

# Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen

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

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Karsten Wiedmann

geboren am 28. Februar 1981 in München

2012

1. Referent            Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent            Prof. Dr.-Ing. Robert D. Lorenz

Tag der Promotion: 4. April 2012



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover entstanden.

Ich möchte mich an dieser Stelle besonders bei Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für das mir entgegengebrachte Vertrauen bedanken und die anregenden Diskussionen, die sehr zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Prof. Dr.-Ing. Robert D. Lorenz danke ich ebenfalls für die Übernahme des Koreferats und die fachliche Unterstützung während meines Aufenthaltes am WEMPEC. Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick danke ich für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission und die Ratschläge auf der „Maschinenseite“. Dr.-Ing. Thomas Kalker und seinem Team von Wittenstein electronics danke für die finanzielle und besonders für die fachliche Unterstützung, die in Bezug auf die Implementierbarkeit des entwickelten Verfahrens sehr wertvoll war.

Bei allen Mitarbeitern des IAL bedanke ich mich für die überaus angenehme Arbeitsatmosphäre, die zahlreichen Diskussionen und die Hilfe bei aufgetretenen Fragestellungen. Außerdem danke ich allen Studenten, die mich bei der Entstehung dieser Arbeit unterstützt haben.

Meinen Eltern möchte ich auf diesem Wege dafür danken, dass sie mir ein sorgenfreies Studium ermöglicht und mich in allen Belangen immer unterstützt haben.

Der größte Dank gebührt meiner Frau Rhea für ihr entgegengebrachtes Verständnis und ihre Unterstützung gerade während der schriftlichen Ausarbeitung dieser Arbeit. Meiner Tochter Frieda danke ich dafür, dass sie alle Mühen vergessen lässt.

Für Rhea und Frieda

# Inhaltsverzeichnis

<b>Formelzeichenkonvention</b>	<b>viii</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>xiii</b>
<b>Abstract</b>	<b>xv</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Modellierung der PMSYM</b>	<b>8</b>
2.1 Das vereinfachte Hauptwellenmodell der PMSYM . . . . .	9
2.1.1 Das elektrische Ersatzschaltbild der PMSYM . . . . .	9
2.2 Berechnung des Drehmoments . . . . .	18
2.3 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Oberwellenfeldern und Sättigungseffekten . . . . .	22
2.3.1 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Oberschwingungen der Flussverkettung . . . . .	23
2.3.2 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung der Gegeninduktivität im dq-KOS . . . . .	26
2.4 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Asymmetrien . .	27
2.5 Modellierung der PMSYM mit der Flussverkettung als Zustandsvariable	28
2.6 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Wirbelströmen in den PM . . . . .	31
2.7 Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	33
<b>3 Modellierung der Leistungselektronik</b>	<b>34</b>
3.1 Einfluss von Schaltverzugszeiten . . . . .	35
3.1.1 Einfluss der Durchlassspannungen der Halbleiterbauelemente . .	38
3.2 Totzeiteffekt unter Berücksichtigung von parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente . . . . .	41
3.3 Einfluss des „Zero-Current-Clamping“ . . . . .	46
3.4 Einfluss der vereinfachten Modellierung auf die Berechnung der Fehlspannung und deren Minderung . . . . .	47

3.5	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	50
<b>4</b>	<b>Untersuchung EMK-basierter Verfahren zur Rotorlageschätzung</b>	<b>52</b>
4.1	Grundlegendes Prinzip EMK-basierter Verfahren und deren Einbindung in die Antriebsregelung . . . . .	53
4.2	Direkte Berechnung der EMK . . . . .	55
4.3	Schätzung der EMK mittels Strombeobachter . . . . .	58
4.3.1	Strombeobachter im ständerfesten KOS . . . . .	59
4.3.2	Struktur der Rotorlageschätzung basierend auf dem Beobacht- erschätzfehler . . . . .	61
4.3.3	Strombeobachter im geschätzten dq-KOS . . . . .	65
4.3.4	Modifizierter Strombeobachter im geschätzten dq-KOS . . . . .	66
4.4	Schätzung der EMK mittels Flussbeobachter im ständerfesten KOS . .	72
4.4.1	Zusammenfassende Bewertung der bis hier untersuchten Verfahren	78
4.4.2	Modifizierter Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS . . . . .	79
4.5	Flussbeobachter auf Basis des vollständigen Maschinenmodells und Ein- fluss von Parameterschätzfehlern . . . . .	84
4.6	Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters . . . . .	91
4.7	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	95
<b>5</b>	<b>Untersuchung anisotropiebasierter Verfahren zur Rotorlageschätzung</b>	<b>97</b>
5.1	Randbedingungen der hier betrachteten Verfahren . . . . .	98
5.2	Grundsätzliche Funktionsweise der Verfahren . . . . .	99
5.2.1	Die HF-Injektion . . . . .	102
5.2.2	Die INFORM-Methode . . . . .	105
5.2.3	Die direkte Berechnung . . . . .	106
5.3	Initiale Rotorlageerkennung . . . . .	108
5.4	Vergleich der unterschiedlichen Verfahren . . . . .	108
5.5	Einfluss störender Effekte des Antriebssystems . . . . .	112
5.5.1	Einfluss von Asymmetrien, Hochfrequenz-Widerstand und Wir- belströmen . . . . .	113
5.5.2	Einfluss der nichtlinearen Störspannung des Wechselrichters . .	115
5.5.3	Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials . . . . .	116
5.6	Minderung störender Effekte . . . . .	118
5.7	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	120
<b>6</b>	<b>Neuartiges MRAS zur Rotorlageschätzung und Parameteridentifikation</b>	<b>123</b>
6.1	Funktionsweise des Gradientenabstiegsverfahrens . . . . .	124
6.2	Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens auf den Flussbeobachter	128

6.2.1	Auswertung des grundfrequenten Beobachterfehlers . . . . .	132
6.2.2	Auswertung des hochfrequenten Beobachterfehlers . . . . .	135
6.2.3	Einfluss der HF - Spannung auf die Auswertung des HF - Beobachterfehlers . . . . .	139
6.3	Notwendigkeit der Identifikation der transienten Induktivitäten . . . . .	145
6.4	Identifikation bei erweiterter Modellierung des Antriebssystems . . . . .	148
6.4.1	Berücksichtigung von Wirbelstromeffekten . . . . .	148
6.4.2	Berücksichtigung der transienten Gegeninduktivität (Cross - Saturation - Effekt) . . . . .	153
6.4.3	Berücksichtigung der Wechselrichterstörspannung . . . . .	156
6.4.4	Berücksichtigung von Oberwelleneffekten . . . . .	163
6.5	Adaptive Filterung von Oberschwingungen des Schätzfehlers mittels Harmonic Activated Neural Network (HANN) . . . . .	166
6.6	Synthese der Auswertung des grundfrequenten und hochfrequenten Beobachterfehlers . . . . .	174
6.7	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	176
<b>7</b>	<b>Praktische Implementierung des SS-MRAS</b>	<b>178</b>
7.1	Identifikation der Wechselrichterstörspannung, des Widerstandes und der PM-Flussverkettung . . . . .	178
7.2	Modifikation des Flussbeobachters und Identifikation der Induktivitäten	180
7.3	Übertragungsverhalten der Rotorlageschätzung und Parametrierung des SS-MRAS . . . . .	195
7.3.1	Auswahl des Trackers . . . . .	196
7.3.2	Übertragungsverhalten der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung mittels Gradientenabstiegsverfahren . . . . .	197
7.3.3	Auswahl der HF-Spannung . . . . .	201
7.3.4	Übertragungsverhalten der EMK-basierten Rotorlageschätzung .	205
7.3.5	Störverhalten der Rotorlageschätzung . . . . .	207
7.3.6	Unterscheidung zwischen Drehzahlregelung und Drehmomentregelung . . . . .	210
7.3.7	Synthese der anisotropiebasierten und der EMK-basierten Rotorlageschätzung . . . . .	211
7.4	Übersicht des SS-MRAS . . . . .	215
7.5	Vergleich mit dem Stand der Technik . . . . .	217
7.5.1	Synthese aus EMK-basierter und anisotropiebasierter Rotorlageschätzung . . . . .	217
7.5.2	EMK-basierte Rotorlageschätzung . . . . .	219

7.5.3	Anisotropiebasierte Rotorlageschätzung - Einfluss der Stromregelung und Wahl der HF-Spannung . . . . .	220
7.5.4	Systemidentifikation und Minderung störender Effekte . . . . .	221
7.5.5	Abschließende Bewertung . . . . .	223
<b>8</b>	<b>Einfluss der Strommessung auf die Rotorlageschätzung</b>	<b>225</b>
8.1	Unterscheidung der Strommessfehler . . . . .	225
8.2	Einfluss von Messrauschen . . . . .	226
8.3	Einfluss von Quantisierungsfehlern . . . . .	227
8.4	Einfluss von Offsetfehlern . . . . .	228
8.5	Einfluss von Linearitätsfehlern . . . . .	228
8.6	Einfluss und Minderung von Skalierungsfehlern . . . . .	229
<b>9</b>	<b>Simulation des geberlosen Betriebs</b>	<b>233</b>
9.1	Aufbau des Simulationsmodells . . . . .	233
9.1.1	Simulationsmodell der PMSYM . . . . .	233
9.1.2	Simulationsmodell der Leistungselektronik . . . . .	234
9.2	Simulation des SS-MRAS . . . . .	236
9.3	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	248
<b>10</b>	<b>Experimentelle Untersuchung</b>	<b>250</b>
10.1	Versuchsaufbau . . . . .	250
10.2	Charakterisierung der PMSYM . . . . .	252
10.3	Initiale Identifikation des Antriebssystems . . . . .	256
10.4	Geberloser Betrieb mittels SS-MRAS . . . . .	262
10.4.1	Filterung von harmonischen Schätzfehlern . . . . .	263
10.4.2	Dynamischer Betrieb . . . . .	268
10.4.3	Einfluss von Messrauschen . . . . .	274
10.4.4	Online-Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung . . . . .	277
10.5	Zusammenfassung des Kapitels . . . . .	280
<b>11</b>	<b>Übertragbarkeit des SS-MRAS und Möglichkeiten zur Erweiterung</b>	<b>281</b>
11.1	Geberloser Betrieb von Synchronreluktanzmaschinen . . . . .	281
11.2	Modifikation des Antriebssystems . . . . .	282
11.3	Dreieckschaltung der Maschine . . . . .	285
11.4	Verwendung des HANN . . . . .	286
11.5	Geberbehaftete Systemidentifikation . . . . .	286
<b>12</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>287</b>

---

12.1 Zusammenfassung der Arbeit . . . . .	287
12.2 Ausblick . . . . .	289
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>291</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>309</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>310</b>

# Formelzeichenkonvention

## Formelle Konventionen

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



## Formelzeichen

<b>E</b>	Einheitsmatrix
$e$	Beobachterschätzfehler
$h$	Ordnung einer Oberharmonischen bzw. Oberwelle in einem ständerfesten KOS
$h_{dq}$	Ordnung einer Oberharmonischen bzw. Oberwelle bezogen auf das dq-KOS
$i, I$	Strom
<b>J</b>	Drehmatrix für einen Winkel von $\frac{\pi}{2}$
$L$	Induktivität, allgemein
$L_{aa}$	Selbstinduktivität einer Wicklung
$L_{ab}$	Gegeninduktivität zwischen zwei Wicklungen a und b
$L_d$	Induktivität in Richtung der d-Achse
$L_{d,H}$	Hauptfeldinduktivität in Richtung der d-Achse
$L_q$	Induktivität in Richtung der q-Achse
$L_{q,H}$	Hauptfeldinduktivität in Richtung der q-Achse
$L_{dq}$	Gegeninduktivität im dq-KOS
<b>L</b> <sub>dq</sub>	Induktivitätsmatrix im dq-KOS
<b>L</b> <sub><math>\alpha\beta</math></sub>	Induktivitätsmatrix im $\alpha\beta$ -KOS
$m_i$	inneres Drehmoment
$p$	Operator für die zeitliche Ableitung einer Größe: $p \cdot (\dots) = \frac{d}{dt} (\dots)$
$p$	Polpaarzahl
$P$	Leistung
$P_{el}$	elektrische Leistung
$P_{cu}$	Kupferverlustleistung des Ständers
$P_{mech}$	mechanische Leistung
$P_\delta$	Luftspaltleistung
$R$	ohmscher Widerstand
$s$	komplexe Frequenz der Laplacetransformation: $s = \delta + j \cdot \omega$
$t_d$	Schaltverzugszeit
<b>T</b>	Transformationsmatrix
$T_S$	Schaltperiode bzw. Abtastzeit (eng. sample time)
$u, U$	Spannung
$u_C$	Fehlspannung aufgrund der parasitären Kapazität der Halbleiterbauelemente
$u_{t_d}$	Fehlspannung aufgrund der Schaltverzugszeit

**Formelzeichen (Fortsetzung)**

$u_{er, VSI}$	resultierende Fehlspannung aufgrund des Wechselrichters
$u_i$	durch den verketteten Rotorfluss und die Gegeninduktivitäten induzierte Spannung
$u_{ZK}$	Zwischenkreisspannung des Wechselrichters
$\gamma$	mechanische Rotorlage
$\gamma_{el}$	elektrische Rotorlage: $\gamma_{el} = p \cdot \gamma$
$\epsilon$	beliebiger Winkel im ständerfesten Koordinatensystem
$\Psi$	Flussverkettung
$\Psi_L$	Flussverkettung, die allein durch den Ständerstrom hervorgerufen wird
$\Psi_r$	Flussverkettung im Stator, die allein durch den rotorseitigen Fluss hervorgerufen wird
$\Psi_{res}$	resultierende Flussverkettung im Stator: $\Psi_{res} = \Psi_L + \Psi_r$

**Indizes**

asy	asymmetrisch
a, b, c	Strangbezeichnung einer Drehstromwicklung
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 dq-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)
q	imaginäre Komponente der rotorfesten Raumzeiger
$\hat{q}$	imaginäre Komponente der Raumzeiger im geschätzten dq-KOS
res	resultierend
rot	rotorseitige Größe
set	Sollwert (engl. setpoint value)
st	ständerseitige Größe
Stern	bei Sternschaltung der Maschine
sym	symmetrisch
T	Transponierte eines Vektors/einer Matrix
$T_S$	Schaltperiode der PWM
Th	Schwellenspannung (engl. threshold voltage)
x	reelle Komponente eines Raumzeigers in einem beliebigen KOS
y	imaginäre Komponente eines Raumzeigers in einem beliebigen KOS
$\alpha$	reelle Komponente der ständerfesten Raumzeiger
$\beta$	imaginäre Komponente der ständerfesten Raumzeiger
0	Nullkomponente
'	transiente Größe

## Abkürzungen

BSB	Blockschaltbild
BP	Bandpassfilter
EKF	Extended Kalman Filter
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
GDM	Gradientenabstiegsverfahren (engl. Gradient Descent Method)
HP	Hochpassfilter
HANN	Harmonic Activated Neural Network
IGBT	Insulated Bipolar Transistor
KOS	Koordinatensystem
LE	Leistungselektronik
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MRAS	Model Reference Adaptive System
PM	Permanentmagnet
PMSYM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PT <sub>1</sub>	zeitverzögerndes Proportionalglied erster Ordnung
PT <sub>2</sub>	zeitverzögerndes Proportionalglied zweiter Ordnung
PWM	Pulsdauermodulation
SS-MRAS	Self-Sensing MRAS
SNR	Signal-Rausch-Abstand (engl. signal-to-noise-ratio)
TP	Tiefpassfilter
VSI	spannungsgespeister Wechselrichter (engl. voltage source inverter)
ZCC	Zero-Current-Clamping

# Kurzfassung

Der Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSYM) ohne die Verwendung eines mechanischen Rotorlagegebers bringt zahlreiche Vorteile mit sich. Die Wichtigsten sind die Reduzierung der Kosten und des Bauvolumens und die Steigerung der Robustheit des Gesamtsystems bzw. die Redundanz der Rotorlageerkennung.

Im höheren Drehzahlbereich können Verfahren der geberlosen Regelung, die auf der Elektromotorische Kraft (EMK) basieren, als Stand der Technik bezeichnet werden. Da die EMK proportional von der Drehzahl abhängt, versagen EMK-basierte Verfahren jedoch im unteren Drehzahlbereich. Im unteren Drehzahlbereich inklusive Stillstand werden daher anisotropiebasierte Verfahren eingesetzt, die die magnetische Anisotropie der Maschine auswerten, was sich in der Abhängigkeit der Stranginduktivitäten von der Rotorlage äußert.

Die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung stellt noch immer ein große Herausforderung dar. Dies ist vor allem in stromabhängigen Sättigungseffekten (des magnetisch leitfähigen Materials) begründet, die eine Lastabhängigkeit der regelungstechnischen Güte verursachen. Die korrekte Modellierung und Berücksichtigung dieser Sättigungseffekte ist entscheidend. Ihre Abhängigkeit vom Strom kann jedoch nicht als bekannt vorausgesetzt werden, was eine *geberlose* Systemidentifikation während des Betriebs erfordert. Diese kann wiederum nicht als Stand der Technik bezeichnet werden, weshalb oftmals für den geberlosen Betrieb im unteren Drehzahlbereich eine gute Vorabkenntnis über das Antriebssystem notwendig ist und/oder ein angepasstes Maschinendesign der PMSYM zugrunde liegt.

Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren ermöglicht die Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich (EMK- und anisotropiebasiert). Gleichzeitig erfolgt eine Online-Identifikation entscheidender Systemparameter, welche durch ein initiales „Autocommissioning“ erweitert werden kann. Neben Sättigungseffekten werden weitere sensitive Parameter bzw. Effekte des Antriebssystems ermittelt, wodurch eine signifikante Steigerung der Güte des geberlosen Betriebs erzielt werden kann. Zusätzlich zur regelungstechnischen Güte des Verfahrens steht auch die benötigte Rechenleistung im Vordergrund. Ausgangspunkt für eine geringe Rechenintensität ist, dass sowohl

die EMK- und anisotropiebasierte Rotorlageschätzung als auch die Systemidentifikation auf der gleichen Struktur basieren - einem Beobachter der Ständerflussverkettung.

Durch einen Vergleich mit dem Stand der Technik wird deutlich, dass das in dieser Arbeit präsentierte Verfahren die Vorteile mehrerer bekannter Verfahren in sich vereint, die benötigte Rechenleistung jedoch minimiert wird.

**Schlagworte:** positionsgeberlose Regelung, sensorlose Regelung, permanentmagneterregte Synchronmaschine

# Abstract

Self-sensing control of permanent magnet synchronous machines (PMSYM) without using mechanical position transducers implicates several advantages. Besides the reduction of cost and construction volume, the drive system itself becomes more robust.

In the higher speed region, self-sensing methods based on the electromotive force (EMF) are state-of-the-art. But as the EMF depends linearly on the rotor speed, EMF-based approaches fail in the lower speed region including zero speed. Here, methods are employed which are based on the magnetic saliency of the PMSYM, resulting in a dependency of the stator inductances on the rotor position.

Saliency-based self-sensing control is still a challenge, as current-dependent saturation effects (of the magnetic material) have a great impact on the rotor position estimation. Thus, the self-sensing performance varies with loading conditions. The correct modeling and mitigation of saturation effects is fundamental, while its dependency on the current cannot be assumed as known. This requires a *position-transducerless* on-line system identification, which so far does not represent the state-of-the-art.

This is why already transducerless driven PMSYM generally require a good a priori knowledge of the system, and/or PMSYM are used whose self-sensing capability is very good - often achieved by a modification of the machine design.

The self-sensing control approach presented here includes the rotor position estimation for the entire speed range (EMF- and saliency-based), but also on-line identification of key effects/parameters. Besides saturation, other effects/parameters are identified, increasing the self-sensing performance significantly. In addition the computational effort is kept low, what is mainly achieved by using one single structure as the basis of EMF- and saliency-based position estimation and system identification - an armature flux observer.

Comparing the results of this thesis with the state-of-the-art points out, that the presented approach implicates several advantages of known methods while the computational effort is kept low.

**Key words:** self-sensing control, sensorless control, permanent magnet synchronous machine



# 1 Einleitung

Ziel dieser Arbeit ist die Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSYM) ohne die Verwendung eines zusätzlichen, mechanischen Rotorlagegebers. Aufgrund der dynamischen Eigenschaften stellt die PMSYM im Bereich der Servotechnik den wohl wichtigsten Maschinentyp dar. Durch die hohe Leistungsdichte gewinnt sie jedoch auch auf anderen Gebieten der elektromagnetischen Energiewandlung zunehmend an Bedeutung. Beispielsweise ist hier ihr Einsatz in Windenergieanlagen oder im Bereich der Elektromobilität zu nennen. Für einen geregelten Betrieb der PMSYM ist die Kenntnis der Rotorlage notwendig, wozu bis heute überwiegend ein mechanischer Rotorlagegeber verwendet wird. Unabhängig vom Einsatzfeld der PMSYM bringt der Verzicht auf diese zusätzliche Systemkomponente verschiedene Vorteile mit sich, worin die Motivation weltweiter Forschungsaktivitäten auf dem Gebiet der geberlosen Regelung seit über zwanzig Jahren begründet ist. Die wichtigsten Vorteile, die durch den Wegfall des Rotorlagegebers entstehen, sind im Folgenden aufgelistet:

- Reduzierung der Kosten und Verringerung des Bauvolumens
- Erhöhung der Robustheit des Gesamtsystems bzw. Redundanz der Rotorlageerkennung
- neue Einsatzmöglichkeiten der PMSYM bzw. verstärkter Einsatz der PMSYM in bislang untypischen Einsatzfeldern.

Der unmittelbare Nutzen, der durch den Wegfall des Rotorlagegebers entsteht, ist der Wegfall der Kosten, die dieser erfordert. Weiterhin reduziert sich ebenfalls das Bauvolumen des Antriebssystems. Zudem wird die Robustheit des Gesamtsystems erhöht, da auch immer ein Defekt des Rotorlagegebers an sich aber auch von benötigten Zuleitungen und Steckern in Betracht gezogen werden muss. Wird in diesem Zusammenhang sowohl der mechanische Rotorlagegeber als auch die geberlose Rotorlageschätzung verwendet, liegt eine Redundanz der Rotorlagebestimmung vor. Weiterhin gilt zu bedenken, dass unter bestimmten Einsatzbedingungen kein Rotorlagegeber verwendet werden kann, da die mechanische Belastung für diesen zu groß ist oder extreme Umweltbedingungen keinen Einsatz zulassen oder diesen erschweren. Beispiele hierfür sind der Einsatz bei Rüttelmaschinen, der Einsatz innerhalb der Vakuumtechnik, aber auch

der Einsatz von Antriebssystemen, bei denen eine sehr große räumliche Entfernung zwischen Leistungselektronik und Maschine vorliegt - wie z.B. bei Tiefseebohrungen. Ist dies der Fall, wird oftmals auf den gesteuerten Betrieb einer Induktionsmaschine zurückgegriffen, da bei dieser die Kenntnis der Rotorlage bzw. Drehzahl wesentlich unkritischer ist. Wird es jedoch auch für die PMSYM ermöglicht, einen geberlosen Betrieb zu realisieren, erschließen sich somit neue Einsatzfelder bzw. ist ein verstärkter Einsatz in bestimmten Bereichen vorstellbar.

Hinsichtlich der aufgeführten Aspekte gilt es selbstverständlich immer zu unterscheiden, wie das vorliegende Antriebssystem beschaffen ist bzw. welche Leistungsklasse betrachtet wird. Im „low cost“-Sektor erfahren beispielsweise die Investitionskosten eine sehr viel stärkere Gewichtung als der Aspekt der Redundanz. Die Redundanz hingegen ist bedeutend, wenn die Kosten des Rotorlagegebers gegenüber denen des Gesamtsystems gering sind und ein Ausfall des Antriebssystems hohe Betriebskosten (bzw. Ausfallkosten) verursacht oder sicherheitstechnisch relevant ist. Ein stark wachsender Einsatzbereich, in dem die Redundanz der Rotorlageerkennung eine wichtige Rolle einnimmt, ist die Elektromobilität. Die genannten Beispiele verdeutlichen die vielfältigen Gesichtspunkte, unter denen die Vorteile eines geberlosen Betriebs diskutiert werden müssen.

Für die Betrachtung innerhalb dieser Arbeit ist es ein Ziel, dass möglichst alle der oben genannten Aspekte erfüllt werden. Das hergeleitete Verfahren beschränkt sich somit nicht auf ein spezielles Einsatzgebiet. Dies ist gerade hinsichtlich der Kosten ein entscheidender Faktor. Denn ein Aspekt, der im Laufe dieser Arbeit immer wieder behandelt wird, ist die Rechenintensität geberloser Verfahren. Für den Einsatz geberloser Verfahren im „low cost“-Sektor ist die zur Verfügung stehende Rechenkapazität in der Regel sehr begrenzt. Oftmals sind keine floating-point Rechnungen bzw. Divisionen durch variable Größen möglich, so dass aus der Literatur bekannte Verfahren nicht implementiert werden können.

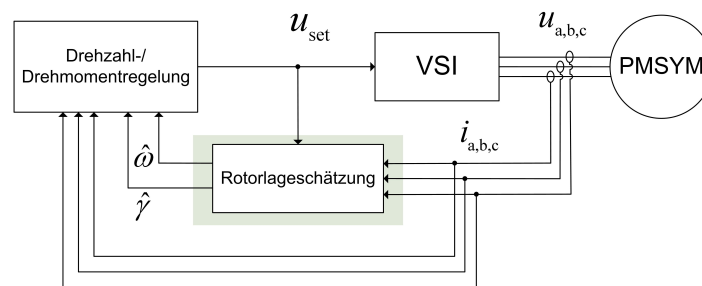
Es erfolgt eine weitere Abgrenzung zu bekannten Methoden bzw. ergeben sich weitere Randbedingungen, wenn die Struktur des Antriebssystems näher betrachtet wird. In Bild 1.1 ist die prinzipielle Struktur eines Antriebssystems dargestellt. Die Klemmenspannung der PMSYM wird über einen spannungsgespeisten Zweipunktwechselrichter (VSI) bereitgestellt, der durch eine Pulsdauermodulation (PWM) angesteuert wird. Des Weiteren wird eine Messung von mindestens zwei Klemmenströmen durchgeführt. Die Schätzung der Rotorlage erfolgt somit ausschließlich mit Hilfe der (zeitdiskret) abgetasteten Ströme und dem vorgegebenen Sollwert der Klemmenspannung, wobei der zeitliche Mittelwert über eine Abtastperiode der PWM betrachtet wird<sup>1</sup>. Die beschriebene Struktur stellt auch für den geberbehafteten Betrieb die wohl gängigste Form dar.

---

<sup>1</sup>Diesbezüglich kann noch eine Messung der Zwischenkreisspannung des VSI hinzugezogen werden.

Deshalb wird die Analyse der geberlosen Regelung auch explizit für die Ansteuerung mittels Zweipunktwechselrichter in Verbindung mit einer PWM durchgeführt. Die Herleitungen und erzielten Ergebnisse lassen sich jedoch auch für eine davon abweichende Form der Spannungseinprägung anwenden<sup>2</sup>.

Entscheidend ist, dass für die geberlose Rotorlageschätzung die vorhandene Strommessung verwendet wird. In der Literatur sind diesbezüglich auch andere Ansätze zu finden, die zum Beispiel auf einer Auswertung der gemessenen Sternpunktspannung der PMSYM beruhen oder die spezielle Messwandler verwenden, die die zeitliche Ableitung des Stromes ermitteln. Weiterhin werden die Abtastung des Stromes und die Ansteuerung des VSI, wie sie für die Stromregelung (auch im geberbehafteten Fall) vorliegen, nicht abgewandelt. An entsprechender Stelle wird noch einmal detailliert auf die Rahmenbedingungen eingegangen, auf denen die geberlose Regelung basiert. Jetzt gilt es lediglich festzuhalten, dass keine Modifikation der Antriebsstruktur vorgenommen wird. Die geberlose Regelung erfordert somit nur eine Anpassung der „Software“.



**Abbildung 1.1:** Struktur eines Antriebssystems

Alle bekannten Verfahren der geberlosen Regelung von PMSYM - so auch das in dieser Arbeit hergeleitete - basieren auf zwei physikalischen Prinzipien, die es ermöglichen, anhand der Klemmengrößen die Rotorlage zu schätzen.

Zum einen wird ausgenutzt, dass die sich auf dem Rotor befindlichen Permanentmagnete (PM) in die jeweilige Ständerwicklung eine Spannung induzieren. Diese sogenannte elektromotorische Kraft (EMK) oder auch Gegeninduktionsspannung ist proportional zur Drehzahl des Rotors, so dass eine untere Drehzahlgrenze für deren Auswertung besteht. Im unteren Drehzahlbereich basiert die Rotorlageschätzung daher auf einem anderen Prinzip. Denn zum anderen wird ausgenutzt, dass der magnetische Leitwert über dem Umfang des Rotors nicht konstant ist. Die Stranginduktivitäten besitzen somit eine Abhängigkeit von der Rotorlage, die ermittelt werden kann, solange die zeitliche Ableitung des Stromes und somit der Abfall der Spannung über den Induktivitäten groß genug ist. Die magnetische Anisotropie der PMSYM ist deshalb eine Voraussetzung für den geberlosen Betrieb im unteren Drehzahlbereich. Dementsprechend

<sup>2</sup>Diese Thematik wird in Kapitel 11 gesondert behandelt.

übt das Maschinendesign einen großen Einfluss auf die Güte der Rotorlageschätzung aus. Das für den geberlosen Betrieb angepasste Maschinendesign stellt ein eigenes, sehr komplexes Themengebiet dar und wird im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt. Auch wenn die Auslegung der Maschine an sich nicht behandelt wird, werden in dieser Arbeit jedoch alle aus der Literatur bekannten Effekte berücksichtigt, die den geberlosen Betrieb entscheidend beeinflussen. Die Analyse findet somit aus einer regelungstechnischen Sichtweise statt und ist nicht auf einen bestimmten Typ von PMSYM beschränkt. (So wird beispielsweise auch der Einfluss von Wirbelstromeffekten behandelt, der im Gegensatz zu PMSYM mit vergrabenen Magneten eher bei PMSYM mit Oberflächenmagneten vorzufinden ist.)

In den vergangenen Dekaden sind zahlreiche Arbeiten veröffentlicht worden, die sich mit der geberlosen Regelung von PMSYM befassen. Durch die oben beschriebenen Randbedingungen ist eine erste Abgrenzung zu diesen bzw. eine Unterteilung dieser möglich. Für den höheren Drehzahlbereich (bei dem die Rotorlageschätzung auf der EMK basiert) kann der geberlose Betrieb als Stand der Technik bezeichnet werden. Die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung im unteren Drehzahlbereich stellt sich weitaus kritischer dar, was vor allem durch Sättigungseffekte des magnetisch leitfähigen Materials der PMSYM begründet ist. Nichtsdestotrotz haben Forschungsergebnisse gezeigt, dass ein geberloser Betrieb hoher bzw. ausreichender Güte prinzipiell für den gesamten Drehzahlbereich möglich ist. Hierfür ist jedoch in der Regel eine gute Vorabkenntnis des Antriebssystems (und insbesondere der Sättigungseffekte) notwendig<sup>3</sup>. Weiterhin ist festzustellen, dass für die grundlegenden Verfahren der geberlosen Regelung zahlreiche Modifikationen vorgenommen wurden, so dass die daraus resultierende Anzahl an Publikationen kaum noch zu überblicken ist. Diese Vielzahl an vermeintlich unterschiedlichen Vorgehensweisen und die Notwendigkeit einer guten Vorabkenntnis der PMSYM erschweren es, eine Bewertung vorzunehmen bzw. sich für ein Verfahren zu entscheiden. Dies wiederum trägt dazu bei, dass sich der geberlose Betrieb von PMSYM bis heute nicht in einem Maß durchgesetzt hat, wie es grundsätzlich möglich und wünschenswert wäre.

Durch die bis hierhin genannten Aspekte lässt sich ableiten, welche Herausforderungen für den geberlosen Betrieb derzeit bestehen bzw. welche Anforderungen das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren grundsätzlich erfüllen muss. Diese sind:

- geberloser Betrieb für den gesamten Drehzahlbereich
- möglichst keine Vorabkenntnis über das Antriebssystem

---

<sup>3</sup>In diesem Zusammenhang wird vorausgesetzt, dass sich die PMSYM für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung grundsätzlich eignet, was nicht immer der Fall sein muss.

- geringe Rechenintensität.

Die noch sehr allgemein gehaltenen Anforderungen werden im Verlauf der Arbeit konkretisiert. Gerade die Anforderung der geringen Vorabkenntnis über das Antriebssystem führt wiederum zu weiteren Teilanforderungen. Dies impliziert zum Beispiel, dass neben der Rotorlageschätzung auch eine geberlose Systemidentifikation durchgeführt werden muss. Diese beinhaltet u.a. auch die Approximation der Sättigungseffekte der PMSYM, was ein sehr komplexes Themengebiet darstellt - auch wenn die Rotorlage bekannt ist. Weiterhin müssen störende Effekte des Antriebssystems - wie z.B. nicht-lineare Effekte des VSI - identifiziert bzw. gemindert werden, damit der geberlose Betrieb eine ausreichende Güte aufweist. All dies soll nach Möglichkeit Bestandteil des Verfahrens sein, ohne dass das Antriebssystem zuvor vermessen wird. Hinzu kommt der Aspekt der geringen Rechenintensität. Das hier entwickelte Verfahren verzichtet infolgedessen auf die Division durch variable Größen. Aus Publikationen bekannte Vorgehensweisen können daher (in der Regel) nicht übernommen werden.

Grundlage für die Herleitung des hier beschriebenen neuartigen Verfahrens ist die Modellierung des Antriebssystems. In Kapitel 2 wird die Modellierung der PMSYM durchgeführt, wobei alle aus der Literatur bekannten Aspekte berücksichtigt werden, die einen geberlosen Betrieb beeinflussen. Teilweise wird hierfür auf die aus Veröffentlichungen bekannte Modellierung der Maschine zurückgegriffen. In Kapitel 3 wird die Modellierung der Leistungselektronik bzw. des VSI vorgenommen. Auch hier werden die Effekte behandelt, die einen störenden Einfluss auf die Rotorlageschätzung ausüben. Durch die Modellierung des Antriebssystems wird einerseits ersichtlich, wie der Zusammenhang zwischen Klemmengrößen<sup>4</sup> und Rotorlage ist - diese dient somit als Ausgangspunkt der weiteren Analyse des geberlosen Betriebs. Andererseits wird die Simulation der geberlosen Regelung mit Hilfe numerischer Berechnungsmethoden (bzw. entsprechender Simulationssoftware) ermöglicht. Hierbei ist hervorzuheben, dass die Modellierung ebenfalls das transiente Verhalten der Maschine berücksichtigt. Die korrekte Modellierung des Antriebssystems ist jedoch auch aus regelungstechnischer Sichtweise von enormer Bedeutung. Denn dadurch, dass die grundlegende Struktur des Antriebssystems bekannt ist, kann auch ein Zustandsbeobachter des Systems eingesetzt werden. Je genauer störende Effekte modelliert werden, desto weniger haben sie Einfluss auf die geschätzten Systemzustände bzw. -parameter. Diese Vorgehensweise bildet die Grundlage für das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren.

In Kapitel 4 werden die vielversprechendsten Verfahren der EMK-basierten Rotorlageschätzung untersucht. Hierzu wird deren grundsätzliche Funktionsweise analysiert, was einen Vergleich zwischen diesen ermöglicht. Daraus ergibt sich, dass sich die ver-

---

<sup>4</sup>Klemmenspannung und Klemmenstrom

schiedenen Verfahren ineinander überführen lassen bzw. sich die Verfahren in ihrer ursprünglichen Funktionsweise sehr ähnlich sind. Infolgedessen wird ein Flussbeobachter hergeleitet, der die gleichen dynamischen Eigenschaften bekannter Verfahren besitzt, dabei aber auch weitere Vorteile mit sich bringt. Es wird weiterhin veranschaulicht, dass sich mit Hilfe des Schätzfehlers des Flussbeobachters die Rotorlage sowohl auf Basis der EMK als auch auf Basis der Anisotropie ermitteln lässt. Der Flussbeobachter kann somit als Basis für die Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich dienen. Dadurch kann eine Verringerung der Rechenintensität erzielt werden, wie jedoch erst an späterer Stelle veranschaulicht wird.

Vorab werden in Kapitel 5 die aus der Literatur bekannten Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung auf ihre wesentlichen Merkmale untersucht. Die untersuchten Verfahren sind die „Hochfrequenz-Injektion“ (HF-Injektion), die sogenannte „INFORM-Methode“ und die „direkte Berechnung“. Hierbei stellt sich heraus, dass sich die Verfahren insbesondere darin unterscheiden, welche Form die hochfrequente bzw. transiente Spannung aufweist<sup>5</sup> und inwieweit die Sättigungsabhängigkeit der Stranginduktivitäten bekannt sein muss. Unter anderem geht dies damit einher, wie stark die übergeordnete Strom- bzw. Drehzahlregelung einen störenden Einfluss auf die Verfahren ausübt, was einen entscheidenden Aspekt darstellt.

Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren vereint die Vorteile der bekannten Verfahren der EMK- und anisotropiebasierten Rotorlageschätzung in sich, wie in Kapitel 6 hergeleitet wird. Die Basis des neuartigen Verfahrens bildet der in Kapitel 4 hergeleitete Flussbeobachter. Auf den Schätzfehler des Beobachters wird u.a. das Gradientenabstiegsverfahren (GDM) mit konstanter Schrittweite angewendet. Dies ermöglicht es, sowohl die Rotorlage auf Basis der Anisotropie zu schätzen, als auch Systemparameter (wie z.B. die transienten Induktivitäten) im Arbeitspunkt der Maschine zu identifizieren. Dies funktioniert, da der Beobachterschätzfehler ebenfalls die Information über Schätzfehler der Systemparameter enthält. Der Flussbeobachter in Verbindung mit dem GDM stellt ein Model Reference Adaptive System (MRAS) dar, das in der beschriebenen Form für den geberlosen Betrieb bislang noch nicht implementiert worden ist. Dadurch, dass das GDM mit konstanter Schrittweite verwendet wird, ist die Rechenintensität gegenüber bekannten Verfahren der Systemidentifikation wesentlich geringer.

Darüberhinaus wird ein adaptives Filter entwickelt, das ebenfalls auf dem GDM basiert und das es ermöglicht, oberharmonische Schätzfehler der Rotorlageschätzung zu mindern, die z.B. durch Oberwelleneffekte oder Wechselrichtereffekte hervorgerufen werden.

---

<sup>5</sup>Wie bereits erwähnt, muss für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung die zeitliche Ableitung des Stromes genügend groß sein, was einen entsprechenden Spannungsverlauf voraussetzt.

In Kapitel 6 ist die grundsätzliche Funktionsweise des MRAS beschrieben. Daraus geht hervor, dass eine bestimmte Identifikationsstrategie angewendet werden muss, um die Stabilität des geberlosen Betriebs zu garantieren. Dieser Aspekt und die Parametrierung der MRAS bzw. der geberlosen Regelung wird in Kapitel 7 behandelt. Hierbei wird ebenfalls eine Methode vorgestellt, die es erlaubt, im Stillstand initial die stromabhängigen Verläufe der Stranginduktivitäten zu approximieren. Diese können für den weiteren Betrieb verwendet werden, wodurch eine signifikante Verbesserung des geberlosen Betriebs erzielt wird. In diesem Zusammenhang wird auch das grundsätzliche Vorgehen beschrieben, wie die initial approximierten Verläufe während des Betriebs angepasst werden können, was die Berücksichtigung der zeitabhängigen Änderung von Maschinenparametern ermöglicht. Kapitel 7 beinhaltet ebenfalls einen Vergleich des neuartigen MRAS mit dem Stand der Technik.

Die Güte aller Verfahren der geberlosen Regelung, die auf einer Messung des Stromes beruhen, hängen auch von der Güte der Strommessung ab. Dieser Aspekt wird in Kapitel 8 näher untersucht.

Anschließend wird die Funktionstüchtigkeit und Güte der geberlosen Regelung anhand von Simulationsergebnissen (Kapitel 9) und einer experimentellen Untersuchung (Kapitel 10) veranschaulicht.

Für das neuartige Verfahren der geberlosen Regelung ist keine bzw. nur eine sehr begrenzte Vorabkenntnis des Antriebssystems notwendig. Es kann daher für ein relativ unbekanntes System anhand der Klemmengrößen bestimmt werden, ob sich dieses für einen geberlosen Betrieb eignet und, wenn ja, welche Güte des geberlosen Betriebs zu erwarten ist. Neben diesem Aspekt der geberlosen Systemidentifikation verbindet die Rotorlageschätzung jedoch auch die entscheidenden Vorteile bekannter Verfahren. Die Rechenintensität wird trotzdem gering gehalten.

In Kapitel 11 wird behandelt, wie ein Transfer der erzielten Ergebnisse auf andere Gebiete der (geberlosen) Antriebsregelung möglich ist. Hierbei wird z.B. auch behandelt, was hinsichtlich des MRAS beachtet werden muss, wenn ein Modifikation der in Bild 1.1 dargestellten Antriebsstruktur vorliegt.

Die Arbeit schließt ab mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf zukünftige Forschungsschwerpunkte.

## 2 Modellierung der PMSYM

Die Grundlage für die Untersuchung der geberlosen Regelung und damit des Betriebsverhaltens des Antriebssystems bildet die korrekte Modellierung der Leistungselektronik (LE) und der Maschine. Einerseits wird dadurch ersichtlich, welcher Zusammenhang zwischen Rotorlage und Zustandsgrößen bzw. Parametern des Systems besteht, andererseits wird durch die Modellierung eine Simulation der geberlosen Regelung ermöglicht. Dieses Kapitel befasst sich vorerst nur mit der Modellierung der PMSYM. Die Modellierung der LE bzw. des Wechselrichters wird in dem darauffolgenden Kapitel behandelt.

Ausgangspunkt für die Untersuchung ist ein vereinfachtes Hauptwellenmodell der PMSYM, wie es aus der Literatur hinlänglich bekannt ist (u.a. [1]). Zahlreiche Veröffentlichungen haben jedoch erwiesen, dass dieses vereinfachte Modell erweitert werden muss, um die geberlose Regelung bzw. das Betriebsverhalten der PMSYM ausreichend genau beschreiben zu können. Vor allem liegt dies an Effekten, deren physikalischen Ursache im Folgenden aufgelistet ist:

- Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials der PMSYM (Sättigungseffekte)
- Oberwellen der Induktion
- Asymmetrien im Aufbau der Maschine
- Auftreten von Wirbelströmen in den Permanentmagneten (PM) des Rotors.

Im Anschluss an die Beschreibung des vereinfachten Hauptwellenmodells der PMSYM wird gezeigt, wie dieses iterativ erweitert werden kann, damit die aufgeführten Effekte bei der Modellierung korrekt berücksichtigt werden. Hierbei wird teilweise auf die Ergebnisse bereits veröffentlichter Arbeiten zurückgegriffen.

Es sei angemerkt, dass im Rahmen der Modellierung die Berechnung der Maschinenparameter (mit Hilfe der Geometrie- und Materialdaten) nicht untersucht wird. Dies stellt eine zu komplexe Aufgabe dar, als dass sie im Rahmen dieser Arbeit behandelt werden könnte. Allein der analytische Zusammenhang zwischen Systemzuständen und resultierenden Systemparametern wird betrachtet.



## 2.1 Das vereinfachte Hauptwellenmodell der PMSYM

### 2.1.1 Das elektrische Ersatzschaltbild der PMSYM

Für die Analyse der geberlosen Regelung ist das Klemmenverhalten der PMSYM und somit deren elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) entscheidend. Für das resultierende Betriebsverhalten der Maschine muss außerdem die Bildung des inneren Drehmoments berücksichtigt werden, welches die Kopplung zum mechanischen Modell des Antriebssystems darstellt. Dieser Aspekt wird jedoch erst an späterer Stelle behandelt.

