgangsspannung .	28
3.4	Mögliche Raumzeiger der Störspannung nach [2]	30
3.5	Schaltverhalten mit Umladung der parasitären Kapazitäten während der Schaltverzugszeit	31
3.6	Schaltverhalten ohne Umladung der parasitären Kapazitäten während der Schaltverzugszeit	32
3.7	Resultierende Störspannung bei Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten	32
4.1	Verfahren zur Auswertung der HF-Injektion nach [37]	38
4.2	Raumzeiger der Störspannung bei HF-Injektion nach [2]	39
4.3	Square-Wave Injektion nach [45]	41
4.4	Demodulation der Rotorlage aus der Square Wave Injektion nach [45] . . .	43
4.5	Auswertung der Stromsteigungen aus [14]	43
4.6	Struktur des Flussbeobachter nach [2]	45
4.7	Vereinfachte Struktur des Flussbeobachter nach [2]	46
4.8	Struktur des Flussbeobachters mit Rotorlageschätzung nach [2]	49
5.1	Exemplarischer Verlauf der Flussverkettung der q-Komponente unter Berücksichtigung der Sättigung nach [2]	52
5.2	Prinzip zur Identifikation der Maschineninduktivitäten	55
5.3	Zeitlicher Ablauf der Erfassung der Messwerte für ein Stromniveau von $i_d = 3A$	56
5.4	Ergebnis der Induktivitätsvermessung in d-Richtung	57
5.5	Ergebnis der Induktivitätsvermessung in q-Richtung	57
5.6	Ergebnis der Vermessung der differentiellen Gegeninduktivität L'_{dq}	58
6.1	FPGA-basierte Stromerfassung	61
6.2	Parameter der linearen Regression	61
6.3	Methodik des Verfahrens der Totzeitkompensation	62

6.4	Erläuterung der wirkenden Spannungen hinsichtlich der Stromvorhersage	65
6.5	Identifikation des Widerstandes	68
6.6	Identifikation des Spannungsfehlers	68
6.7	Aufteilung des Spannungsfehlers je Halbperiode der PWM-Ansteuerung	70
6.8	Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 500 ns	71
6.9	Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.8 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 500 ns	71
6.10	Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 750 ns	72
6.11	Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.10 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 750 ns	72
6.12	Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1000 ns	73
6.13	Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.12 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1000 ns	73
6.14	Spannungs-Strom-Diagramm zur Identifikation des Abbildungsfehlers, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1250 ns	74
6.15	Berechneter Spannungsfehler gemäß Abb. 6.14 in Abhängigkeit vom Strom, Schaltverzugszeit der PWM-Ansteuerung 1250 ns	74
6.16	Zeitlicher Verlauf eines Strangstroms mit und ohne Kompensation bei niederfrequenter Spannungsanregung in der α -Achse	75
6.17	Zeitlicher Verlauf der Strangströme bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (2,7 V, 125 Hz) , Zwischenkreisspannung 48 V, Schaltverzugszeit 500 ns	75
6.18	Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz)	76
6.19	Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom	76
6.20	Spektrum einer verketteten Spannung bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom	77
6.21	Spektrum eines Strangstroms bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 500 Hz), Zoom	77
6.22	Spektrum der Ausgangsspannung, Einfluss der Zwischenkreisspannung	79
6.23	Spektrum der Ausgangsspannung, Einfluss der Schaltverzugszeit	79
6.24	Struktur der implementierten DSP basierten Totzeitkompensation	80
6.25	Spektrum der Ausgangsspannung einer Halbbrücke bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers (Amplitude 2 V, Frequenz 250 Hz). Es wird die DSP basierte Totzeitkompensation mit der FPGA basierten Kompensation verglichen.	81
7.1	Erläuterung der Nullspannungszustände und der aktiven Schaltzustände anhand eines Maschinenstranges zur Rekonstruktion der Stromsteigungen	85
7.2	Reduzierte Beobachter-Struktur	85
7.3	Reduzierte Beobachter-Struktur mit linearer Regression und Transformation der Größen in $\hat{d}q$ -Koordinaten	86
7.4	Auswertung der Nullspannungszustände	87
7.5	Adaption mit Hilfe des Gradientenabstiegsverfahrens	91

7.6	Reduzierte Beobachter-Struktur mit Adaption	92
7.7	Struktur des Trackers	93
7.8	Resultierende Struktur der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur	94
7.9	Resultierende Struktur der Anisotropie basierten Rotorlageschätzung mit dem Verfahren nach [2]	94
7.10	Gradient zur Kompensation der Gegeninduktivität	97
8.1	Aufbau des Simulationsmodells	98
8.2	Synchronisierung auf einen drehenden Rotor, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Schätzdynamik eingestellt.	101
8.3	Synchronisierung auf einen drehenden Rotor mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Schätzdynamik eingestellt.	102
8.4	Synchronisierung auf einen drehenden Rotor mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Qualität der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb eingestellt.	103
8.5	Synchronisierung auf einen drehenden Rotor ohne Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf eine vergleichbare Qualität der Drehzahlschätzung im stationären Betrieb eingestellt.	104
8.6	Vergleich der Dynamik beider Verfahren ohne Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf ihre maximale Dynamik bzw. Stabilitätsgrenze eingestellt.	105
8.7	Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen, beide Verfahren sind empirisch auf ihre maximale Dynamik bzw. Stabilitätsgrenze eingestellt.	106
8.8	Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen und zunehmender Beschleunigung des Rotors	107
8.9	Dynamik der reduzierten Beobachter-Struktur mit Strommessrauschen bei zunehmender Beschleunigung des Rotors	108
8.10	Vergleich der Dynamik beider Verfahren mit Strommessrauschen und zunehmender Beschleunigung des Rotors, der Flussbeobachter verwendet hier eine alternierende HF-Injektion (8 V, 2kHz)	109
8.11	Dynamik der geberbehafteten Drehzahlregelung mit Strommessrauschen, Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{V}{A}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,065 \frac{A}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	111
8.12	Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3 V Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{V}{A}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{A}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	112
8.13	Dynamik der Drehzahlregelung mit Flussbeobachter und Strommessrauschen, alternierende HF-Injektion (8V 2kHz), weniger Last Stromregler: P-Anteil $1 \frac{V}{A}$, Nachstellzeit 4 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,01 \frac{A}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 80 ms	113
8.14	Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3V, weniger Last Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{V}{A}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{A}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	114