Zu Anfang wird ausschließlich das elektrische ESB betrachtet, wie es in Bild 2.1 dargestellt ist. Hierbei ist zu beachten, dass die dreisträngige Maschine in Sternschaltung

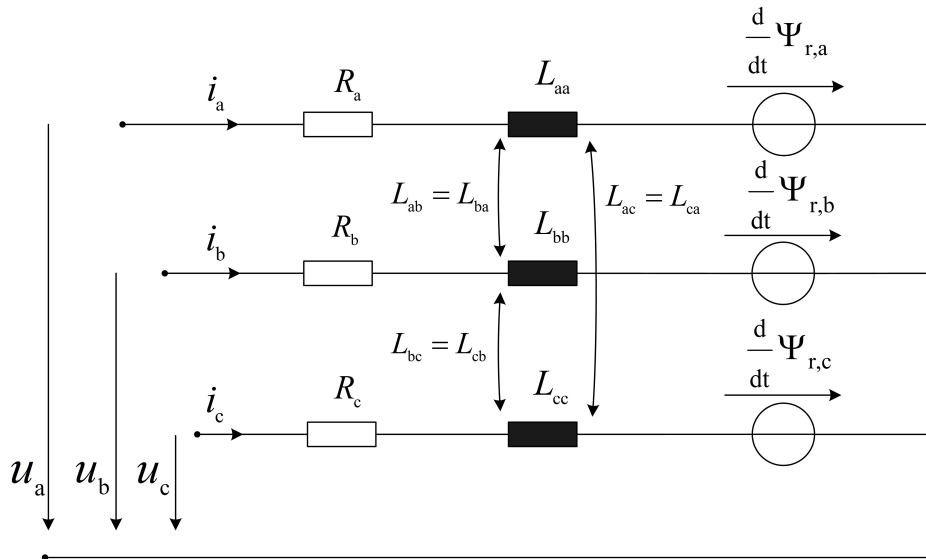


Abbildung 2.1: Elektrisches ESB der PMSYM in Sternschaltung

vorliegt, der Sternpunkt jedoch nicht angeschlossen ist. Die folgenden Herleitungen sind allerdings auch für eine im Dreieck geschaltete Maschine gültig. Es ist allerdings immer darauf zu achten, dass die auf den jeweiligen Ständerstrang bezogenen Größen verwendet werden (Strangspannung, Strangstrom, etc.). Die sich aus dem ESB ergebende Differentialgleichung der Strangspannungen ist im Folgenden aufgeführt:

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \left( \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r,a} \\ \Psi_{r,b} \\ \Psi_{r,c} \end{pmatrix} . \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

Gleichung 2.1 beschreibt die allgemein gültige Spannungsdifferentialgleichung einer dreisträngigen Drehfeldmaschine in Sternschaltung<sup>1</sup>. Hierbei bezeichnet  $u$  die Strangspannung und  $i$  den Strom.  $R$  steht für den ohmschen Widerstand und  $L$  für die Induktivität. Gemäß der Nomenklatur sind die Selbstinduktivität einer und die Gegeninduktivität zweier Wicklungen berücksichtigt.  $\Psi_{r,x}$  steht für die Flussverkettung der Wicklung  $x$ , die allein durch den Rotor erzeugt wird. Durch die Flussverkettung  $\Psi_{r,x}$  wird somit definiert, für welchen Maschinentyp das ESB gültig ist. Wird die PMSYM unter Vernachlässigung von Wirbelströmen betrachtet, wird  $\Psi_{r,x}$  allein durch die auf dem Rotor befindlichen PM erzeugt. Die resultierende Spannungsdifferentialgleichung in Vektorschreibweise ergibt:

$$\begin{aligned}\vec{u}_{abc} &= \mathbf{R}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \left( \mathbf{L}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} \right) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,abc} \\ &= \mathbf{R}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{L,abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,abc} \\ &= \mathbf{R}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,abc} \quad .\end{aligned}\tag{2.2}$$

Wie in Gleichung 2.2 zu erkennen ist, wird die resultierende Flussverkettung ( $\vec{\Psi}_{res,abc}$ ) der Ständerwicklungen aufgeteilt in einen Anteil, der allein durch den Ständerstrom hervorgerufen ( $\vec{\Psi}_{L,abc}$ ) und in einen anderen Anteil, der nur durch den Rotor erzeugt wird ( $\vec{\Psi}_{r,abc}$ ).

Als nächster Schritt wird eine Modaltransformation des Gleichungssystems durchgeführt. Bezogen auf die Theorie der elektrischen Maschinen ist diese auch als Park - Transformation<sup>2</sup> bekannt. Diese Transformation erfüllt v.a. den Zweck, das Gleichungssystem, das durch die Induktivitätsmatrix ( $\mathbf{L}_{abc}$ ) gekoppelt ist, voneinander zu entkoppeln und es somit zu vereinfachen. Eine detaillierte Herleitung dieser Vorgehensweise ist u.a. in [2] zu finden. Vorab wird die Clark-Transformation durchgeführt, die das Gleichungssystem vom ständerfesten abc-Koordinatensystem (KOS) in das sogenannte  $\alpha\beta 0$ -KOS transformiert. Die dazu verwendete Transformationsmatrix ist wie folgt definiert:

$$\vec{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{abc,\alpha\beta 0} \cdot \vec{x}_{abc} \quad ,\tag{2.3}$$

<sup>1</sup>In Gleichung 2.1 wird die Abhängigkeit der Parameter von den Systemzuständen zu Gunsten der Übersichtlichkeit nicht explizit dargestellt.

<sup>2</sup>nach R.H. Park

wobei gilt:

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

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,\text{abc}} = \mathbf{E} \quad .$$

$\mathbf{E}$  stellt hierbei die Einheitsmatrix dar. Die Transformation des Gleichungssystem ergibt sich durch linksseitige Multiplikation mit der Transformationsmatrix:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \vec{u}_{\text{abc}} &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \left( \mathbf{R}_{\text{abc}} \cdot \vec{i}_{\text{abc}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{res,abc}} \right) \\ \vec{u}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{R}_{\text{abc}} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\text{abc}} \\ &\quad + \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \frac{d}{dt} \left( \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{L}_{\text{abc}} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\text{abc}} \right) \\ &\quad + \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r,abc}} \\ &= \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{R}_{\text{abc}} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\ &\quad + \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \frac{d}{dt} \left( \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \right) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta 0} \\ &= \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta 0} \\ &= \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} \quad . \end{aligned} \tag{2.4}$$

Bei der Herleitung gilt zu beachten, dass die zeitliche Ableitung der Transformationsmatrix ( $\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}$ ) Null ergibt. Durch Gleichung 2.4 wird ersichtlich, welche Berechnungsvorschrift sich für die Widerstandsmatrix bzw. Induktivitätsmatrix ergibt:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{X}_{\text{abc}} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \tag{2.5}$$

Die Berechnungsvorschrift nach Gleichung 2.5 gilt allgemein bzw. auch für die Transformation in ein beliebiges KOS. Gleichung 2.4 beschreibt die Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten bzw. zeitlich konstanten  $\alpha\beta 0$ -KOS. Des Weiteren kann jedoch auch eine Transformation in ein sich drehendes KOS erfolgen. Die Transformationsmatrix, die eine Koordinatendrehung um die z-Achse bzw. 0-Achse des  $\alpha\beta 0$ -KOS beschreibt, lautet:

$$\vec{x}_{\text{xy}0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,\text{xy}0} \cdot \vec{x}_{\alpha\beta 0} \quad , \tag{2.6}$$

wobei gilt:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0,xy0} = \begin{pmatrix} \cos(\epsilon) & \sin(\epsilon) & 0 \\ -\sin(\epsilon) & \cos(\epsilon) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} ,$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0,xy0} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,xy0}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,xy0} \cdot \mathbf{T}_{xy0,\alpha\beta 0} = \mathbf{E} .$$

In Gleichung 2.6 beschreibt  $\epsilon$  den Drehwinkel. Die Transformation des Gleichungssystems vom  $\alpha\beta 0$ -KOS in das sich drehende  $xy0$ -KOS erfolgt ebenfalls durch linksseitige Multiplikation mit der Transformationsmatrix. Die Transformation des Spannungsdifferentialgleichungssystems vom  $abc$ -KOS in das  $xy0$ -KOS kann selbstverständlich auch direkt erfolgen. Die dafür notwendige Transformationsmatrix ergibt sich aus:

$$\mathbf{T}_{abc,xy0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0,xy0} \cdot \mathbf{T}_{abc,\alpha\beta 0} , \quad (2.7)$$

wobei gilt:

$$\mathbf{T}_{abc,xy0} \cdot \mathbf{T}_{abc,xy0}^{-1} = \mathbf{T}_{abc,xy0} \cdot \mathbf{T}_{xy0,abc} = \mathbf{E} .$$

Wird eine Transformation des Gleichungssystems durchgeführt, so ist darauf zu achten, ob die Transformationsmatrix eine zeitabhängige Matrix darstellt, was nur bei einem sich drehenden KOS der Fall ist. Somit ergeben sich die Spannungsdifferentialgleichungen für das  $\alpha\beta 0$ -KOS und  $xy0$ -KOS wie folgt:

$\alpha\beta 0$ -KOS:

$$\vec{u}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} , \quad (2.8)$$

mit

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} = \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{T}_{abc,\alpha\beta 0} \cdot \vec{\Psi}_{r,abc} .$$

$xy0$ -KOS:

$$\begin{aligned}
\vec{u}_{xy0} &= \mathbf{R}_{xy0} \cdot \vec{i}_{xy0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta0,xy0} \cdot \frac{d}{dt} \left( \mathbf{T}_{\alpha\beta0,xy0}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{res,xy0} \right) \\
&= \mathbf{R}_{xy0} \cdot \vec{i}_{xy0} + \frac{d\epsilon}{dt} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta0,xy0} \cdot \frac{d}{d\epsilon} \left( \mathbf{T}_{\alpha\beta0,xy0}^{-1} \right) \cdot \vec{\Psi}_{res,xy0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,xy0} \\
&= \mathbf{R}_{xy0} \cdot \vec{i}_{xy0} + \frac{d\epsilon}{dt} \cdot \mathbf{J} \cdot \vec{\Psi}_{res,xy0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,xy0} \\
&= \mathbf{R}_{xy0} \cdot \vec{i}_{xy0} \\
&\quad + \frac{d\epsilon}{dt} \cdot \mathbf{J} \cdot \left( \mathbf{L}_{xy0} \cdot \vec{i}_{res,xy0} + \vec{\Psi}_{r,xy0} \right) + \frac{d}{dt} \left( \mathbf{L}_{xy0} \cdot \vec{i}_{res,xy0} + \vec{\Psi}_{r,xy0} \right) \quad , \quad (2.9)
\end{aligned}$$

mit

$$\mathbf{J} = \mathbf{T}_{\alpha\beta0,xy0} \left( -\frac{\pi}{2} \right) = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} .$$

Durch die linksseitige Multiplikation eines Vektors mit  $\mathbf{J}$  wird eine Drehung dieses Vektors um  $90^\circ$  erzielt.

Gleichung 2.9 beschreibt die Spannungsdifferentialgleichung im xy0-KOS, welches um den beliebigen Winkel  $\epsilon$  gedreht ist. In Bezug auf die PMSYM erweist es sich als günstig, die Geometrie des Rotors und den durch die PM erregten Fluss bei der Wahl des Drehwinkels zu berücksichtigen. Bild 2.2 zeigt den beispielhaften Querschnitt des Rotors einer vierpoligen PMSYM mit vergrabenen Magneten. Dem Rotor ist ein KOS überlagert, dessen x-Achse in Richtung des PM-Flusses zeigt. Diese Achse wird in der Literatur oftmals als direkte Achse (d-Achse) bezeichnet. Die dazu um  $90^\circ$  elektrisch verschobene Achse bzw. die y-Achse dieses KOS wird als Querachse (q-Achse) bezeichnet. In Bezug auf die Herleitung des magnetischen Leitwerts des Rotors haben die PM nahezu den gleichen Leitwert wie Luft. Aufgrund der resultierenden Rotorgeometrie ergibt sich somit, dass der magnetische Leitwert über den Umfang nicht konstant ist. Die Maschine ist magnetisch anisotrop. Die Anisotropie bzw. der magnetische Leitwert weist je nach Rotordesign in Richtung der d-Achse ein Maximum bzw. Minimum und in Richtung der q-Achse ein Minimum bzw. Maximum auf<sup>3</sup>. Der elektrische Winkel, der zwischen der d-Achse des dq0-KOS und der Spulenachse des Stranges a liegt, wird im Folgenden als  $\gamma_{el}$  bezeichnet, wie auch in Bild 2.3 dargestellt ist. Der elektrische Winkel ergibt sich aus der Multiplikation des mechanischen Winkels mit der Polpaarzahl  $p$  ( $\gamma_{el} = \gamma_{mech} \cdot p$ ). Wird nun die Induktivitätsmatrix des abc-KOS in das dq0-KOS

<sup>3</sup>Bei den getroffenen Annahmen wird das Hauptwellenmodell der Maschine zugrunde gelegt und ein symmetrischer Aufbau der Maschine vorausgesetzt.

transformiert, ergibt sich der folgende Ausdruck<sup>4</sup>:

$$\mathbf{L}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc,dq0} \cdot \mathbf{L}_{abc} \cdot \mathbf{T}_{dq0,abc} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{0dq} \end{pmatrix}, \quad (2.10)$$

wobei gilt

$$\mathbf{T}_{abc,dq0} = \mathbf{T}_{abc,xy0}(\gamma_{el}) \quad .$$

Hierbei beschreibt  $L_d$  die Induktivität in Richtung der d-Achse,  $L_q$  die Induktivität in Richtung der q-Achse und  $L_{0dq}$  die Induktivität der Nullkomponente. Die daraus resultierende Spannungsdifferentialgleichung im dq0-KOS ergibt:

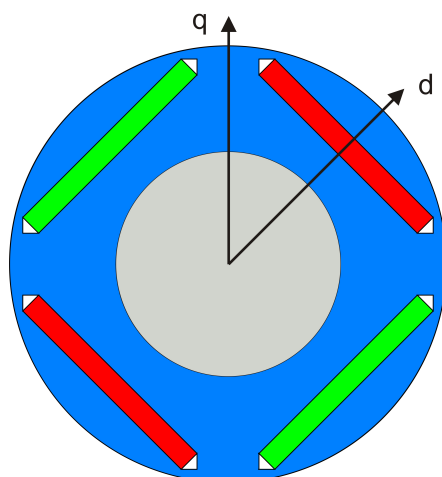
$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} = R \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{0dq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right) \\ + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{0dq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \\ 0 \end{pmatrix} \quad . \quad (2.11)$$

Hierbei wird vorausgesetzt, dass alle Stränge den gleichen Widerstand ( $R$ ) besitzen.  $\Psi_{PM}$  stellt den verketteten Fluss dar, der durch die PM hervorgerufen wird. Der Ausdruck  $\omega_{el} \cdot \Psi_{PM}$  entspricht somit der durch die PM induzierten Spannung, welche auch als elektromotorische Kraft (EMK) bekannt ist. Die Transformation vom ständerfesten abc- bzw.  $\alpha\beta$ 0-KOS in das dq0-KOS wird als Park-Transformation bezeichnet. Anhand von Gleichung 2.11 ist gut zu erkennen, dass mit Hilfe der Park-Transformation eine Vereinfachung des Gleichungssystems erzielt wird. Lediglich die d- und q-Komponenten sind über die Drehmatrix  $\mathbf{J}$  miteinander gekoppelt. Die Nullkomponente hingegen hat keinen Einfluss auf die anderen Komponenten.

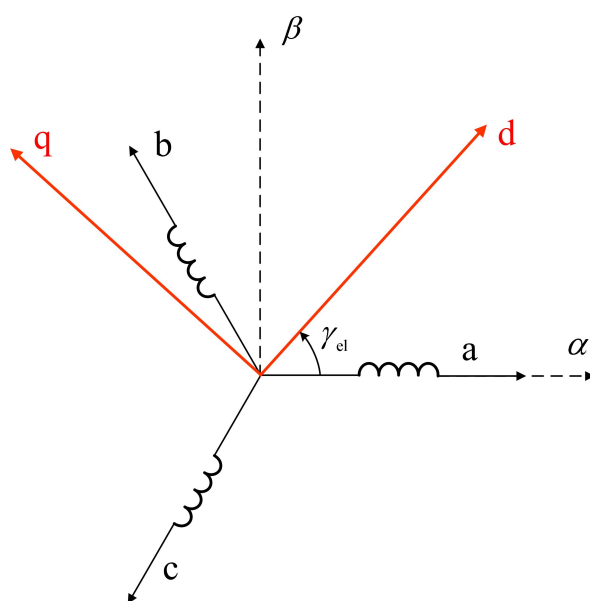
Die bisherigen Herleitungen sind sowohl für die in Bild 2.1 dargestellte Sternschaltung als auch für eine Dreieckschaltung der Maschine gültig, da Stranggrößen betrachtet werden. Es soll jedoch an dieser Stelle explizit zwischen den beiden Schaltungsarten unterschieden werden, was zu einer weiteren Vereinfachung des Gleichungssystems führt. Hinsichtlich der Sternschaltung gilt es zu beachten, dass die Summe aller Strangströme Null ergeben muss (Kirchhoff'sche Regel) und sich somit keine Nullkomponente des

---

<sup>4</sup>Eine detaillierte Herleitung der Induktivitätsmatrix ist in [2] oder [3] zu finden.



**Abbildung 2.2:** Exemplarischer Rotorquerschnitt einer PMSYM



**Abbildung 2.3:** Darstellung des dq0-KOS in Bezug zum  $\alpha\beta$ 0-KOS und abc-KOS

Stromes ausbilden kann:

$$i_0 = \frac{1}{3} \cdot (1 \quad 1 \quad 1) \cdot \begin{pmatrix} i_{a,\text{Stern}} \\ i_{b,\text{Stern}} \\ i_{c,\text{Stern}} \end{pmatrix} = 0 \quad . \quad (2.12)$$

Die Nullkomponente kann somit vernachlässigt werden und es ergibt sich folgendes

Spannungsdifferentialgleichungssystem im dq-KOS:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) \\ + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \end{pmatrix} . \quad (2.13)$$

Diese Vereinfachung ist für die Dreieckschaltung ebenfalls möglich, solange kein Nullstrom vorhanden ist. Die Strangspannung enthält bei Dreieckschaltung keine Nullkomponente, so dass sich ebenfalls kein Nullstrom ausprägt, da keine Kopplung zwischen den  $\alpha\beta$ -Komponenten und der 0-Komponente besteht (vgl. Gleichung 2.11). Liegt kein Nullstrom vor, lassen sich die Strangströme aus den Klemmenströmen berechnen, so dass Gleichung 2.13 auch für die Dreieckschaltung verwendet werden kann.

Dies ist jedoch nur der Fall, solange die Maschine ein symmetrisches Verhalten aufweist. Wie an späterer Stelle noch behandelt wird, kann aufgrund eines asymmetrischen Aufbaus der Maschine oder aufgrund von Sättigungseffekten eine Kopplung zwischen den  $\alpha\beta$ - und der 0-Komponente auftreten. Hinsichtlich der Induktivitätsmatrix kann dies z.B. durch Sättigungseffekte bedingt sein, wie u.a. in [4] beschrieben ist. Infolgedessen würde sich ebenfalls ein Nullstrom ausprägen, welcher auch als Kreisstrom bezeichnet wird. Dieser trägt jedoch nicht zur Bildung des inneren Drehmoments bei ([5]) und verursacht somit zusätzliche Verluste. Vor diesem Hintergrund wird die Maschine bei asymmetrischen Verhalten in der Regel im Stern geschaltet. Hierbei gilt jedoch auch zu beachten, welche Klemmenspannung zur Verfügung steht. Bei geringen Spannungen ist eine Dreieckschaltung notwendig, damit die Maschine bestimmte Anforderungen erfüllen kann (u.a. max. Drehzahl).

Die Vereinfachung nach Gleichung 2.13 ist für die Dreieckschaltung somit nur möglich, wenn die Maschine kein asymmetrisches Verhalten aufweist. Die Betrachtung des elektrischen Verhaltens und insbesondere der geberlosen Regelung bei Berücksichtigung der 0-Komponente ist jedoch weitaus komplexer. Für die folgenden Herleitungen wird daher vorerst die Sternschaltung der Maschine vorausgesetzt, wie es auch für die Veröffentlichungen der Fall ist, die innerhalb dieser Arbeit recherchiert wurden.

Bei Sternschaltung ist die Spannungsdifferentialgleichung nach Gleichung 2.13 auch bei den in [4],[6] oder [7] beschriebenen Sättigungseffekten korrekt. Der Einfluss weiterer Asymmetrien wird an spätere Stelle behandelt. Welche Auswirkungen die Dreieckschaltung auf die geberlose Regelung der PMSYM ausübt, wird in Kapitel 11 wieder aufgegriffen.

Bei Sternschaltung führt die Transformation des Gleichungssystems 2.13 in das  $\alpha\beta$ -KOS zu folgendem Ausdruck:



$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} &= \mathbf{R}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,\alpha\beta 0} \\
&= R \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
&\quad + \left( \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
&\quad + 2 \cdot \omega_{el} \cdot \Delta L \cdot \begin{pmatrix} -\sin(2 \cdot \gamma_{el}) & \cos(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
&\quad + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \gamma_{el} \\ \cos \gamma_{el} \end{pmatrix} ,
\end{aligned} \tag{2.14}$$

wobei gilt:

$$\Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2} \quad , \quad \Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad .$$

Durch einen Vergleich mit der allgemeinen Form der Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS (2.4) lässt sich ableiten, wie die unterschiedlichen Anteile berechnet werden. In Gleichung 2.14 wird der Einfachheit halber die Stromabhängigkeit der Induktivitätsmatrix, welche bei der zeitlichen Ableitung der Induktivitätsmatrix ( $\frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\alpha\beta 0}$ ) berücksichtigt werden müsste, vernachlässigt. Auf den Einfluss der Stromabhängigkeit der Induktivitäten auf die geberlose Regelung wird explizit in Kapitel 5 eingegangen. Weiterhin wird in Abschnitt 2.5 in diesem Kapitel beschrieben, wie die Stromabhängigkeit der Induktivitäten auf einfache Weise dadurch berücksichtigt werden kann, indem die Flussverkettung als Zustandsvariable gewählt wird.

Bei der vereinfachten Spannungsdifferentialgleichung 2.14 fällt auf, dass die Induktivitätsmatrix im ständerfesten KOS einen Anteil besitzt, der von der Rotorlage abhängt. Dieser Anteil wird wiederum mit der Differenz der Induktivitäten in d- und q- Richtung multipliziert, was für die geberlose Regelung von entscheidender Bedeutung ist und im Laufe dieser Arbeit noch detailliert betrachtet wird. An dieser Stelle ist lediglich festzuhalten, dass sich die Achsigkeit bzw. magnetische Anisotropie der Maschine und damit die Abhängigkeit der Stranginduktivitäten von der Rotorlage in der Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS widerspiegelt.

Nachdem bis hier die Herleitung der Spannungsdifferentialgleichungen im  $\alpha\beta$ - bzw. dq-KOS auf rein mathematische Weise erfolgt (mittels Modaltransformation), wird im

Folgendes der Bezug zur sogenannten Raumzeigertheorie hergestellt. Grundüberlegung der Raumzeigertheorie ist es, einen Bezug zwischen der räumlichen Wirkrichtung der Strangspulen und dem Augenblickswert der Stranggrößen herzustellen. Der daraus resultierende Raumzeiger ist wie folgt definiert<sup>5</sup>:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot \left( x_a + e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \cdot x_b + e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}} \cdot x_c \right) \quad . \quad (2.15)$$

$x$  steht hierbei für die entsprechende Zustandsgröße (Strom oder Spannung). Der Realteil des Raumzeigers entspricht hierbei der  $\alpha$ -Komponente und der Imaginärteil der  $\beta$ -Komponente des schon bekannten  $\alpha\beta$ -KOS:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + j \cdot x_\beta \quad . \quad (2.16)$$

Die Transformation des Raumzeigers in das dq-KOS erfolgt durch Multiplikation mit dem entsprechenden Drehoperator:

$$\vec{x}_{dq} = \vec{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j \cdot \gamma_{el}} \quad . \quad (2.17)$$

Für die Transformation vom abc- in das  $\alpha\beta$ -KOS wird die sogenannte amplitudeninvariante Transformationsmatrix verwendet ([8]). Werden harmonische Verläufe der Stranggrößen vorausgesetzt, bewirkt die amplitudeninvariante Transformation, dass die Amplitude des Raumzeigers (Gleichung 2.16) der Amplitude der Stranggrößen entspricht. Dies muss bei der Herleitung des inneren Drehmoments berücksichtigt werden, wie im folgenden Abschnitt noch erläutert wird.

Prinzipiell ist es möglich, das Betriebsverhalten der PMSYM mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung oder mittels Zustandsraumdarstellung in entsprechender Vektorschreibweise (Gleichung 2.13 und 2.14) zu beschreiben. Die Überführung von einer Darstellungsform in die andere erfolgt gemäß der Raumzeigerdefinition in Gleichung 2.16. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird immer diejenige Darstellungsform gewählt, die sich bzgl. der entsprechenden Untersuchung als geeigneter erweist, das Antriebssystem zu beschreiben.

## 2.2 Berechnung des Drehmoments

Als Ausgangspunkt für die Berechnung des Drehmoments kann die Luftspaltleistung der Maschine ( $P_\delta$ ) dienen, die sich wie folgt aus der zugeführten elektrischen Leistung

---

<sup>5</sup>Für eine detaillierte Herleitung der Raumzeigertheorie sei auf [5] verwiesen.

abzüglich der Kupferverluste berechnen lässt.

$$P_\delta = P_{el} - P_{cu} = \vec{u}_{abc}^T \cdot \vec{i}_{abc} - \vec{i}_{abc}^T \cdot \mathbf{R}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} \quad . \quad (2.18)$$

Hierbei weist der hochgestellte Index „T“ auf die Transponierte eines Vektors bzw. einer Matrix hin. Die Luftspaltleistung ergibt sich aus der Differenz von zugeführter elektrischer Leistung und den Kupferverlusten, die im Ständer auftreten ( $P_{el} - P_{cu}$ ). Für die hier angestellte Herleitung des Drehmoments werden somit allein die Kupferverluste und keine Eisenverluste berücksichtigt. Des Weiteren werden Nutrastrmomente vernachlässigt. Die Luftspaltleistung lässt sich wiederum auch mit Hilfe der Flussverkettung ausdrücken, wobei die Spannungsdifferentialgleichung im abc-KOS (2.2) zugrunde liegt:

$$P_\delta = \vec{u}_{abc}^T \cdot \vec{i}_{abc} - \vec{i}_{abc}^T \cdot \mathbf{R}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} = \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,abc}^T(\gamma_{el}, \vec{i}_{abc}) \cdot \vec{i}_{abc} \quad . \quad (2.19)$$

In Gleichung 2.19 ist die Abhängigkeit der resultierenden Ständerflussverkettung vom Strom und von der Rotorlage hervorgehoben. Durch Anwendung der Kettenregel für die zeitliche Ableitung der Flussverkettung ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$\begin{aligned} P_\delta &= \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{res,abc}^T(\gamma_{el}, \vec{i}_{abc}) \cdot \vec{i}_{abc} \\ &= \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{res,abc}}{\partial \vec{i}_{abc}} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} \right)^T \cdot \vec{i}_{abc} + \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{res,abc}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \frac{d}{dt} \gamma \cdot \vec{i}_{abc} \quad . \end{aligned} \quad (2.20)$$

Die Luftspaltleistung enthält zwei Anteile. Der erste Anteil beinhaltet die Ableitung der Flussverkettung nach dem Strom und führt zu einer Änderung der magnetischen Feldenergie der Ständerspulen. Der zweite Anteil beinhaltet die Ableitung der Flussverkettung nach der Rotorlage und führt zu einer Änderung der sogenannten magnetischen Koenergie. Wie z.B. auch in [9] beschrieben, lässt sich durch diesen Anteil der Luftspaltleistung bzw. durch die Änderung der Koenergie das Drehmoment berechnen. Denn die Änderung der magnetischen Koenergie entspricht der mechanischen Leistung ( $P_{mech}$ ):

$$\frac{d}{dt} \gamma \cdot \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{res,abc}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{abc} = \frac{d}{dt} \gamma \cdot m_i = P_{mech} \quad . \quad (2.21)$$

Daraus resultiert für das innere Drehmoment ( $m_i$ ):

$$\left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{res,abc}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{abc} = m_i \quad . \quad (2.22)$$

Für die bisherige Herleitung des Drehmoments wurden die Größen im abc-KOS beschrieben. Die Berechnung des Drehmoments kann jedoch mit Hilfe der entsprechenden Transformationsmatrizen auch im  $\alpha\beta$ - oder dq-KOS durchgeführt werden, was im Folgenden für das ständerfeste KOS aufgeführt ist:

$$\begin{aligned}
m_i &= \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res,abc}}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{\text{abc}} \\
&= \left( \frac{\partial}{\partial \gamma} \left( \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res,abc}} \right) \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\text{abc}} \\
&= \left( \frac{\partial}{\partial \gamma} \left( \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} \right) \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \left( \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot (\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1})^T \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \frac{3}{2} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \tag{2.23}
\end{aligned}$$

wobei gilt:

$$\mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^{-1} = \frac{3}{2} \cdot \mathbf{T}_{\text{abc},\alpha\beta 0}^T \quad .$$

Der Faktor  $\frac{3}{2}$  in Gleichung 2.23 ergibt sich daraus, dass in dieser Arbeit die amplitudeninvariante Transformationsmatrix verwendet wird anstatt der leistungsinvarianten. Für die Berechnung des Drehmoments mit Hilfe der dq0-Komponenten ist analog zu Gleichung 2.23 vorzugehen, wobei die Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0,\text{dq0}}$  zu verwenden

ist. Hierbei gilt zu beachten, dass diese eine Abhängigkeit von der Rotorlage aufweist.

$$\begin{aligned}
m_i &= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{\partial}{\partial \gamma} \left( \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta 0} \right) \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{\partial}{\partial \gamma} \left( \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0} \right) \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{\partial \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1}}{\partial \gamma} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( p \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0} \cdot \mathbf{J} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( p \cdot \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0}^T \cdot \mathbf{J}^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^T \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} + \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} \right) \\
&= \frac{3}{2} \cdot \left( p \cdot \left( \mathbf{J} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0} \right)^T \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} + \left( \frac{\partial \vec{\Psi}_{\text{res}, \text{dq}0}}{\partial \gamma} \right)^T \cdot \vec{i}_{\text{dq}0} \right) , \tag{2.24}
\end{aligned}$$

wobei gilt:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0, \text{dq}0}^T \quad .$$

Wird allein das Grundwellenmodell der Maschine betrachtet, ergibt sich daraus der aus der Standardliteratur bekannte Ausdruck für das innere Drehmoment unter Verwendung der dq-Komponenten:

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{\text{PM}} \cdot i_q + (L_{\text{d,H}} - L_{\text{q,H}}) \cdot i_d \cdot i_q) = m_{\text{sym}} + m_{\text{rel}} \quad . \tag{2.25}$$

In Gleichung 2.25 beschreibt  $m_{\text{sym}}$  das sogenannte symmetrische Moment und  $m_{\text{rel}}$  das Reluktanzmoment. Der Index „H“ weist auf die Hauptfeldinduktivität hin. Anhand der Beschreibung des Drehmoments mit Hilfe der dq-Komponenten sind die Vorteile der Park-Transformation bzgl. der Drehmomentregelung gut zu erkennen. Wird der d-Strom auf einen konstanten Wert gehalten, so lässt sich das Drehmoment allein über die q-Komponente des Stromes linear regeln. Diese feldorientierte Regelung (FOR) in dq-Koordinaten stellt folglich auch die am weitest verbreitete Art der Regelung von umrichter gespeisten PMSYM dar.

Werden aufbauend auf dem hergeleiteten Hauptwellenmodell der PMSYM zusätzlich Sättigungseffekte berücksichtigt, ist es sinnvoll, die Sättigungseffekte in Abhängigkeit

vom d- bzw. q-Strom zu betrachten.

Die in Gleichung 2.23 und 2.24 aufgeführten Berechnungsvorschriften für das Drehmoment gelten auch unter Berücksichtigung von Oberwelleneffekten oder bei einem asymmetrischen Aufbau der Maschine. Die Auswirkung dieser Effekte auf die Spannungsdifferentialgleichung bzw. Flussverkettung werden in den folgenden Abschnitten erläutert.

Alternativ zur analytischen Berechnung nach Gleichung 2.23 bzw. 2.24 kann das Drehmoment auch auf numerischem Wege ermittelt werden. Gerade im Hinblick auf die Simulation der Maschine kann dies von Vorteil sein, wenn z.B. die Flussverkettung nur mit Hilfe von FEM-Berechnungen ermittelt wird und deren Abhängigkeit vom Strom und von der Rotorlage nicht in analytischer Form vorliegt. Wie auch in [9] beschrieben, ergibt sich die Berechnung des Drehmoments dann wie folgt:

$$m_i = \left( \frac{\vec{\Psi}_{\text{res,abc}}(\gamma_k + \sigma) - \vec{\Psi}_{\text{res,abc}}(\gamma_k - \sigma)}{2 \cdot \sigma} \Bigg|_{\vec{i}_{\text{abc,k}} = \text{const}} \right)^T \cdot \vec{i}_{\text{abc,k}} \quad ; \quad (2.26)$$

wobei gilt:

$$\vec{i}_{\text{abc,k}} = \text{const} \quad \text{und} \quad \sigma \ll 1 \quad .$$

In Gleichung 2.26 wird die Änderung der Flussverkettung im Arbeitspunkt der Maschine bzw. zum Zeitpunkt  $k$  durch die virtuelle Verschiebung der Rotorlage um den sehr kleinen Winkel  $\sigma$  berechnet. Während der Berechnung des Drehmoments zum Zeitpunkt  $k$  wird der Strom konstant gehalten.

## 2.3 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Oberwellenfeldern und Sättigungseffekten

Das bis jetzt hergeleitete Modell der PMSYM vernachlässigt das Auftreten von Oberwellenfeldern der Induktion und Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials. In diesem Abschnitt soll daher veranschaulicht werden, wie das vereinfachte Modell erweitert werden kann, wobei weiterhin ausschließlich die Sternschaltung der Maschine berücksichtigt wird.

### 2.3.1 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Oberschwingungen der Flussverkettung

Die in dieser Arbeit durchgeführte Modellierung der PMSYM basiert auf dem elektrischen ESB und somit dem Klemmenverhalten der Maschine. Werden in diesem Zusammenhang Oberwellen der Induktion betrachtet, muss zu Anfang der Zusammenhang zwischen Oberwellen und Klemmengrößen der Maschine genauer betrachtet werden. Vorab gilt es daher die Begriffe der Welle und Schwingung bzw. Oberwelle und Oberschwingung klar voneinander zu unterscheiden. Hierzu wird die in [10] verwendete Definition zitiert:

- „Unter einer Oberschwingung versteht man eine Harmonische der periodischen Abhängigkeit einer Größe von der Zeit.
- Unter einer Oberwelle versteht man eine Harmonische der periodischen Abhängigkeit einer Größe von einer Ortskoordinate.
- Als Oberwellenfelder oder kurz Oberfelder bezeichnet man die Oberwellen der Luftspaltinduktion.“

In Bezug auf die Klemmengrößen der Maschine bedeutet dies, dass sich Oberwellen in Form von Oberschwingungen in Strom und Spannung äußern. Im Umkehrschluss gilt weiterhin, dass nur die Oberwelleneffekte berücksichtigt werden können, die sich in Form von Höherharmonischen in Strom und Spannung ausprägen. Hierbei findet die Kopplung von elektrischem ESB bzw. Klemmengrößen und Oberfeldern über die Flussverkettung und somit auch die Induktivitätsmatrix statt. Für eine grundlegende Analyse der hier betrachteten Oberfeldeffekte sei auf [7] oder [11] verwiesen. Es sei diesbezüglich daran erinnert, dass im Rahmen dieser Arbeit der geberlose Betrieb untersucht wird, so dass die Abhängigkeit der Klemmengrößen von der Rotorlage entscheidend ist. Es gilt daher zu bestimmen, welche Oberschwingungen die Flussverkettung aufgrund von Oberfeldern aufweist bzw. ob die Flussverkettung von unterschiedlichen Vielfachen der Rotorlage abhängt. Daraus ergibt sich die folgende Modellierung der Flussverkettung, wie sie z.B. in [6], [7], [12] oder [13] zu finden ist:

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) = \sum_{\mathbf{h}} \vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta,\mathbf{h}}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) \quad . \quad (2.27)$$

Wie in Gleichung 2.27 dargestellt, wird die resultierende Flussverkettung als Fourierreihe in Abhängigkeit vom elektrischen Rotorlagewinkel dargestellt. Zu diesem Zweck

wird die resultierende Flussverkettung wiederum aufgeteilt (vgl. Gleichung 2.2).

$$\begin{aligned}\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta} &= \sum_{\text{h}} \vec{\Psi}_{\text{L},\alpha\beta,\text{h}}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) + \sum_{\text{h}} \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta,\text{h}}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ &= \sum_{\text{h}} \mathbf{L}_{\alpha\beta,\text{h}}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \sum_{\text{h}} \vec{\Psi}_{\text{r},\alpha\beta,\text{h}}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}})\end{aligned}\quad (2.28)$$

Zuerst soll  $\vec{\Psi}_{\text{L},\alpha\beta}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}})$  untersucht werden. Wie in Gleichung 2.28 zu erkennen ist, hängt dieser Anteil von der Induktivitätsmatrix ab. Das bisherige Grundwellenmodell sieht allein die Berücksichtigung der Ordnung 2 ( $\text{h}=2$ ) vor. Die Abhängigkeit der Stranginduktivitäten von der Rotorlage ist durch die Abhängigkeit des magnetischen Leitwerts von der Rotorlage begründet. Treten somit weitere Oberwellen bzw. Schwankungen des magnetischen Leitwerts auf, führen diese bei entsprechender Ausführung der Ständerwicklung zu weiteren harmonischen Anteilen der Flussverkettung nach Gleichung 2.28, deren Ordnung sich von 2 unterscheidet. In Bild 2.4 ist der prinzipiellen Verlauf des magnetischen Leitwerts dargestellt, wenn die Welle 2. Ordnung von einer Oberwelle 6. Ordnung überlagert ist. Der Mittelwert des magnetischen Leitwerts wird durch die Ordnung  $\text{h} = 0$  beschrieben. Der resultierende Verlauf ist gestrichelt dargestellt. Bezüglich der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung wird vom Einfluss von Mehrfachanisotropien bzw. Mehrfachanisotropie-Effekt gesprochen, wenn die Induktivitätsmatrix (2.28) zusätzlich zur 2. Ordnung weitere harmonische Anteile besitzt.

Einerseits können die Leitertschwankungen allein durch das Maschinendesign bzw. die Rotorgeometrie hervorgerufen werden, andererseits können sie in Verbindung mit dem Maschinendesign aufgrund von Sättigungseffekten entstehen. Ein Beispiel hierfür ist die schon zuvor erwähnte Sättigung der Statorzähne durch die Induktion der PM ([4]). Unabhängig davon, wodurch die Anisotropien hervorgerufen werden, hat die resultierende Induktivitätsmatrix im  $\alpha\beta$ -KOS die folgende Form ([6])<sup>6</sup>:

$$\begin{aligned}\mathbf{L}_{\alpha\beta}(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) &= \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &+ \sum_{\text{h}} \Delta L_{\text{h}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},\text{h}}) & \sin(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},\text{h}}) \\ \sin(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},\text{h}}) & -\cos(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{L},\text{h}}) \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (2.29)$$

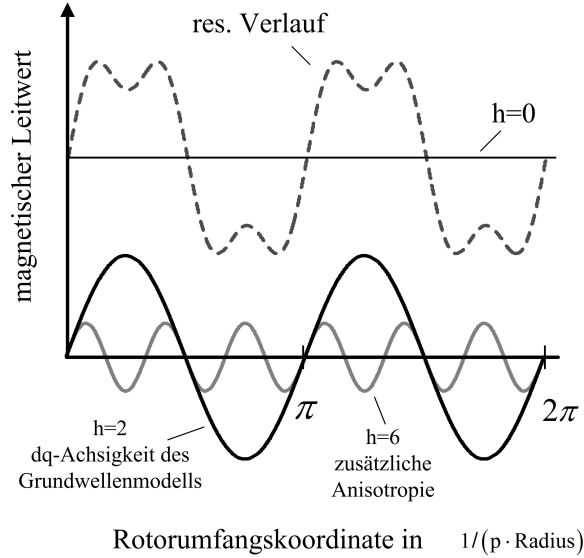
wobei gilt:

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

<sup>6</sup>Zur besseren Übersicht wird eine mögliche Abhängigkeit der Induktivität vom Strom nicht dargestellt.



Hierbei beschreibt  $\Sigma L$  den resultierenden Mittelwert der Induktivitätsmatrix,  $\Delta L_h$  die Amplitude der Oberharmonischen (der Ordnung  $h$ ) und  $\varphi_{L,h}$  die entsprechende Phasenlage.



**Abbildung 2.4:** Prinzipieller Verlauf des magnetischen Leitwerts unter Berücksichtigung von Oberwellen

Als nächstes wird der Anteil der resultierenden Flussverkettung betrachtet, der allein vom Rotor bzw. durch die PM erzeugt wird. Auch hierbei wird die Fourierreihenentwicklung zu Hilfe genommen. Es liegt die Annahme zugrunde, dass die Luftspaltinduktion der PM Oberwellen enthält und somit keinen rein sinusförmigen Verlauf über den Umfang besitzt. Die daraus resultierende Form für die Flussverkettung ergibt in Raumzeigerschreibweise:

$$\vec{\Psi}_{r,\alpha\beta}(h \cdot \gamma_{el}) = \sum_h \Psi_{PM,h} \cdot e^{j \cdot (h \cdot \gamma_{el} + \varphi_{PM,h})} \quad , \quad (2.30)$$

wobei  $\Psi_{PM,h}$  die Amplitude und  $\varphi_{PM,h}$  die Phasenlage der entsprechenden Harmonischen beschreibt. Mit Hilfe von Gleichung 2.29 und 2.30 ist es möglich, das Auftreten von Höherharmonischen der Flussverkettung in Abhängigkeit von der Rotorlage zu beschreiben.

Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, dass aufgrund von Sättigungseffekten auch immer eine Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix ( $\mathbf{L}_{\alpha\beta}(h \cdot \gamma_{el})$ ) und der rotorseitigen Flussverkettung  $\vec{\Psi}_r(h \cdot \gamma_{el})$  vom Strom besteht, unabhängig davon, welche Harmonische betrachtet wird. Zugunsten einer übersichtlicheren Darstellung der Gleichungssysteme wird diese Abhängigkeit jedoch nicht explizit dargestellt. Dieses Vorgehen wird auch im weiteren Verlauf der Arbeit beibehalten. Falls nicht anders

erwähnt, gilt somit grundsätzlich:

$$\begin{aligned}\mathbf{L}_{xy} &= f(i_d, i_q) \\ \vec{\Psi}_{r,xy} &= f(i_d, i_q)\end{aligned}$$

### 2.3.2 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung der Gegeninduktivität im dq-KOS

Ein weiterer, wichtiger Effekt, der u.a. auf der Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials beruht, ist die Ausprägung einer Gegeninduktivität im dq-KOS. In Bezug auf die geberlose Regelung ist dieser Effekt auch als „Cross-Coupling-Effect“ oder „Cross-Saturation-Effect“ bekannt (u.a. [14], [15], [16]). Unter Berücksichtigung der Gegeninduktivität ergibt die Induktivitätsmatrix den folgenden Ausdruck im dq-KOS:

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{pmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{pmatrix} . \quad (2.31)$$

Die Induktivitätsmatrix im  $\alpha\beta$ -KOS ist dann wie folgt definiert:

$$\begin{aligned}\mathbf{L}_{\alpha\beta} &= \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &+ \Delta L \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} + L_{dq} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(2 \cdot \gamma_{el}) & \cos(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} \\ &= \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &+ \sqrt{\Delta L^2 + L_{dq}^2} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) \end{pmatrix} , \quad (2.32)\end{aligned}$$

wobei gilt:

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

In Gleichung 2.32 wird nur die Hauptwelle der Induktion und somit keine Mehrfachanisotropien berücksichtigt. Es wird verdeutlicht, dass die Gegeninduktivität die Amplitude und Phase des rotorlageabhängigen Anteils der Induktivitätsmatrix im  $\alpha\beta$ -KOS beeinflusst. Mit anderen Worten trägt die Gegeninduktivität dazu bei, dass sich die Achse der Anisotropie aus der d-Achse (der PM-Flussverkettung) herausbewegt. Dies ist ein entscheidender Aspekt hinsichtlich der geberlosen Regelung, wie in Kapitel 5

noch erläutert wird. Eine detailliertere Beschreibung zur Ausprägung der Gegeninduktivität ist u.a. in [17] zu finden.

Darüber hinaus wird in Kapitel 7 weiterführend behandelt, wie bei der Modellierung der Induktivitätsmatrix vorzugehen ist, wenn deren Abhängigkeit vom Strom in analytischer Form berücksichtigt wird.

## 2.4 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Asymmetrien

In diesem Abschnitt wird die Auswirkung eines asymmetrischen Aufbaus der Maschinen betrachtet. Hierbei gilt es vorab die Begrifflichkeit zu klären, wobei der hier verwendete Begriff der Asymmetrie nicht zu verwechseln ist mit der Achsigkeit des Rotors bzw. der Anisotropie, wodurch sich unterschiedliche  $L_d$  und  $L_q$  ausprägen. Der in dieser Arbeit verwendete Begriff der Asymmetrie wird nicht auf klassische Weise hergeleitet, wie es innerhalb der Theorie der symmetrischen Komponenten (z.B. [5] oder [18]) der Fall ist. Er lässt sich am besten anhand der bis jetzt hergeleiteten Spannungsdifferentialgleichung im  $\alpha\beta$ -KOS beschreiben:

Alle Anteile werden im folgenden Verlauf dieser Arbeit als symmetrisch bezeichnet, die dazu beitragen, dass die Spannungsdifferentialgleichung die gewohnte Form

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\text{sym},\alpha\beta} = & R \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \left( \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \\ & + \frac{d}{dt} \left( \sum_h \Delta L_h \cdot \begin{pmatrix} \cos(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{L,h}) & \sin(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{L,h}) \\ \sin(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{L,h}) & -\cos(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{L,h}) \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \\ & + \frac{d}{dt} \left( \sum_h \Psi_{r,h} \cdot \begin{pmatrix} \cos(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{r,h}) \\ \sin(h \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{r,h}) \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

besitzt.

Alle Anteile der Spannungsdifferentialgleichung, die dazu beitragen, dass die Spannungsdifferentialgleichung von dieser Form abweicht, werden als asymmetrisch bezeichnet. Somit ergibt sich für die resultierende Spannungsdifferentialgleichung unter Berücksichtigung von Asymmetrien der folgende Ausdruck:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\text{res},\alpha\beta} = & \vec{u}_{\text{sym},\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\text{asy}} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \left( (\mathbf{L}_{\text{asy}} + \mathbf{L}_{\text{asy},\gamma_{\text{el}}}(\gamma_{\text{el}})) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) + \vec{\Psi}_{r,\text{asy}} \\ = & \vec{u}_{\text{sym},\alpha\beta} + \vec{u}_{\text{asy},\alpha\beta} \quad , \end{aligned} \quad (2.34)$$

wobei  $\vec{u}_{\text{sym},\alpha\beta}$  durch Gleichung 2.33 definiert ist. Zum besseren Verständnis soll im Folgenden der Fall betrachtet werden, dass die Streuinduktivität des Strangs a ( $L_{\sigma,a}$ )

um den Faktor 1,5 größer ist als die Streuinduktivität der anderen Stränge<sup>7</sup>, wodurch sich für die resultierende Induktivitätsmatrix im abc-KOS folgender Ausdruck ergibt:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{abc} &= \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} + L_{\sigma,a} \begin{pmatrix} (1,5-1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{L}_{\text{sym},abc} + \mathbf{L}_{\text{asy},abc} \quad , \end{aligned} \quad (2.35)$$

wobei gilt:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad , \quad L_{ab} = L_{ba} \quad , \quad L_{ac} = L_{ca} \quad , \quad L_{bc} = L_{cb} \quad .$$

Im rechten Teil der Matrix wird durch die Differenz  $1,5 - 1$  verdeutlicht, wie sich der asymmetrische Teil der Streuinduktivität berechnen lässt. Die daraus resultierende Induktivitätsmatrix im  $\alpha\beta$ -KOS lässt sich mit Hilfe der entsprechenden Transformationsvorschrift (Gleichung 2.5) wie folgt berechnen<sup>8</sup>:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\alpha\beta} &= \left( \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} \right) + \frac{1}{3} \cdot L_{\sigma,a} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{L}_{\text{sym},\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\text{asy},\alpha\beta} \quad . \end{aligned} \quad (2.36)$$

## 2.5 Modellierung der PMSYM mit der Flussverkettung als Zustandsvariable

Liegt das vereinfachte Hauptwellenmodell der PMSYM zugrunde, das die in den vorangehenden Abschnitten behandelten Effekte vernachlässigt, bildet die Spannungsdifferentialgleichung im dq-KOS (2.13) die Basis für eine analytische Betrachtung der Maschine und deren Regelung. Das daraus resultierende BSB ist in Bild 2.5 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass für das BSB der Strom als Zustandsvektor verwendet wird, wie es in der Literatur (z.B. [1]) auch oftmals üblich ist. Die dazugehörige Zustandsraumdarstellung ist wie folgt definiert<sup>9</sup>:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{dq} = \mathbf{L}_{dq}^{-1} \cdot \left( (-\mathbf{R} - \omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{L}_{dq}) \cdot \vec{i}_{dq} + \vec{u}_{dq} - \omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \vec{\Psi}_{PM,dq} \right) \quad . \quad (2.37)$$

<sup>7</sup>Die Ursache für diese Asymmetrie kann z.B. durch eine fertigungsbedingt unterschiedliche Ausführung der Wickelköpfe je Strang der Maschine begründet sein.

<sup>8</sup>Hierbei werden Mehrfachanisotropien und die Gegeninduktivität  $L_{dq}$  nicht berücksichtigt.

<sup>9</sup>Hierbei wird vorausgesetzt, dass die Inverse der Induktivitätsmatrix existiert.

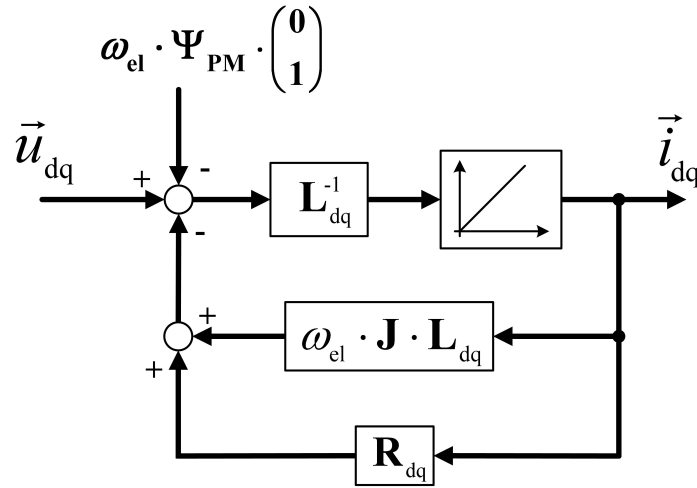


Abbildung 2.5: BSB mit Strom als Zustandsvariable

Dieses Vorgehen erweist sich jedoch als ungeeignet, wenn die zahlreich getroffenen Vereinfachungen nicht mehr zulässig sind, was anhand von Sättigungseffekt und Mehrfachanisotropien verdeutlicht wird. Bei Berücksichtigung dieser Effekte verändert sich die Ausgangsgleichung zu<sup>10</sup>:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{dq} &= \left( \mathbf{R} + \omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{L}_{dq} \left( \vec{i}_{dq}, \gamma_{el} \right) \right) \cdot \vec{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \left( \mathbf{L}_{dq} \left( \vec{i}_{dq}, \gamma_{el} \right) \cdot \vec{i}_{dq} + \dots \right) \\
 &= \dots + \omega_{el} \cdot \frac{\partial}{\partial \gamma_{el}} \mathbf{L}_{dq} \left( \vec{i}_{dq}, \gamma_{el} \right) \cdot \vec{i}_{dq} \\
 &\quad + \frac{\partial}{\partial \vec{i}_{dq}} \mathbf{L}_{dq} \left( \vec{i}_{dq}, \gamma_{el} \right) \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq} \cdot \vec{i}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \left( \vec{i}_{dq}, \gamma_{el} \right) \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq} \quad . \quad (2.38)
 \end{aligned}$$

In Gleichung 2.38 steht „...“ für die übrigen Teile der Spannungsdifferentialgleichung. Es ist ersichtlich, dass dadurch ein nichtlineares partielles Differentialgleichungssystem entsteht, das nicht ohne weiteres gelöst werden kann bzw. dessen Struktur wesentlich komplexer ist, als in Bild 2.5 dargestellt.

Eine Vorgehensweise, wie die PMSYM trotz der erwähnten Effekte in Zustandsraumdarstellung auf weniger komplexe Weise beschrieben werden kann, ist, die Flussverketzung als Zustandsvariable zu wählen. Dadurch ergibt sich die Ausgangsgleichung des Differentialgleichungssystems wie folgt:

$$\vec{u}_{dq} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{L}_{dq}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{L,dq} + \omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \left( \vec{\Psi}_{L,dq} + \vec{\Psi}_{r,dq} \right) + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Psi}_{L,dq} + \vec{\Psi}_{r,dq} \right) \quad . \quad (2.39)$$

<sup>10</sup>An dieser Stelle ist die Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix von der Rotorposition und dem Strom explizit dargestellt.

Für das  $\alpha\beta$ -KOS resultiert daraus die folgende Gleichung:

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{L,\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Psi}_{L,\alpha\beta} + \vec{\Psi}_{r,\alpha\beta} \right) \quad . \quad (2.40)$$

Die Bilder 2.6 und 2.7 stellen die entsprechenden BSB der Spannungsdifferentialgleichungen aus Gleichung 2.39 und 2.40 dar. Hierbei gilt es zu beachten, dass der Anfangswert der resultierenden Flussverkettung (zum Zeitpunkt  $t = 0$ ) berücksichtigt werden muss. Sind die Strangströme zu Anfang Null, ergibt sich der Anfangswert der Flussverkettung aus dem Anfangswert der Flussverkettung der PM und somit der Rotorlage:

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\alpha\beta}(t = 0) = \vec{\Psi}_{\text{PM},\alpha\beta}(\gamma_{\text{el}}(t = 0)) \quad (2.41)$$

Es ist zu erkennen, dass der wesentliche Unterschied zu dem BSB aus Bild 2.5 darin besteht, dass die Multiplikation mit der Inversen der Induktivitätsmatrix erst nach der zeitlichen Integration erfolgt. Es handelt sich somit um eine äußerst geringe Änderung der Struktur, deren Auswirkungen jedoch erheblich sind. Diese Vorgehensweise kann damit verglichen werden, dass ein nichtlineares System in die „Nichtlineare Beobachter Normalform“ (NBNF) transformiert wird, wie es aus der Regelungstheorie nichtlinearer Systeme bekannt ist ([19]). In der Literatur sind ähnliche Ansätze zu finden (z.B. [20]), wobei der Einfluss von Oberwellen oder Asymmetrien in der Regel nicht behandelt wird.

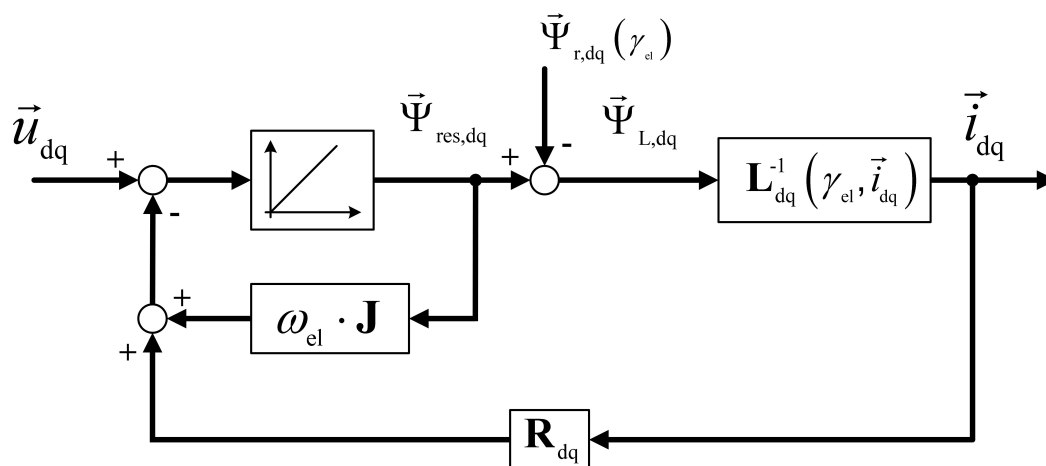
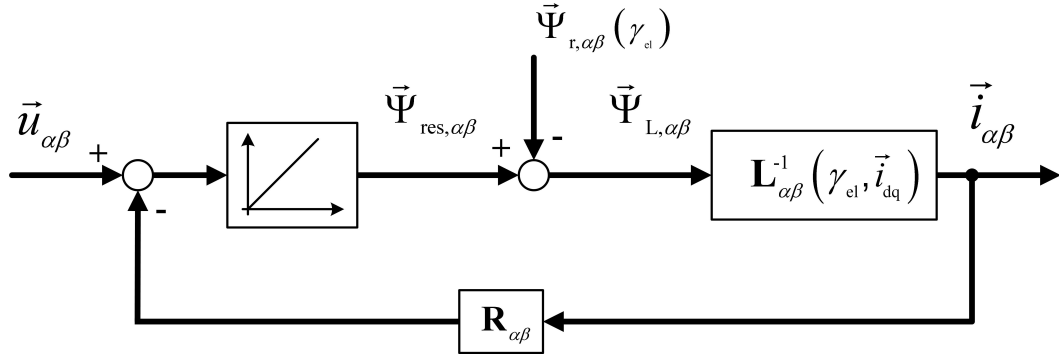


Abbildung 2.6: BSB für das dq-KOS mit Flussverkettung als Zustandsvariable

Abbildung 2.7: BSB für das  $\alpha\beta$ -KOS mit Flussverknüpfung als Zustandsvariable

## 2.6 Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Wirbelströmen in den PM

Zum Abschluss dieses Kapitels wird auf die Modellierung der PMSYM unter Berücksichtigung von Wirbelströmen in den PM eingegangen. Dazu wird das Modell der PMSYM um die Spannungsdifferentialgleichung des Rotors erweitert. Hierbei wird das Superpositionsprinzip angewendet, so dass sich die Maschine wie eine Kombination aus Induktionsmaschine mit Käfigläufer (IM) und PMSYM verhält<sup>11</sup>. Für den Teil der IM wird das vereinfachte Hauptwellenmodell vorausgesetzt, wie es auch für IM in der gängigen Literatur (z.B. [1] oder [21]) bekannt ist. Die Spannungsdifferentialgleichung des Rotors ergibt somit:

$$\vec{u}_{\text{rot}} = 0 = \frac{R'_{\text{rot}}}{L'_{\text{rot}}} \cdot \vec{\Psi}_{\text{rot,L}} + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Psi}_{\text{rot,L}} + \vec{\Psi}_{\text{H,st}} \right) \quad (2.42)$$

wobei gilt:

$$\vec{\Psi}_{\text{rot,L}} = L'_{\text{rot}} \cdot \vec{i}'_{\text{rot}} \quad \text{und} \quad \vec{\Psi}_{\text{H,st}} = L_{\text{H}} \cdot \vec{i}'_{\text{st}} \quad .$$

Die Gleichung gilt für ein rotorfestes KOS. Die Indizes „st“ und „rot“ stehen für ständer- bzw. rotorseitige Größen. Außerdem werden auf den Ständer bezogenen Größen verwendet, wie auch in [21] erläutert. Entgegen der Nomenklatur werden in diesem Abschnitt die bezogene Größen durch den hochgestellte Index „'“ beschrieben.  $L_{\text{H}}$  beschreibt die Hauptinduktivität. In Gleichung 2.42 wird von einer symmetrischen, magnetisch isotropen Maschine ausgegangen, weshalb die ESB-Elemente skalare Größen darstellen.

In Bezug auf die PMSYM wird als nächstes die Annahme getroffen, dass sich nur in den PM Wirbelströme ausprägen können. Es resultiert somit das elektrische ESB

<sup>11</sup>Hierbei wird zunächst vorausgesetzt, dass der Rotor sowohl in Richtung der d- als auch der q-Achse leitfähige Gebiete besitzt.

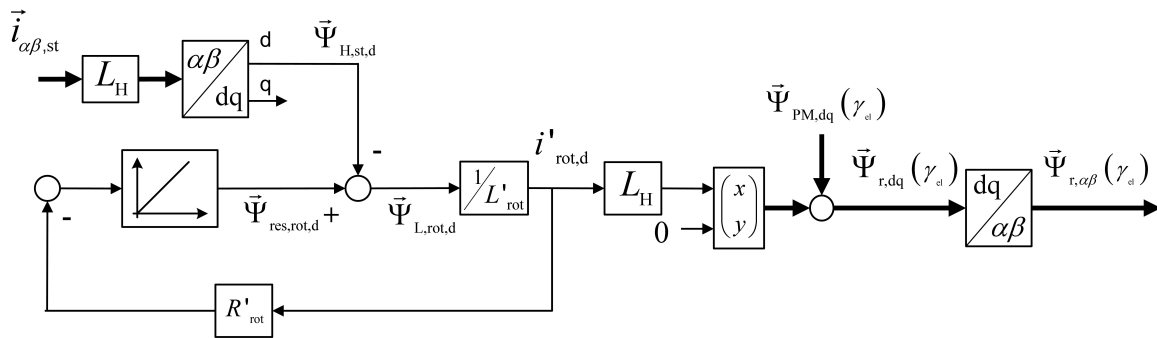
einer fremderregten Synchronmaschine, dessen Erregerwicklung kurzgeschlossen ist. Bezogen auf Gleichung 2.42 bedeutet dies, dass nur die d-Komponente berücksichtigt wird. Die Kopplung zum Ständer findet über die Hauptinduktivität statt, was in der Spannungsdifferentialgleichung des Ständers durch die im Ständer wirkende, rotorseitige Flussverkettung  $\vec{\Psi}_{r,\alpha\beta}$  berücksichtigt wird:

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \vec{\Psi}_{L,\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Psi}_{L,\alpha\beta} + \vec{\Psi}_{r,\alpha\beta} \right) \quad , \quad (2.43)$$

wobei gilt:

$$\vec{\Psi}_{r,\alpha\beta} = \vec{\Psi}_{PM} + L_H \cdot \vec{i}'_{rot,\alpha\beta} \quad .$$

Das resultierende BSB, woraus sich die rotorseitige Flussverkettung unter Berücksichtigung von Wirbelströmen ergibt, ist in Bild 2.8 dargestellt.



**Abbildung 2.8:** BSB der rotorseitigen Flussverkettung unter Berücksichtigung von Wirbelströmen

Sollen auch die Wirbelströme in Richtung der q-Achse modelliert werden<sup>12</sup>, so ist bei der Spannungsdifferentialgleichung des Rotors ebenfalls die q-Komponente zu berücksichtigen. Entgegen Gleichung 2.42 ist allerdings zu beachten, dass die d- und q-Komponenten der ständerbezogenen Widerstands- bzw. Induktivitätsmatrix des Rotors unterschiedlich sind.

Abschließend sei in Bezug auf die Eisenverluste der Maschine erwähnt, dass sogenannte Hystereseverluste bzw. Ummagnetisierungsverluste aufgrund ihrer Komplexität nicht behandelt werden. Eine Beschreibung dieser Verluste ist u.a. in [22] zu finden.

Die Untersuchung der geberlosen Regelung im weiteren Verlauf dieser Arbeit basiert auf dem in diesem Kapitel aufgeführten Modell der PMSYM und den darin enthaltenen, modellierten Effekten.

<sup>12</sup>Diese Wirbelströme treten überwiegend im Blechpaket der Maschine auf.



## 2.7 Zusammenfassung des Kapitels

Aus der Literatur ist bekannt, dass die folgenden Effekte die geberlose Regelung von PMSYM entscheidend beeinflussen können:

- Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials der PMSYM (Sättigungseffekte)
- Oberwellen des magnetischen Leitwerts (Mehrfachanisotropie-Effekt)
- asymmetrischer Aufbau der Maschine
- Auftreten von Wirbelströmen in den PM.

In diesem Kapitel wird eine Modellierung der PMSYM vorgenommen, welche diese Effekte berücksichtigt und wodurch deren Einfluss auf die Klemmengrößen veranschaulicht wird. Das erweiterte Modell dient somit als Grundlage für die Analyse der Verfahren zur geberlosen Regelung in den folgenden Kapiteln. Weiterhin bildet das Modell die Grundlage für (numerische) Simulationen, bei denen ebenfalls das transiente Verhalten der Maschine berücksichtigt wird. Die Beschreibung des erweiterten Modells erfolgt relativ detailliert, weil in der Standardliteratur (z.B. [1] oder [21]) die behandelten Effekte in der Regel vernachlässigt bzw. nur teilweise behandelt werden und somit das resultierende Modell der PMSYM (Bild 2.6 bis 2.8) nicht als allgemein bekannt vorausgesetzt werden kann.

Das erweiterte Modell dient im Wesentlichen nicht dem Zweck, für quasistationäre Betriebspunkte die Klemmengrößen in Abhängigkeit von den Systemparametern vorauszuberechnen, wie es z.B. aus der Theorie der symmetrischen Komponenten ([5]) bekannt ist. Die möglichst exakte Modellierung der PMSYM ist stattdessen aus regelungstechnischer Sichtweise zu betrachten. Liegt nämlich das Modell eines Systems vor, so ist auch der Einsatz eines Zustandsbeobachters möglich, um die Systemzustände zu schätzen<sup>13</sup>. Bezogen auf die PMSYM bedeutet dies, dass die Rotorlage ebenfalls über einen Zustandsbeobachter geschätzt werden kann, wenn das Modell der PMSYM vorliegt. Je genauer die Modellierung der PMSYM dabei erfolgt, desto weniger haben die „störenden“ Effekte (Sättigungseffekte, etc.) einen Einfluss auf die Rotorlageschätzung. Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren zur geberlosen Regelung der PMSYM basiert ebenfalls auf dem Beobachteransatz, was in Kapitel 6 noch ausführlich behandelt wird. Die möglichst genaue Modellierung des Antriebssystems ist daher von entscheidender Bedeutung.

---

<sup>13</sup>Hierbei wird die Beobachtbarkeit des Systems nach [23] vorausgesetzt.

## 3 Modellierung der Leistungselektronik

Nachdem im vorangehenden Kapitel die Modellierung der PMSYM behandelt wurde, hat dieses Kapitel die Modellierung der Leistungselektronik zum Inhalt. Wie auch in Bild 1.1 (Kapitel 1) dargestellt, wird innerhalb dieser Arbeit ein spannungsgespeister Wechselrichter vorausgesetzt. Bei diesem handelt es sich um einen Zweipunkt-Wechselrichter, der mit Hilfe einer Pulsdauermodulation (PWM) angesteuert wird. Die Struktur des dreiphasigen Wechselrichters ist in Bild 3.1 dargestellt. Als schaltende Bauelemente werden sowohl IGBTs<sup>1</sup> als auch MOSFETs<sup>2</sup> betrachtet (wobei in Bild 3.1 nur IGBTs dargestellt sind). In Bezug auf das Betriebsverhalten des Antriebssystems muss berücksichtigt werden, dass die vom Pulswechselrichter erzeugte Strangspannung<sup>3</sup> aufgrund mehrerer Effekte nicht dem geforderten Sollwert entspricht, was sich wiederum störend auf die geberlose Regelung der PMSYM auswirkt. Wie auch in der Literatur ausgewiesen (u.a. [24], [25], [26]), sind bezüglich der geberlosen Regelung die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters von besonderer Bedeutung. Die Ursache dieser nichtlinearen Effekte sind im Folgenden aufgelistet:

- Schaltverzugszeiten der Halbleiterbauelemente („Dead-Time-Effect“)
- Durchlassspannung der Halbleiterbauelemente
- Parasitäre Kapazitäten der Halbleiterbauelemente
- „Zero-Current-Clamping“<sup>4</sup>.

In welcher Form sich diese Effekte auf die resultierende Klemmenspannung der PMSYM auswirken, wird in diesem Kapitel untersucht.

---

<sup>1</sup>Insulated Gate Bipolar Transistor

<sup>2</sup>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor

<sup>3</sup>Hierbei wird der Mittelwert der Strangspannung über eine Schaltperiode betrachtet.

<sup>4</sup> Der Begriff des „Zero-Current-Clamping“ wird innerhalb dieser Arbeit gemäß der Beschreibung in [27] und [28] verwendet.

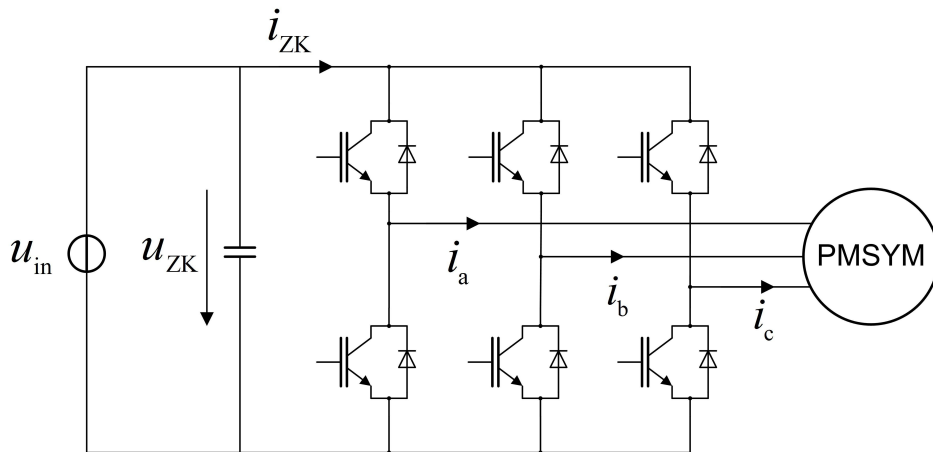


Abbildung 3.1: Struktur eines dreiphasigen Wechselrichters

### 3.1 Einfluss von Schaltverzugszeiten

Zur Erläuterung des sogenannten Totzeiteffekts (engl. „Dead-Time-Effect“) wird das ESB eines Brückenweiganpaars des Wechselrichters betrachtet, wie es in Bild 3.2 dargestellt ist. Zu sehen sind der obere bzw. untere IGBT ( $T_{1,o}$  bzw.  $T_{1,u}$ ) und die dazugehörigen antiparallel geschalteten Dioden ( $D_{1,o}$  und  $D_{1,u}$ ). (An späterer Stelle wird noch darauf eingegangen, was bei der Verwendung von MOSFETs zu beachten ist.)  $u_{i,a}$  beschreibt die durch die PM und die Gegeninduktivitäten der PMSYM induzierte Spannung. Soll eine positive Spannung an die Klemme  $a$  angelegt werden, so wird der obere IGBT eingeschaltet, bei einem negativen Sollwert der untere. Für die analytische Betrachtung des Schaltverhaltens wird angenommen, dass sich die IGBTs wie ideale Schalter verhalten. Es ist jedoch zu beachten, dass das tatsächliche Ein- und Ausschalten der Halbleiterbauelemente eine gewisse Zeit benötigt. Damit infolgedessen die Zwischenkreisspannung ( $u_{ZK}$ ) nicht kurzgeschlossen wird - was der Fall ist, wenn sich beide IGBTs im leitenden Zustand befinden - wird eine Schaltverzugszeit (engl. „blanking time“) berücksichtigt. Das Signal zum Einschalten des jeweils anderen IGBTs erfolgt um die Schaltverzugszeit verzögert. Die Schaltverzugszeit wird oftmals auch als Totzeit (engl. „dead-time“) bezeichnet, wobei sie nicht mit der Totzeit im regelungstechnischen Sinne zu verwechseln ist, bei der ein Signal z.B. um eine gesamte Abtastperiode verzögert wird. Dieser Aspekt wird am Ende dieses Kapitels erneut aufgegriffen.

Das um die Schaltverzugszeit verzögerte Einschalten der IGBTs bewirkt, dass die tatsächliche Klemmenspannung vom geforderten Sollwert abweicht, wie die Bilder 3.3(a)

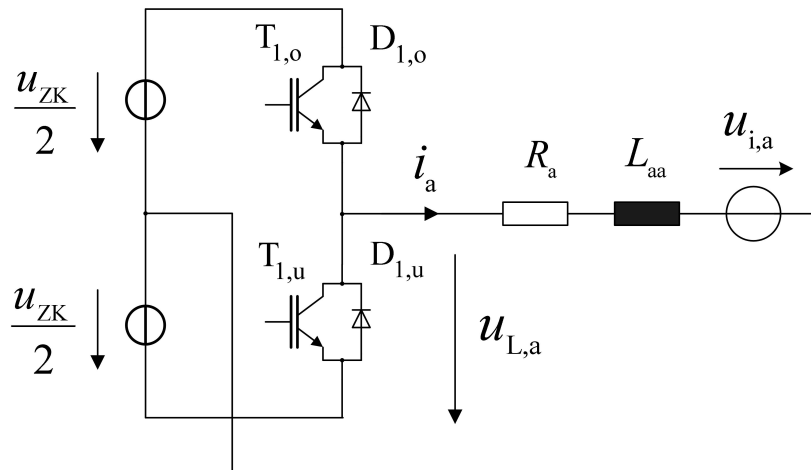
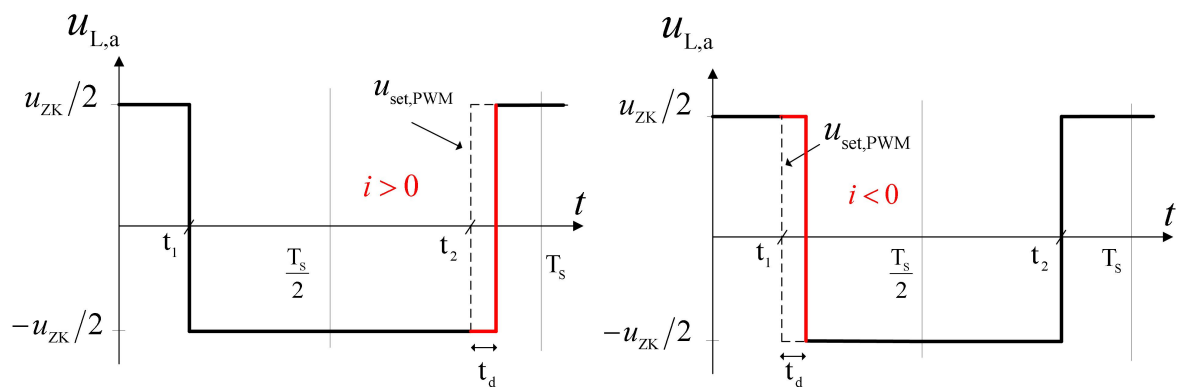


Abbildung 3.2: ESB eines Brückenweigmaares des Wechselrichters

und 3.3(b) verdeutlichen<sup>5</sup>. Für die Erläuterung des Schaltverhaltens der Halbleiterbauelemente wird im Folgenden angenommen, dass das Stromvorzeichen über eine Schaltperiode ( $T_s$ ) der PWM konstant ist. Für die Darstellung des prinzipiellen Schaltverhaltens wird weiterhin eine PWM mit dreiecksförmigen Verlauf des Referenzsignals betrachtet<sup>6</sup>. Des Weiteren ist darauf zu achten, dass die mit  $u_{\text{set,PWM}}$  gekennzeichnete Spannung in den Bildern 3.3(a) und 3.3(b) dem Sollwert der Spannung entspricht, der durch die PWM vorgegeben wird. Es handelt sich nicht um den Sollwert des Mittelwerts der Spannung über eine Schaltperiode.



(a) Verlauf der Klemmenspannung bei positivem Stromvorzeichen (b) Verlauf der Klemmenspannung bei negativem Stromvorzeichen

Abbildung 3.3: Schaltverhalten eines Brückenweigmaares unter Berücksichtigung der Schaltverzugszeit

Zuerst wird der Fall betrachtet, dass der Strom während  $T_s$  ein positives Vorzeichen besitzt. Zu Anfang befindet sich der obere IGBT im leitenden Zustand, so dass der

<sup>5</sup>Hierbei wird die Durchlassspannung der Halbleiterbauelemente vernachlässigt.

<sup>6</sup>Die Herleitungen sind ebenfalls für eine PWM mit sägezahnförmigem Verlauf des Referenzsignals gültig.

Klemmenstrom ( $i_a$ ) über diesen fließt. Zum Zeitpunkt  $t_1$  ändert sich der Sollwert der Spannung (von  $u_{ZK}/2$  auf  $-u_{ZK}/2$ ), so dass der oberere IGBT ( $T_{1,o}$ ) ausgeschaltet wird. Der untere IGBT wird daraufhin allerdings erst nach der Schaltverzugszeit ( $t_d$ ) eingeschaltet. Während dieser Sperrphase sind somit beide IGBTs nicht leitend und der Strom muss über die Dioden fließen<sup>7</sup>. Hat der Strom ein positives Vorzeichen, fließt er über die untere Diode. Für den vorliegenden Fall wird somit die Sollspannung erreicht, da der Strom über die untere Diode fließt und somit  $-u_{ZK}/2$  an der Klemme anliegt, wenn beide IGBTs sperren. Im Gegensatz dazu wird im zweiten Abschnitt der Schaltperiode zum Schaltzeitpunkt  $t_2$  der Sollwert nicht erreicht. Anstatt der geforderten  $u_{ZK}/2$  liegt während der Sperrphase an der Klemme weiterhin  $-u_{ZK}/2$  an, da der Strom über die untere Diode fließt. Der Mittelwert der Klemmenspannung für eine Schaltperiode weicht somit ebenfalls vom Sollwert ab. Der Fehler ist proportional zur Spannungs-Zeit-Fläche, die aus der in Bild 3.3 rot markierten Fehlspannung resultiert. Wird der Schaltvorgang für den Fall betrachtet, dass der Strom während der gesamten Schaltperiode ein negatives Vorzeichen besitzt, stellt sich eine Fehlspannung gemäß Bild 3.3(b) ein. Der *Mittelwert* der resultierenden Fehlspannung über eine Schaltperiode hat somit folgende Form in Abhängigkeit vom Strom<sup>8</sup>:

$$u_{t_d,x} = -u_{ZK} \cdot \frac{t_d}{T_S} \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (3.1)$$

Die Gleichung 3.1 beschreibt die Fehlspannung für den Strang bzw. die Klemme „x“<sup>9</sup>. Der Ausdruck  $\text{sign}(i_x)$  veranschaulicht das nichtlineare Verhalten der Fehlspannung. Die Fehlspannung kann auch als eine dem Sollwert überlagerte Störspannung interpretiert werden, die durch den Wechselrichter erzeugt wird. Die tatsächliche Klemmenspannung ergibt sich zu:

$$u_x = u_{\text{set},x} + u_{\text{er},x} = u_{\text{set},x} + u_{t_d,x} \quad . \quad (3.2)$$

Eine weitere Ursache für eine Fehlspannung, die sich gleichermaßen äußert wie die Schaltverzugszeit, ist die unterschiedliche Dauer, die benötigt wird, einen IGBT ein bzw. auszuschalten. Erhält die Treiberschaltung des IGBT einen Schaltbefehl, vergeht die Zeit ( $t_{\text{on}}$ ) bzw. ( $t_{\text{off}}$ ) bis dieser tatsächlich ein- bzw. ausgeschaltet ist. Die Differenz der unterschiedlichen Schaltzeiten muss ebenfalls in Gleichung 3.1 wie folgt berück-

<sup>7</sup>Aufgrund der Stranginduktivität kann sich der Strom nicht sprunghaft ändern, so dass die Induktivität den Strom weitertreibt.

<sup>8</sup>Wie in Kapitel 2 erläutert, wird nur die Sternschaltung der PMSYM betrachtet, so dass der Klemmenstrom bzw. Leiterstrom dem Strangstrom der PMSYM entspricht.

<sup>9</sup>Entgegen der Nomenklatur steht der Index „x“ in diesem Kapitel nicht für die reelle Komponente eines Raumzeigers in einem beliebigen KOS.

sichtigt werden:

$$u_{t_{d,x}} = -u_{ZK} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (3.3)$$

### 3.1.1 Einfluss der Durchlassspannungen der Halbleiterbauelemente

In diesem Abschnitt wird berücksichtigt, dass über den Halbleiterbauelementen ebenfalls eine Spannung abfällt während diese den Strom leiten. Hierbei ist entscheidend, ob für den Wechselrichter IGBTs oder MOSFETs als schaltende Elemente eingesetzt werden. Werden MOSFETs eingesetzt, ist zu berücksichtigen, dass diese bidirektional leitend sind. Im eingeschalteten Zustand fließt der Strom somit immer über den MOSFET. Die daraus resultierende Durchlassspannung hängt linear vom Strom ab, wie folgender Ausdruck verdeutlicht:

$$u_{\text{MOSFET}} = r_{ds} \cdot i_{ds} \quad . \quad (3.4)$$

$r_{ds}$  bezeichnet den differentiellen Widerstand und  $i_{ds}$  den Strom zwischen Drain und Source des MOSFETs. Wie in der Literatur beschrieben ([24]), beeinflusst jedoch der lineare Anteil der Fehlspannung die geberlose Regelung kaum. Der differentielle Widerstand kann daher mit dem Strangwiderstand der angeschlossenen Maschine zu einem resultierenden verrechnet werden, wobei der differentielle Widerstand gegenüber dem Strangwiderstand in der Regel sehr gering ist.

Im Gegensatz zum MOSFET ist der IGBT nur unidirektional leitend. Bei eingeschaltetem IGBT bedeutet dies, dass es vom Vorzeichen des Stromes abhängt, ob dieser über den IGBT oder die antiparallele Diode fließt (vgl. Bild 3.2). Die Durchlassspannungen der Diode bzw. des IGBTs können in folgender Form angenähert werden:

$$\begin{aligned} u_{\text{IGBT}} &= U_{T0} + r_{ce} \cdot i_{ce} \\ u_D &= U_{D0} + r_D \cdot i_D \quad . \end{aligned} \quad (3.5)$$

Hierbei stellt  $U_{D0}$  die konstante Schleusenspannung und  $r_D$  den differentiellen Widerstand der Diode dar.  $U_{T0}$  lässt sich mit der Schleusenspannung einer Diode vergleichen.  $r_{ce}$  beschreibt den differentiellen Widerstand und  $i_{ce}$  den Kollektor-Emitterstrom des IGBTs. Die Diode bzw. der IGBT besitzt somit einen Anteil, der linear vom Strom abhängt und einen Anteil, der konstant ist. Bezogen auf den Mittelwert der Ausgangsspannung über eine Schaltperiode entsteht durch den konstanten Anteil eine vom Strom nichtlinear abhängige Störspannung, die wie folgt beschrieben werden kann:

$$u_{\text{Th},x} = -\frac{U_{T0} + U_{D0}}{2} \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (3.6)$$

Der Anteil, der Störspannung, der durch die konstanten Anteile in Gleichung 3.5 hervorgerufen wird und linear vom Strom abhängt ([29]) wird wiederum vernachlässigt, da sein Einfluss auf die geberlose Regelung weitaus geringer ist, als der Anteil, der nichtlinear vom Strom abhängt. Gleichung 3.6 ist in gleicher Form vom Klemmenstrom abhängig wie Gleichung 3.3, so dass sich für die resultierende Störspannung unter Verwendung von IGBTs folgender Ausdruck ergibt:

$$u_{t_d, Th, x} = - \left( u_{ZK} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} + \frac{U_{T0} + U_{D0}}{2} \right) \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (3.7)$$

Bei der Verwendung von MOSFETs entsteht kein nichtlinearer Anteil aufgrund der Schwellenspannung, so dass die resultierende Störspannung allein durch das verzögerte Schalten hervorgerufen wird:

$$u_{t_d, x} = -u_{ZK} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (3.8)$$

Wird eine relativ hohe Schaltfrequenz des Wechselrichters vorausgesetzt ( $T_S$  ist klein), überwiegt in Gleichung 3.7 in der Regel der Anteil, der durch die Schaltverzugszeit hervorgerufen wird, so dass die Durchlassspannung vernachlässigt werden kann. Nichtsdestotrotz kann gesagt werden, dass *in Bezug auf die resultierende Störspannung* sich der Einsatz von MOSFETs als günstiger erweist, da der Betrag der nichtlinearen Störspannung geringer ist als bei der Verwendung von IGBTs. Hinzu kommt, dass sich beim Einsatz von MOSFETs in der Regel eine geringere Schaltverzugszeit bzw. Totzeit realisieren lässt.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird bei der Bezeichnung der Störspannung nicht explizit zwischen MOSFET und IGBT unterschieden. Die Störspannung nach Gleichung 3.7 und 3.8 wird allgemein als  $u_{t_d, x}$  bezeichnet. Entscheidend ist hierbei das nichtlineare Verhalten der Störspannung, das beide in gleicher Form ausweisen.