8.15	Dynamik der Drehzahlregelung mit reduzierter Beobachter-Struktur und Strommessrauschen, Square-Wave Injektion 3 V, Sollwert der Drehzahl 20 min^{-1} Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	115
8.16	Untersuchung der Sensitivität in Bezug auf die Parameterabhängigkeit von L'_d und L'_q bei Einprägung einer alternierenden HF-Injektion (3 V, 2 kHz) Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	118
8.17	Untersuchung der Sensitivität in Bezug auf die Parameterabhängigkeit von L'_d und L'_q bei Einprägung einer Square-Wave Injektion mit 3 V Stromregler: P-Anteil $1,5 \frac{\text{V}}{\text{A}}$, Nachstellzeit 1 ms Drehzahlregler: P-Anteil $0,07 \frac{\text{A}}{\text{min}^{-1}}$, Nachstellzeit 20 ms	119
9.1	Vereinfachte Struktur des Antriebssystems	121
9.2	Lastmaschine (links) mit Prüfmaschine (rechts) verspannt.	123
9.3	Pulswechselrichter mit Bremswiderstand und Anbindungen	123
9.4	Blockschaltbild der Hardware des Regelungssystems	124
9.5	Protolar ControlCube mit Erweiterungsplatinen	125
9.6	Übersicht der IP-Blöcke im FPGA	126
9.7	Schaltungstechnische Realisierung der Platine zur Messung der Strangströme	128
9.8	Platine zur Messung der Strangströme, Vorderseite	129
9.9	Platine zur Messung der Strangströme, Rückseite	129
9.10	Ausgangsspannung ACS Sensor	130
9.11	Spektrum ACS Sensor	130
9.12	Ausgangsspannung LEM Sensor	130
9.13	Spektrum LEM Sensor	130
9.14	Am Shunt gemessene Spannung	130
9.15	Spektrum Shunt	130
9.16	ACS Sensor, digitalisierter Strom	131
9.17	ACS Sensor, LMS konstruierter Strom	131
9.18	LEM Sensor, digitalisierter Strom	131
9.19	LEM Sensor, LMS konstruierter Strom	131
9.20	Shunt, digitalisierter Strom	131
9.21	Shunt, LMS konstruierter Strom	131
9.22	Rotorlageschätzung mit Drehzahlregler und feldorientierter Regelung . . .	133
9.23	Struktur des verwendeten PI-Reglers	133
9.24	Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, die FPGA basierte Totzeitkompensation wird nach 3,3 s eingeschaltet	136
9.25	Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Shunt basierte Stromerfassung	136
9.26	Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Stromsensorik basiert auf dem LEM Sensor	137
9.27	Rotorlageschätzung mit der reduzierten Beobachter-Struktur, Stromsensorik basiert auf dem ACS Sensor	137
9.28	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur . .	138
9.29	Drehzahlregelung bei Verwendung des Encoders	139

9.30	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, Drehzahl-Sollwert 20 min^{-1}	140
9.31	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, Reversiervorgang	140
9.32	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur ohne Totzeitkompensation	141
9.33	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur mit Totzeitkompensation, Verwendung der Induktivitäten, die durch das FPGA selbst identifiziert wurden	141
9.34	Untersuchung der Beobachter-Struktur zur Kompensation der Gegeninduktivität	142
9.35	Drehzahlregelung bei Verwendung des Flussbeobachters nach [2] mit FPGA basierter Totzeitkompensation	143
9.36	Drehzahlregelung bei Verwendung des Flussbeobachters nach [2] ohne FPGA basierte Totzeitkompensation	144
9.37	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, die Stromsensorik basiert auf dem LEM Sensor	144
9.38	Drehzahlregelung bei Verwendung der reduzierten Beobachter-Struktur, die Stromsensorik basiert auf dem ACS Sensor	145

Tabellenverzeichnis

9.1	Parameter des Antriebssystems der Prüfmaschine	122
9.2	Parameter des Antriebssystems der Lastmaschine	122
9.3	Parameter der Messwelle und der Kupplungen	124
9.4	Eigenschaften des verwendeten SoC	125
9.5	Parameter der ADC Eingangsstufen	127

Wissenschaftlicher Werdegang

Name: Bastian Weber
Geburtsdatum: 21.12.1986
Geburtsort: Hannover
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig

Akademische Ausbildung

07/1999 - 07/2006 Gymnasium Mellendorf, Abschluss Abitur
10/2006 - 05/2013 Studium der Mechatronik an der Leibniz Universität Hannover,
Abschluss M. Sc.
seit 07/2013 Promotionsstudium Elektrotechnik an der Fakultät
für Elektrotechnik und Informatik, Leibniz Universität Hannover

Beruf

seit 07/2013 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme
und Leistungselektronik (IAL) der Leibniz Universität Hannover
03/2010 - 10/2010 Praktikum bei der Firma Schlumberger in Houston TX, USA