Um die Auswirkungen der Störspannung besser darstellen zu können, wird diese als Raumzeiger beschrieben, wobei die Definition nach Gleichung 2.15 zugrunde liegt. Die sich daraus ergebende Berechnungsvorschrift lautet wie folgt:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{t_d, \alpha\beta} &= - \frac{2}{3} \cdot |u_{t_d, x}| \cdot \left( \text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + \text{sign}(i_c) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}} \right) \\ &= - \frac{2}{3} \cdot |u_{t_d, x}| \cdot \sec(\vec{i}) \\ &= - \frac{2}{3} \cdot \left( u_{ZK} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \right) \cdot \sec(\vec{i}) \quad , \end{aligned} \quad (3.9)$$

mit

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

Bild 3.4 stellt die möglichen Raumzeiger der Störspannung in Abhängigkeit vom Strom dar. Es ist zu sehen, dass die  $\alpha\beta$ -Ebene in sechs verschiedene Sektoren aufgeteilt ist ( $S_1$  bis  $S_6$ ). Je nachdem, in welchem dieser Sektoren sich der Stromraumzeiger ( $\vec{i}$ ) befindet, ergibt sich der entsprechende Raumzeiger der Störspannung ( $\vec{u}_{td,1}$  bis  $\vec{u}_{td,6}$ ). Wird ein rotierender Stromraumzeiger betrachtet, so wechselt immer nach  $60^\circ$  elektrisch das Vorzeichen eines der drei Klemmenströme, wodurch sich auch die Orientierung des Raumzeigers der Störspannung ändert. Daraus resultierend sind 6 verschiedene Raumzeiger möglich. Die Orientierung dieser Raumzeiger wird in Gleichung 3.9 durch den Ausdruck  $\sec(\vec{i})$  bestimmt. Die Amplitude von  $\sec(\vec{i})$  hat den Wert Zwei, so dass sich der Betrag des resultierenden Raumzeigers der Störspannung wie folgt ergibt:

$$|\vec{u}_{td}| = \frac{4}{3} \cdot u_{ZK} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \quad (3.10)$$

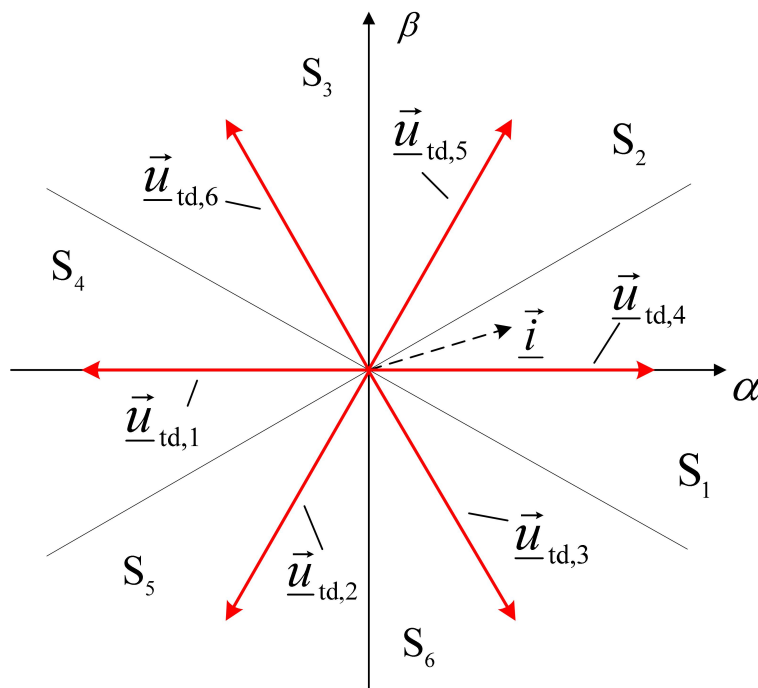
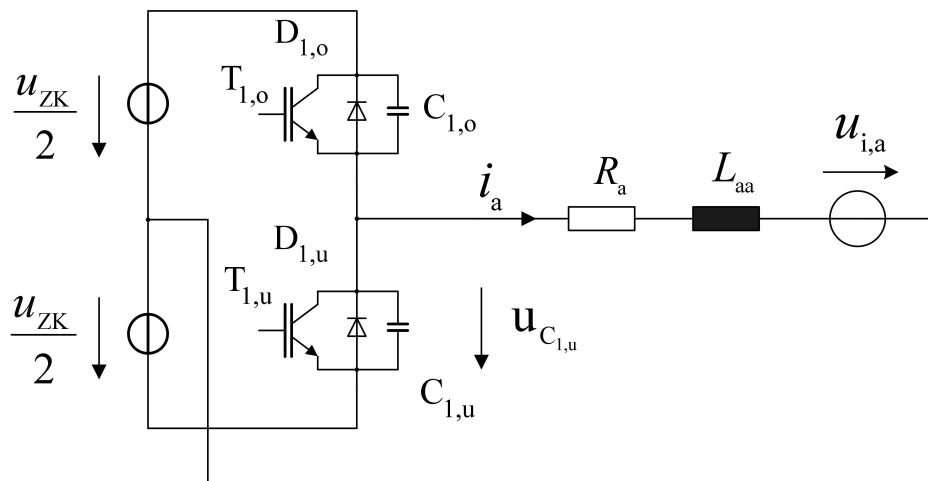


Abbildung 3.4: Mögliche Raumzeiger der Störspannung



## 3.2 Totzeiteffekt unter Berücksichtigung von parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente

Als nächstes wird der Totzeiteffekt detaillierter untersucht, indem der Einfluss von parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente mit berücksichtigt wird. Wie z.B. auch in [30] beschrieben, wird hierzu das zuvor aufgeführte ESB eines Brückenweiganpaars um die parasitären Kapazität ( $C_{1,o}$  und  $C_{1,u}$ ) erweitert, wie in Bild 3.5 dargestellt ist. Hierbei werden die parasitären Kapazitäten der entsprechenden Halbleiterbauelemente zusammengefasst. Zur Beschreibung der Fehlspannung, die aufgrund



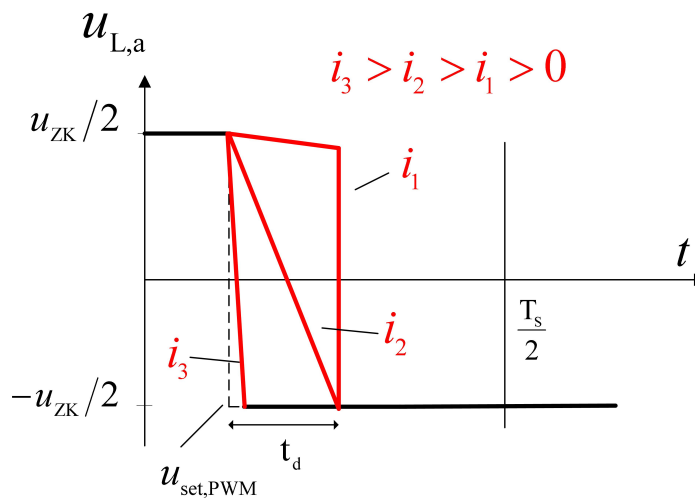
**Abbildung 3.5:** ESB eines Brückenweiganpaars unter Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten

der Schaltverzugszeit in Verbindung mit den parasitären Kapazitäten verursacht wird, wird wiederum der Fall angenommen, dass der Strom während der gesamten Schaltperiode ein konstantes Vorzeichen besitzt. Weiterhin wird das gleiche Schaltmuster bzw. die gleiche Schaltreihenfolge betrachtet, wie sie für Bild 3.3 vorliegt. Zuerst ist der obere IGBT eingeschaltet. Nach einer bestimmten Zeit wechselt der Sollwert der Klemmenspannung ( $u_{\text{set,PWM}}$ ) auf  $-u_{\text{ZK}}/2$ , so dass der obere IGBT aus- und der untere IGBT (um die Schaltverzugszeit) verzögert eingeschaltet wird. Ohne parasitäre Kapazitäten würde der Strom über die untere Diode fließen, während beide IGBTs gesperrt sind (Bild 3.3 (a)). Dies ist nun jedoch nicht mehr möglich, weil sich die untere parasitäre Kapazität ( $C_{1,u}$ ) auflädt, während der obere IGBT eingeschaltet ist. Zum Zeitpunkt des Schaltens ( $t_1$ ) liegt somit die volle Zwischenkreisspannung an dieser an ( $u_{C_{1,u}} = u_{\text{ZK}}$ ). Diese Spannung ist entgegen der Fließrichtung der Diode gerichtet, so dass diese sperrt. Da ebenfalls beide IGBTs ausgeschaltet sind, kann der Klemmenstrom nur über die parasitären Kapazitäten fließen, wodurch diese umgeladen werden. Der Verlauf der Spannung über der unteren parasitären Kapazität hat für den be-

schriebenen Entladevorgang folgende Form:

$$u_{C_{1,u}} = u_{ZK} - \frac{1}{C_{1,u} + C_{1,o}} \cdot \int i_x \, dt \quad (3.11)$$

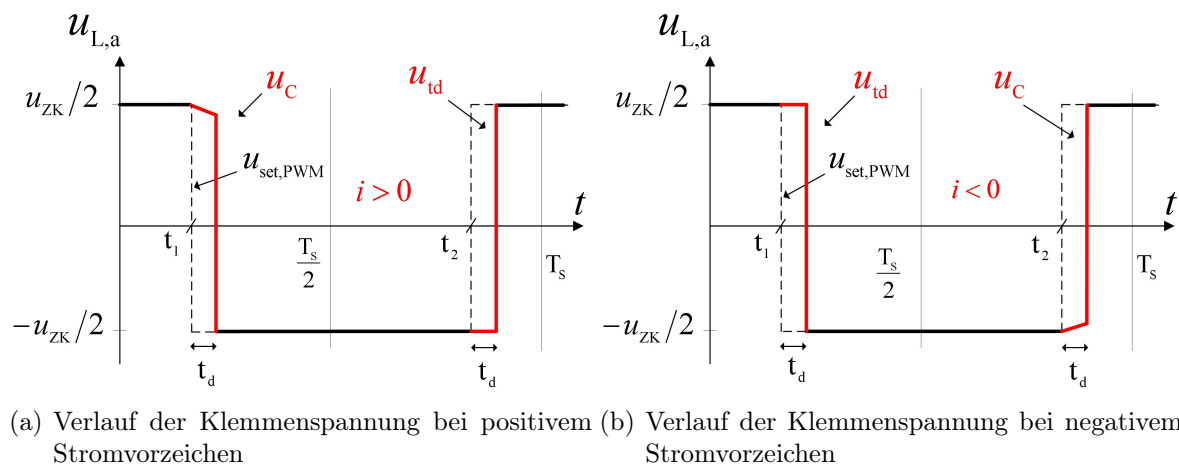
Hierbei wird berücksichtigt, dass die obere und untere Kapazität über die Spannungsquellen ( $u_{zk}/2$ ) parallel geschaltet sind. Für die weitere Betrachtung des resultierenden Schaltverhaltens ist entscheidend, wie groß der Klemmenstrom ist bzw. wie schnell die Kapazität entladen wird. Bei relativ großen Strömen wird die Kapazität schnell entladen, so dass die Diode nach kurzer Dauer den Klemmenstrom wieder leiten kann. Ist der Klemmenstrom jedoch relativ klein, wird die Kapazität dementsprechend langsam entladen, so dass die Diode für die gesamte Dauer der Schaltverzugszeit gesperrt bleibt. Erst nach Ablauf der Schaltverzugszeit - wenn der untere IGBT eingeschaltet wird - entlädt sich die Kapazität schlagartig über diesen, worauf die Diode in den leitenden Zustand übergeht und die Klemmenspannung den Sollwert ( $-u_{zk}/2$ ) erreicht. Der Verlauf der Klemmenspannung für verschiedene Stromwerte ist in Bild 3.6 qualitativ dargestellt. Je kleiner der Stromwert zum Zeitpunkt des Schaltens ist, desto größer ist auch die resultierende Fehlspannung. Für die dargestellten Verläufe wird angenommen, dass der Strom während der Sperrphase konstant ist. Wird das Schalt-



**Abbildung 3.6:** Verlauf der Klemmenspannung unter Berücksichtigung von parasitären Kapazitäten

verhalten für den zweiten Abschnitt der Schaltperiode betrachtet, weicht dieses vom Schaltverhalten des ersten Abschnitts ab, wie in Bild 3.7 verdeutlicht wird. Werden der untere IGBT aus- und der obere IGBT (um die Schaltverzugszeit) verzögert eingeschaltet, fließt der Strom bei positivem Vorzeichen über die untere Diode, während beide IGBTs gesperrt sind. Im Gegensatz zur ersten Hälfte der Schaltperiode ist diese nun nicht mehr gesperrt, da über der unteren parasitären Kapazität keine Spannung

anliegt bzw. diese entladen ist. Es stellt sich somit die Fehlspannung ein, wie sie schon aus dem obigen Abschnitt bekannt ist (vgl. Gleichung 3.3). Das daraus resultierende Schaltmuster für die gesamte Schaltperiode ist in Bild 3.7(a) dargestellt, wobei hier ein relativ kleiner Strom zum Schaltzeitpunkt vorausgesetzt wird. Bild 3.7(b) zeigt den Verlauf der Klemmenspannung für den Fall, dass der Strom ein negatives Vorzeichen besitzt. Die Herleitung für ein negatives Stromvorzeichen geschieht analog zur obigen Herleitung. Die Spannung, die durch die parasitären Kapazitäten hervorgerufen wird, ist als  $u_C$  gekennzeichnet. Der Anteil der Fehlspannung, der allein vom Vorzeichen des Stromes abhängt (Gleichung 3.3), ist als  $u_{td}$  gekennzeichnet. Es ist zu erkennen, dass bei kleinen Strömen der Mittelwert der resultierenden Fehlspannung über eine Schaltperiode sehr klein wird bzw. verschwindet. Allein die Symmetrieachse des Pulsmusters wird um  $t_d$  verschoben. Die parasitären Kapazitäten wirken sich somit positiv auf das Schaltverhalten aus, indem sie die resultierende Störspannung über eine gesamte Schaltperiode mindern.



**Abbildung 3.7:** Schaltverhalten eines Brückenweigepaares unter Berücksichtigung der Schaltverzugszeit

Auf Basis von Gleichung 3.11 kann der resultierende Mittelwert der Fehlspannung über eine Schaltperiode, der allein durch die parasitären Kapazitäten ( $u_C$  in Bild 3.7) entsteht, berechnet werden. Dieser entspricht der Spannungs-Zeitfläche des rot dargestellten Momentanwerts der Klemmenspannung in den Bildern 3.6 und 3.7. Für die Berechnung der Fehlspannung wird angenommen, dass der Strom während der Sperrphase konstant ist. Dadurch entsteht bei der Berechnung nur ein sehr geringer Fehler, der vernachlässigt werden kann. Gleiches gilt für den Aspekt, dass die parasitären Kapazitäten nicht konstant sind. Eine ausführlichere Beschreibung hierzu ist in [24] zu

finden. Die daraus resultierende Störspannung lässt sich wie folgt berechnen<sup>10</sup>:

$$u_{C_x} = \left( \text{sign}(i_x) \cdot u_{ZK} - \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{2 \cdot (C_{1,o} + C_{1,u})} \cdot i_x \right) \cdot \left( \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \right) \quad , \quad (3.12)$$

$$\text{für } |i_x| \leq i_{u_{td}/2} \quad ,$$

$$u_{C_x} = \left( \frac{u_{ZK}^2}{2} \cdot \frac{(C_{1,o} + C_{1,u})}{t_d} \right) \cdot \left( \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S} \right) \cdot \frac{1}{i_x} \quad , \quad (3.13)$$

$$\text{für } |i_x| > i_{u_{td}/2} \quad ,$$

wobei gilt:

$$i_{u_{td}/2} = u_{ZK} \cdot \frac{C_{1,o} + C_{1,u}}{T_S} \quad .$$

In den Gleichungen 3.12 und 3.13 wird die Fehlspannung für zwei verschiedene Bereiche beschrieben, weil sie in diesen unterschiedliche Verläufe aufweist. Welcher Ausdruck gültig ist, wird anhand des Stromes bestimmt, wie auch in Bild 3.8 zu erkennen ist. Hat der Strom zum Zeitpunkt des Schaltens den Wert  $i_{u_{td}/2}$ , so ist der Betrag der resultierenden Störspannung genau halb so groß, wie der Betrag der Störspannung  $u_{t_{d,x}}$  aus Gleichung 3.3. Ist der Strom kleiner oder gleich  $i_{u_{td}/2}$ , gilt für die Störspannung der Ausdruck aus Gleichung 3.12, der linear vom Strom abhängt. Ist der Strom größer als  $i_{u_{td}/2}$ , ist Gleichung 3.13 zu verwenden. Hierbei bestimmt der Wert der parasitären Kapazität maßgeblich den Wert von  $i_{u_{td}/2}$  und somit den Verlauf der resultierenden Fehlspannung.

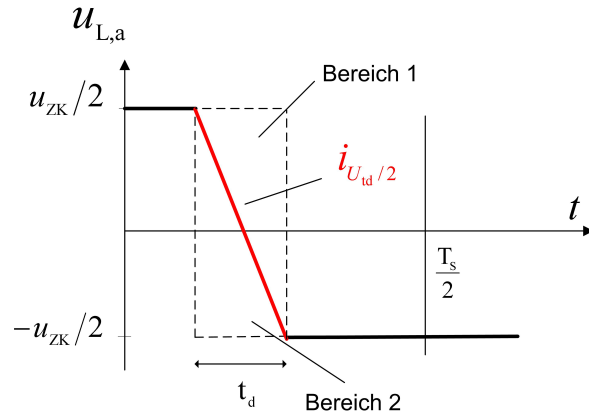
Für die resultierende Fehlspannung über eine Schaltperiode ( $u_{er,VSI,x}$ ) muss der Ausdruck aus Gleichung 3.3 mit Gleichung 3.12 bzw. 3.13 verrechnet werden:

$$u_{er,VSI,x} = u_{t_{d,x}} + u_{C_x} \quad . \quad (3.14)$$

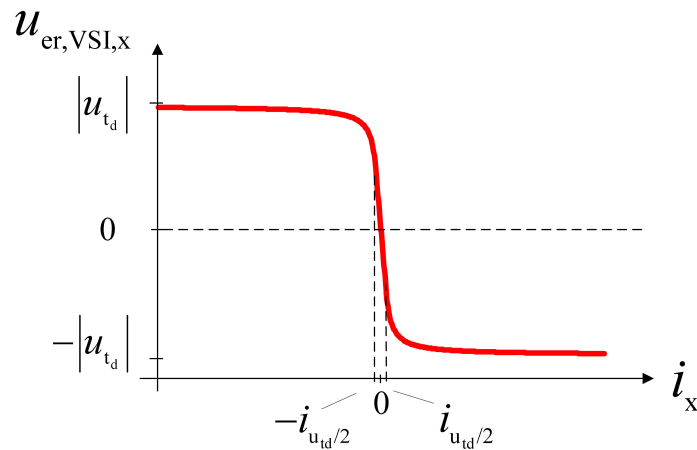
Der Verlauf der resultierenden Störspannung ist in Bild 3.9 dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die Störspannung linear vom Strom abhängt, solange dessen Betrag nicht größer ist als  $i_{u_{td}/2}$ . Je kleiner der Wert der parasitären Kapazitäten ist, desto näher liegt der Wert von  $i_{u_{td}/2}$  bei Null.

Durch den Einfluss der parasitären Kapazitäten ändert sich dementsprechend auch der Verlauf bzw. die Ortskurve des Raumzeigers der Störspannung aus Bild 3.4. Die Störspannung lässt sich grafisch nur noch unpräzise darstellen, da sie nicht mehr durch

<sup>10</sup>Hierbei wird die Durchlassspannung der Halbleiterbauelemente vernachlässigt.

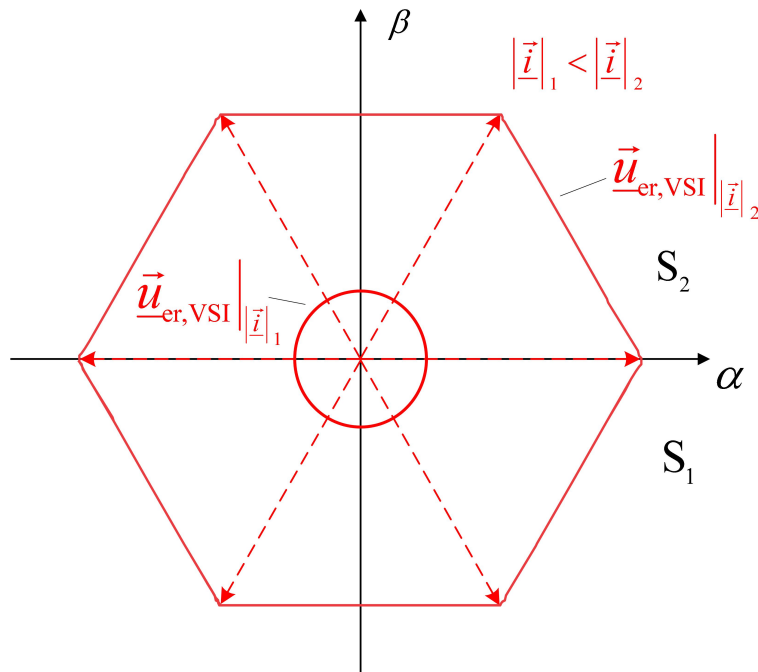


**Abbildung 3.8:** Bereiche, nach denen die Fehlspannung aufgrund der parasitären Kapazitäten unterschieden wird



**Abbildung 3.9:** Resultierende Störspannung eines Leiters des VSI

diskrete Raumzeiger beschrieben werden kann, wie in Bild 3.10 veranschaulicht ist. Zum Vergleich sind in Bild 3.10 ebenfalls die Raumzeiger der Störspannung bei Vernachlässigung der parasitären Kapazitäten dargestellt (gestrichelte gezeichnet). Die Form der Ortskurve der Fehlspannung, die auch den Einfluss der parasitären Kapazitäten berücksichtigt, hängt vom Betrag des Stromraumzeigers ab. Je kleiner dieser ist, desto mehr ähnelt die Ortskurve einem Kreis, da dann der lineare Anteil der Störspannung wirkt (vgl. Gleichung 3.12). Je größer die Stromamplitude ist, desto mehr ähnelt die Ortskurve den diskreten Raumzeigern nach Bild 3.4. Die Umlaufgeschwindigkeit des Raumzeigers der Störspannung hängt somit auch vom Betrag der Stromamplitude ab und ist nicht konstant. Der beschriebene Sachverhalt ist auch in [24] zu finden.



**Abbildung 3.10:** Mögliche Ortskurven der Störspannung bei Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten

### 3.3 Einfluss des „Zero-Current-Clamping“

Zu den bisher genannten Ursachen, die eine Fehlspannung des Wechselrichters hervorrufen, wird abschließend eine weitere behandelt, die in der Literatur als „Zero-Current-Clamping“ (ZCC) - Effekt bekannt ist ([27], [28]). ZCC tritt ein, wenn sich die Amplitude eines Klemmenstromes während der Sperrphase der schaltenden Halbleiterbauelemente Null nähert. Erreicht die Amplitude den Wert Null, so wird der Strom bei Null „festgehalten“ bzw. „festgeklemmt“<sup>11</sup>. Das zu Anfang des Kapitels dargestellte Brückenweigepaar (Bild 3.2) dient zur Erläuterung dieses Phänomens. Wenn das Vorzeichen des Klemmenstromes vom positiven zum negativen Vorzeichen wechselt und dabei den Wert Null erreicht, ist die obere Diode zu diesem Zeitpunkt gesperrt. Der Strom kann somit nur über den unteren IGBT fließen, was jedoch während der Sperrphase verhindert wird, da beide IGBTs abgeschaltet sind. Der Strom wird folglich „festgeklemmt“, solange die Schaltverzugszeit andauert. Dies hat den gleichen Effekt, als wenn der entsprechende Strang der Last bzw. der Maschine während dieser Zeit vom Wechselrichter getrennt werden würde. Der daraus resultierende Verlauf der Klemmenspannung der Maschine ist in Bild 3.11 dargestellt<sup>12</sup>. Das Bild verdeutlicht, dass der maximale Fehler auftritt, wenn der Strom direkt zu Anfang der Schaltverzugszeit den Wert Null erreicht. Der Mittelwert der Fehlspannung über einer Schaltperiode beträgt

<sup>11</sup>engl. clamping = klemmen

<sup>12</sup>In Bild 3.11 wird der Einfluss der parasitären Kapazitäten vernachlässigt.

in diesem Fall:

$$u_{ZCC,max,x} = \frac{u_{ZK}}{2} \cdot \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_s} + u_{i,x} \quad (3.15)$$

$u_{i,x}$  steht hierbei für die induzierte Spannung aufgrund des verketteten Rotorflusses und der Gegeninduktivitäten.

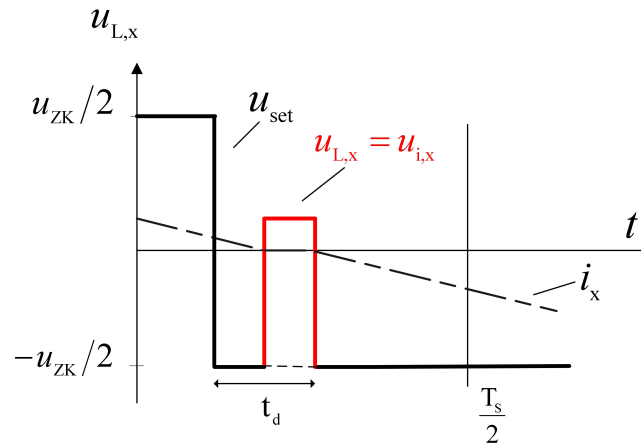


Abbildung 3.11: Zero-Current-Clamping Effekt

### 3.4 Einfluss der vereinfachten Modellierung auf die Berechnung der Fehlspannung und deren Minderung

In diesem Abschnitt wird einerseits auf die Vereinfachungen eingegangen, die bei der Herleitung der nichtlinearen Effekte vorausgesetzt werden. Andererseits werden die Möglichkeiten einer Minderung der Fehlspannung behandelt.

Abgesehen vom ZCC wird für die analytische Beschreibung der Störspannung vorausgesetzt, dass der Strom während einer Schaltperiode konstant ist. Des Weiteren wird angenommen, dass sich der Wert der parasitären Kapazitäten nicht ändert und es gilt grundsätzlich die Annahme, dass sich die Halbleiterbauelemente wie ideale Schalter verhalten. Diese Annahmen führen zu einer fehlerhaften Modellierung, wenn das exakte Schaltverhalten des Wechselrichters über den gesamten Verlauf der Schaltperiode betrachtet wird<sup>13</sup>.

An dieser Stelle gilt es jedoch festzuhalten, welchem Zweck die Modellierung des Wechselrichters dient. Wie auch in der Zusammenfassung von Kapitel 2 beschrieben wird, dient die Modellierung des Antriebssystems vor allem dazu, die Systemzustände bzw.

<sup>13</sup>Für eine grundlegende Analyse des Schaltverhaltens von Halbleiterbauelementen sei auf die Standardliteratur verwiesen.

Systemparameter anhand der Eingangsgrößen und der gemessenen Größen beschreiben zu können. Die gemessenen Größen bilden in diesem Fall die Strang- bzw. Klemmenströme, die Eingangsgrößen bilden die Sollwerte des zeitlichen Mittelwerts der Leiter- spannungen über eine Schaltperiode. Es gilt dabei zu berücksichtigen, dass nur zeitlich diskrete bzw. abgetastete Werte der Strommessung vorliegen. Der Strom wird in der Regel zu Anfang einer Schaltperiode gemessen. Liegt eine PWM mit dreiecksförmigen Verlauf des Referenzsignals vor, kann es sich darüber hinaus als sinnvoll erweisen, zusätzlich in der Mitte einer Schaltperiode den gemessenen Stromwert abzutasten. In diesem Zusammenhang wird der Sollwert der Spannung auch immer nur zu Anfang oder zusätzlich in der Mitte der Schaltperiode aktualisiert. Für den Moment ist entscheidend, dass zur Bestimmung der resultierenden Fehlspannung des Wechselrichters - wobei der zeitliche Mittelwert über eine Schaltperiode betrachtet wird - nur der Stromwert zur Verfügung steht, der zu Anfang bzw. in der Mitte der Schaltperiode gemessen wird. Es bietet sich somit an, diesen Wert auch für die Berechnung der Störspannung direkt zu verwenden. Alternativ dazu kann versucht werden, den Verlauf des Stromes innerhalb der Schaltperiode zu schätzen. Zur Berechnung der Störspannung könnte dann der geschätzte Strom verwendet werden, der sich zum Zeitpunkt des Schaltens ergibt. Hierbei ist jedoch zu bedenken, dass der Rechenaufwand für diese Schätzung erheblich ist. Veröffentlichungen, die eine möglichst exakte Nachbildung bzw. Kompensation der Fehlspannung zum Inhalt haben, verdeutlichen dies (z.B. [31]). Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit die Fehlspannung mit Hilfe der oben hergeleiteten Gleichung 3.14 berechnet, für die der abgetastete Strom direkt verwendet wird.

Wie abgeschätzt werden kann, welcher Fehler sich aus dieser Vorgehensweise ergibt, kann mit Hilfe von Bild 3.12 erläutert werden. In Bild 3.12 ist die resultierende Fehlspannung des Wechselrichters dargestellt, für den Fall, dass der Strom für die gesamte Schaltperiode konstant ist. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird der Strom abgetastet und die entsprechende Störspannung aus diesem Messwert berechnet. Der Strom, der zu Anfang der Schaltperiode abgetastet wird ( $i_{t1}$ ), hat zum Zeitpunkt des Schaltvorgangs einen anderen Wert ( $i_{t2}$ ), so dass sich tatsächlich eine andere Störspannung ergibt als die zuvor berechnete. Der Fehler, der sich infolgedessen bei der Berechnung ergibt, ist in Bild 3.12 mit  $\Delta u_{VSI}$  gekennzeichnet.

Das Beispiel verdeutlicht, dass die Amplitude des Stromes (relativ) klein sein muss, damit die Störspannung fehlerhaft berechnet wird. (Aufgrund des nichtlinearen Verlaufs der Störspannung ändert sich diese bei großen Stromamplituden nur äußerst gering.) Ist diese Voraussetzung erfüllt, gilt des Weiteren, dass je größer die zeitliche Ableitung des Stromes bzw. die Differenz von  $i_{t1}$  und  $i_{t2}$  ist, der Fehler ( $\Delta u_{VSI}$ ) umso größer wird. Auf den quasistationären Betrieb bezogen bedeutet dies, dass sich die resultierende



Fehlspannung des Wechselrichters besonders schwierig berechnen lässt, wenn die Frequenz des Stromes sehr groß ist. Bei der Überlagerung eines grundfrequenten Stromes, der für die Regelung der Maschine benötigt wird, mit einem hochfrequenten Strom, der für die Rotorlagenschätzung bei kleinen Drehzahlen dient, gilt zu beachten, dass die Stromüberschwingungen, die durch das Schalten der Spannung verursacht werden, gering sind, da die Grundschwingung der Spannung bei kleinen Drehzahlen ebenfalls gering ist. Die aus den Stromüberschwingungen resultierende Störspannung des Wechselrichters wird daher hauptsächlich durch den erregten HF-Strom bestimmt. Dies ist ein Aspekt, der bezüglich der geberlosen Regelung von entscheidender Bedeutung ist, wie später in Kapitel 5 beschrieben wird.

Für geringe Frequenzen des Stromes lässt sich trotz der angestellten Vereinfachungen die Fehlspannung des Wechselrichters gut modellieren bzw. berechnen. Um dies zu verdeutlichen, wird in Bild 3.13 ein gemessener mit einem simulierten Stromverlauf verglichen. Hierzu wurde an einen Wechselrichter eine ohmsch-induktive Last angeschlossen und ein alternierender Spannungsraumzeiger in die  $\alpha$ -Achse des ständerfesten KOS eingepreßt. Die Frequenz des Raumzeigers betrug 6 Hz. Die Taktfrequenz der PWM (und damit der Abtastung der Strommessung) betrug 10 kHz. Für die Simulation wurden die Werte der parasitären Kapazitäten mit Hilfe von Angaben des Herstellers und selbst durchgeführten Messungen approximiert. Der Verlauf des gemessenen Stromes des Strangs a ist in Bild 3.13 blau dargestellt. Der simulierte Verlauf des Stromes ist rot. Es ist ersichtlich, dass eine sehr gute Übereinstimmung des simulierten und des gemessenen Verlaufs vorliegt. Dies untermauert, dass sich das nichtlineare Verhalten des Wechselrichters mit dem hergeleiteten Modell und der daraus resultierenden Berechnungsvorschrift gut beschreiben lässt. Das hier schon vorweggenommene Ergebnis von Simulation und experimenteller Untersuchung wird in den Kapiteln 6 und 10 noch detaillierter behandelt, wobei dann auch die Abhängigkeit der berechneten Fehlspannung von der Frequenz des Stromes diskutiert wird.

Dadurch, dass die Fehlspannung des Wechselrichters wie oben beschrieben vorausberechnet werden kann, ist es auch möglich, diese im Voraus zu mindern, um eine verbesserte Regelung des Stromes zu erzielen. Im regelungstechnischen Sinne wird somit eine Störgrößenaufschaltung durchgeführt. Wird die approximierte Störspannung (Bild 3.9) vom Sollwert des zeitlichen Mittelwerts der Klemmenspannung über eine Schaltperiode subtrahiert, hat dies eine Verschiebung des Pulsmusters bzw. der Schaltflanken der PWM zur Folge. Der resultierende Mittelwert der Ausgangsspannung entspricht dadurch der eigentlichen Sollwertvorgabe bzw. kommt diesem näher als ohne Kompensation. Hierbei ist jedoch wiederum zu beachten, dass aus den oben beschriebenen Gründen die Fehlspannung nicht immer korrekt berechnet werden kann. Außerdem

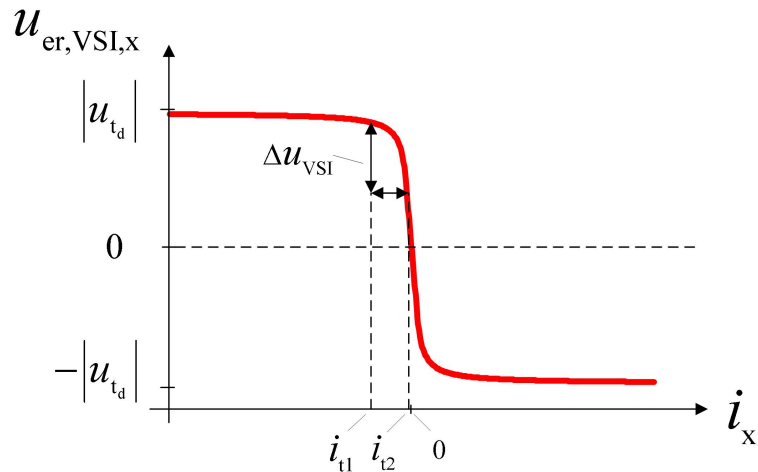


Abbildung 3.12: Fehlerhafte Berechnung der Störspannung

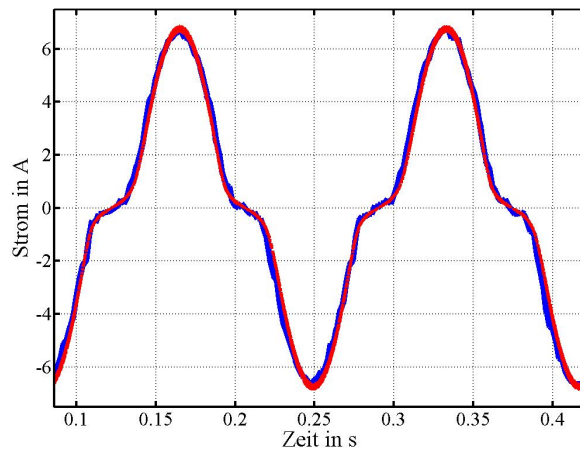


Abbildung 3.13: Vergleich vom simulierten und gemessenen Stromverlauf

muss berücksichtigt werden, dass für die Berechnung der Kompensation bzw. des neuen Sollwertes der Spannung eine gewisse Rechenzeit benötigt wird. Der neue Sollwert kann somit frühestens um eine Abtastperiode verzögert an die PWM übergeben werden. (Hierbei handelt es sich um die Totzeit der Regelung im eigentlichen Sinne der Regelungstheorie.) Aus diesen Gründen wird eine Minderung der Störspannung erschwert. Im schlimmsten Fall kann der Versuch die Fehlspannung zu kompensieren sogar das Gegenteil bewirken, indem die resultierende Störspannung verstärkt wird, was zu einem künstlich erzeugten ZCC führt. Auf diesen Effekt soll hier jedoch nicht weiter eingegangen werden. Stattdessen sei auf [24] verwiesen.

### 3.5 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel werden die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters diskutiert, die einen entscheidenden Einfluss auf das Betriebsverhalten der Maschine und somit die

geberlose Regelung ausüben. In diesem Zusammenhang wird der zeitliche Mittelwert der resultierenden Fehlspannung, die durch die nichtlinearen Effekte hervorgerufen wird, in analytischer Form beschrieben. Dies ermöglicht es, die Fehlspannung in Abhängigkeit vom abgetasteten Strom vorzuberechnen bzw. zu approximieren, was später von entscheidender Bedeutung ist, wenn das Antriebssystem mit Hilfe eines Zustandsbeobachters identifiziert wird (Kapitel 6). In diesem Zusammenhang wird auch angedeutet, welche Fehler bei der Approximation in Abhängigkeit vom Verlauf des Stromes bzw. dessen Frequenz auftreten können.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass sich die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters immer nur in Abhängigkeit vom Betriebszustand des Antriebssystems genügend genau bestimmen bzw. mindern lassen. Der störende Einfluss auf den geberlosen Betrieb ist somit auch vom Betriebspunkt abhängig, wie in den folgenden Kapiteln noch ausführlich behandelt wird.

## 4 Untersuchung EMK-basierter Verfahren zur Rotorlageschätzung

Die in den vorangegangenen Kapiteln hergeleitete Modellierung des Antriebssystems bildet die Grundlage für die Untersuchung EMK-basierter Verfahren zur Rotorlageschätzung, die sich im Drehzahlbereich ab ca. 5 Prozent der Bemessungsdrehzahl ([32]) eignen<sup>1</sup>. In der Literatur ist zu diesem Themengebiet eine Vielzahl unterschiedlicher Verfahren zu finden, die mittlerweile nur noch schwer zu überblicken ist. In diesem Zusammenhang wurden auch schon mehrere Arbeiten veröffentlicht, die verschiedene Ansätze analysieren und miteinander vergleichen (u.a. [33], [34], [35], [36], [37], [38]). Das Prinzip EMK-basierter Verfahren ist es, anhand der Klemmengrößen der Maschine die EMK zu bestimmen, woraus sich wiederum die Rotorlage schätzen lässt. Grundsätzlich gilt es in Bezug auf den Stand der Technik zu beachten, dass nicht alle beschriebenen Verfahren das gleiche Modell des Antriebssystems bzw. der PMSYM voraussetzen. Oftmals wird vom vereinfachten Hauptwellenmodell der PMSYM ausgegangen, so dass viele der in den Kapiteln 2 und 3 beschriebenen Effekte nicht berücksichtigt werden. Darüber hinaus wird nur selten verdeutlicht, auf welchem ursprünglichen Prinzip die verschiedenen Ansätze beruhen, wodurch ein Vergleich schwer fällt.

Ein Ziel dieses Kapitels ist es daher, zu veranschaulichen, wie sich die vielversprechendsten Verfahren der EMK-basierten Rotorlageschätzung grundsätzlich unterscheiden. Prinzipiell lassen sich die behandelten Verfahren in zwei Kategorien unterteilen:

- direkte Berechnung der EMK
- Schätzung der EMK mittels Zustandsbeobachter.

In Bezug auf den Zustandsbeobachter gilt es zu unterscheiden, ob die Flussverkettung oder der Strangstrom des Ständers den geschätzten Zustand darstellt. Des Weiteren muss berücksichtigt werden, ob die Spannungsdifferentialgleichung der PMSYM im ständerfesten oder im geschätzten dq-KOS den Ausgangspunkt bildet.

---

<sup>1</sup>Es lässt sich keine allgemein gültige Aussage treffen, ab welcher Drehzahl die EMK-basierte Rotorlageschätzung möglich ist. Der angegebene Wert stellt eine ungefähre Grenze dar, die auf Erfahrungswerten beruht.

Eine anfängliche Untersuchung des Übertragungsverhaltens der Verfahren, verdeutlicht, dass sich diese teilweise ineinander überführen lassen. Darauf aufbauend lassen sich wesentliche Vor- und Nachteile bestimmen. Durch eine abschließende Synthese wird ein Verfahren hergeleitet, das sich für die EMK-basierte Rotorlageschätzung nach Auffassung des Autors am besten eignet.

## 4.1 Grundlegendes Prinzip EMK-basierter Verfahren und deren Einbindung in die Antriebsregelung

Bevor auf die eigentliche Rotorlageschätzung mit Hilfe der EMK detailliert eingegangen wird, wird an dieser Stelle noch einmal veranschaulicht, wie die Rotorlageschätzung in die übergeordnete Antriebsstruktur eingebunden ist. Bild 4.1 stellt die resultierende Antriebsstruktur dar, wie sie auch schon in Kapitel 1 aufgeführt ist. Damit bei der Parametrierung und Stabilitätsanalyse der übergeordneten Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung die Rotorlageschätzung möglichst einfach berücksichtigt werden kann, ist es das Ziel, diese mit Hilfe einer linearen Übertragungsfunktion zu beschreiben bzw. zu approximieren, wie in Bild 4.2 dargestellt wird. In Bild 4.2 wird „ $p$ “ als Operator der

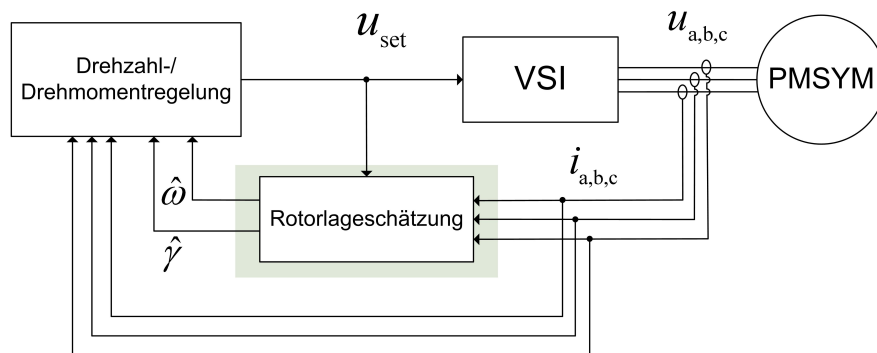


Abbildung 4.1: Struktur der geberlosen Regelung des Antriebssystems

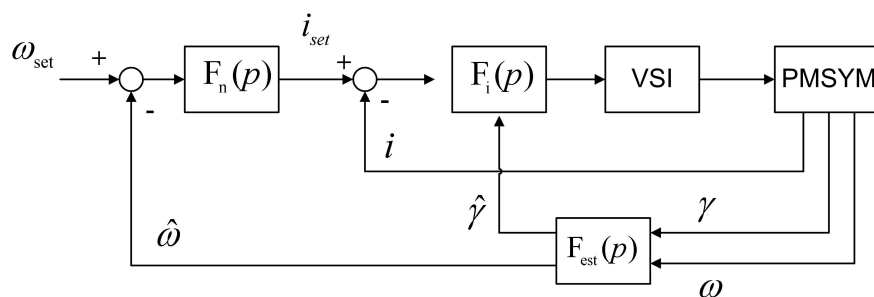


Abbildung 4.2: BSB der Regelstruktur

zeitlichen Ableitung ( $p \cdot (\dots) = \frac{d}{dt}(\dots)$ ) verwendet. Die Übertragungsfunktion der Rotorlageschätzung wird durch  $F_{\text{est}}(p)$  dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die geschätzte

Rotorlage ( $\hat{\gamma}$ ) auch die Drehmomentregelung bzw. Stromregelung beeinflusst, da das tatsächliche Drehmoment nicht mit dem geforderten übereinstimmt, wenn die Rotorlage falsch geschätzt wird. Für die Drehzahlregelung steht ebenfalls nur der geschätzte Wert der Drehzahl ( $\hat{\omega}$ ) zur Verfügung.

Bei der analytischen Beschreibung der Rotorlageschätzung gilt es zu beachten, dass diese in zwei Schritten erfolgt. Die oben aufgelisteten Ansätze schätzen vorangehend die EMK und nicht die Rotorlage direkt. Wie durch die Spannungsdifferentialgleichung des Ständers im  $\alpha\beta$  - KOS im Folgenden verdeutlicht wird, enthält ausschließlich die EMK die Information über die Rotorlage bzw. Drehzahl:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} &= R \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left( L \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \right) + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \gamma_{el} \\ \cos \gamma_{el} \end{pmatrix} \\ &= R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \left( L \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) + \vec{u}_{EMK} \quad . \end{aligned} \quad (4.1)$$

Zugunsten einer übersichtlicheren Herleitung wird vorerst angenommen, dass die PM-SYM magnetisch isotrop ist ( $L_d = L_q = L$ ). Für eine abschließende Beurteilung mag dies nicht korrekt sein, weil viele Verfahren gerade auf dem Aspekt basieren, den Einfluss der Anisotropie zu mindern, indem die sogenannte Extended-Electromotive-Force (EEMF) verwendet wird (u.a. [39], [40]), was an späterer Stelle noch einmal aufgegriffen wird. Aufgrund der einfacheren analytischen Beschreibung der Verfahren bietet es sich jedoch an, die Anisotropie vorerst zu vernachlässigen, was durchaus legitim ist. Denn stellt sich heraus, dass ein Verfahren schon bei Vernachlässigung der Anisotropie entscheidende Nachteile aufweist, so ist es unwahrscheinlich, dass sich diese Nachteile beim Vorhandensein von Anisotropien positiv auswirken. Weiterhin wird vorerst ein symmetrischer Aufbau vorausgesetzt und der Einfluss von Wirbelströmen vernachlässigt. Gegen Ende des Kapitels werden für das in dieser Arbeit verwendete Verfahren jedoch alle Effekte berücksichtigt, die in Kapitel 2 betrachtet werden. Weiterhin werden die Systemparameter zu Anfang als bekannt vorausgesetzt.

Je nach Umsetzung des Schätzverfahrens ergibt sich eine entsprechende Übertragungsfunktion ( $F_{EMK}(p)$ ) für die geschätzte EMK, wie in Bild 4.3 verdeutlicht wird. (Grundsätzlich können hierbei die Größen im ständerfesten aber auch die Größen im geschätzten dq-KOS verwendet werden, wie später noch gezeigt wird.) Die geschätzte EMK wird einem sogenannten Tracker<sup>2</sup> zugeführt ( $F_{Tracker}(p)$ ), der die Phasenlage der EMK bestimmt, woraus wiederum die Rotorlage resultiert. Die beschriebene Struktur stellt somit eine „Phase Locked Loop“ dar. Für den Tracker sind prinzipiell unterschiedliche Strukturen möglich, wie später noch behandelt wird. Theoretisch kann die Rotorlage auch mit Hilfe der arctan-Funktion direkt berechnet werden, wenn die EMK bekannt

---

<sup>2</sup>engl. track = folgen

ist ( $\hat{\gamma}_{el} = \arctan\left(\frac{-\hat{u}_{EMK,\alpha}}{\hat{u}_{EMK,\beta}}\right)$ ). Dies erfordert jedoch die Division durch eine variable Größe. Wie schon in der Einleitung erwähnt wird, steht im Rahmen dieser Arbeit explizit im Vordergrund, dass der resultierende Rechenaufwand der geberlosen Regelung so gering wie möglich gehalten werden soll. Aus diesem Grund soll auf Divisionen durch variable Größen verzichtet werden, so dass die Verwendung der arctan-Funktion nicht zulässig ist. Darüber hinaus ist die Schätzung der Rotorlage mittels arctan-Funktion anfällig für Messrauschen. Wird zur Minderung des Rauschens jedoch ein Tiefpassfilter eingesetzt, erzeugt dies eine Phasenverschiebung bzw. Offset der geschätzten Rotorlage in Abhängigkeit von der Drehzahl, wie z.B. auch in [33] beschrieben wird. Dies ist ein weiterer Grund, warum der Einsatz eines Trackers Vorteile mit sich bringt.

In den folgenden Abschnitten steht im Vordergrund, wie sich die EMK mittels der erwähnten Ansätze schätzen lässt. Die grundlegende Funktionsweise des Trackers wird auch behandelt, eine weiterführende Analyse verschiedener Strukturen des Trackers erfolgt in Kapitel 7.

Des Weiteren ist zu beachten, dass zugunsten einer übersichtlicheren Darstellung das resultierende Antriebssystem (inklusive Datenverarbeitung) vorerst als zeitkontinuierlich betrachtet wird. Gegen Ende des Kapitels wird jedoch drauf eingegangen, welche Auswirkungen auf die Schätzung der EMK sich durch die zeitliche Diskretisierung der Verfahren ergeben.

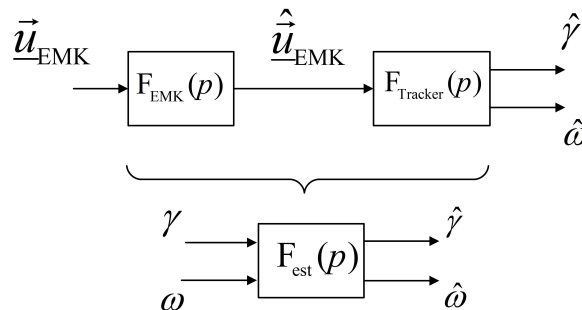


Abbildung 4.3: Resultierende Übertragungsfunktion der Rotorlage- bzw. Drehzahl-schätzung

## 4.2 Direkte Berechnung der EMK

Um die prinzipielle Funktionsweise der unterschiedlichen Verfahren besser beschreiben zu können, wird im Folgenden vorausgesetzt, dass die Systemparameter ( $L$ ,  $R$  und  $\Psi_{PM}$ ) bekannt sind. Ebenso wird angenommen, dass durch den Wechselrichter die gewünschte Strangspannung exakt eingepreßt wird. Somit bildet Gleichung 4.1 vorerst den Ausgangspunkt der folgenden Analyse. Im späteren Verlauf des Kapitels wird jedoch behandelt, welchen Einfluss Schätzfehler der Systemparameter bzw. Störgrößen

ausüben und was durch den Einsatz des Wechselrichters bei der Implementierung der geberlosen Regelung berücksichtigt werden muss.

Die naheliegendste Vorgehensweise zur Schätzung der EMK ist deren direkte Berechnung mit Hilfe der Spannungsdifferentialgleichung. Da angenommen wird, dass der Sollwert der Strangspannung dem tatsächlichen Wert entspricht, lässt sich die EMK wie folgt berechnen bzw. schätzen:

$$\hat{\vec{u}}_{\text{EMK}} = \vec{u}_{\alpha\beta} - \hat{R} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} - \frac{d}{dt} \left( \hat{L} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \quad . \quad (4.2)$$

Bei auftretenden Sättigungseffekten muss ebenfalls die zeitliche Ableitung der Induktivität berücksichtigt werden<sup>3</sup>:

$$\vec{u}_{\text{EMK}} = \vec{u}_{\alpha\beta} - \hat{R} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} - \hat{L} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} - \left( \frac{d}{d\vec{i}_{\alpha\beta}} \hat{L} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \quad . \quad (4.3)$$

Durch Gleichung 4.2 und 4.3 ist ersichtlich, dass für die direkte Berechnung der EMK die zeitliche Ableitung des Stromes gebildet werden muss. Aufgrund von Messrauschen ist deren direkte Umsetzung jedoch nicht realisierbar. Oftmals wird daher die zeitliche Ableitung mit anschließender Tiefpassfilterung verwendet. Dies erschwert zum einen jedoch die analytische Beschreibung der Übertragungsfunktion der geschätzten EMK. Zum anderen bewirkt sie eine Phasenverschiebung der geschätzten EMK. Grundsätzlich stellt die direkte Berechnung einen erfolgversprechenden Ansatz dar. In [37], [41] oder [42] sind Ansätze vorgestellt, die auf der direkten Berechnung basieren und gute Ergebnisse liefern. Später wird noch einmal darauf eingegangen, welche Modifikationen vorgenommen werden müssen, um eine gute Rotorlageschätzung zu ermöglichen und welche Analogie zu den beobachterbasierten Verfahren der Rotorlageschätzung besteht.

Um die zeitliche Ableitung des Stromes zu vermeiden, kann theoretisch wiederum die Flussverkettung des Ständers als Zustandsgröße gewählt werden. Mit Hilfe der zeitlichen Integration vereinfacht sich Gleichung 4.2 wie folgt:

$$\int \hat{\vec{u}}_{\text{EMK},\alpha\beta} \, dt = \hat{\vec{\Psi}}_{\text{PM},\alpha\beta} = \int \left( \vec{u}_{\alpha\beta} - R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) dt - L \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \quad , \quad (4.4)$$

wobei gilt:

$$\hat{\vec{\Psi}}_{\text{PM},\alpha\beta} = \hat{\vec{\Psi}}_{\text{PM},\alpha\beta}(t > 0) + \hat{\vec{\Psi}}_{\text{PM},t=0} = \vec{\Psi}_{\text{PM},\alpha\beta} + \hat{\vec{\Psi}}_{\text{PM},t=0} \quad . \quad (4.5)$$

---

<sup>3</sup>Wie in Kapitel 2 beschrieben, verkompliziert sich der Term, wenn ebenfalls eine Abhängigkeit der Induktivitäten von der Rotorlage vorliegt, was hier jedoch vernachlässigt wird.



Diese Vorgehensweise wird in der Literatur oftmals auch als unmodifizierte Integration der EMK oder unmodifizierte Integration der induzierten Strangspannung bezeichnet ([35]), was synonym für die in dieser Arbeit verwendete Bezeichnung der direkten Berechnung ist. Bild 4.4 stellt das BSB dieser Berechnung dar. Es ist ersichtlich, dass eine offene Integration vorliegt, was zwei wesentliche Probleme mit sich bringt. Liegt einerseits ein Offset des gemessenen Stromes vor ( $\vec{i}_{\text{offset}}$  in Bild 4.4), was in der Regel der Fall ist, führt dies zu einem Driften der geschätzten Rotorlage, was die Instabilität der Regelung zur Folge hat. Außerdem gilt es zu beachten, dass die geschätzte PM-Flussverkettung im ständerfesten KOS nicht der tatsächlichen entspricht, da ihr ein konstanter Anteil überlagert ist (s. Gleichung 4.5).

Die EMK stellt eine Spannung mit sinusförmigem bzw. harmonischem Verlauf dar<sup>4</sup>. Durch die zeitliche Integration der EMK ergibt sich somit auch eine Integrationskonstante. Diese entspricht der PM-Flussverkettung zum Anfangszeitpunkt der Integration und wird in Gleichung 4.5 durch  $\hat{\Psi}_{\text{PM},t=0}$  beschrieben. Der übrige Anteil entspricht der tatsächlichen Flussverkettung der PM unter der Annahme, dass die Systemparameter bekannt sind ( $\hat{\Psi}_{\text{PM},\alpha\beta}(t > 0) = \vec{\Psi}_{\text{PM},\alpha\beta}$ ). Bild 4.5 zeigt den beispielhaften Verlauf der geschätzten PM-Flussverkettung über der Zeit, wobei die Struktur nach Bild 4.4 der Berechnung zugrunde liegt. Zu Anfang der Integration bzw. Berechnung hat die Rotorlage den Wert Null, so dass sich das dq- und das  $\alpha\beta$ -KOS überlagern. Daraus ergibt sich, dass die  $\alpha$ -Komponente von  $\hat{\Psi}_{\text{PM},t=0}$  der Flussverkettung der PM ( $\Psi_{\text{PM}}$ ) entspricht und die  $\beta$ -Komponente Null beträgt.

Die beschriebene Problematik verdeutlicht, dass für die resultierende Rotorlageschätzung die reine Integration nicht verwendet werden kann. In der Literatur sind mehrere Ansätze zu finden, wie durch eine Modifikation der Struktur eine bessere Schätzung der PM-Flussverkettung ermöglicht wird. Dieser Aspekt wird an späterer Stelle wieder aufgegriffen, wenn die Rotorlageschätzung mittels Flussbeobachter behandelt wird.

Ohne entsprechende Modifikation der hier aufgeführten Struktur (Bild 4.4) kann die direkte Berechnung der EMK somit nur mit Hilfe der zeitlichen Ableitung der Flussverkettung (Gleichung 4.2) durchgeführt werden. Dadurch, dass sowohl die zeitliche Ableitung des Stromes nicht ohne anschließende Tiefpassfilterung verwendet werden kann, als auch die zeitliche Ableitung der Induktivität berücksichtigt werden muss, verkompliziert sich die direkte Berechnung der EMK. Der vermeintliche Vorteil gegenüber einem Zustandsbeobachter, der sich durch die sehr einfache Implementierung nach Gleichung 4.2 ergeben würde, hat somit keinen Bestand mehr, wenn das tatsächliche Verhalten des Antriebssystems berücksichtigt wird. Es kann daher direkt ein Strombeobachter eingesetzt werden, wie er im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

---

<sup>4</sup>Hierbei wird eine konstante Drehzahl vorausgesetzt.

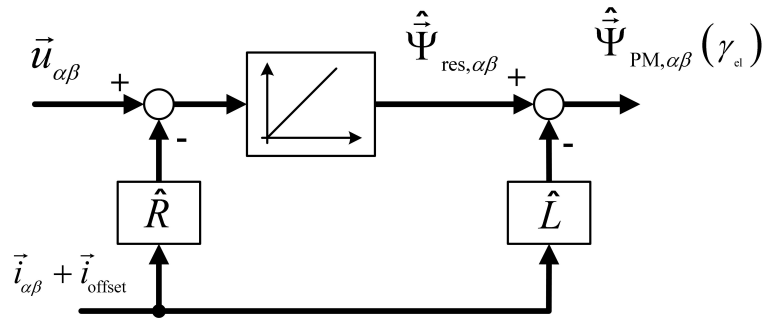


Abbildung 4.4: BSB der direkten Berechnung der PM-Flussverkettung

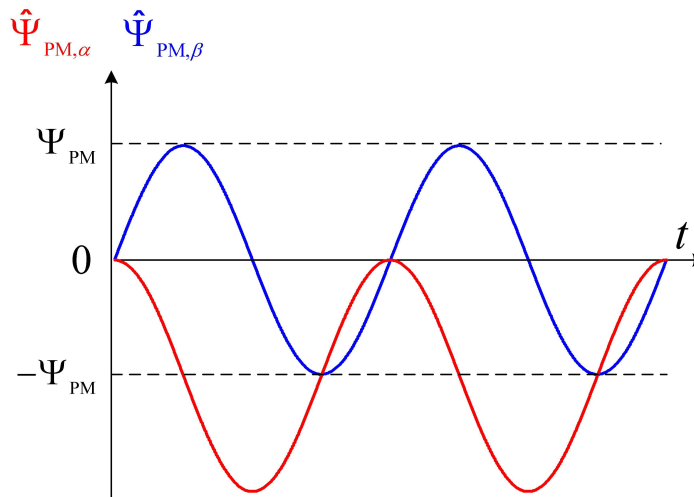


Abbildung 4.5: Verlauf der berechneten Flussverkettung der PM

### 4.3 Schätzung der EMK mittels Strombeobachter

Die Ausführung des Strombeobachters der PMSYM basiert auf dem klassischen Luenberger - Beobachter ([23]), wobei die Strangströme anhand der eingprägten Strangspannung geschätzt und mit den gemessenen verglichen werden. Da die EMK nicht bekannt ist, wirkt sie als unbekannte Störgröße, woraus ein Schätzfehler resultiert, der die Information über die Rotorlage bzw. Drehzahl enthält. Wie zu Anfang erwähnt, besteht die Möglichkeit, den Strombeobachter sowohl im ständerfesten KOS als auch im geschätzten dq-KOS zu implementieren. In diesem Abschnitt wird zuerst der Strombeobachter im ständerfesten KOS erläutert. Darauf aufbauend, wird die Struktur der Rotorlageschätzung bzw. der Tracker beschrieben, durch den die Rotorlage mit Hilfe des Beobachterschätzfehlers ermittelt werden kann. Anschließend wird der Strombeobachter im geschätzten dq-KOS untersucht und mit dem Strombeobachter im ständerfesten KOS verglichen. Dabei wird herausgestellt, welche Vor- und Nachteile die jeweiligen Strukturen mit sich bringen. Infolgedessen wird eine modifizierte Struktur des Strombeobachters im geschätzten dq-KOS vorgestellt, die die Vorteile der anderen Strukturen der EMK-basierten Rotorlageschätzung in sich vereint.

### 4.3.1 Strombeobachter im ständerfesten KOS

Das BSB der Beobachterstruktur ist in Bild 4.6 dargestellt. Der obere Teil stellt die tatsächliche PMSYM dar und der untere den Beobachter. Hierbei liegt wiederum die oben aufgeführte Spannungsdifferentialgleichung (Gleichung 4.1) zugrunde. Der rot markierte Ausdruck  $\vec{e}_{\text{obs},\alpha\beta}$  stellt den Schätzfehler dar. Bei der Umsetzung des Beobachters ist darauf zu achten, dass die Multiplikation mit dem Kehrwert der Induktivität erst nach der Integration erfolgt, um somit die zeitliche Ableitung der Induktivität berücksichtigen zu können (vgl. Kapitel 2, Bild 2.7). In Bild 4.6 erfolgt die Rückführung des Schätzfehlers über den proportionalen Faktor  $k_{\text{obs}}$ . Prinzipiell kann auch eine andere Art der Rückführung gewählt werden. Wie z.B. in [33] oder [43] aufgeführt, kann auch ein PI-Regler verwendet werden, wie in Bild 4.7 dargestellt ist. Durch den zusätzlichen I-Anteil wirkt der PI-Regler wie ein Störgrößenbeobachter<sup>5</sup>. Der Schätzfehler des Beobachters wird zu Null geregelt, so dass der Ausgang des PI-Reglers der unbekanntes Störgröße, welche die Differenz zwischen tatsächlicher und geschätzter EMK darstellt, entspricht. In der Literatur sind noch weitere Formen beschrieben, wie der Störgrößenbeobachter ausgeführt werden kann (z.B. [40]), wodurch sich eine andere Dynamik für die Schätzung der EMK ergibt. Es gilt aber auch hier wieder zu beachten, dass die Rechenintensität so gering wie möglich gehalten werden soll, so dass sich die proportionale Rückführung und die Rückführung mittels PI-Regler am besten eignen. Die resultierende Übertragungsfunktion des Beobachterschätzfehlers bzw. des Ausgangs des PI-Reglers in Abhängigkeit von der EMK lässt sich durch die aus der Literatur bekannten Vorgehensweisen der Regelungstechnik (z.B. [23]) berechnen. Der Schätzfehler ergibt bei proportionaler Rückführung den folgenden Ausdruck:

$$\begin{aligned}\vec{e}_{\text{obs},\alpha\beta} &= \frac{1}{L \cdot p + R + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \vec{u}_{\text{EMK},\alpha\beta} - \hat{u}_{\text{EMK},\alpha\beta} \right) \\ &= F_{\text{EMK},k}(p) \cdot \vec{u}_{\text{EMK},\text{er},\alpha\beta} \\ &= F_{\text{EMK},k}(p) \cdot p \cdot \vec{\Psi}_{\text{PM},\text{er},\alpha\beta} \quad ,\end{aligned}\tag{4.6}$$

wobei gilt:

$$\hat{u}_{\text{EMK},\alpha\beta} = \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \hat{\gamma}_{\text{el}} \\ \cos \hat{\gamma}_{\text{el}} \end{pmatrix}, \quad p = \frac{d}{dt}, \tag{4.7}$$

<sup>5</sup>Die Ausführung des Luenberger-Beobachters inklusive Störgrößenbeobachter ist u.a. in [23] beschrieben.

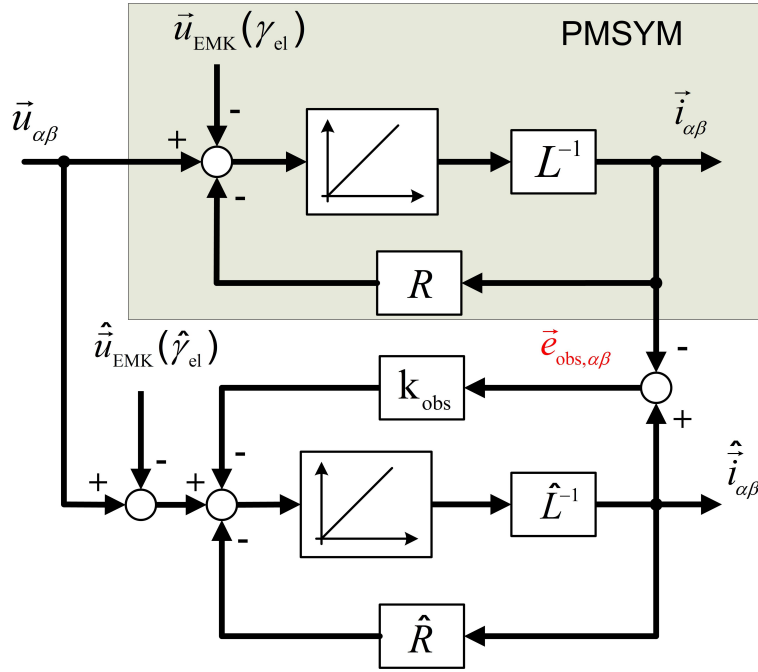


Abbildung 4.6: BSB des Strombeobachters

$$\begin{aligned} \frac{1}{L \cdot p + R + k_{\text{obs}}} &\hat{=} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot ((p \cdot \mathbf{E} + (R + k_{\text{obs}}) / L \cdot \mathbf{E})^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{pmatrix}) \\ &\hat{=} \frac{1}{L \cdot p + R + k_{\text{obs}}} \cdot \mathbf{E} \quad . \end{aligned} \quad (4.8)$$

Für eine übersichtlicher Darstellung des Übertragungsverhalten wird innerhalb dieser Arbeit die Notation gemäß Gleichung 4.8 gewählt. Der rechte Teil der Gleichung 4.8 beschreibt die allgemeine Form der Übertragungsfunktion eines Systems in Zustandsraumdarstellung gemäß [23]. Des Weiteren sei an dieser Stelle noch einmal hervorgehoben, dass der Widerstand und die Induktivität vorerst bekannt sind, weshalb für die Übertragungsfunktion direkt die tatsächlichen anstatt der geschätzten Parameter verwendet werden.

Die Übertragungsfunktion des Schätzfehlers der EMK bei Verwendung der PI-Rückführung ergibt sich wie folgt:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{PI},\alpha\beta} &= \frac{k_{\text{PI}} \cdot (T_i \cdot p + 1)}{T_i \cdot L \cdot p^2 + T_i \cdot (R + k_{\text{PI}}) \cdot p + k_{\text{PI}}} \cdot \vec{u}_{\text{EMK,er},\alpha\beta} \\ &= F_{\text{EMK,PI}}(p) \cdot \vec{u}_{\text{EMK,er},\alpha\beta} \quad . \end{aligned} \quad (4.9)$$

In dieser Gleichung stellt  $\vec{e}_{\text{PI},\alpha\beta}$  den Ausgang des PI-Reglers dar.  $k_{\text{PI}}$  steht für den proportionalen Faktor und  $T_i$  für die Nachstellzeit des PI-Reglers.

Es gilt jedoch zu beachten, dass die Rückführung der geschätzten EMK (als Eingangsgröße des Beobachters) nicht zwingend erforderlich ist. Je nachdem, ob die Rückfüh-

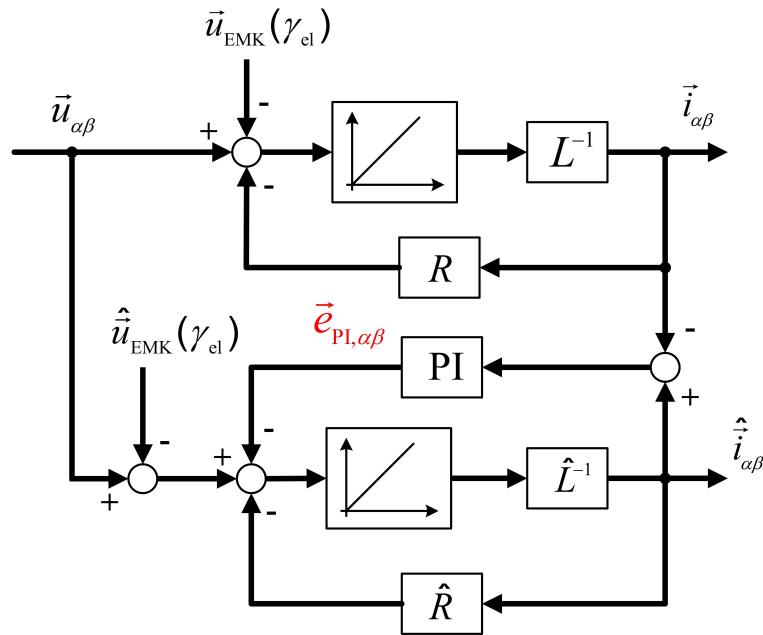


Abbildung 4.7: BSB des Strombeobachters mit PI-Rückführung

zung erfolgt, ergibt sich eine andere Ausführung des Trackers, dem der Beobachter-schätzfehler zugeführt wird. Anhand des Strombeobachters mit proportionaler Rückführung wird dieser Aspekt im Folgenden verdeutlicht, wobei die Rückführung der geschätzten EMK zunächst vernachlässigt wird. Dadurch ergibt sich folgender Ausdruck für den Beobachterfehler:

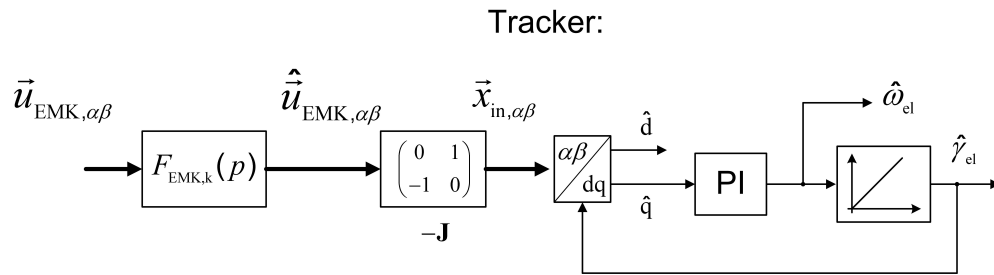
$$\vec{e}_{\text{obs},\alpha\beta} = \frac{1}{L \cdot p + R + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{u}_{\text{EMK},\alpha\beta} \quad (4.10)$$

Das Übertragungsverhalten des Strombeobachters entspricht dem eines zeitverzögernden Proportionalglieds ( $\text{PT}_1$ ), wodurch sich für die geschätzte EMK ein entsprechender Amplituden- bzw. Phasengang ergibt.

### 4.3.2 Struktur der Rotorlageschätzung basierend auf dem Beobachterschätzfehler

Die prinzipielle Struktur des Trackers, der die Rotorlage schätzt, ist in Bild 4.8 dargestellt. Da die EMK in Richtung der q-Achse weist, wird die geschätzte EMK um  $-90^\circ$  gedreht, was durch die Multiplikation mit der Drehmatrix  $-\mathbf{J}$  geschieht. Anschließend erfolgt die Drehung in das geschätzte dq-KOS. Für kleine Schätzfehler der Rotorlage ist die  $\hat{q}$ -Komponente der Eingangsgröße ( $\vec{x}_{\text{in},\alpha\beta}$ ) proportional zu diesem Schätzfehler:

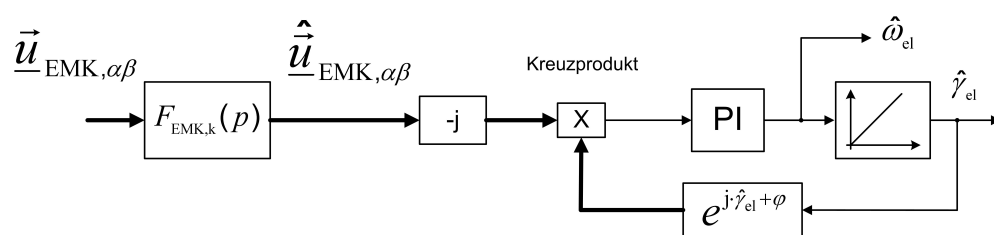
$$x_{\text{in},\hat{q}} = \sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \approx \gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}} \quad (4.11)$$



**Abbildung 4.8:** Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe der geschätzten EMK

Dieser Schätzfehler wird der Struktur aus PI-Regler und Integrationsglied zugeführt, wodurch die Rotorlage und Drehzahl bestimmt werden. Durch die Rückführung der geschätzten Rotorlage (zur Transformation in das geschätzte KOS) entsteht eine geschlossene Regelkreisstruktur. Hierbei gilt es jedoch zu beachten, dass die geschätzte EMK aufgrund des Übertragungsverhaltens des Beobachters eine Phasenverschiebung aufweist, welche entsprechend kompensiert werden muss. Es muss weiterhin berücksichtigt werden, dass das Vorzeichen der EMK vom Vorzeichen der Drehzahl abhängt, was jedoch erst an späterer Stelle detailliert betrachtet wird. Zum jetzigen Zeitpunkt sei angenommen, dass die Drehzahl positiv ist.

Der hier verwendete Begriff „Tracker“ bezeichnet die Struktur der Rotorlageschätzung, die den Schätzfehler des Beobachters als Eingangsgröße hat und die Rotorlage bzw. Drehzahl ausgibt. Die Struktur des Trackers hängt somit auch vom verwendeten Beobachter ab, was im Verlauf dieser Arbeit noch deutlich wird. Die grundsätzliche Struktur des Trackers kann jedoch auch dann unterschiedlich sein, wenn der gleiche Beobachter als Basis dient, wie Bild 4.9 verdeutlicht. Hierbei liegt die Darstellung der EMK als



**Abbildung 4.9:** Alternative Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe der geschätzten EMK

Raumzeiger zugrunde. Der Schätzfehler wird nach einer Drehung um  $-90^\circ$  mit einem Raumzeiger multipliziert, der in die Richtung der geschätzten Rotorlage zeigt. Hierfür wird das Kreuzprodukt verwendet, dessen Ergebnis proportional zur Fläche zwischen den beiden Raumzeigern ist. Für kleine Winkelfehler ergibt sich daher die gleiche Abhängigkeit wie in Gleichung 4.11. In Bild 4.9 ist zusätzlich der Winkel  $\varphi$  eingeführt, um die Phasenverschiebung der geschätzten EMK zu berücksichtigen. Diese Art der

PLL ist auch als „Heterodyning“ bekannt, wie auch in [33] oder [44] beschrieben wird<sup>6</sup>. In [33] und [44] wird weiterhin veranschaulicht, dass neben der Struktur, bestehend aus PI-Regler und Integrationsglied, auch andere Strukturen gewählt werden können. Eine diesbezüglich weiterführende Analyse erfolgt jedoch erst in Kapitel 7.

Ein grundsätzlicher Nachteil des Strombeobachters ohne Rückführung der geschätzten EMK besteht in dem zeitverzögernden Übertragungsverhalten der tatsächlichen EMK (Gleichung 4.10). Aufgrund von Messrauschen kann die Rückführung des Strombeobachters nicht beliebig hoch gewählt werden, so dass mit steigender Frequenz bzw. Drehzahl die oben beschriebene Phasenverschiebung der geschätzten Rotorlage zunimmt. In [33] wird dieser Aspekt behandelt, wobei darüber hinaus auch der Ansatz der Extended Electromotive Force bzw. der Erweiterten EMK (EEMK) beschrieben wird. Wird für die PMSYM auch die Achsigkeit des Rotors berücksichtigt ( $L_d \neq L_q$ ), bietet der Ansatz der EEMK für den Strombeobachter im ständerfesten KOS eine bessere Performance, als wenn die ursprüngliche Spannungsdifferentialgleichung nach Gleichung 2.14 zugrunde liegt. Für das an späterer Stelle hergeleitete Verfahren, welches im Rahmen dieser Arbeit für die Schätzung der EMK verwendet wird, ist der Ansatz der EEMK jedoch nicht notwendig.

Um eine Steigerung der Dynamik der Rotorlageschätzung zu erlangen und die oben beschriebene Phasenverschiebung der geschätzten EMK zu vermeiden, kann die geschätzte EMK innerhalb des Beobachters zurückgeführt werden (vgl. Bild 4.6 bzw. Bild 4.7). Für die proportionale Rückführung ergibt sich dann die Übertragungsfunktion nach Gleichung 4.6, wodurch die Struktur des Trackers angepasst werden muss, wie in Bild 4.10 zu sehen ist. Im oberen Teil des Bildes ist die eigentliche Struktur der Rotorlageschätzung abgebildet. Der untere Teil zeigt die äquivalente Darstellung der Struktur im geschätzten dq-KOS, wobei auch hier ein geringer Schätzfehler der Rotorlage vorausgesetzt wird. Es ist zu erkennen, dass sich durch die Drehung des Beobachterfehlers in das geschätzte KOS die Übertragungsfunktion wie folgt ändert:

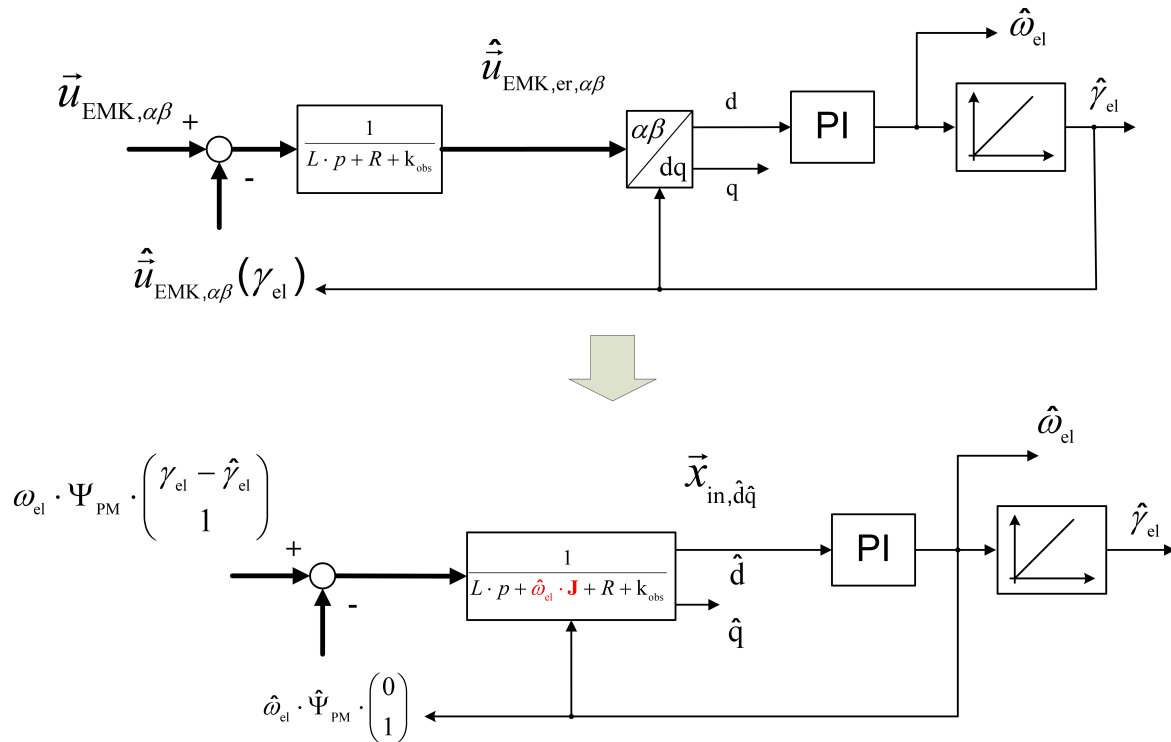
$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \frac{1}{L \cdot p + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot L \cdot \mathbf{J} + R + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \vec{u}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} - \hat{u}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} \right) \quad , \quad (4.12)$$

wobei gilt:

$$\frac{1}{L \cdot p + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot L \cdot \mathbf{J} + R + k_{\text{obs}}} \hat{=} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot ((p \cdot \mathbf{E} + (R + k_{\text{obs}}) / L \cdot \mathbf{E} + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \mathbf{J})^{-1} \cdots \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{pmatrix} \quad . \quad (4.13)$$

<sup>6</sup>In [44] wird zwar die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung behandelt, das Prinzip des Heterodyning kann jedoch auch für die EMK-basierte Rotorlageschätzung verwendet werden, wie [33] verdeutlicht.

Wie durch Gleichung 4.13 verdeutlicht wird, wird in Gleichung 4.12 für die Über-



**Abbildung 4.10:** Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe des Schätzfehlers der EMK

tragungsfunktion wiederum eine übersichtlicher Notation gewählt. Durch die Drehung sind einerseits die  $\hat{d}\hat{q}$ -Komponenten über die Drehmatrix  $\mathbf{J}$  miteinander gekoppelt. Andererseits handelt es sich bei dem Schätzfehler der EMK jetzt um eine Gleichgröße. Analog zur Stromregelung im dq-KOS<sup>7</sup> ergibt sich dadurch eine gleichbleibende Bandbreite trotz steigender Drehzahl, wodurch keine Phasenverschiebung zwischen tatsächlicher und geschätzter Rotorlage entsteht, wie es bei der Struktur nach Bild 4.8 der Fall ist. In diesem Zusammenhang wird in [45] die Drehung des KOS (im Zeitbereich) damit verglichen, dass die Eckfrequenz der resultierenden Übertragungsfunktion (für das ständerfeste KOS) um die aktuelle Frequenz bzw. Drehzahl (im Frequenzbereich) verschoben wird<sup>8</sup>. Für die Rotorlageschätzung wird vorerst nur die  $\hat{d}$ -Komponente des Schätzfehlers verwendet, da diese vom Schätzfehler der Rotorlage abhängt, jedoch nicht vom geschätzten Wert der PM-Flussverkettung beeinflusst wird. Allein die  $\hat{q}$ -Komponente enthält die geschätzte EMK.

Durch die Kopplung über die Drehmatrix  $\mathbf{J}$  sind jedoch zwei Dinge zu beachten: Zum einen hängt es von der Parametrierung bzw. vom Wert des Faktors  $k_{\text{obs}}$  ab, ob die  $\hat{d}$ - oder die  $\hat{q}$ -Komponente dem PI-Regler zugeführt werden muss (Bild 4.10). Die

<sup>7</sup>Die Stromregelung im dq-KOS gehört zum Stand der Technik und wird als bekannt vorausgesetzt.

<sup>8</sup>In [45] wird diesbezüglich das sogenannte „Synchronous Frame Filtering“ behandelt.



Herleitung hierfür stellt sich etwas komplexer dar. Sie soll an dieser Stelle jedoch nicht erfolgen, denn der zweite Aspekt veranschaulicht, dass sich der Strombeobachter mit Rückführung der EMK in der vorliegenden Form ohnehin nur bedingt eignet. Durch die Kopplung der Achsen muss zum anderen nämlich der Wert der PM-Flussverkettung bekannt sein. Andernfalls ergibt sich die  $\hat{q}$ -Komponente des EMK-Schätzfehlers ( $\omega_{el} \cdot \Psi_{PM} - \hat{\omega}_{el} \cdot \hat{\Psi}_{PM}$ ) nicht zu Null, was wiederum in einem Schätzfehler bzw. Offset der Rotorlageschätzung resultiert.

Grundsätzlich kann für die betrachtete PMSYM nicht vorausgesetzt werden, dass die PM-Flussverkettung bzw. deren Ausgangswert bekannt ist. Darüberhinaus gilt es zu beachten, dass sich die PM-Flussverkettung in Abhängigkeit von der Temperatur der PM ändert und daher während des Betriebs als unbekannte Größe betrachtet werden muss. Dies stellt ein grundsätzliches Problem dar, wenn bei der Bestimmung der EMK deren geschätzter Wert verwendet wird. Für die Bewertung bzw. Auswahl eines Verfahrens gilt somit im Folgenden, dass die beschriebene Abhängigkeit der Rotorlageschätzung von der PM-Flussverkettung nicht zwangsläufig auftreten sollte.

### 4.3.3 Strombeobachter im geschätzten dq-KOS

Eine Möglichkeit, diese Abhängigkeit von der PM-Flussverkettung zu umgehen, bietet ein modifizierter Strombeobachter im geschätzten dq-KOS. Für dessen Herleitung wird zu Anfang jedoch die ursprüngliche Ausführung (Bild 4.11) betrachtet. Hierzu wird die Spannungsdifferentialgleichung vom  $\alpha\beta$ -KOS in das geschätzte dq-KOS transformiert, wofür die in Kapitel 2 hergeleitete Transformationsvorschrift (2.9) zugrunde liegt.

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} u_{\hat{d}} \\ u_{\hat{q}} \end{pmatrix} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{d}\hat{q}} \cdot \begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} \\
&= \mathbf{T}_{\alpha\beta, \hat{d}\hat{q}} \cdot \left( R \cdot \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left( L \cdot \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \right) + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{el}) \\ \cos(\gamma_{el}) \end{pmatrix} \right) \\
&= R \cdot \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left( L \cdot \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} \right) \\
&\quad + \hat{\omega}_{el} \cdot L \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{\hat{d}} \\ i_{\hat{q}} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{el,er}) \\ \cos(\gamma_{el,er}) \end{pmatrix} \quad , \quad (4.14)
\end{aligned}$$

wobei gilt:

$$\gamma_{el,er} = \gamma_{el} - \hat{\gamma}_{el} \quad .$$

Wie auch der Nomenklatur zu entnehmen ist weist der Index „er“ auf die Differenz zwischen dem tatsächlichen und dem geschätzten Wert einer Größe hin ( $x_{er} = x - \hat{x}$ ).

Das resultierende BSB des Strombeobachters ist in Bild 4.11 abgebildet, wobei an dieser Stelle nur auf eine proportionale Rückführung des Fehlers eingegangen wird. Bei der Umsetzung des Beobachters bzw. bei der Beschreibung des Beobachterschätzfehlers wird vorausgesetzt, dass der Schätzfehler der Rotorlage klein ist. Bei einer entsprechenden Parametrierung der Rotorlageschätzung (inklusive Tracker) trifft diese Annahme auch zu, so dass sich der Ausdruck für die EMK aus Gleichung 4.14 wie folgt vereinfacht:

$$\vec{u}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} \approx \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (4.15)$$

da für kleine Schätzfehler gilt:

$$\sin(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \approx \gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}} \quad ; \quad \cos(\gamma_{\text{el}} - \hat{\gamma}_{\text{el}}) \approx 1 \quad .$$

Wie auch in Bild 4.11 zu sehen ist, leitet sich daraus der Ausdruck für die geschätzte EMK ab:

$$\vec{\hat{u}}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} = \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} . \quad (4.16)$$

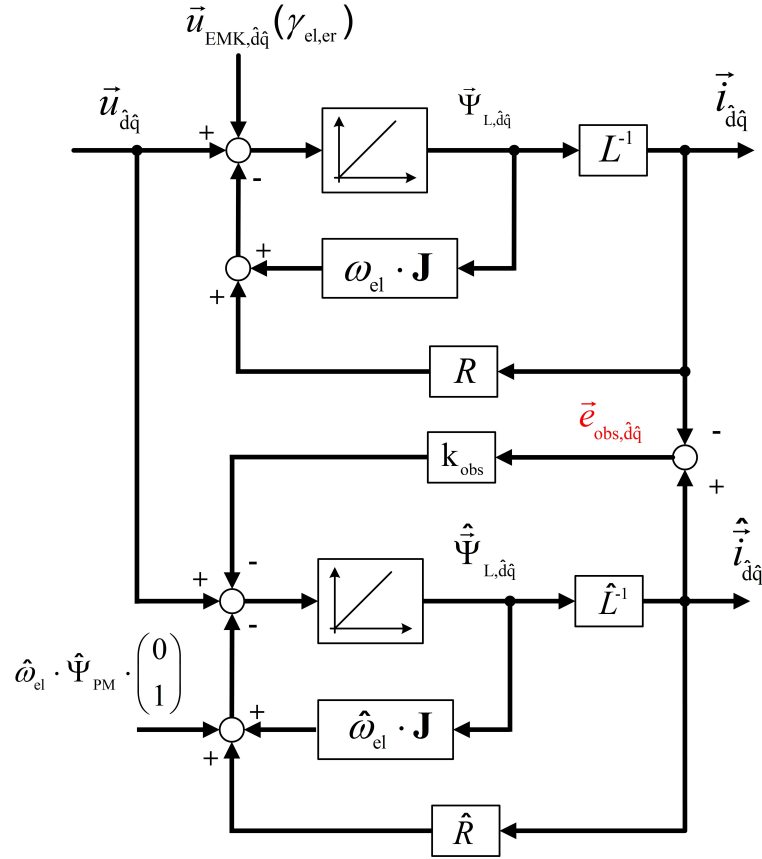
Die Übertragungsfunktion für den Schätzfehler des Beobachters lässt sich in analoger Vorgehensweise zum Strombeobachter im ständerfesten KOS berechnen:

$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \frac{1}{L \cdot p + (R + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot L \cdot \mathbf{J} + k_{\text{obs}})} \dots \cdot \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) . \quad (4.17)$$

Wie auch für den Strombeobachter im ständerfesten KOS, der die geschätzte EMK (vgl. Gleichung 4.12) verwendet, liegt eine Kopplung der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten aufgrund der Matrix  $\mathbf{J}$  vor. Es ergibt sich somit auch hier der Nachteil, dass die PM-Flussverkettung bekannt sein muss, um eine fehlerfreie Rotorlageschätzung zu ermöglichen.

#### 4.3.4 Modifizierter Strombeobachter im geschätzten dq-KOS

Die im vorherigen Abschnitt beschriebene Kopplung der Komponenten im geschätzten dq-KOS kann auf einfache Weise vermieden werden. Hierzu wird eine Modifikation der Beobachterstruktur durchgeführt, wie sie in Bild 4.12 dargestellt ist. Die Übertra-

Abbildung 4.11: BSB des Strombeobachters im  $\hat{d}\hat{q}$ -KOS

gungsfunktion aus Gleichung 4.17 vereinfacht sich dadurch wie folgt:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} &= \frac{1}{L \cdot p + (R + k_{\text{obs}})} \cdot \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &= F_{\text{EMK},k,\hat{d}\hat{q}}(p) \cdot \vec{u}_{\text{EMK,er},\hat{d}\hat{q}} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Da die Drehmatrix ( $\mathbf{J}$ ) jetzt nicht mehr in der Übertragungsfunktion enthalten ist, entspricht das Übertragungsverhalten des Strombeobachters dem eines zeitverzögernden Proportionalglieds erster Ordnung ( $\text{PT}_1$ ), wie es auch schon für den Strombeobachter im ständerfesten KOS ohne Rückführung der geschätzten EMK der Fall ist. Der Vorteil des Strombeobachters im  $\hat{d}\hat{q}$ -KOS gegenüber dem Strombeobachter im  $\alpha\beta$ -KOS besteht jedoch darin, dass durch die Drehung des KOS die EMK jetzt nicht mehr eine harmonische, sondern eine Gleichgröße darstellt<sup>9</sup>. Die Rotorlageschätzung behält somit bei steigender Drehzahl eine gleichbleibende Bandbreite.

Da die Drehung in das geschätzte KOS schon durch den Strombeobachter stattfindet, muss sie hinsichtlich des Trackers nicht mehr durchgeführt werden. Der Tracker besteht

<sup>9</sup>Hierbei wird der quasistationäre Betrieb vorausgesetzt.

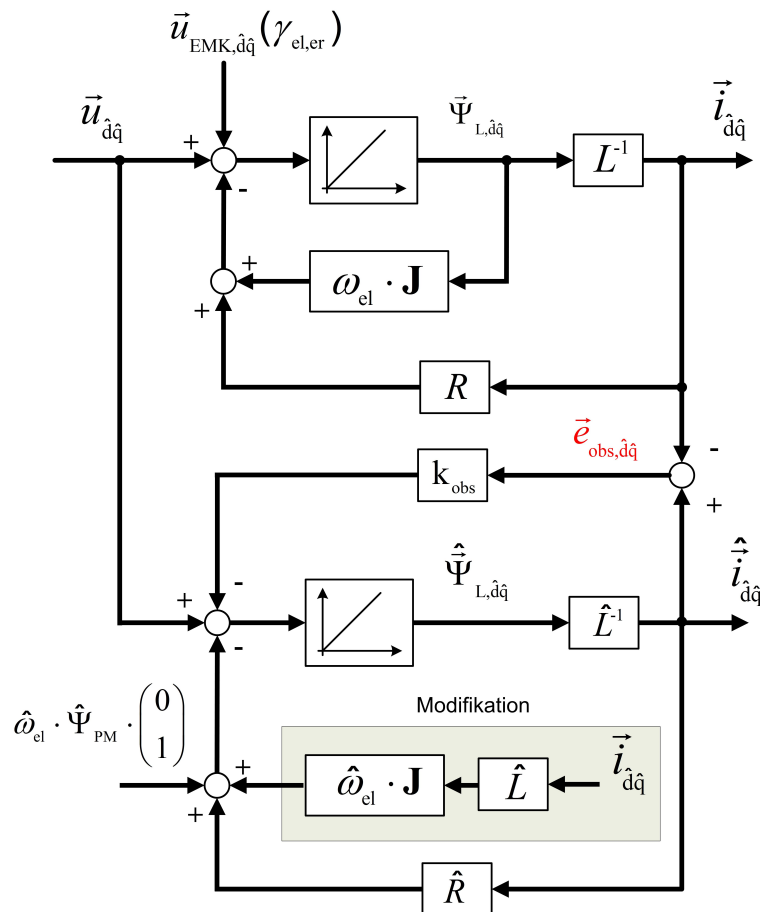


Abbildung 4.12: Modifizierter Strombeobachter im geschätzten dq-KOS

somit nur noch aus der in Bild 4.13 dargestellten Struktur aus PI-Regler und Integrationsglied. Der  $\hat{d}$ -Anteil des Schätzfehlers wird diesem PI-Regler zugeführt. Bild 4.14 zeigt das äquivalente BSB der resultierenden Struktur für die gesamte Rotorlageschätzung.

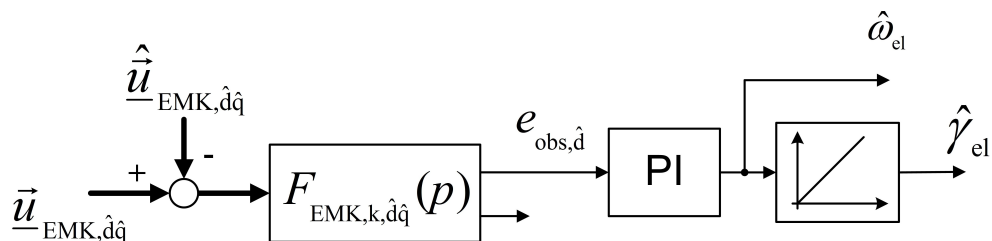


Abbildung 4.13: Berechnungsvorschrift für die Rotorlageschätzung bei modifiziertem Strombeobachter

Damit die Stabilität der Rotorlageschätzung nach Bild 4.14 gewährleistet ist, muss - wie schon weiter oben angedeutet - das Vorzeichen der elektrischen Drehzahl ( $\omega_{\text{el}}$ ) bekannt sein. Andernfalls würde sich eine negative Drehzahl wie eine positive Rückführung der geschätzten Rotorlage auswirken. Das Vorzeichen der tatsächlichen Drehzahl

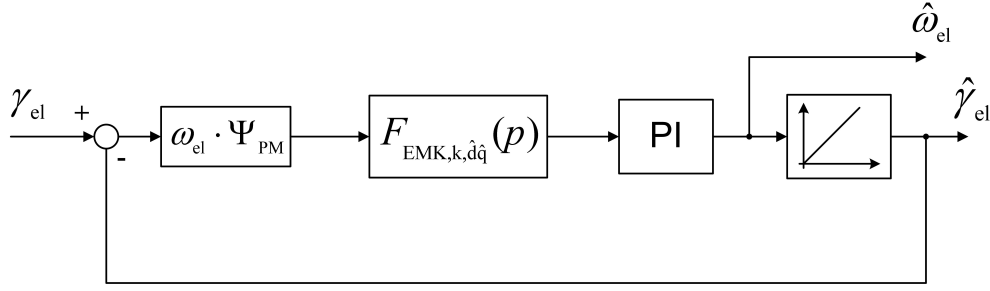


Abbildung 4.14: BSB der resultierenden Rotorlageschätzung

wird aus dem  $\hat{q}$ -Anteil des Beobachterschätzfehlers berechnet. Hierzu wird der Einfluss der geschätzten EMK auf den Schätzfehler herausgerechnet:

$$\begin{aligned} e_{\text{obs},\hat{q}}^* &= e_{\text{obs},\hat{q}} + F_{EMK,k,\hat{d}\hat{q}}(p) \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \hat{\Psi}_{PM} \\ &= F_{EMK,k,\hat{d}\hat{q}}(p) \cdot \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \quad . \end{aligned} \quad (4.19)$$

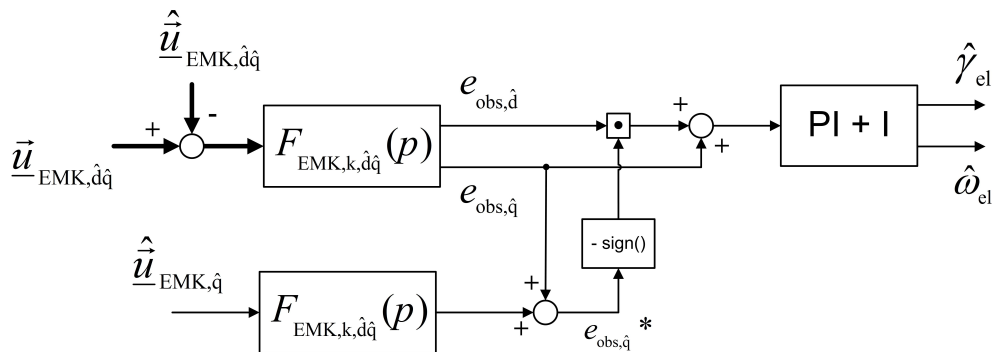
Diese Ersatzgröße des Fehlers ( $e_{\text{obs},\hat{q}}^*$ ) wird wie folgt dazu verwendet, die Abhängigkeit des  $\hat{d}$ -Anteils des Beobachterschätzfehlers vom Vorzeichen der Drehzahl aufzuheben:

$$\begin{aligned} e_{\text{obs},\hat{d}}^* &= e_{\text{obs},\hat{d}} \cdot \text{sign}(e_{\text{obs},\hat{q}}^*) \\ &= F_{EMK,k,\hat{d}\hat{q}}(p) \cdot |\omega_{el}| \cdot \Psi_{PM} \cdot \gamma_{el,er} \quad . \end{aligned} \quad (4.20)$$

Auf die Berechnung der Ersatzgröße in Gleichung 4.19 kann auch verzichtet werden, wenn die geschätzte EMK ( $\vec{u}_{EMK,\hat{d}\hat{q}}$ ) nicht zurückgeführt wird. Wie zuvor erwähnt, muss dies im Gegensatz zum Strombeobachter im ständerfesten KOS nicht zwangsläufig implementiert werden, um eine PLL Struktur zu realisieren bzw. um eine gleichbleibende Bandbreite der Rotorlageschätzung zu erzielen. Wird die geschätzte EMK jedoch trotzdem berücksichtigt, wie es bei der bisherigen Herleitung der Fall ist, besteht die Möglichkeit auch den  $\hat{q}$ -Anteil des Beobachterschätzfehlers für die Rotorlageschätzung zu nutzen, wie in Bild 4.15 veranschaulicht wird. Bezogen auf die Rotorlageschätzung wirkt der  $\hat{q}$ -Anteil wie ein Differenzierglied, wie die Bilder 4.16 und 4.17 verdeutlichen. In [41] ist eine ähnliche Vorgehensweise zu finden, wobei hier die direkte Berechnung der EMK zugrunde liegt.

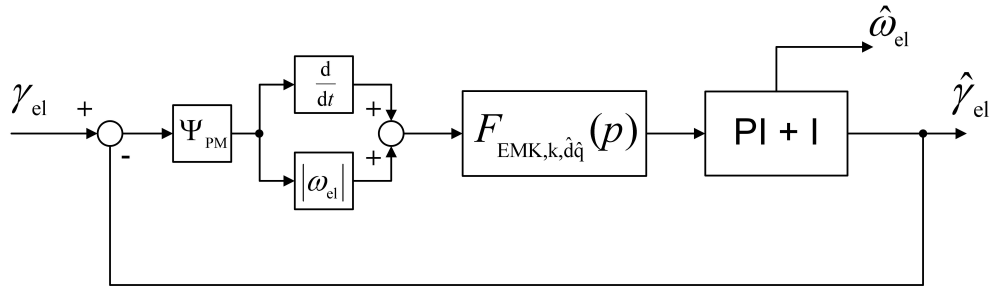
Ist die PM-Flussverkettung allerdings nicht bekannt, erzeugt die Verwendung des  $\hat{q}$ -Anteils auch beim modifizierten Strombeobachter einen Schätzfehler. Wie jedoch in Kapitel 6 noch detailliert beschrieben wird, ist es möglich, die Rotorlage über den  $\hat{d}$ - und die PM-Flussverkettung über den  $\hat{q}$ -Anteil des Schätzfehlers zu bestimmen, da diese nicht voneinander abhängen. Da die Änderung der tatsächlichen PM-Flussverkettung (in Abhängigkeit von der Temperatur) relativ langsam stattfindet, kann diese somit für einen bestimmten Betriebspunkt bzw. eine gewisse Dauer identifiziert werden. An-

schließlich kann sie dann für die Rotorlageschätzung verwendet werden, um eine bessere Dynamik zu erzielen. Für die Parametrierung der Rotorlageschätzung kann weiterhin eine Gewichtung der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponente vorgenommen werden, bevor sie dem PI-Regler zugeführt werden. Dieser Aspekt wird in Kapitel 7 noch einmal aufgegriffen. Durch die Bilder 4.16 und 4.17 wird verdeutlicht, dass sich durch den Strombeobachter in Verbindung mit dem Tracker eine resultierende Regelkreisstruktur für die Rotorlageschätzung ergibt, wie zu Anfang des Kapitels beschrieben wird (vgl. Bild 4.2). Dadurch wird es ermöglicht, für die übergeordnete Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung eine Stabilitätsanalyse bzw. Parametrierung gemäß der bekannten Methoden der Regelungstheorie vorzunehmen. Hierbei muss jedoch berücksichtigt werden, dass das Übertragungsverhalten der EMK-basierten Rotorlageschätzung aufgrund der Drehzahlabhängigkeit nichtlinear ist, wie auch in Bild 4.17 dargestellt ist. Was daraus resultierend bei der Parametrierung zu beachten ist, wird in Kapitel 7 behandelt. Bei der Initialisierung des Verfahrens bei drehendem Rotor ist darauf zu achten, dass ein  $180^\circ$ -Fehler auftreten kann, was vor allem dann eintritt, wenn eine negative Drehrichtung des Rotors vorliegt. Bei einem Schätzfehler von  $180^\circ$  elektrisch kehren sich beide Vorzeichen von  $e_{\text{obs},\hat{q}}^*$  und  $e_{\text{obs},\hat{d}}$  um, so dass zwar eine stabile Schätzung ermöglicht, der Schätzfehler jedoch nicht detektiert wird. Lediglich die geschätzte Drehrichtung ist korrekt, was ausgenutzt werden kann, um den Schätzfehler aufzuheben. Hierzu muss auf die geschätzte Rotorlage initial  $180^\circ$  elektrisch addiert werden, wenn die Vorzeichen von der geschätzten Drehzahl und von  $e_{\text{obs},\hat{q}}^*$  entgegengesetzt sind.

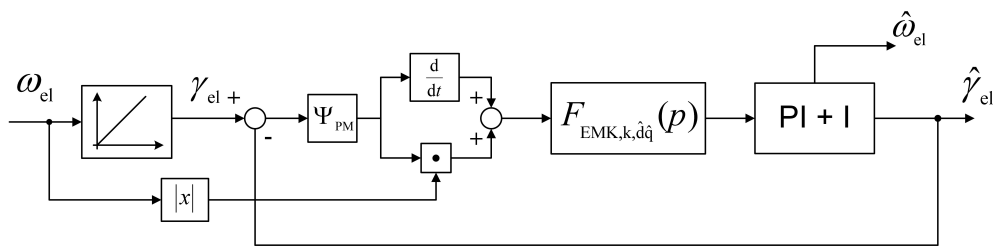


**Abbildung 4.15:** Berechnungsvorschrift für die Rotorlageschätzung unter Verwendung des  $\hat{q}$ -Anteils des Beobachterschätzfehlers inklusive Bestimmung der Drehrichtung des Rotors

Wie auch aus der Literatur bekannt ist (z.B. [39], [40], [43], [46]) können mit Hilfe der Strombeobachter-basierten Rotorlageschätzung sehr gute Ergebnisse erzielt werden. Hierbei unterscheiden sich die verschiedenen Ansätze bzw. Modifikationen hauptsächlich in der Rückführung des Beobachterschätzfehlers und durch die Ausführung des Trackers, wodurch die dynamischen Eigenschaften und die stationäre Genauigkeit der Rotorlageschätzung beeinflusst werden. Eine weiterführende Beurteilung verschiedener



**Abbildung 4.16:** BSB der resultierenden Rotorlageschätzung unter Verwendung des  $\hat{q}$ -Anteils des Beobachterschätzfehlers



**Abbildung 4.17:** BSB der resultierenden Rotorlageschätzung; Verdeutlichung des nichtlinearen Übertragungsverhaltens

Verfahren wird jedoch erst an späterer Stelle vorgenommen.

Für die Strombeobachter-basierten Verfahren gilt es zu beachten, dass bisher eine vereinfachte Modellierung der PMSYM vorausgesetzt wird, so dass die Nachteile nicht ersichtlich sind. Da der modifizierte Strombeobachter auch für  $L_d \neq L_q$  seine Vorteile beibehält, ist er zwar nicht auf eine magnetisch isotrope PMSYM beschränkt. Wird jedoch auch das Auftreten von Mehrfachanisotropien berücksichtigt, führt dies zur Steigerung der Rechenintensität. Für den Strombeobachter wird die Inverse der Induktivitätsmatrix gebildet (Bild 4.11), was zu folgendem Ausdruck führt:

$$\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}}^{-1}(\mathbf{h}_{dq} \cdot \gamma_{el,er}) = \frac{1}{\det(\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}}(\mathbf{h}_{dq} \cdot \gamma_{el,er}))} \cdot \dots \quad (4.21)$$

Wie auch in [13] aufgeführt, hängt die Determinante der Induktivitätsmatrix im geschätzten  $\hat{d}\hat{q}$ -KOS vom Schätzfehler der Rotorlage bzw. von der Ordnung  $\mathbf{h}_{dq}$  der Rotorlage ab, so dass bei der Berechnung der inversen Induktivitätsmatrix durch eine variable Größe dividiert wird. Die damit einhergehende, höhere Rechenintensität kann durch die Verwendung eines Beobachters, der die Flussverkettung als geschätzte Zustandsgröße aufweist, vermieden werden, wie in den folgenden Abschnitten erläutert wird.

## 4.4 Schätzung der EMK mittels Flussbeobachter im ständerfesten KOS

Bevor auf die Schätzung der EMK mittels Flussbeobachter eingegangen wird, erfolgt vorab eine weiterführende Betrachtung der direkten Berechnung der Flussverkettung. Wie zu Anfang des Kapitels festgestellt wird, ist die direkte Berechnung der PM-Flussverkettung mit Hilfe der offenen Integration der induzierten Spannung nach Bild 4.4 nicht möglich. Dies liegt zum einen am Offset der Strommessung. Zum anderen wirkt sich störend aus, dass die geschätzte Flussverkettung einen konstanten Anteil bzw. eine Integrationskonstante ( $\hat{\Psi}_{\text{PM},t=0}$  in Gleichung 4.4) aufweist. In der Literatur werden verschiedene Ansätze vorgestellt, diese störenden Einflüsse zu mindern, indem die Schätzung der PM-Flussverkettung über eine modifizierte Integration erfolgt (u.a. [35], [47], [48], [49]). Die einfachste Möglichkeit besteht darin, eine proportionale Rückführung vorzusehen, wie sie in Bild 4.18 dargestellt ist. Die proportionale Rückführung

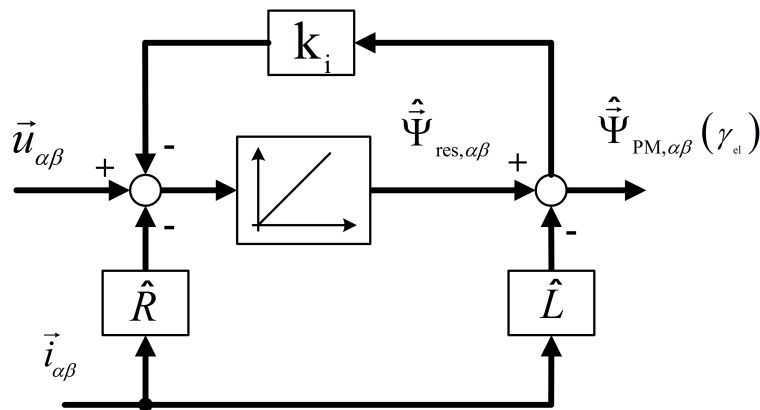


Abbildung 4.18: Direkte Berechnung der PM-Flussverkettung bei modifiziertem Integrationsglied

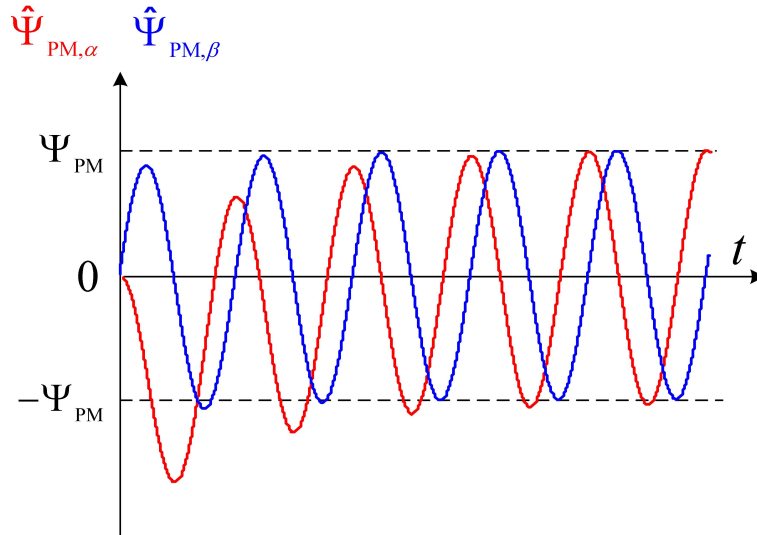
bewirkt einerseits, dass durch den Offset der Strommessung kein Drift, sondern nur noch ein konstanter Fehler entsteht. Dadurch ist die Stabilität der Regelung gewährleistet. Andererseits bewirkt die Rückführung, dass der konstante Anteil der geschätzten Flussverkettung ( $\hat{\Psi}_{\text{PM},t=0}$ ) bzw. die Integrationskonstante nach einer gewissen Zeit abklingt. Dieses Abklingen der Integrationskonstante kann aus mathematischer Sichtweise erläutert werden, indem die  $PT_1$ -förmige Übertragungsfunktion der geschätzten Flussverkettung betrachtet wird:

$$\hat{\Psi}_{\text{PM},\alpha\beta} = \frac{1}{p + k_i} \cdot \vec{u}_{\text{EMK},\alpha\beta} \quad . \quad (4.22)$$

Die Gleichung 4.22 beschreibt eine Differentialgleichung erster Ordnung mit der EMK als harmonische Erregung, was bei konstanter Drehzahl für das ständerfeste KOS zutrifft. Daraus ergibt sich für die geschätzte Flussverkettung eine Ausgleichslösung und



eine erzwungene Lösung ([18]). Die abklingende Ausgleichslösung entspricht dem Abintegrieren der Integrationskonstante ( $\hat{\Psi}_{PM,t=0}$ ). Der qualitative Verlauf von  $\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}$  ist in Bild 4.5 dargestellt. Der Unterschied zur offenen Integration (vgl. Bild 4.5) ist gut zu erkennen. Nach dem Abklingen der Ausgleichslösung hat diese keinen störenden



**Abbildung 4.19:** Verlauf der geschätzten Flussverkettung mit modifizierter Integration

Einfluss mehr auf den weiteren Betrieb bzw. die weitere Schätzung. Es handelt sich somit um einen störenden Einfluss, der beim Anlauf der Maschine auftritt. Ist die Lage des Rotors bzw. der Anfangswert der PM-Flussverkettung bei der Initialisierung des Verfahrens bekannt, kann der störende Einfluss sogar komplett kompensiert werden. Dies ist vor allem dann von Interesse, wenn eine Kombination aus EMK-basiertem Verfahren und anisotropiebasiertem Verfahren<sup>10</sup> vorliegt. Dadurch wird auch eine initiale Schätzung der Rotorlage ermöglicht. Eine Umsetzung dieser Strategie ist z.B. in [35] beschrieben. Nichtsdestotrotz muss auch hier wieder der Wert der PM-Flussverkettung bekannt sein. Vorerst soll daher nur das Übertragungsverhalten der Struktur nach Bild 4.18 ohne weitere Modifikationen betrachtet werden.

Die Übertragungsfunktion (Gleichung 4.22) verdeutlicht, dass die Bezeichnung der geschätzten Größe als Flussverkettung eigentlich nicht korrekt ist, auch wenn dies in der Literatur oftmals der Fall ist. Es handelt sich vielmehr um die geschätzte EMK, die dem zeitverzögerten Wert der tatsächlichen EMK entspricht:

$$\hat{\vec{u}}_{EMK,\alpha\beta} = \frac{1}{p + k_i} \cdot \vec{u}_{EMK,\alpha\beta} \quad . \quad (4.23)$$

Aufgrund des  $PT_1$ -förmigen Übertragungsverhaltens kann mit Hilfe des Parameters  $k_i$  bestimmt werden, welche Phasenverschiebung und Amplitude der geschätzten EMK

<sup>10</sup>Die Verfahren, die auf der magnetischen Anisotropie der PMSYM beruhen, werden im folgenden Kapitel behandelt.

sich ergeben. Bei sehr kleinen Werten nähert sich die geschätzte EMK dem Verlauf der PM-Flussverkettung an, nachdem die Ausgleichslösung abgeklungen ist<sup>11</sup>, da das  $PT_1$ -System nahezu das Verhalten eines Integrationsglieds aufweist. Bei sehr großen Werten von  $k_i$  entspricht der Verlauf nahezu der tatsächlichen EMK. Für die Schätzung der Rotorlage können selbstverständlich sowohl die PM-Flussverkettung als auch die EMK dienen. Allein die Auslegung des Trackers muss entsprechend angepasst werden. Wird die Flussverkettung berücksichtigt, darf im Gegensatz zur EMK keine Drehung des Schätzfehlers um  $-90^\circ$  erfolgen. Die prinzipielle Struktur des Trackers ähnelt somit der des Trackers für den Strombeobachter im ständerfesten KOS (Bild 4.8). Wird ein großer Wert der Rückführung gewählt, ergibt sich eine ähnliche Dynamik der Rotorlageschätzung wie für den Strombeobachter im ständerfesten KOS.

Wird hingegen versucht, mit Hilfe der Struktur nach Bild 4.18 die PM-Flussverkettung nachzubilden, muss der  $k_i$ -Wert relativ klein gewählt werden. Daraus resultiert einerseits, dass die Ausgleichslösung bzw. die Integrationskonstante ( $\hat{\Psi}_{PM,t=0}$ ) relativ langsam abklingt, was sich ungünstig beim Anlauf der Maschine auswirkt. Weiterhin stellt sich bei geringeren Drehzahlen eine Phasenverschiebung gegenüber dem tatsächlichen Fluss ein. Denn je kleiner die Frequenz der Eingangsgröße ist, desto mehr unterscheiden sich  $PT_1$  - und Integrationsglied in ihrem Übertragungsverhalten. Aus diesem Grund wird in der Regel eine weitere Modifikation der Ausgangsstruktur vorgenommen, indem die geschätzte EMK bzw. die geschätzte PM-Flussverkettung berücksichtigt wird, wie in Bild 4.20 bzw. Bild 4.21 dargestellt ist.

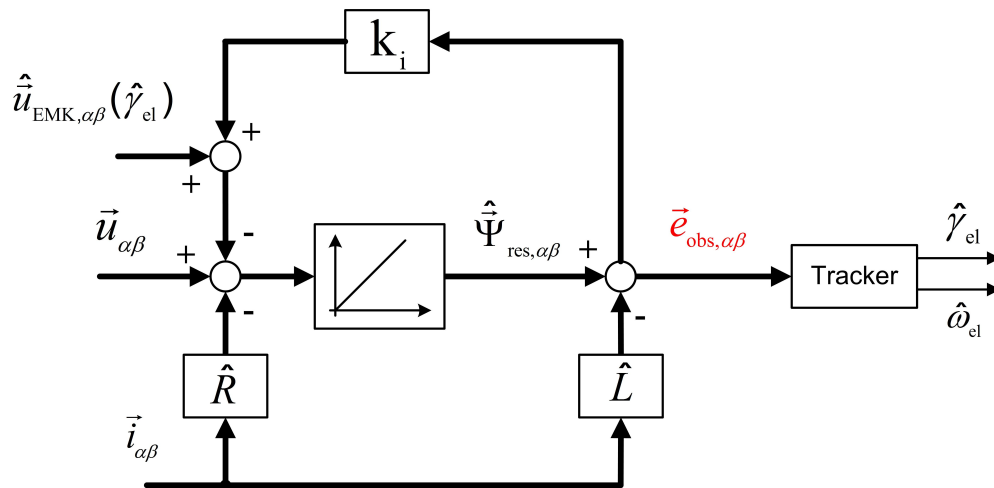


Abbildung 4.20: Modifizierte Struktur zur direkten Berechnung der EMK

Diese Struktur kann gut mit der Rückführung der geschätzten EMK beim Strombeobachter im ständerfesten KOS verglichen werden, wobei in Bild 4.20 die geschätzte EMK und in Bild 4.21 die geschätzte PM-Flussverkettung verwendet werden. Es ist darauf zu

<sup>11</sup>Die Phasenverschiebung beträgt dann nahezu  $-90^\circ$ .

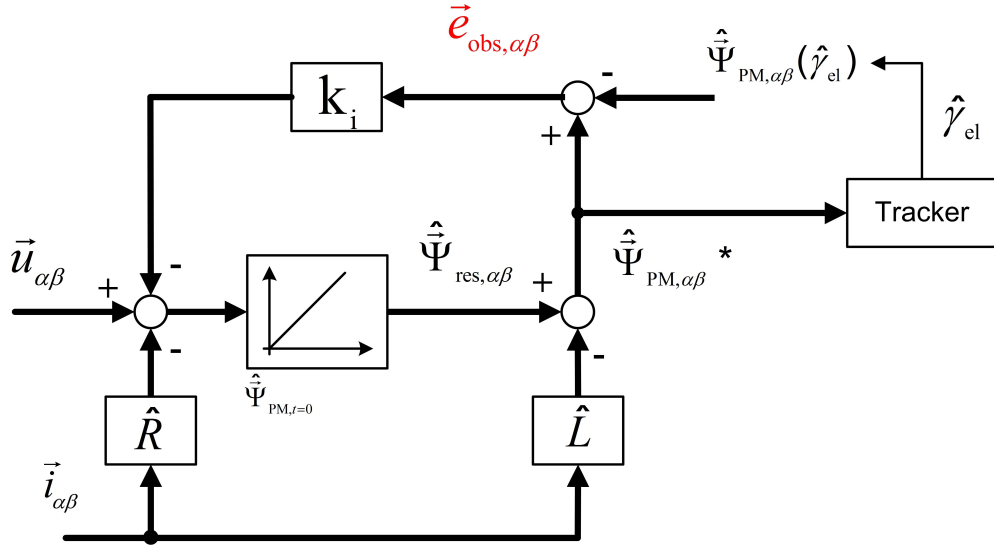


Abbildung 4.21: Modifizierte Struktur zur direkten Berechnung der PM-Flussverkettung

achten, dass bei der Ausführung nach Bild 4.21 der Startwert der Integration ( $\hat{\Psi}_{PM,t=0}$ ) korrekt gewählt wird. Dieser entspricht dem Wert der geschätzten PM-Flussverkettung ( $\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}$ ) bei der Initialisierung des Verfahrens. Ist dies der Fall, erzielen beide Strukturen dasselbe Ergebnis. Der resultierende Schätzfehler beider Strukturen ( $\vec{e}_{obs,\alpha\beta}$ ) hat folgendes Übertragungsverhalten:

$$\vec{e}_{obs,\alpha\beta} = \frac{1}{p + k_i} \cdot (\vec{u}_{EMK,\alpha\beta} - \hat{u}_{EMK,\alpha\beta}) \quad (4.24)$$

In der Struktur nach Bild 4.21 ist jedoch zu erkennen, dass für die Rotorlageschätzung eine andere Größe ( $\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}^*$ ) gewählt wird. In der Literatur wird oftmals beschrieben, dass es sich bei dieser Größe um die geschätzte PM-Flussverkettung handelt (z.B. [47], [48], [50]). Dadurch kann der Eindruck entstehen, dass somit eine andere Performance der Rotorlageschätzung erreicht werden könnte, da die vermeintliche PM-Flussverkettung geschätzt wird anstatt die EMK. Dies ist jedoch falsch, wie die Übertragungsfunktion dieser „geschätzten PM-Flussverkettung“ zeigt:

$$\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}^* = \vec{e}_{obs,\alpha\beta} + \hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}(\hat{\gamma}_{el}) \quad (4.25)$$

$\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}(\hat{\gamma}_{el})$  stellt die tatsächlich geschätzte PM-Flussverkettung dar, die jedoch ausschließlich von der *geschätzten* Rotorlage abhängt. In Bezug auf die Rotorlageschätzung enthält der verwendete Ausdruck (Gleichung 4.25) somit keine zusätzliche Information über die Rotorlage. Es muss daher nur der Tracker anders ausgeführt werden als bei der Struktur nach Bild 4.20, damit die gleiche Performance erzielt wird.

An dieser Stelle sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die Rotorlage mittels Tracker

geschätzt wird, so dass sich eine resultierende Übertragungsfunktion für die geschätzte Rotorlage ergibt bzw. die Rotorlageschätzung ein zeitverzögerndes Verhalten aufweist, wie zu Anfang des Kapitels in Bild 4.3 dargestellt ist. Ist dies der Fall, trifft das Übertragungsverhalten des Schätzfehlers nach Gleichung 4.24 bzw. Gleichung 4.25 zu. Wie jedoch schon zu Anfang erwähnt und z.B. auch in [47] oder [50] beschrieben wird, ist die Bestimmung der Rotorlage auch mittels der arctan-Funktion möglich. Wird die geschätzte PM-Flussverkettung ( $\hat{\Psi}_{PM,\alpha\beta}^*$  in Bild 4.21) für die Bildung des arctan verwendet, liegt eine direkte Berechnung der Rotorlage ohne Verzögerung vor, was mit der direkten Berechnung der EMK zu vergleichen ist (Gleichung 4.2). Die Beschreibung des Schätzfehlers mit Hilfe von Gleichung 4.24 bzw. 4.25 ist dann nicht mehr gültig. Bei einem entsprechend großen Wert der Rückführung ( $k_i$ ) in Bild 4.21 klingt die Ausgleichslösung beim Anfahren des Rotors dann sehr schnell ab. Die Rotorlage wird für den weiteren Verlauf mit einer hohen Dynamik geschätzt. Wie jedoch schon erwähnt, ist die direkte Berechnung der Rotorlage mittels arctan-Funktion genau wie die direkte Berechnung der EMK sehr anfällig für Messrauschen und daher in der Regel nicht zu empfehlen ([33]). Außerdem sollte auf die Verwendung der arctan-Funktion verzichtet werden, um die Division durch eine variable Größe zu vermeiden und dadurch den Rechenaufwand zu minimieren.

Unabhängig davon muss darüber hinaus für die Strukturen in Bild 4.20 und 4.21 beachtet werden, dass der Wert der PM-Flussverkettung auch hier bekannt sein muss. Ein Schätzfehler der PM-Flussverkettung resultiert genau wie beim Strombeobachter in einem Schätzfehler der Rotorlage. Infolgedessen besteht der Vorteil der direkten Berechnung der Flussverkettung ohne Rückführung der EMK bzw. PM-Flussverkettung (Bild 4.18) darin, dass keine zusätzliche Identifikation der PM - Flussverkettung durchgeführt werden muss. Dieser Vorteil geht jedoch mit dem Nachteil einer schlechteren Dynamik der Rotorlageschätzung einher.

Obwohl bisher von einer direkten Berechnung der Flussverkettung mittels modifizierter Integration die Rede ist, ist diese Bezeichnung streng genommen nicht korrekt, was im Folgenden näher erläutert wird. Die direkte Berechnung in ihrer ursprünglichen Form besteht aus der offenen Integration der EMK (Bild 4.4), die sich jedoch aus den genannten Gründen nicht eignet. Die daraus abgeleitete modifizierte Integration (Bild 4.18, Bild 4.20 und Bild 4.21) entspricht hingegen eher der Struktur eines Beobachters. Die Bezeichnung des Schätzfehlers  $\vec{e}_{obs,\alpha\beta}$  der Gleichungen 4.23 bis 4.25 weist schon auf diese Analogie hin, die aber besonders durch den Vergleich von Bild 4.18 mit Bild 4.22 verdeutlicht wird. In Bild 4.22 wird für die „direkte Berechnung“ die Darstellung eines Zustandsbeobachters gewählt. Hierbei fällt jedoch auf, dass dessen Form von der klassischen Form des Luenberger-Beobachters abweicht ([23]), da der

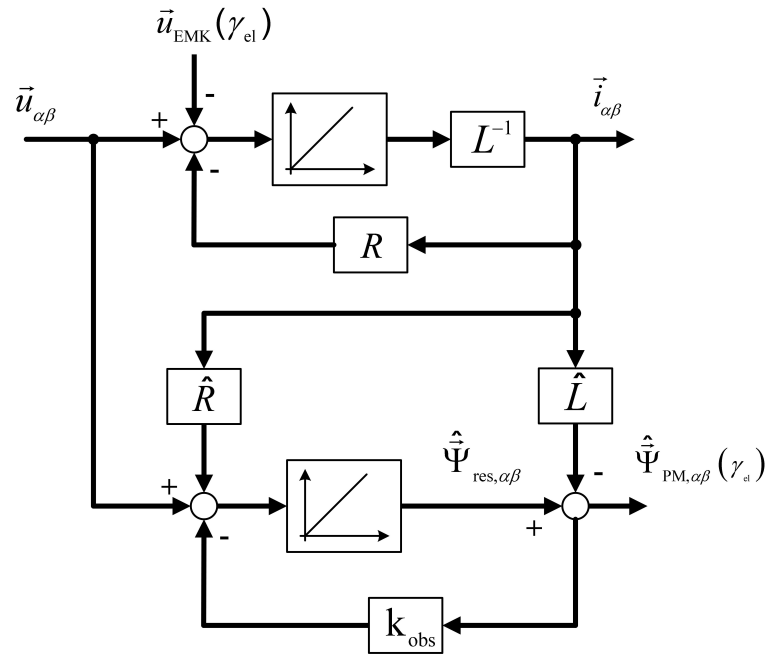


Abbildung 4.22: Beobachter der resultierenden Flussverkettung im ständerfesten KOS

Strom, der die Messgröße darstellt, dem Beobachter als Eingangsgröße dient<sup>12</sup>. U.a. erschwert dies die zeitliche Diskretisierung der Beobachterstruktur, wie später noch erläutert wird. Nichtsdestotrotz ist das resultierende Übertragungsverhalten dem des Strombeobachters sehr ähnlich, so dass im folgenden Verlauf dieser Arbeit die Bezeichnung „Flussbeobachter“ gewählt wird, anstatt von „direkter Berechnung“ zu sprechen. Die Analogie zwischen Fluss- und Strombeobachter wird besonders deutlich, wenn für den Flussbeobachter eine bestimmte Parametrierung vorgenommen wird. Dadurch wird erzielt, dass der Flussbeobachter das gleiche Übertragungsverhalten wie der Strombeobachter aufweist bzw. sich die gleiche Struktur ergibt. Wie dabei vorzugehen ist, wird in Bild 4.23 dargestellt. In Bild 4.23 wird für die Rückführung des Flussbeobachters der folgende Ausdruck gewählt:

$$k_{\Psi} = \frac{\hat{R} + k_I}{\hat{L}} \quad . \quad (4.26)$$

$k_I$  bezeichnet die proportionale Rückführung des Strombeobachters. Es ist jedoch zu beachten, dass der für die Auswertung verwendete Schätzfehler nun mit  $\hat{L}^{-1}$  multipliziert wird ( $\vec{e}_{\text{obs},\alpha\beta}^*$ ), wie in Bild 4.23 dargestellt ist. Dadurch lässt sich die Struktur des Flussbeobachters vereinfachen, wodurch sich letztlich die Struktur des Strombeobachters ergibt (Bild 4.24). Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird die geschätzte EMK innerhalb des Beobachters vernachlässigt. Der soeben hergeleitete Zusammenhang zwischen Flussbeobachter und Strombeobachter ist von expliziter Bedeutung, wenn ein

<sup>12</sup>Gleiches gilt für den modifizierten Strombeobachter nach Bild 4.12.

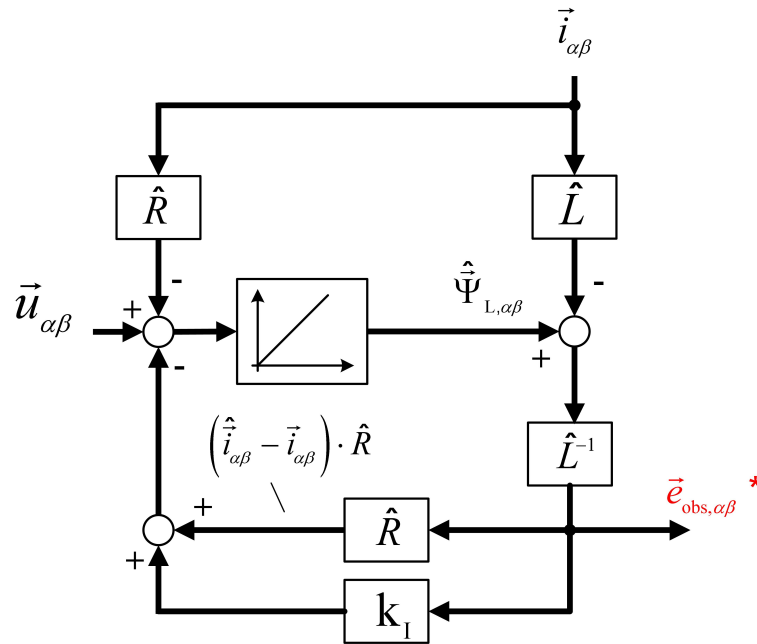


Abbildung 4.23: Flussbeobachter im ständerfesten KOS

Vergleich zwischen den unterschiedlichen Verfahren wie im Folgenden durchgeführt wird.

#### 4.4.1 Zusammenfassende Bewertung der bis hier untersuchten Verfahren

Es wurde gezeigt, dass das Verfahren der „direkten Berechnung“ der PM-Flussverkettung mit modifizierter Integration der Struktur des Flussbeobachters gleicht. Der Flussbeobachter lässt sich wiederum durch eine entsprechende Parametrierung in einen Strombeobachter überführen, so dass sich mit beiden Verfahren die gleiche Dynamik bzw. Genauigkeit bzgl. der Rotorlageschätzung erzielen lässt. Es ist daher festzuhalten, dass die drei Verfahren, die zu Anfang des Kapitels noch unterschieden werden (direkte Berechnung, Flussbeobachter, Strombeobachter), im Grundsätzlichen die gleiche Struktur aufweisen. Diesbezüglich muss weiterhin unterschieden werden, ob für den Beobachter die geschätzte EMK bzw. die geschätzte PM-Flussverkettung verwendet wird oder nicht. Ist dies der Fall, hängt die Genauigkeit der Rotorlageschätzung von der Kenntnis der PM-Flussverkettung ab. In diesem Zusammenhang sei auf Verfahren verwiesen, die eine gleichzeitige Schätzung der EMK und Rotorlage ermöglichen, was eine signifikante Verbesserung mit sich bringt bzw. den Einsatz eines Beobachters im ständerfesten KOS bei Rückführung der EMK überhaupt erst ermöglicht (u.a. [47]). Die Identifikation der EMK ist jedoch eine Notwendigkeit und keine optionale Erweiterung. Dies stellt somit grundsätzlich einen Nachteil gegenüber den Verfahren dar, die auf eine Rückführung

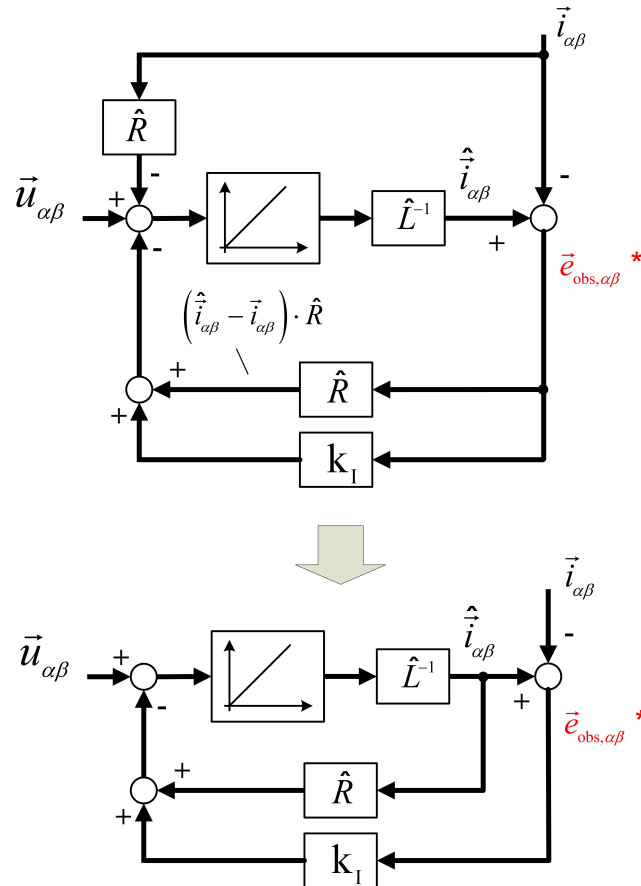


Abbildung 4.24: Äquivalente Darstellung von Flussbeobachter und Strombeobachter

der geschätzten EMK verzichten. Eine Ausnahme bildet der modifizierte Strombeobachter nach Bild 4.12 im geschätzten dq-KOS, der ebenfalls eine Rückführung der EMK vorsieht. Denn durch die Art der Auswertung des Beobachterschätzfehlers ist es frei gestellt, ob die geschätzte EMK zur Steigerung der Dynamik der Rotorlageschätzung verwendet wird oder nicht, wenn diese nicht ausreichend genau bekannt ist. Dies stellt einen Vorteil gegenüber den anderen Verfahren dar, weshalb in Anlehnung an die Struktur des modifizierten Strombeobachters im Folgenden ein modifizierter Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS hergeleitet wird.

#### 4.4.2 Modifizierter Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS

Das BSB des modifizierten Flussbeobachters ist in Bild 4.25 dargestellt. Es wird verdeutlicht, dass hierbei nur die Flussverkettung geschätzt wird, die allein durch den Ständerstrom hervorgerufen wird ( $\Psi_{L,\hat{d}q}$ ). Die daraus resultierende Übertragungsfunk-

tion hat folgende Form:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} &= \frac{1}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &= F_{\text{EMK,k},\hat{d}\hat{q}}(p) \cdot \vec{u}_{\text{EMK,er},\hat{d}\hat{q}} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Die Analogie zum Übertragungsverhalten des Strombeobachters (Gleichung 4.18) ist deutlich zu erkennen. Durch eine entsprechende Parametrierung lässt sich auch hier wieder das gleiche Übertragungsverhalten erzielen, was nicht verwunderlich ist, da die Flussverkettung über die Stranginduktivität vom Strom abhängt. Zur Schätzung der Rotorlage durch den Tracker ist in gleicher Weise vorzugehen wie beim Strombeobachter.

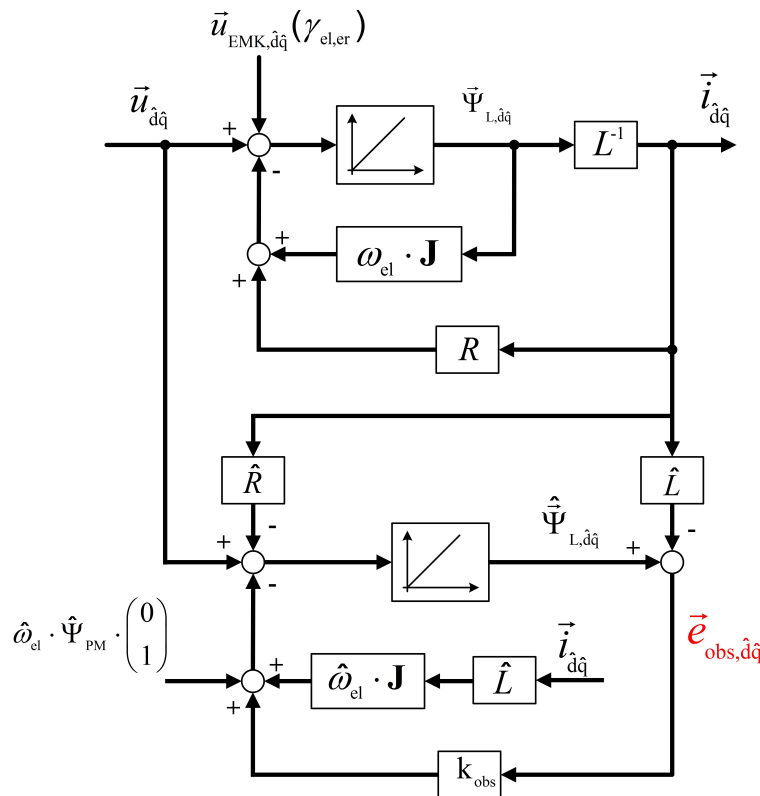


Abbildung 4.25: Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS

In diesem Zusammenhang wird, wie zu Anfang erwähnt, auch noch einmal auf die Analogie zur direkten Berechnung der EMK mittels zeitlicher Ableitung des Stromes eingegangen (vgl. Gleichung 4.2). Die Herleitung der Übertragungsfunktion des Schätz-



fehlers des Flussbeobachters nach Bild 4.25 ergibt folgenden Ausdruck<sup>13</sup>:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = & \frac{1}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{R} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\mathbf{L}}_{\text{dq}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{u}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} \right) \\ & - \frac{p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \hat{\mathbf{L}}_{\text{dq}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \quad . \end{aligned} \quad (4.28)$$

Hierbei wird entgegen der bisherigen Vorgehensweise auch eine Differenz der d- und q-Komponenten der Induktivitätsmatrix berücksichtigt. Die Berechnung des Schätzfehlers ergibt den identischen Ausdruck wie für die direkten Berechnung der EMK mittels zeitlicher Ableitung der Flussverkettung (Gleichung 4.2), wobei die Größen des geschätzten dq-KOS verwendet werden und eine Tiefpassfilterung des *gesamten* Schätzfehlers vorgenommen wird. Für die Beschreibung des Übertragungsverhalten ist dies ein wichtiger Aspekt. Würde nur die zeitliche Ableitung der Flussverkettung tiefpassgefiltert werden, erschwerte sich die Beschreibung des Schätzfehlers. Weiterhin gilt zu beachten, dass für die bisherige Betrachtung die zeitkontinuierliche Beschreibung des Systems verwendet wird. Bei der Implementierung des zeitdiskreten Flussbeobachters ergibt sich jedoch eine andere Struktur, als wenn die EMK direkt berechnet und anschließend durch einen zeitdiskreten Tiefpass gefiltert werden würde. Dieser Unterschied zwischen direkter Berechnung und Flussbeobachter wird gegen Ende des Kapitel noch genauer erläutert.

Der beschriebene Aspekt verdeutlicht, dass die Rotorlageschätzung mittels Zustandsbeobachter nicht der klassischen Anwendung des Luenberger-Beobachters entspricht. In der Regel wird ein Zustandsbeobachter dann eingesetzt, wenn ein Zustand rekonstruiert bzw. geschätzt werden soll, der nicht gemessen werden kann. Für das betrachtete Antriebssystem ist dies nicht der Fall, da eine Messung des Stromes durchgeführt wird. Die Flussverkettung hängt vom Strom ab, so dass alle Zustände nachgebildet werden können. Die Beobachterstruktur wirkt somit eher wie ein Filter, was durch Gleichung 4.28 gut veranschaulicht wird<sup>14</sup>.

In diesem Zusammenhang, gilt es festzuhalten, dass der Einfluss von Messrauschen<sup>15</sup> auf alle beschriebenen Verfahren fast gleiche Auswirkungen hat. Der wesentliche Anteil des Messrauschen überträgt sich bei allen Verfahren dadurch direkt auf den Schätzfehler, dass die geschätzte Größe mit der gemessenen verglichen wird, die das Messrauschen enthält. Die modifizierten Strukturen des Strom- bzw. Flussbeobachters weisen gegenüber den klassischen Ausführungen einen zusätzlichen Störanteil auf, da für die

<sup>13</sup>Im nächsten Abschnitt (4.5) erfolgt eine detaillierte Herleitung des Übertragungsverhaltens.

<sup>14</sup>Diese Aussage bezieht sich ausdrücklich auf die Verwendung des Beobachters zur Rotorlageschätzung. Beispielsweise kann der Beobachter in Bezug auf die Stromregelung Vorteile bieten, da durch diesen der Strom für den nächsten Abtastschritt geschätzt werden kann. Dies erzielt eine höhere Dynamik ([51]).

<sup>15</sup>Es wird mittelwertfreies, weißes Rauschen betrachtet.

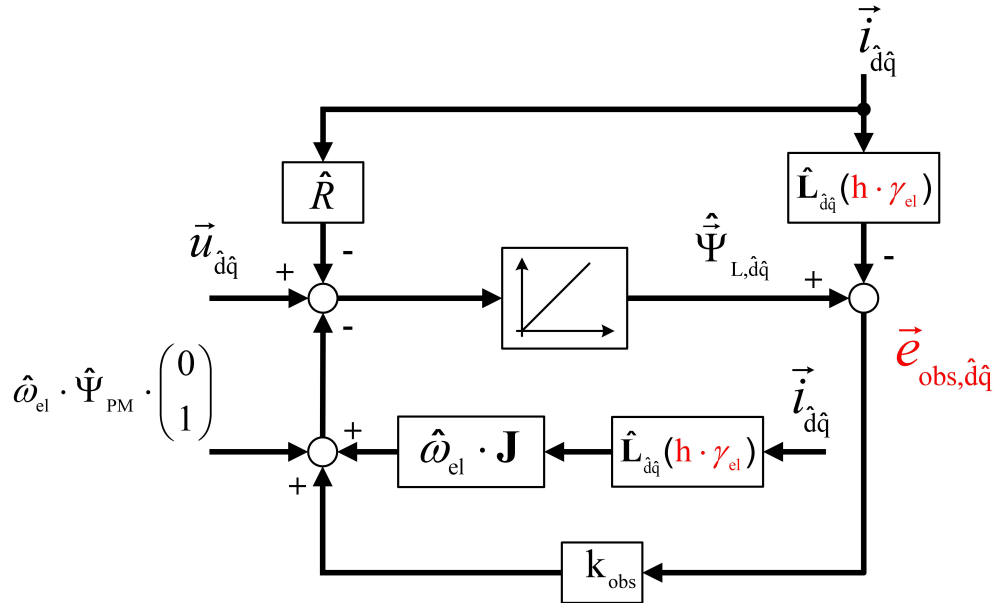
Berechnung des Schätzfehlers die Terme  $\hat{R} \cdot \vec{i}_{dq}$  und  $\hat{\omega}_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\mathbf{L}}_{dq} \cdot \vec{i}_{dq}$  verwendet werden. Hierfür wird der gemessene anstatt der geschätzte Strom verwendet, so dass die Terme das ungefilterte Messrauschen direkt enthalten. Dieser Anteil kann aber nahezu vernachlässigt werden, da er tiefpassgefiltert wird, wie Gleichung 4.28 verdeutlicht.

Die Analogie zwischen Strombeobachter, Flussbeobachter und direkter Berechnung veranschaulicht ein grundsätzliches Missverständnis bei EMK-basierten Verfahren zur Rotorlageschätzung. Die Annahme, es könne anhand der Klemmengrößen der Maschine direkt auf die PM-Flussverkettung geschlossen werden, ist falsch. Denn die PM-Flussverkettung an sich hat keine Auswirkung auf das Klemmenverhalten der Maschine, sondern nur deren zeitliche Ableitung - also die EMK<sup>16</sup>. Egal welches Verfahren betrachtet bzw. welche Verrechnung der Klemmengrößen vorgenommen wird, kann immer nur eine Größe geschätzt werden, die eine Abhängigkeit von der EMK aufweist, wie die hergeleiteten Übertragungsfunktionen der unterschiedlichen Verfahren gut verdeutlichen. Wird zwischen „Schätzung der PM-Flussverkettung“ und „Schätzung der EMK“ unterschieden, darf somit nicht der Eindruck entstehen, dass eine unterschiedliche bzw. bessere Güte der Rotorlageschätzung erzielt werden kann. Allein die Parametrierung entscheidet über die Güte der Rotorlageschätzung. In der Literatur wird dieser Aspekt oftmals nicht behandelt, weshalb die Analyse der Verfahren in diesem Kapitel relativ detailliert erfolgt. Nichtsdestotrotz ist es von Vorteil, für die Rotorlageschätzung immer die Flussverkettung anstatt des Stromes als Zustandsgröße zu verwenden, was zu einer einfacheren Struktur führt, wie in Kapitel 7 grundsätzlich erläutert wird, aber auch schon anhand des folgenden Beispiels ersichtlich ist.

Bisher wird gezeigt, dass - wenn das vereinfachte Modell der PMSYM vorausgesetzt wird - durch den Strombeobachter nach Bild 4.12 die gleichen Ergebnisse erzielt werden können, wie durch den Flussbeobachter nach Bild 4.25. Neben anderen Aspekten weist der Flussbeobachter jedoch Vorteile gegenüber dem Strombeobachter auf, da immer nur die Induktivitätsmatrix benötigt wird (vgl. Bild 4.26). Der modifizierte Strombeobachter verwendet hingegen sowohl die Induktivitätsmatrix als auch deren Inverse. Werden Sättigungseffekte berücksichtigt, führt dies zu einem erhöhten Rechenaufwand, was in Kapitel 7 noch ausführlich behandelt wird. Gleiches gilt für die Berücksichtigung von Mehrfachanisotropien, bei denen aufgrund der inversen Induktivitätsmatrix die Division durch variable Größen notwendig ist.

Aufgrund der Vorteile des modifizierten Flussbeobachters im geschätzten dq-KOS gegenüber den anderen bekannten Verfahren wird dieser im weiteren Verlauf der Arbeit als Grundlage für die EMK-basierte Rotorlageschätzung verwendet. Weiterhin bildet

<sup>16</sup>Sättigungseffekte die durch die PM-Induktion begründet sind, werden hierbei vernachlässigt.



**Abbildung 4.26:** Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS unter Berücksichtigung von Mehrfachanisotropien

er die Basis für das in dieser Arbeit vorgestellte neuartige MRAS, was jedoch erst in Kapitel 6 behandelt wird. Innerhalb der für die Arbeit durchgeführten Literaturrecherche konnte kein Verfahren der geberlosen Regelung ermittelt werden, das ebenfalls auf dem modifizierten Flussbeobachter basiert. Gegenteiliges wird jedoch nicht ausgeschlossen, da ähnliche Strukturen des Flussbeobachters für den geberbehafteten und geberlosen Betrieb von PMSYM bekannt sind ([51], [52]). Entscheidend ist jedoch nicht nur die grundlegende Beobachterstruktur an sich, sondern vor allem die Auswertung des Schätzfehlers, wie im weiteren Verlauf dieser Arbeit hergeleitet wird.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass Verfahren der Rotorlageschätzung, die auf weiteren Methoden der Regelungstechnik basieren wie z.B. das Extended Kalman Filter (EKF) oder Neuronale Netze innerhalb dieser Arbeit nicht behandelt werden. Umsetzungen dieser Verfahren sind u.a. in [3], [53] oder [54] zu finden. Der resultierende Rechenaufwand, der für diese Verfahren notwendig ist, übersteigt den Rechenaufwand der hier behandelten Verfahren in der Regel um ein Vielfaches. Wie auch in [34] oder [38] erwähnt, hängt die Performance jedoch auch stark von der Parametrierung ab. Da sich diese teilweise als sehr komplex darstellt, kann sich sogar eine schlechtere Rotorlageschätzung ergeben. Der wesentliche Unterschied zu den hier vorgestellten Verfahren besteht darin, dass die Schätzung der Rotorlage in einem Schritt erfolgt. Dadurch ergibt sich ein nichtlineares System, in dem die Rotorlage die zu identifizierende Größe darstellt. Die Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS (Gleichung 2.14) oder auch die in [3] beschriebene Umsetzung der Rotorlageschätzung

mittels EKF verdeutlichen dies sehr gut. Im Gegensatz dazu ergibt sich durch die in diesem Kapitel beschriebene Kombination aus Beobachterstruktur und Tracker eine einfache Regelkreisstruktur, die mit Hilfe bekannter Methoden gut ausgelegt werden kann, was in Kapitel 7 noch behandelt wird.

### 4.5 Flussbeobachter auf Basis des vollständigen Maschinenmodells und Einfluss von Parameterschätzfehlern

Bis hierhin wird das vereinfachte Modell der PMSYM bei bekannten Systemparametern vorausgesetzt. Daher soll jetzt analysiert werden, wie sich das Übertragungsverhalten des Flussbeobachters ändert, wenn sowohl die Modellierung des Antriebssystems nach Kapitel 2 und 3 vorliegt als auch Schätzfehler der Systemparameter vorausgesetzt werden. Als Ausgangspunkt hierfür dient das BSB des modifizierten Flussbeobachters, wobei zu Gunsten einer anschaulicheren Herleitung die Darstellung abgeändert wird. Weiterhin wird der Schätzfehler multipliziert mit der proportionalen Rückführung betrachtet, wie es in Bild 4.27 dargestellt ist.

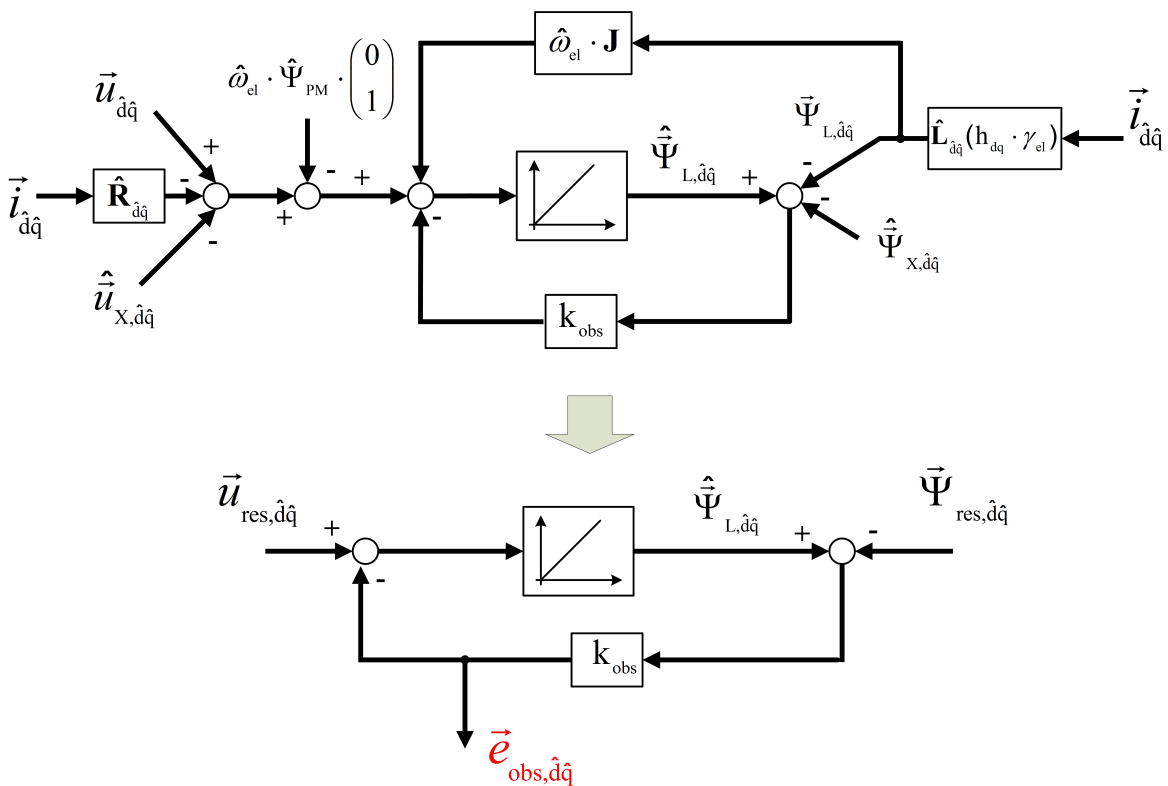


Abbildung 4.27: Struktur des Flussbeobachters im geschätzten dq-KOS

Im Vergleich zum Flussbeobachter des vorherigen Abschnitts ist zu erkennen, dass für

den Widerstand und die Induktivität keine skalaren Größen mehr vorausgesetzt werden. Stattdessen werden die Widerstandsmatrix und Induktivitätsmatrix verwendet, wie sie in Kapitel 2 hergeleitet werden. Diesbezüglich werden nun auch ein asymmetrischer Aufbau der Maschine, Mehrfachanisotropien oder die Gegeninduktivität im dq-KOS berücksichtigt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Größen  $\hat{\vec{u}}_{X,\hat{d}\hat{q}}$  und  $\hat{\vec{\Psi}}_{X,\hat{d}\hat{q}}$  neu eingeführt werden. Bei diesen handelt es sich um beliebige Spannungen bzw. Flussverkettungen die der Minderung von Effekten dienen, die bisher noch nicht berücksichtigt wurden. In Bezug auf die Modellierung des Antriebssystems kann  $\hat{\vec{u}}_{X,\hat{d}\hat{q}}$  z.B. für die geschätzte Störspannung stehen, die durch den Wechselrichter hervorgerufen wird, und  $\hat{\vec{\Psi}}_{X,\hat{d}\hat{q}}$  für die rotorseitige Flussverkettung, die durch Wirbelströme entsteht.

Für die Herleitung des Übertragungsverhaltens werden jeweils alle Spannungen und Flussverkettungen zusammengefasst ( $\vec{u}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}}$  und  $\vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}}$ ). Mit Hilfe des Superpositionsprinzips kann somit die Übertragungsfunktion des Schätzfehlers auf einfache Weise hergeleitet werden:

$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{u}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} + \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} \quad , \quad (4.29)$$

mit

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} &= \vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{\mathbf{R}}_{\hat{d}\hat{q}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}\hat{q}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} - \hat{u}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} - \hat{\vec{u}}_{X,\hat{d}\hat{q}} \\ \vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} &= \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}\hat{q}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\vec{\Psi}}_{X,\hat{d}\hat{q}} \quad . \end{aligned}$$

Bezüglich der resultierenden Spannung ergibt sich ein Tiefpassverhalten, bezüglich der Flussverkettung ein Hochpassverhalten. Der Ausdruck der resultierenden Spannung ( $\vec{u}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}}$ ) enthält ebenfalls die tatsächliche Strangspannung im geschätzten dq-KOS. Ausgangspunkt für deren Berechnung ist die Spannungsdifferentialgleichung in einem beliebigen KOS nach Gleichung 2.9 aus Kapitel 2:

$$\vec{u}_{\hat{d}\hat{q}} = \mathbf{R}_{\hat{d}\hat{q}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \mathbf{J} \cdot \vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} + \vec{u}_{X,\hat{d}\hat{q}} \quad , \quad (4.30)$$

wobei gilt:

$$\vec{\Psi}_{\text{res},\hat{d}\hat{q}} = \vec{\Psi}_{L,\hat{d}\hat{q}} + \vec{\Psi}_{\text{PM},\hat{d}\hat{q}} + \vec{\Psi}_{X,\hat{d}\hat{q}} \quad .$$

Wird in Gleichung 4.30 die resultierende Flussverkettung in die PM-Flussverkettung und  $\vec{\Psi}_{L,\hat{d}q}$  aufgeteilt, ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\hat{d}q} = & \mathbf{R}_{\hat{d}q} \cdot \vec{i}_{\hat{d}q} + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Psi}_{L,\hat{d}q} + \vec{\Psi}_{X,\hat{d}q} \right) + \hat{\omega}_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \left( \vec{\Psi}_{L,\hat{d}q} + \vec{\Psi}_{X,\hat{d}q} \right) \\ & + \vec{u}_{EMK,\hat{d}q} + \vec{u}_{X,\hat{d}q} \quad ; \end{aligned} \quad (4.31)$$

wobei gilt:

$$\vec{u}_{EMK,\hat{d}q} = \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{el,er}) \\ \cos(\gamma_{el,er}) \end{pmatrix}, \quad \vec{\Psi}_{L,\hat{d}q} = \mathbf{L}_{\hat{d}q} \cdot \vec{i}_{\hat{d}q} \quad .$$

Die Induktivitätsmatrix im geschätzten dq-KOS lässt sich wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\hat{d}q} = & \mathbf{T}_{\alpha\beta,\hat{d}q} \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta,\hat{d}q}^{-1} \\ = & \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el,er}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el,er}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el,er}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el,er}) \end{pmatrix} \quad . \end{aligned} \quad (4.32)$$

Zu Gunsten einer übersichtlicheren Herleitung des Beobachterfehlers wird vorerst eine symmetrische Maschine vorausgesetzt, und Mehrfachanisotropien bzw. Oberharmonische der EMK, Wirbelstromeffekte und die Gegeninduktivität im dq-KOS werden vernachlässigt. Ebenso wird angenommen, dass der Wechselrichter keine Störspannung erzeugt. Um den Schätzfehler des Beobachters zu erhalten, muss die Spannungsdifferentialgleichung (Gleichung 4.31) in Gleichung 4.29 eingesetzt werden<sup>17</sup>:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{obs,\hat{d}q} = & \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( \vec{u}_{\hat{d}q} - \hat{R} \cdot \vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{\omega}_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q} \cdot \vec{i}_{\hat{d}q} - \hat{\vec{u}}_{EMK,\hat{d}q} \right) \\ & - \frac{k_{obs} \cdot p}{p + k_{obs}} \cdot \hat{\mathbf{L}}_{\hat{d}q} \cdot \vec{i}_{\hat{d}q} \quad . \end{aligned} \quad (4.33)$$

Für die geschätzte Induktivitätsmatrix wird der folgende Ausdruck verwendet:

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

Bei entsprechender Parametrierung der resultierenden Rotorlageschätzung kann vorausgesetzt werden, dass der Schätzfehler der Rotorlage gering ist (daraus folgt:  $\cos(2 \cdot \gamma_{el,er}) \approx 1$ ;  $\sin(2 \cdot \gamma_{el,er}) \approx 2 \cdot \gamma_{el,er}$ ). Dadurch vereinfacht sich die Induktivitätsmatrix

<sup>17</sup>Da vorerst eine vereinfachte Modellierung vorausgesetzt wird, ergeben sich die Werte von  $\vec{u}_{X,\hat{d}q}$  und  $\vec{\Psi}_{X,\hat{d}q}$  und somit auch deren geschätzte Werte zu Null. Weiterhin wird für den Widerstand eine skalare Größe verwendet.

aus Gleichung 4.32 wie folgt:

$$\mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q}} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & 2 \cdot \gamma_{el,er} \\ 2 \cdot \gamma_{el,er} & 0 \end{pmatrix} . \quad (4.34)$$

Durch die Annahme kleiner Schätzfehler der Rotorlage ergibt sich die Berechnung des Beobachterschätzfehlers nach Gleichung 4.33 zu:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{obs,\hat{d}\hat{q}} &= \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( R \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\gamma_{el,er}) \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \left( \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & 2 \cdot \gamma_{el,er} \\ 2 \cdot \gamma_{el,er} & 0 \end{pmatrix} \right) \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ &+ \frac{k_{obs} \cdot p}{p + k_{obs}} \cdot \left( \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & 2 \cdot \gamma_{el,er} \\ 2 \cdot \gamma_{el,er} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ &- \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( \hat{R} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \cdot \hat{\Psi}_{PM} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &- \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \begin{pmatrix} \hat{L}_d & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ &- \frac{k_{obs} \cdot p}{p + k_{obs}} \cdot \left( \begin{pmatrix} \hat{L}_d & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) , \end{aligned} \quad (4.35)$$

was unter Verwendung der Systemparameterschätzfehler ( $X_{er} = X - \hat{X}$ ) zu folgendem Ausdruck für den Beobachterschätzfehler führt:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{obs,\hat{d}\hat{q}} &= \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( R_{er} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_{q,er} \\ L_{d,er} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{el} \cdot \Psi_{PM,er} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{obs} \cdot p}{p + k_{obs}} \cdot \left( \begin{pmatrix} \hat{L}_{d,er} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{q,er} \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ &+ \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{el,er} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{el,er} & 0 \\ 0 & \gamma_{el,er} \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ &+ \frac{k_{obs} \cdot p}{p + k_{obs}} \cdot \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{el,er} \\ \gamma_{el,er} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ \vec{e}_{obs,\hat{d}\hat{q}} &= \vec{e}_{para} + \vec{e}_u(\gamma_{el,er}) + \vec{e}_\Psi(\gamma_{el,er}) , \end{aligned} \quad (4.36)$$

wobei gilt:

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

An dieser Stelle sei explizit darauf hingewiesen, dass die Induktivitäten keine konstanten Werte darstellen, sondern vom Strom abhängen wie auch in Kapitel 2 erwähnt wird. Der resultierende Schätzfehler lässt sich durch drei unterschiedliche Anteile beschreiben. Der erste Anteil ( $\vec{e}_{\text{para}}$ ) enthält keine Informationen über die Rotorlage. Er hängt allein vom Schätzfehler des ohmschen Widerstandes, der Induktivitäten und der PM-Flussverkettung ( $R_{\text{er}}$ ,  $\mathbf{L}_{\text{dq,er}}$ ,  $\Psi_{\text{PM,er}}$ ) ab. Der zweite Anteil des Schätzfehlers ( $\vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}})$ ) hängt zum einen vom Schätzfehler der EMK ab und ist auch schon aus der obigen Herleitung in Gleichung 4.27 bekannt. Zum anderen wird zu dem Schätzfehler der EMK ein weiterer Teil addiert, der ebenfalls eine Information über die Rotorlage enthält und proportional zur Differenz der Induktivitäten der d- und q-Achse ( $\Delta L$ ) ist.  $\vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}})$  weist eine Tiefpasscharakteristik auf. Der letzte Anteil des Schätzfehlers ( $\vec{e}_{\Psi}(\gamma_{\text{el,er}})$ ) hingegen weist ein Hochpassverhalten auf, da er proportional zur zeitlichen Ableitung der Flussverkettung bzw. des Stromes ist.  $\vec{e}_{\Psi}(\gamma_{\text{el,er}})$  enthält ebenfalls eine Information über die Rotorlage.

Zur Bestimmung der Rotorlage *können* somit alle Anteile von  $\vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}})$  und  $\vec{e}_{\Psi}(\gamma_{\text{el,er}})$  verwendet werden. Dies ist jedoch nicht zwangsweise notwendig. In Kapitel 6 wird behandelt, wie dabei vorzugehen ist, damit alle Anteile, die eine Information über die Rotorlage enthalten, ausgewertet werden können. An dieser Stelle soll für die Bestimmung der Rotorlage jedoch nur der Anteil berücksichtigt werden, der auf der EMK basiert. Dadurch ergibt sich die weitere Verrechnung des gesamten Schätzfehlers  $\vec{e}_{\text{obs,}\hat{d}\hat{q}}$  mit Hilfe des Trackers in der Form, wie sie schon in den vorherigen Abschnitten beschrieben wird (vgl. Bild 4.15). Im eingeschwungenen Zustand wird der Schätzfehler der Rotorlage zu Null, so dass auch die anderen Anteile von  $\vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}})$  und  $\vec{e}_{\Psi}(\gamma_{\text{el,er}})$  verschwinden und kein bleibender Offset entsteht.

Im Gegensatz dazu kann der Anteil des Schätzfehlers, der allein durch die Schätzfeh-



ler der Systemparameter erzeugt wird ( $\vec{e}_{\text{para}}$ ), auch einen Schätzfehler der Rotorlage hervorrufen. Hierfür wird der quasistationäre Zustand betrachtet, so dass die zeitliche Ableitung der Variablen Null ergibt ( $p = 0$ ), da die  $\hat{d}\hat{q}$ -Komponenten im eingeschwungenen Zustand Gleichgrößen darstellen. Daraus resultiert folgender Ausdruck:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{para}} + \vec{e}_{\text{EMK}} = & \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( R_{\text{er}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_{\text{q,er}} \\ L_{\text{d,er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\ & + \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM,er}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ & + \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \quad . \end{aligned} \quad (4.37)$$

Der Anteil von  $\vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}})$ , der von  $\Delta L$  abhängt (vgl. Gleichung 4.36), wird in Gleichung 4.37 vernachlässigt, da davon ausgegangen wird, dass die EMK dominant ist. Anhand von Gleichung 4.37 kann bestimmt werden, wie groß der Offset der Rotorlageschätzung ist, der durch die Unkenntnis der Systemparameter hervorgerufen wird (vgl. Bild 4.27). Es muss dabei berücksichtigt werden, ob die Rotorlageschätzung nur mit Hilfe der  $\hat{d}$ -Komponente oder auch mittels der  $\hat{q}$ -Komponente durchgeführt wird (vgl. Bild 4.15). Beispielsweise sei angenommen, dass nur die  $\hat{d}$ -Komponente verwendet wird, wodurch sich der folgende Schätzfehler in Abhängigkeit von der Drehzahl einstellt:

$$\gamma_{\text{el,offset}} = \frac{R_{\text{er}} \cdot i_{\hat{d}} - \omega_{\text{el}} \cdot L_{\text{q,er}} \cdot i_{\hat{q}}}{\omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}}} \quad . \quad (4.38)$$

Wird nun nicht mehr das vereinfachte Antriebssystem betrachtet, so können die zusätzlichen Schätzfehler wiederum in einen resultierenden Anteil mit Hochpass- und einen mit Tiefpassverhalten aufgeteilt werden, was durch den folgenden Ausdruck beschrieben wird:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = & \vec{e}_{\text{para}} + \vec{e}_{\text{u}}(\gamma_{\text{el,er}}) + \vec{e}_{\Psi}(\gamma_{\text{el,er}}) \\ & + \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{u}_{\text{X,er},\hat{d}\hat{q}}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) + \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{\Psi}_{\text{X,er},\hat{d}\hat{q}}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}}) \quad . \end{aligned} \quad (4.39)$$

In Gleichung 4.39 repräsentieren  $\vec{u}_{\text{X,er},\hat{d}\hat{q}}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}})$  und  $\vec{\Psi}_{\text{X,er},\hat{d}\hat{q}}(\mathbf{h} \cdot \gamma_{\text{el}})$  die Schätzfehler, die durch Sättigungseffekte, Oberwelleneffekte, einen asymmetrischen Aufbau der Maschine, Wirbelstromeffekte und die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters hervorgerufen werden. Da auch Oberwelleneffekte berücksichtigt werden, können die zusätzlichen Schätzfehler auch von einem Vielfachen der Rotorlage abhängen. Werden z.B. Oberharmonische der EMK berücksichtigt, ergibt sich neben dem bereits hergeleiteten

Schätzfehler (Gleichung 4.36) der folgende Term:

$$\vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} = \dots + \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot h \cdot \omega_{\text{el}} \cdot \left( \Psi_{\text{PM},h} - \hat{\Psi}_{\text{PM},h} \right) \cdot \begin{pmatrix} -\sin((h-1) \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_h) \\ \cos((h-1) \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_h) \end{pmatrix}, \quad (4.40)$$

wobei  $h$  die Ordnung der Harmonischen darstellt. In Gleichung 4.40 wird ebenfalls vorausgesetzt, dass der Schätzfehler der Rotorlage klein ist. Bezüglich der Rotorlageschätzung erzeugt die Oberharmonische der EMK ebenfalls einen oberharmonischen Schätzfehler bzw. eine Schwingung, die der geschätzten Rotorlage überlagert ist. Sie bewirkt jedoch keinen konstanten Offset.

Ohne auf alle Effekte des Antriebssystems, die in den vorangehenden Kapiteln beschrieben werden, detailliert eingehen zu können, ist aus der Literatur bekannt, dass vor allem Oberharmonische der PM-Flussverkettung und die nichtlinearen Effekte des Umrichters die EMK-basierte Rotorlageschätzung negativ beeinflussen ([38]). Weiterhin kann der Schätzfehler der Induktivitäten nicht unerhebliche Auswirkungen haben, wenn die PM-Flussverkettung relativ gering ist im Verhältnis zur Flussverkettung, die allein durch den Ständerstrom hervorgerufen wird ( $\Psi_L$ ).

In den Kapiteln 6 und 7 wird noch detailliert auf die störenden Effekte des Antriebssystems (Mehrfachanisotropien, Störspannung des Wechselrichters, etc.) eingegangen. Zum jetzigen Zeitpunkt sollen die Gleichungen 4.39 und 4.40 jedoch vor allem veranschaulichen, wie bei der Herleitung des Schätzfehlers in Abhängigkeit von den störenden Effekten des Antriebssystems grundsätzlich vorzugehen ist. Durch dieses methodische Vorgehen kann die analytische Beschreibung des Schätzfehlers auf einfache Weise unterschiedlichen Ausführungen des Antriebssystems angepasst werden. Es soll an dieser Stelle jedoch nicht untersucht werden, welcher konkrete analytische Zusammenhang zwischen den Störeffekten und der Rotorlageschätzung besteht. Denn wie schon in der Einleitung erwähnt, findet im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls eine Systemidentifikation der unbekanntenen Systemparameter statt, um deren Einfluss auf die Rotorlageschätzung zu mindern. Wie hierbei vorzugehen ist, wird erst in Kapitel 6 erläutert.

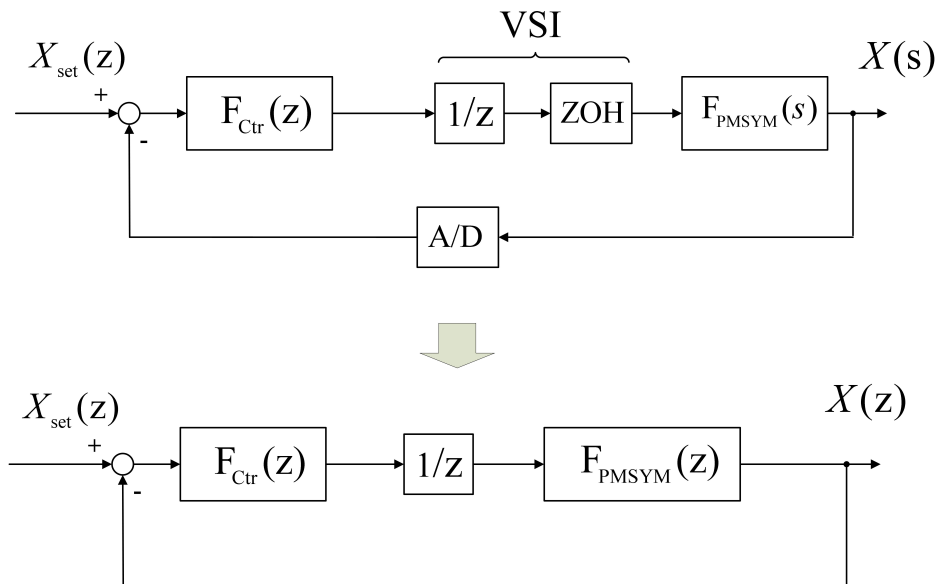
Da die EMK proportional zur Drehzahl ist, gilt jedoch grundsätzlich, dass die EMK-basierte Rotorlageschätzung mit zunehmender Drehzahl eine bessere Güte aufweist. Im Umkehrschluss ist somit im Stillstand der Maschine keine Rotorlageschätzung möglich. Im Gegensatz zur EMK weisen Störeffekte wie z.B. der Schätzfehler des ohmschen Widerstandes oder die Störspannung des Wechselrichters keine Abhängigkeit von der Drehzahl auf. Dadurch nimmt das Verhältnis von Nutz- zu Störsignal (Signal-Rausch-Abstand) mit steigender Drehzahl zu. In diesem Zusammenhang gilt auch zu beachten, dass die Quantisierung der Strommessung bei kleinen Drehzahlen stärker ins Gewicht

fällt.

## 4.6 Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters

In diesem Abschnitt wird die zeitliche Diskretisierung des modifizierten Flussbeobachters behandelt. Bis hierhin wird lediglich das zeitkontinuierliche Übertragungsverhalten des Beobachters betrachtet. Das Antriebssystem stellt durch die digitale Signalverarbeitung in Verbindung mit dem Wechselrichter jedoch ein zeitdiskretes Abtastsystem dar. Wie schon weiter oben erwähnt, wird die zeitliche Diskretisierung der Beobachterstruktur dadurch erschwert, dass dessen Struktur nicht dem klassischen Luenberger-Beobachter entspricht.

Bild 4.28 stellt die prinzipielle Struktur eines Abtastsystems dar (vgl. [23] oder [55]). In Bild 4.28 beschreibt  $z$  die Variable der sogenannten  $z$ -Transformation, durch die



**Abbildung 4.28:** Darstellung des Antriebssystems als Abtastsystem

sich die zeitdiskrete Übertragungsfunktion bilden lässt ([55]).  $F_{\text{Ctr}}(z)$  stellt die zeitdiskrete Übertragungsfunktion der Regelung der Größe  $X(s)$  dar. Der Wechselrichter (VSI) in Verbindung mit der PWM wird durch die Kombination aus Verzögerungsglied ( $1/z$ ) und Zero-Order-Hold-Element (ZOH) beschrieben. Das ZOH-Glied hält die Eingangsspannung der PMSYM für die Dauer der Taktperiode bzw. Abtastzeit konstant. Das Verzögerungsglied berücksichtigt, dass für die Berechnung des Modulationsgrads der PWM bzw. des Spannungswertes eine bestimmte Rechenzeit notwendig ist. Infolgedessen wird der Sollwert mit der Verzögerung einer Taktperiode an die PWM übergeben<sup>18</sup>. Der Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler) tastet den zeitkontinuier-

<sup>18</sup>Je nach Rechenleistung kann die Verzögerungszeit auch variieren.

lichen Wert der Größe  $X(s)$  immer zu Anfang ein Taktperiode ab<sup>19</sup>. Die gewählte Vereinfachung des Wechselrichters als ZOH-Glied ist deshalb möglich, weil die PMSYM in Bezug auf die Ausgangsspannung ein Tiefpassverhalten aufweist. Dadurch, dass der Strom weiterhin immer nur zu Anfang einer Taktperiode abgetastet wird, tritt kein Aliasingeffekt<sup>20</sup> auf, obwohl der Wechselrichter auch Spannungsharmonische erzeugt, deren Frequenzen ein Vielfaches der Taktfrequenz betragen. Für die Regelung bzw. zeitdiskrete Signalverarbeitung kann infolgedessen nur der zeitliche Mittelwert der kontinuierlichen Spannung über eine Taktperiode der PWM verarbeitet werden. Wird die Eingangsgröße für die Dauer der Samplezeit konstant gehalten, so kann das Abtastsystem vollständig im diskreten Zeitbereich beschrieben werden. Wie das untere BSB in Bild 4.28 darstellt, lässt sich dann das Übertragungsverhalten der PMSYM mit Hilfe der  $z$ -Transformation beschreiben. Bei der zeitlichen Diskretisierung des Flussbeobachters nach Bild 4.27 stellt sich nun jedoch das Problem, dass der Strom als Eingangsgröße des Beobachters verwendet wird. Wie bereits erwähnt besteht hierin der Unterschied zum Luenberger-Beobachter. Für die korrekte Diskretisierung muss daher auch die zeitkontinuierliche Integration des Stromes abgetastet werden, anstatt den abgetasteten Strom zeitdiskret zu integrieren. Dies wird im oberen BSB in Bild 4.29 verdeutlicht. Die Begründung liegt darin, dass der Strom während einer Taktperiode nicht konstant ist, sondern im zeitlichen Mittel näherungsweise linear ansteigt bzw. abfällt (bei entsprechender Spannungseinprägung). Da jedoch nur der abgetastete Strom zur Verfügung steht, wird für dessen zeitdiskrete Integration das Trapez-Verfahren angewendet. Wie auch z.B. in [51] erläutert, kann die zeitkontinuierliche Integration des Stromes dadurch gut approximiert und der verbleibende Fehler praktisch vernachlässigt werden. Im Gegensatz dazu bleibt die durch den Wechselrichter eingeprägte Spannung während der Abtastzeit konstant, so dass deren zeitdiskrete Integration mit Hilfe des Euler-Vorwärts-Verfahrens<sup>21</sup> durchgeführt wird. Die daraus resultierende zeitdiskrete Umsetzung des Flussbeobachters ist im unteren BSB in Bild 4.29 zu sehen. Hierbei weist „k“ auf den zeitdiskreten bzw. abgetasteten Wert einer Größe hin. Bezüglich der Strangspannung wird auch die zeitliche Verzögerung des Sollwerts der Spannung  $\vec{u}_{\text{set},\alpha\beta}$  (um einen Abtastschritt) berücksichtigt, die durch die Berechnung des Modulationsgrades der PWM entsteht. Die Verzögerung findet hierbei im ständerfesten KOS statt, damit sowohl die Verzögerung der Phasenlage als auch die Verzögerung der Amplitude des Spannungsraumzeigers korrekt berücksichtigt wird. Der gleiche Aspekt muss bezüglich des Stromes beachtet werden. Da der Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS ausgeführt ist, wird durch die in Bild 4.29 dargestellte Struktur bisher nur die zeitliche Änderung der Amplitude des Stromraumzeigers (inner-

<sup>19</sup>Grundsätzlich sind auch mehrere Abtastungen innerhalb einer Taktperiode möglich.

<sup>20</sup>Eine Beschreibung des Aliasingeffekts ist in [23] zu finden.

<sup>21</sup>Eine Beschreibung des Trapez-Verfahrens und des Euler-Vorwärts-Verfahrens ist in [56] zu finden.

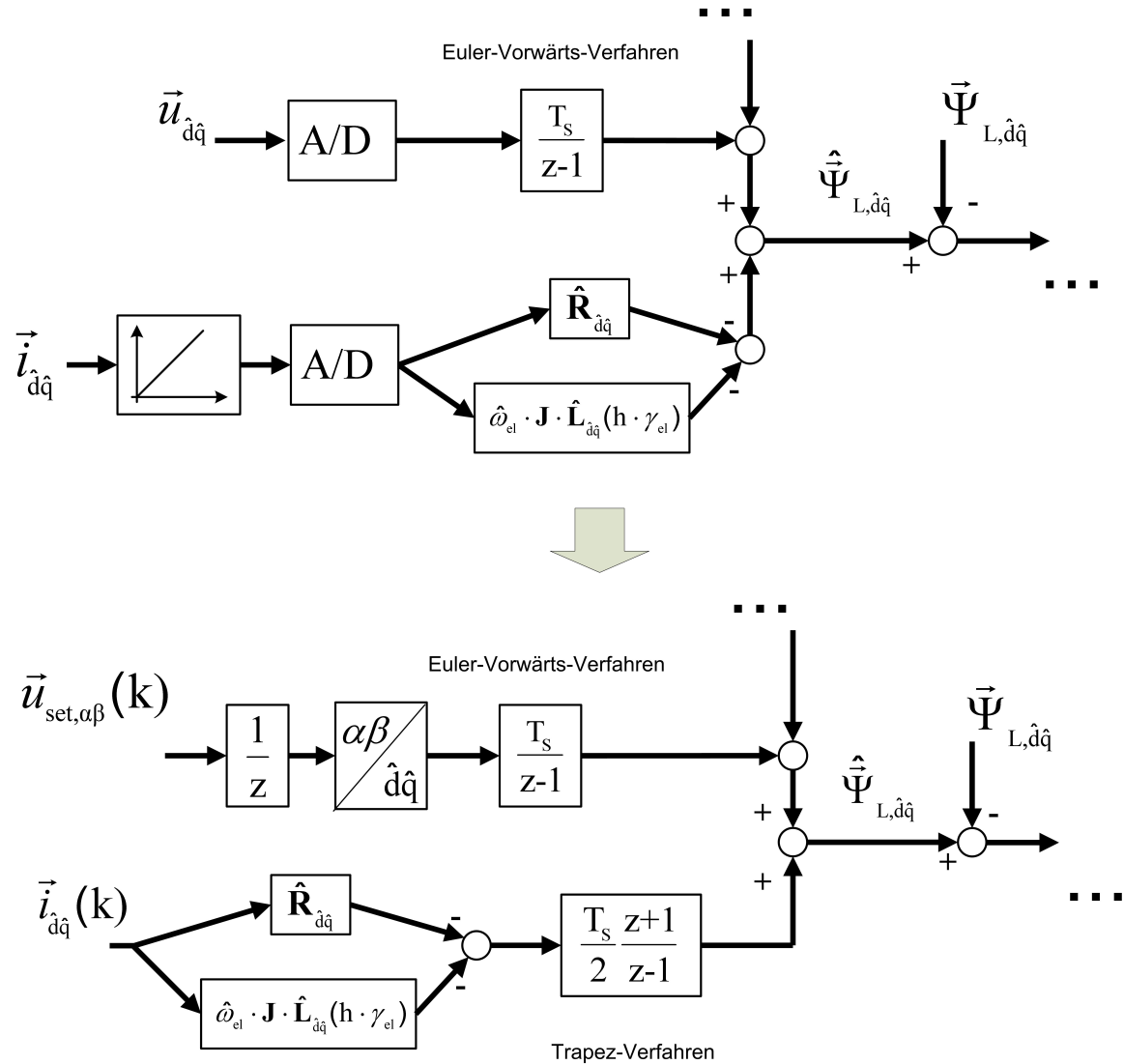


Abbildung 4.29: Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters

halb einer Taktperiode) berücksichtigt. Um ebenfalls die Rotation des Stromraumzeigers im ständerfesten KOS möglichst genau zu berücksichtigen, wird der Stromraumzeiger um den Winkel  $\hat{\omega}_{el} \cdot T_S/2$  vordreht. Der daraus resultierende Flussbeobachter ist in Bild 4.30 dargestellt, bei dem der folgende Strom verwendet wird<sup>22</sup>:

$$\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},ers} = \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \cdot e^{j \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \frac{T_S}{2}} \quad (4.41)$$

Wird diese Vordrehung des Stromes nicht durchgeführt bzw. wird für die Integration des Stromes das Euler-Vorwärts-Verfahren anstatt des Trapez-Verfahrens verwendet, so nimmt der daraus resultierende Fehler mit steigender Drehzahl bzw. mit der zeitli-

<sup>22</sup>Die analytische Beschreibung des Stromes in Gleichung 4.41 erfolgt in Raumzeigerschreibweise. In Bild 4.30 wird der dazu adäquate Stromvektor verwendet.

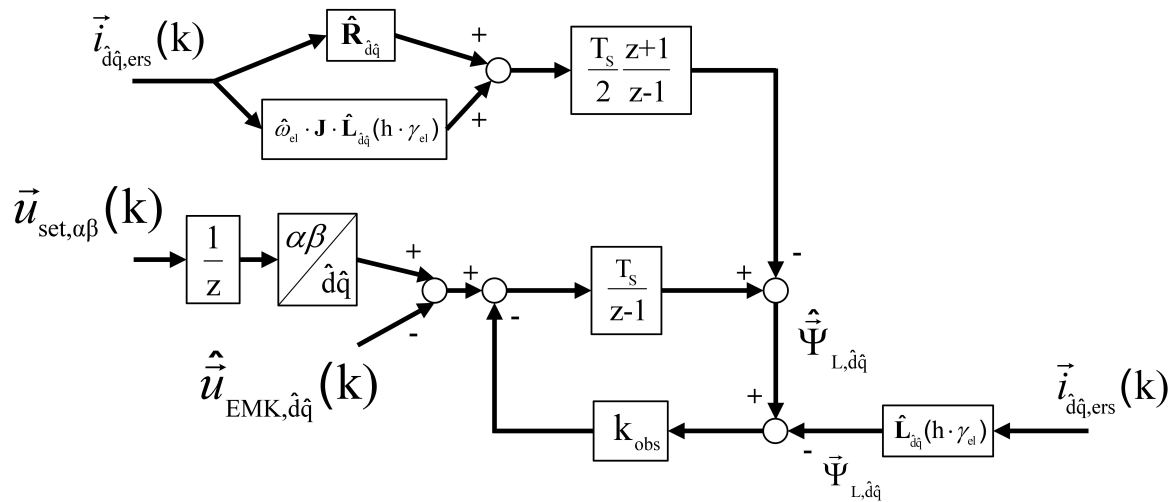


Abbildung 4.30: Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters

chen Änderung der Stromamplitude zu. Das bedeutet, dass der Fehler mit steigender Frequenz des Stromes bzw. bei transienten Verläufen des Stromes zunimmt. Werden auch hochfrequente Ströme oder der Einfluss einer hochdynamischen Stromregelung betrachtet, wie es in den folgenden Kapiteln der Fall ist, ist es daher besonders wichtig, das Trapez-Verfahren bei der Integration des Stromes zu verwenden.

Darüberhinaus gilt es in Bezug auf die EMK zu berücksichtigen, dass diese ebenfalls während einer Abtastperiode nicht konstant ist. Aufgrund der A/D-Wandlung stellt sich somit eine Phasenverschiebung der zeitdiskretisierten zur zeitkontinuierlichen EMK ein, wie auch in Bild 4.31 dargestellt ist. Diese Phasenverschiebung beträgt ebenfalls  $\omega_{el} \cdot T_s/2$ , wie auch in [23] nachzulesen ist. In Bild 4.31 wird eine kontinuierliche Drehzahl vorausgesetzt und weiterhin, dass das Verhältnis von Taktfrequenz und Drehzahl relativ klein ist. Um die EMK im Flussbeobachter korrekt zu approximie-

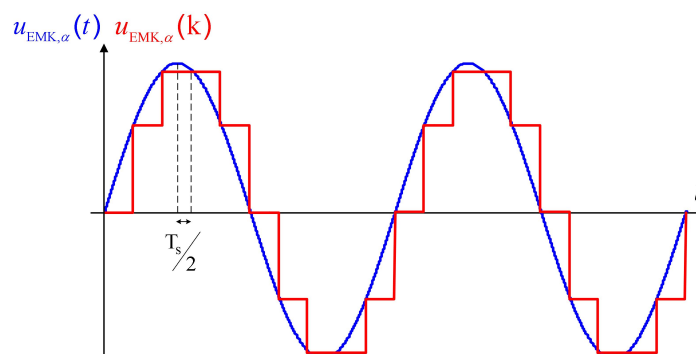


Abbildung 4.31: Vergleich zwischen zeitkontinuierlicher und abgetasteter EMK

ren, muss sie folglich um die Phasenverschiebung vorge dreht werden, wie der folgende

Ausdruck verdeutlicht:

$$\hat{\vec{u}}_{\text{EMK},\hat{d}\hat{q}} = \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\hat{\gamma}_{\text{el}} + \varphi_{\text{S}}) \\ \cos(\hat{\gamma}_{\text{el}} + \varphi_{\text{S}}) \end{pmatrix}, \quad (4.42)$$

wobei gilt:

$$\varphi_{\text{S}} = \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \frac{T_{\text{S}}}{2}.$$

Wird die Phasenverschiebung nicht berücksichtigt, ergibt sich bei der Rotorlageschätzung ein entsprechender Offset, wenn die  $\hat{q}$ -Komponente des Beobachterfehlers für die Rotorlageschätzung verwendet wird. Bei hohen Drehzahlen sollte dieser nicht vernachlässigt werden.

Die Struktur des zeitdiskreten Flussbeobachters verdeutlicht noch einmal den Unterschied zur direkten Berechnung der EMK, wie er schon zuvor angesprochen wurde (vgl. Gleichung 4.28). Würde der Schätzfehler der Flussverkettung durch die direkte Berechnung der EMK mit anschließender Tiefpassfilterung bestimmt werden, würde sich eine schlechtere Schätzung der Flussverkettung und somit Rotorlage ergeben, was insbesondere bei transienten Vorgängen in der Maschine gilt.

Im folgenden Verlauf dieser Arbeit wird jedoch weiterhin die zeitkontinuierliche Darstellung verwendet, wenn das Übertragungsverhalten des Flussbeobachters bzw. der verschiedenen Verfahren zur Rotorlageschätzung beschrieben wird. Denn im Gegensatz zur zeitdiskreten Darstellung stellt sie für die meisten Leser die vertrauliche Form dar. Es muss lediglich beachtet werden, dass für die spätere Umsetzung der Verfahren mittels digitaler Signalverarbeitung die soeben beschriebenen Aspekte der zeitlichen Diskretisierung umgesetzt werden.

## 4.7 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel werden EMK-basierte Verfahren der Rotorlageschätzung untersucht. Die Rotorlageschätzung wird hierbei in zwei Schritten durchgeführt. Zuerst erfolgt die Schätzung der EMK. Die geschätzte EMK bzw. der Schätzfehler der EMK wird anschließend einem Tracker zugeführt, der wiederum die Rotorlage und Drehzahl bestimmt. Durch dieses Vorgehen wird der resultierende Rechenaufwand gegenüber anderen Vorgehensweisen (EKF, etc.) reduziert und es entsteht weiterhin eine Regelkreisstruktur, die einfach zu parametrieren ist. Die Dynamik der Rotorlageschätzung, die dadurch erzielt wird, ist trotz reduziertem Rechenaufwand sehr gut, wie auch schon in Veröffentlichungen gezeigt wurde (z.B. [33] oder [38]), aber auch im Laufe dieser Arbeit noch behandelt wird.

Die vielversprechendsten Verfahren zur Schätzung der EMK basieren auf einem Zustandsbeobachter, wobei entweder der Strom oder die durch den Strom erzeugte Flussverkettung den geschätzten Zustand darstellt. In diesem Zusammenhang wird hergeleitet, dass das Verfahren der direkten Berechnung der PM-Flussverkettung mit modifizierter Integration der EMK dem Flussbeobachter entspricht. Durch eine entsprechende Parametrierung des Flussbeobachters ergibt sich wiederum die Struktur des Strombeobachters. Dadurch wird ersichtlich, dass sich mit beiden Verfahren grundsätzlich die gleiche Güte der Rotorlageschätzung erzielen lässt.

Ein wesentlicher Aspekt in Bezug auf die Ausführung des Beobachters ist die Rückführung der geschätzten EMK. Wird die ursprüngliche Ausführung des Beobachters implementiert, muss bei Rückführung der geschätzten EMK der Betrag der PM-Flussverkettung bekannt sein, damit kein Schätzfehler der Rotorlage entsteht. Dies ist nicht der Fall, wenn auf die Rückführung der geschätzten EMK verzichtet wird. Hierbei entsteht jedoch der Nachteil einer abnehmenden Bandbreite der Rotorlageschätzung mit zunehmender Drehzahl. In diesem Zusammenhang wird eine modifizierte Beobachterstruktur beschrieben, für die der Betrag der PM-Flussverkettung nicht bekannt sein muss, die Bandbreite der Rotorlageschätzung bei steigender Drehzahl jedoch konstant bleibt.

Des Weiteren wird in diesem Kapitel hergeleitet, dass unter Berücksichtigung von Mehrfachanisotropien und einem stromabhängigen Verlauf der Induktivitäten der Flussbeobachter gegenüber dem Strombeobachter Vorteile bezüglich der Rechenintensität aufweist. Infolgedessen bildet der modifizierte Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS für den weiteren Verlauf dieser Arbeit die Grundlage für die Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich. Wie bei der Rotorlageschätzung mittels Flussbeobachter bei geringen Drehzahlen vorzugehen ist, wird in Kapitel 6 behandelt.



## 5 Untersuchung anisotropiebasierter Verfahren zur Rotorlageschätzung

Wie bis hierhin verdeutlicht wird, ist die Güte der Rotorlageschätzung bei EMK-basierten Verfahren von der Rotordrehzahl abhängig. Es besteht daher eine untere Drehzahlgrenze, ab der die Schätzung der Rotorlage versagt, was somit auch den Stillstand impliziert. Aus diesem Grund wurden in den letzten ca. 20 Jahren mehrere Verfahren zur Rotorlageschätzung entwickelt, die auf einer Auswertung der magnetischen Anisotropie bzw. auf der rotorlageabhängigen Stranginduktivität beruhen. Dadurch wird die Rotorlageschätzung für geringe Drehzahlen inklusive Stillstand ermöglicht.

Voraussetzung für alle Verfahren, die auf der Auswertung der Anisotropie beruhen, ist ein hochfrequenter bzw. transients Verlauf des Stromes, wie in diesem Kapitel noch detailliert hergeleitet wird. Die vielversprechendsten Verfahren unterscheiden sich prinzipiell in zwei Aspekten. Einerseits lässt sich die Rotorlage ermitteln, indem eine hochfrequente bzw. transiente Spannung festgelegter Form eingepreßt wird. Infolgedessen müssen für die Auswertung des Stromes die Parameter der PMSYM nur bedingt bekannt sein. Zu diesen Verfahren zählen die sogenannte Hochfrequenz-Injektion (HF-Injektion) ([44]<sup>1</sup> und [57]) und die INFORM-Methode (INDirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) [58], welche wohl die bekanntesten Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung darstellen.

Im Gegensatz dazu kann die Rotorlage anhand der Spannungsdifferentialgleichung auch direkt berechnet werden. Hierfür muss jedoch grundsätzlich der stromabhängige Verlauf der Stranginduktivitäten bekannt sein.

In diesem Kapitel werden die unterschiedlichen Verfahren untersucht und miteinander verglichen. In diesem Zusammenhang wird vor allem untersucht, in welcher Form die störenden Effekte des Antriebssystems die Rotorlageschätzung beeinflussen und wie eine Minderung dessen erzielt werden kann. Hierzu zählt auch die Beeinflussung der Rotorlageschätzung durch die Strom- bzw. Drehzahlregelung, was für die Dynamik der übergeordneten Regelstruktur von entscheidender Bedeutung ist. Dadurch wird aufgezeigt, welchen Beschränkungen die Verfahren unterliegen bzw. bei welchen Be-

---

<sup>1</sup>In [44] wird die sogenannte rotierende HF-Injektion für eine Induktionsmaschine eingesetzt. Das grundlegende Prinzip des Verfahren ändert sich bei Anwendung auf die PMSYM jedoch nicht.

triebsbedingungen sie versagen, so dass sich formulieren lässt, worin die derzeitigen Herausforderungen für einen geberlosen Betrieb bestehen.

## 5.1 Randbedingungen der hier betrachteten Verfahren

Bevor die unterschiedlichen Verfahren untersucht werden, werden noch einmal die Randbedingungen veranschaulicht, die für die geberlose Regelung innerhalb dieser Arbeit vorliegen.

Für die Rotorlageschätzung gilt grundsätzlich, dass die Struktur des Antriebssystems, wie sie auch für den *geberbehafteten* Betrieb vorliegt, nicht modifiziert wird. Es werden somit die gemessenen Strangströme für die Schätzung verwendet, wie es auch schon bei den EMK-basierten Verfahren der Fall ist.

Grundsätzlich ist es jedoch auch möglich, die Rotorlage anhand der Nullkomponente der Spannung<sup>2</sup> oder der Nullkomponente des Stromes<sup>3</sup> zu bestimmen, wenn diese von der Rotorlage abhängen. Im Gegensatz zum hier betrachteten Antriebssystem muss dadurch nur eine Größe gemessen werden. Damit die Nullkomponente von der Rotorlage abhängt, muss ein asymmetrischer Aufbau der Maschine bzw. eine bestimmte Form der Sättigung vorliegen, wie auch in [4], [59], [60] oder [61] beschrieben wird. Der wesentliche Nachteil, der Verfahren die auf der Auswertung der Nullkomponente der Spannung bzw. des Stromes basieren, besteht darin, dass keine Identifikation der Systemparameter vorgenommen werden kann (, wenn auf eine Strommessung verzichtet wird). Gerade in Bezug auf die sättigungsabhängigen Stranginduktivitäten ist dies von entscheidender Bedeutung, wie im Verlauf dieser Arbeit noch erläutert wird.

Ein weiterer Aspekt bezüglich der Randbedingungen des Antriebssystems ist, dass für die Rotorlageschätzung nur die abgetasteten Strommesswerte zur Verfügung stehen, die auch für die Stromregelung verwendet werden. Wie schon im vorangehenden Kapitel beschrieben, wird der Strom in der Regel zu Anfang oder/und in der Mitte einer Taktperiode des Wechselrichters abgetastet. Dadurch wird die Stromregelung nicht bzw. nur sehr gering durch die Oberharmonischen der Wechselrichterausgangsspannung beeinflusst. In Bezug auf die INFORM-Methode ist dies ein entscheidender Aspekt. Denn wie der Literatur entnommen werden kann ([50], [58] oder [62]), kann die INFORM-Methode auf unterschiedliche Art und Weise umgesetzt werden. U.a. besteht die Möglichkeit, die Abtastung der Strommessung zu modifizieren, was ggf. mit einer Modifikation des ursprünglichen PWM-Musters einhergeht. Es ist weiterhin sogar möglich, nur auf den gemessenen Strom des Wechselrichterzwischenkreises zurückzugreifen. Durch diese Vorgehensweisen muss jedoch die Signalverarbeitung bzw. die

---

<sup>2</sup>bei Sternschaltung der Maschine

<sup>3</sup> sowohl bei Sternschaltung als auch bei Dreieckschaltung der Maschine

vorhandene Struktur des Antriebssystems modifiziert werden. Nichtsdestotrotz kann das Prinzip der INFORM-Methode auch bei der in dieser Arbeit betrachteten Abtastung der Strommessung angewendet werden, wie auch im nächsten Abschnitt gezeigt wird.

## 5.2 Grundsätzliche Funktionsweise der Verfahren

Die INFORM-Methode wurde Anfang der 90er Jahre von M. SCHRÖDL an der Technischen Universität Wien entwickelt ([58]). Seitdem entstanden Modifikationen bzw. Erweiterungen dieses Verfahrens, die der Literatur (z.B. [62]) zu entnehmen sind.

Die grundlegende Vorgehensweise der HF-Injektion wurde von R.D. LORENZ am Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC) in Madison, WI, in den USA erforscht ([44], [57]). In den vergangenen Jahren sind zahlreiche Veröffentlichungen entstanden, die eine weiterführende Analyse der HF-Injektion beinhalten, wobei hauptsächlich die störenden Einflüsse des Antriebssystems und das Design der Maschine im Vordergrund stehen. Hierbei sind neben den Veröffentlichungen des WEMPEC besonders die Publikationen der Forschergruppen um die folgenden Wissenschaftler zu nennen:

- J. HOTLZ<sup>4</sup>; Bergische Universität Wuppertal
- R. KENNEL; Technische Universität München<sup>5</sup>
- G. ASHER, M. SUMNER; Universität Nottingham, Großbritannien
- A. CONSOLI; Universität Catania, Italien
- D. REIGOSA, P. GARCIA, F. BRIZ; Universität Oviedo, Spanien<sup>6</sup>
- S.-K. SUL, Seoul National University, Republik Korea

Wie auch bei der Betrachtung EMK-basierter Verfahren wird in diesem Kapitel die grundsätzliche Funktionsweise der verschiedenen Verfahren beschrieben, wodurch ein Vergleich untereinander möglich ist. Weiterhin wird veranschaulicht, welche Voraussetzungen erfüllt sein müssen, damit ein geberloser Betrieb für den unteren Drehzahlbereich realisiert werden kann. Für eine umfangreichere Analyse der HF-Injektion sind besonders [6], [7] und [63] zu empfehlen. Diese Arbeiten berücksichtigen bei der Modellierung des Antriebssystems zahlreiche Effekte, die für alle anisotropiebasierte Verfahren

---

<sup>4</sup>Emeritus

<sup>5</sup>Vor seiner Berufung an die TU München im Jahr 2008 war R. KENNEL als Nachfolger von J. HOLTZ an der Universität Wuppertal tätig.

<sup>6</sup>Diese Forschergruppe hat zahlreiche Arbeiten in Kooperation mit dem WEMPEC veröffentlicht.

von Bedeutung sind.

Ausgangspunkt für die Herleitung der unterschiedlichen Verfahren ist die Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS (Gleichung 2.14). Vorerst wird das vereinfachte Grundwellenmodell der PMSYM vorausgesetzt, bei dem zwar die Sättigung der Induktivitäten, jedoch keine Gegeninduktivität bzw. „Cross-Saturation“ berücksichtigt wird. Wie schon erwähnt, ist eine Voraussetzung für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung, dass der Strom einen hochfrequenten bzw. transienten Verlauf aufweist. Durch eine entsprechende Hochpassfilterung des Stromes bzw. Auswertung des Stromes wird daher nur dessen hochfrequenter Anteil berücksichtigt. Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass die Drehzahl so gering ist, dass alle Terme, die von der Drehzahl abhängen, vernachlässigt werden können. Dadurch ergibt sich das sogenannte Hochfrequenz-Modell (HF-Modell) oder auch Kleinsignal-Modell der PMSYM, bei dem die Spannung allein über der rotorlageabhängigen Induktivität abfällt, wie folgender Ausdruck verdeutlicht:

$$\begin{aligned}
\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} &= \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{\text{L,HF},\alpha\beta} \\
&= \frac{d}{dt} \left( \mathbf{L}_{\alpha\beta}(\vec{i}_{\text{f}} + \vec{i}_{\text{HF}}) \cdot \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \right) \\
&\approx \left( \mathbf{L}_{\alpha\beta}(\vec{i}_{\text{f}}) + \frac{\partial}{\partial \vec{i}_{\alpha\beta}} \mathbf{L}_{\alpha\beta}(\vec{i}_{\text{f}}) \cdot \vec{i}_{\text{f},\alpha\beta} \right) \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \\
&= \mathbf{L}'_{\alpha\beta} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \\
&= \left( \Sigma L' \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \quad ,
\end{aligned} \tag{5.1}$$

wobei gilt:

$$\left| \vec{i}_{\text{f}} \right| \gg \left| \vec{i}_{\text{HF}} \right| \quad .$$

In Gleichung 5.1 wird auf mathematische Weise verdeutlicht, dass die Induktivitäten der d- und q-Achse unterschiedlich sein müssen, damit der Strom eine Information über die Rotorlage enthält. Der Index „HF“ steht für den hochfrequenten bzw. transienten Anteil und der Index „f“ für den grundfrequenten Anteil des Stromes bzw. der Spannung. Es wird deutlich, dass der grundfrequente Anteil des Stromes aufgrund der magnetischen Sättigung das HF-Modell der PMSYM beeinflusst. In Bild 5.1 wird dieser Zusammenhang dargestellt. In Bild 5.1 ist die resultierende Flussverkettung in Richtung der q-Achse in Abhängigkeit vom Strom beispielhaft dargestellt. Durch eine

entsprechende Spannungseinprägung stellt sich (im q-KOS) ein Gleichstrom ein, der von einem hochfrequenten Strom überlagert ist. Gleiches gilt für die Flussverkettung. Der Gleichanteil stellt somit den Arbeitspunkt dar. Die Abhängigkeit der Flussverkettung vom Strom wird für den Gleichanteil durch die sogenannte Sekanteninduktivität ( $L_{f,q}$ ) beschrieben ([15]). Die Abhängigkeit der hochfrequenten Flussverkettung vom HF-Strom wird durch die transiente Induktivität ( $L'_q$ ) definiert, welche oftmals auch als differentielle Induktivität bezeichnet wird. Die transiente Induktivität stellt die Steigung der Flussverkettung im Arbeitspunkt dar. Die Beschreibung des Kleinsignalverhaltens der PMSYM im Arbeitspunkt wird somit in Gleichung 5.1 durch die transiente Induktivitätsmatrix ( $\mathbf{L}'_{\alpha\beta}$ ) berücksichtigt. Die transiente Induktivität ist durch den hochgestellten Index „'“ gekennzeichnet. Um den Strom in Abhängigkeit von der

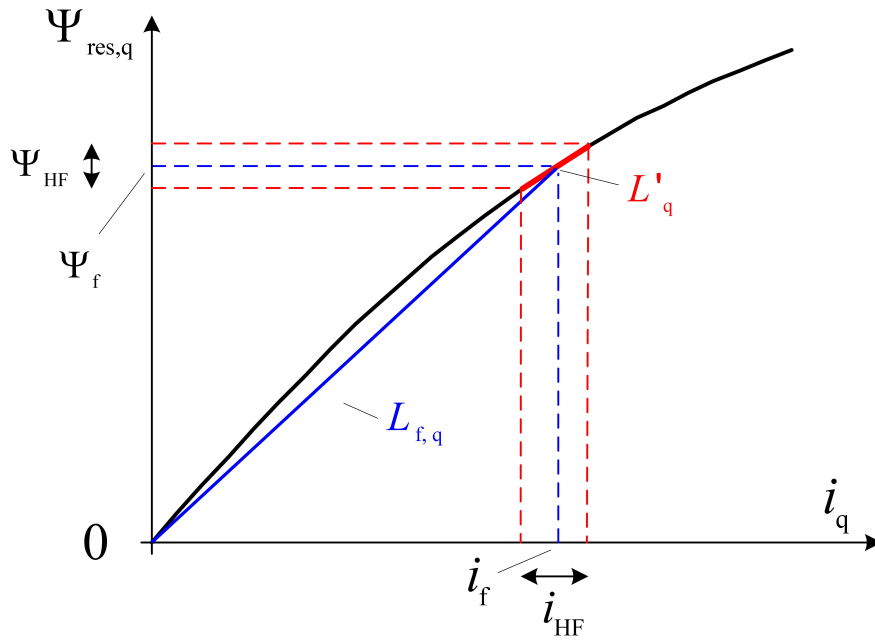


Abbildung 5.1: Verlauf der sättigungsabhängigen Flussverkettung

Spannung beschreiben zu können, wird die Inverse der transienten Induktivitätsmatrix gebildet, wodurch sich folgender Ausdruck ergibt:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} &= \mathbf{L}'_{\alpha\beta}{}^{-1} \cdot \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} \\
 &= \frac{1}{L'_d \cdot L'_q} \cdot \left( \Sigma L' \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \right) \cdot \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} \\
 &= \left( \Sigma Y' \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \Delta Y' \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \right) \cdot \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} \quad .
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

$Y'$  beschreibt die Admittanz. Wird Gleichung 5.2 mit Hilfe von Raumzeigern beschrieben, ergibt sich eine vereinfachte Darstellung, wie folgender Ausdruck verdeutlicht:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} = \Sigma Y' \cdot \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \cdot \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta}^* \quad , \quad (5.3)$$

wobei der Index „\*“ den konjugierten Wert einer komplexen Größe darstellt. Für die Beschreibung der Gleichung 5.2 mittels Raumzeigern wird der folgende Zusammenhang ausgenutzt:

$$\begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ -x_\beta \end{pmatrix} \\ \hat{=} e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \cdot \vec{x}_{\alpha\beta}^* \quad . \quad (5.4)$$

Durch die zeitliche Integration der Gleichung 5.4 lässt sich der Strom in analytischer Form wie folgt beschreiben:

$$\vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} = \Sigma Y' \cdot \int \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} \quad dt - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \cdot \int \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta}^* \quad dt \quad . \quad (5.5)$$

### 5.2.1 Die HF-Injektion

Gleichung 5.5 bildet den Ausgangspunkt für die Herleitung der HF-Injektion. Hierfür gilt es zu unterscheiden, welche Form die Spannung besitzt. Einerseits ist es möglich, einen hochfrequenten, rotierenden Spannungsraumzeiger einzuprägen, woraus die Bezeichnung „rotierende HF-Injektion“ resultiert. Andererseits kann ein Spannungsraumzeiger in Richtung der geschätzten d-Achse eingepreßt werden, dessen Amplitude mit der Trägerfrequenz alterniert. Aus dieser Vorgehensweise resultiert der Begriff „alternierende HF-Injektion“. Die ausführliche Herleitung der HF-Injektion ist in zahlreichen Veröffentlichungen zu finden (z.B. [6] oder [13]), weshalb an dieser Stelle gleich der resultierende Strom aufgeführt wird, der sich für einen rotierenden Spannungsraumzeiger einstellt:

$$\vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} = -j \cdot \frac{U}{\omega_c} \cdot \left( \Sigma Y' \cdot e^{j \cdot \omega_c t} - \Delta Y' \cdot e^{j(-\omega_c t + 2\gamma_{\text{el}})} \right) \quad , \quad (5.6)$$

für

$$\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = U \cdot e^{j \cdot \omega_c t} \quad . \quad (5.7)$$

Hierbei steht  $\omega_c$  für die hochfrequente Trägerfrequenz und  $U$  für den Effektivwert des rotierenden Spannungszeigers. Es ist zu erkennen, dass der Strom aus zwei Anteilen un-

terschiedlicher Frequenz besteht, wobei nur der Anteil, der die negative Trägerfrequenz aufweist, die Information über die Rotorlage enthält. Durch entsprechende Filterung bzw. Demodulation kann die Rotorlage bestimmt werden. Ähnlich wie bei den EMK-basierten Verfahren, wie sie im vorangehenden Kapitel beschrieben werden, wird für die Bestimmung der Rotorlage eine Trackerstruktur verwendet.

Die rotierende HF-Injektion erfordert eine andere Auswertung des Stromes als die alternierende HF-Injektion. Die resultierende Struktur der Rotorlageschätzung wird im Folgenden jedoch nur anhand der alternierenden HF-Injektion exemplarisch beschrieben. Für den alternierenden Spannungszeiger in Richtung von  $\hat{\gamma}_{el}$

$$\vec{u}_{HF,\alpha\beta} = U \cdot \cos(\omega_c t) \cdot e^{j\hat{\gamma}_{el}}$$

stellt sich der Strom im geschätzten dq-KOS wie folgt ein:

$$\vec{i}_{HF,\hat{d}\hat{q}} = \frac{U}{\omega_c} \cdot \left( \Sigma Y' + \Delta Y' \cdot e^{j2\gamma_{el,er}} \right) \cdot \sin(\omega_c t) \quad . \quad (5.8)$$

Im Gegensatz zur rotierenden HF-Injektion beinhaltet die Amplitude der  $\hat{q}$ -Stromkomponenten ( $\Im \left\{ \vec{i}_{HF,\hat{d}\hat{q}} \right\}$ ) die Information über die Rotorlage, wobei für kleine Schätzfehler der Rotorlage gilt:

$$\vec{i}_{HF,\hat{q}} = \frac{U}{\omega_c} \cdot \sin(\omega_c t) \cdot \Delta Y' \cdot 2 \cdot \gamma_{el,er} \quad . \quad (5.9)$$

Mit Hilfe der oberen Struktur in Bild 5.2 kann die Amplitude der  $\hat{q}$ -Stromkomponenten ermittelt werden, wodurch sich eine PLL-Struktur ergibt. Der gemessene Strom wird zusätzlich bandpassgefiltert, wodurch der Einfluss des grundfrequenten Stromes auf die Rotorlageschätzung gemindert wird. Für die Auswertung des HF-Stromes sind grundsätzlich auch andere Strukturen möglich, wie u.a. in [6] beschrieben wird. Nichtsdestotrotz besteht die Rotorlageschätzung in der Regel zum einen aus der Aufbereitung bzw. Filterung des hochfrequenten Stromes und zum anderen aus einem Tracker, der die Rotorlage und Drehzahl bestimmt. Es ergibt sich das gleiche Vorgehen wie bei den EMK-basierten Verfahren. Das Übertragungsverhalten der geschätzten Rotorlage lässt sich daher in analoger Form ableiten. Die untere Struktur in Bild 5.2 stellt die äquivalente Regelkreisstruktur dar, für die das Übertragungsverhalten auf einfache Art und Weise bestimmt werden kann. Das  $PT_2$  System ergibt sich daraus, dass zum einen die Amplitude des Stromes durch den Bandpass (BP) zeitverzögert wird und zum anderen der Mittelwert des verrechneten Stromes, der dem PI-Regler zugeführt wird, ebenfalls eine Verzögerung durch das  $PT_1$ -System erfährt. Für eine detaillierte Herleitung sei auf [64] verwiesen.

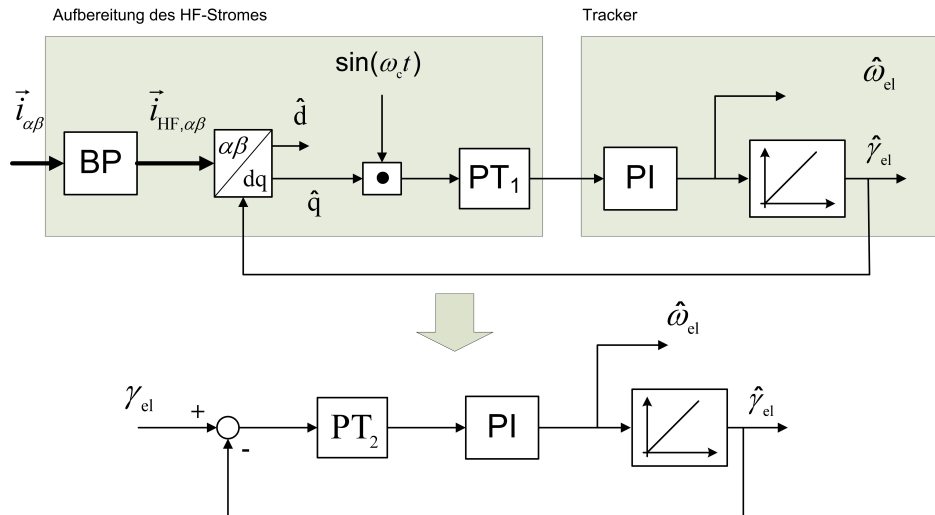


Abbildung 5.2: Rotorlageschätzung mit Hilfe der alternierenden HF-Injektion

In der Struktur nach Bild 5.2 wird ein Bandpass (BP) eingesetzt, um den Einfluss des grundfrequenten Stromes und somit der übergeordneten Drehzahl bzw. Stromregelung zu mindern. Denn die Verfahren der HF-Injektion gehen bei der Demodulation des Stromes vom quasistationären Zustand aus. Mit anderen Worten werden in den Gleichungen, die den Strom in Abhängigkeit von der Rotorlage beschreiben (Gleichung 5.6 bzw. 5.8), harmonische Verläufe von Strom und Spannung vorausgesetzt. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass durch die Stromregelung auch annähernd sprungförmige Verläufe des Stromes erzeugt werden können, die durch das BP-Filter nicht vollständig gefiltert werden können und sich somit störend auf die HF-Injektion auswirken. In [45] ist dieser Aspekt sehr anschaulich beschrieben und es wird die Implementierung eines Strombeobachters für den grundfrequenten Anteil vorgeschlagen, um den störenden Einfluss der Stromregelung zu mindern. Durch die Beobachterstruktur wird eine deutliche Verbesserung der dynamischen Eigenschaften der geberlosen Regelung erzielt. Der Strombeobachter bedeutet zusätzlichen Rechenaufwand, durch diesen wird jedoch eine bessere Performance erzielt, als durch den alleinigen Einsatz eines passiven Bandpassfilters. Denn eine passive Bandpassfilterung sorgt auch immer für eine zusätzliche Verzögerung der Rotorlageschätzung, wie der Struktur in Bild 5.2 oder [64] entnommen werden kann.

In Bezug auf die Stromregelung muss ebenfalls berücksichtigt werden, dass diese versucht, den HF-Strom zu Null zu regeln. Dies erzeugt eine Phasenverschiebung der resultierenden hochfrequenten Spannung gegenüber dem Sollwert, was sich besonders auf die rotierende HF-Injektion negativ auswirkt, da daraus auch ein Offset der geschätzten Rotorlage resultiert. Bezüglich der alternierenden HF-Injektion muss die Phasenverschiebung bekannt sein, um die volle Intensität Nutzen zu können bzw. den



besten Signal-Rausch-Abstand zu erhalten<sup>7</sup>. Zur Minderung des Einflusses der Stromregelung, kann der Istwert der Stromregelung tiefpassgefiltert werden, was jedoch eine Minderung der Güte von Drehzahl- bzw. Stromregelung zur Folge hat. Andernfalls sollten zusätzliche Strukturen implementiert werden, die die durch die Stromregelung verursachte Phasenverschiebung detektieren. Es ist aber auch eine alternative Verrechnung des HF-Stromes möglich (z.B. [32]), wodurch bei alternierender Spannungseinprägung die Amplitude der  $\hat{q}$ -Komponente des HF-Stromes korrekt berechnet wird, was wiederum den Signal-Rausch-Abstand verbessert.

## 5.2.2 Die INFORM-Methode

Ausgangspunkt für die Herleitung der INFORM-Methode ist ebenfalls das Kleinsignal-Modell der PMSYM unter Verwendung der Raumzeigerschreibweise (Gleichung 5.5). Das grundlegende Prinzip besteht darin, drei um  $120^\circ$  elektrisch zu einander versetzte Spannungszeiger nacheinander einzuprägen. Die daraus resultierende zeitliche Änderung des Stromraumzeigers wird dann für die entsprechenden Spannungsraumzeiger gemessen. Hierbei wird der Stromraumzeiger in ein entsprechendes KOS transformiert, so dass der Anteil des Stromes, der keine Information über die Rotorlage enthält, herausgerechnet werden kann.

Für die Spannungsraumzeiger

$$\vec{u}_{1,\alpha\beta} = U \cdot e^{j \cdot 0}, \quad \vec{u}_{2,\alpha\beta} = U \cdot e^{j \cdot 120^\circ}, \quad \text{und} \quad \vec{u}_{3,\alpha\beta} = U \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} \quad (5.10)$$

ergeben sich die folgenden Stromänderungen in dem jeweiligen KOS:

$$\begin{aligned} \Delta \vec{i}_{1,\text{ers}} &= \Delta \vec{i}_{1,\alpha\beta} = U \cdot \left( \Sigma Y' \cdot e^{j \cdot 0} - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \right) \cdot \Delta t \quad , \\ \Delta \vec{i}_{2,\text{ers}} &= \Delta \vec{i}_{2,\alpha\beta} \cdot e^{j \cdot 120^\circ} = U \cdot \left( \Sigma Y' \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \right) \cdot \Delta t \quad , \\ \Delta \vec{i}_{3,\text{ers}} &= \Delta \vec{i}_{3,\alpha\beta} \cdot e^{-j \cdot 120^\circ} = U \cdot \left( \Sigma Y' \cdot e^{j \cdot 120^\circ} - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \right) \cdot \Delta t \quad , \end{aligned} \quad (5.11)$$

wobei gilt:

$$\Delta \vec{i} = \vec{i}_{t_1} - \vec{i}_{t_2}, \quad \Delta t = t_1 - t_2 \quad .$$

$\Delta \vec{i}$  beschreibt die Stromänderung zwischen den Zeitpunkten  $t_1$  und  $t_2$ , wobei der Spannungszeiger für diese Dauer konstant ist. Werden die in Gleichung 5.11 aufgeführten

<sup>7</sup>Gemäß der Struktur in Bild 5.2 erfolgt die Bestimmung der Amplitude der  $\hat{q}$ -Komponente des HF-Stromes durch die Multiplikation mit dem Ausdruck  $\sin(\omega_c t)$  und der anschließenden Mittelwertbildung durch das PT<sub>1</sub>-System. Weicht die Phase der  $\hat{q}$ -Komponente des HF-Stromes von  $\omega_c t$  ab, wird ein zu kleiner Wert für die Amplitude berechnet.

Stromänderungen aufsummiert, ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$\Delta \vec{i}_{1,ers} + \Delta \vec{i}_{2,ers} + \Delta \vec{i}_{3,ers} = -3 \cdot U \cdot \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{el}} \cdot \Delta t \quad . \quad (5.12)$$

Dieser Raumzeiger kann wiederum einem Tracker zugeführt werden, um die Rotorlage zu bestimmen.

Wie eingangs erwähnt, bestehen in der Literatur unterschiedliche Varianten der INFORM - Methode. So kann beispielsweise nur der Zwischenkreisstrom verwendet oder die Abtastung der gemessenen Phasenströme angepasst werden. Die hier beschriebene Vorgehensweise ermöglicht es jedoch, das Prinzip der INFORM-Methode auf das vorliegende Antriebssystem anzuwenden, bei dem die Implementierung der PWM bzw. Ansteuerung des Wechselrichters nicht modifiziert wird und nur die abgetasteten Strommesswerte zur Verfügung stehen. Denn grundsätzlich können die Spannungszeiger auch für die gesamte Dauer der Taktperiode eingepreßt werden ( $t_1 - t_2 = T_S$ ). Wie bei der HF-Injektion wird dann der Mittelwert einer Größe über eine Taktperiode berücksichtigt.

Um den Einfluss der grundfrequenten Ströme bzw. Spannungen auf die Rotorlageschätzung zu mindern, besteht u.a. die Möglichkeit, für jede Richtung („0°, 120°“ und „-120°“) auch immer einen entgegengesetzten Spannungsraumzeiger einzuprägen und anschließend eine Mittelwertbildung durchzuführen. Dadurch wird eine Art FIR-Hochpassfilterung<sup>8</sup> erster Ordnung realisiert. Wie die Auswertung des Stromes konkret angepasst werden muss, ist beispielsweise in [65] beschrieben.

### 5.2.3 Die direkte Berechnung

Die scheinbar einfachste Methode der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung ist die direkte Berechnung der Rotorlage, weshalb diese Vorgehensweise auch schon am längsten besteht ([66]). Die direkte Berechnung ist dann möglich, wenn die Induktivitätswerte bzw. deren Abhängigkeit vom Strom bekannt sind. Mit Hilfe der Ausgangsgleichung 5.5 kann eine Ersatzgröße berechnet werden, die von der Rotorlage abhängt:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} &= \underline{Y}'(\gamma_{el}) \cdot \vec{u}_{ers,\alpha\beta} = \Sigma Y' \cdot \vec{u}_{ers,\alpha\beta} - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{el}} \cdot \vec{u}_{ers,\alpha\beta}^* \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_{ers,\alpha\beta} &= \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} - \Sigma \hat{Y}' \cdot \vec{u}_{ers,\alpha\beta} \\ &\approx - \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{el}} \cdot \vec{u}_{ers,\alpha\beta}^* \quad , \end{aligned} \quad (5.13)$$

---

<sup>8</sup>Finte-Impulse-Response

wobei gilt:

$$\vec{u}_{\text{ers},\alpha\beta} = \vec{u}_{\alpha\beta} - R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} - j \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \left( \Sigma L \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \Delta L \cdot e^{j \cdot 2\hat{\gamma}_{\text{el}}} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* \right) - \vec{u}_{\text{EMK},\alpha\beta}$$

Die Ersatzgröße  $\vec{u}_{\text{ers},\alpha\beta}$  steht für den Spannungszeiger, der die Komponenten der Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS enthält, die keine Abhängigkeit von der transienten Induktivität bzw. Admittanz aufweisen. Für die Berechnung von  $\vec{u}_{\text{ers},\alpha\beta}$  stehen jedoch nur die geschätzte Rotorlage und Drehzahl zur Verfügung. Durch die Berücksichtigung des Ausdrucks  $j \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \left( \Sigma L \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \Delta L \cdot e^{j \cdot 2\hat{\gamma}_{\text{el}}} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* \right)$  funktioniert das Verfahren auch bei höheren Drehzahlen. Bei Kenntnis der Systemparameter ist  $\vec{u}_{\text{ers},\alpha\beta}$  bekannt, wodurch über  $\frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{ers},\alpha\beta}$  die Rotorlage direkt berechnet werden kann. Alternativ kann auch das bereits in Kapitel 4 erwähnte „Heterodyning“-Verfahren bzw. die daraus abgeleitete Trackerstruktur angewendet werden, wie es z.B. in [67] der Fall ist. In [67] und [68] wird ein Verfahren vorgestellt, das auf dem beschriebenen Prinzip beruht, wobei das zeitlich diskretisierte System betrachtet wird. Die Diskretisierung erfolgt jedoch mit Hilfe der Euler-Approximation, anstatt über die z-Transformation, wie sie z.B. in [55] beschrieben ist. Die aus der z-Transformation resultierende Struktur des Strombeobachter ist z.B. in [51] zu finden. Wird für die Diskretisierung die Euler-Approximation verwendet, wird insbesondere bei transienten Vorgängen der Einfluss des Widerstandes nur ungenau abgebildet, was bei einem entsprechenden Maschinen-design zur Minderung der Güte führen kann<sup>9</sup>. Hierbei handelt es sich um den gleichen Effekt, wie er bei der Diskretisierung des Flussbeobachter in Kapitel 4 beschrieben wird.

Die beschriebene Vorgehensweise der direkten Berechnung ist der in Kapitel 4 behandelten direkten Berechnung der EMK sehr ähnlich, da auch hier die zeitliche Ableitung des Stromes verwendet wird, was das Verfahren wiederum empfindlich für Messrauschen macht. Ein grundsätzliches Problem besteht jedoch darin, dass der stromabhängige Anteil der transienten Admittanz  $\Sigma Y'$  bekannt sein muss. Andernfalls ergibt sich in Gleichung 5.13 ein Fehler, der sich auf die Rotorlageschätzung überträgt. Der Nachteil der direkten Berechnung ist somit, dass die Induktivitätsverläufe bekannt sein müssen, was durch die klassische HF-Injektion oder die INFORM-Methode vermieden wird. (Bei dieser Betrachtung wird kein Cross-Saturation-Effekt berücksichtigt. Andernfalls hat dieser auf alle anisotropiebasierten Verfahren Auswirkungen, wie später erläutert wird.)

---

<sup>9</sup>Je kleiner die elektrische Zeitkonstante der Maschine ist, desto stärker tritt dieser Effekt in Erscheinung.

### 5.3 Initiale Rotorlageerkennung

Bevor ein Vergleich der verschiedenen Verfahren angestellt wird, wird an dieser Stelle der Vollständigkeit halber die initiale Rotorlageerkennung beschrieben. Durch die anisotropiebasierten Verfahren soll die d-Achse des Rotors bzw. die Achse der PM-Flussverkettung geschätzt werden. Die Ausgangsgleichung 5.1 verdeutlicht jedoch, dass die Induktivitätsmatrix scheinbar keine Information über die absolute Lage enthält. Es kann nur die relative Lage bestimmt werden. Dadurch, dass die Induktivitätsmatrix vom doppelten Wert der Rotorlage abhängt, ergibt sich nämlich für den Winkel der d-Achse und den dazu um  $180^\circ$  verschobenen Wert das gleiche Ergebnis. Um diese „ $180^\circ$ -Unsicherheit“ auszuschließen, wird der Effekt ausgenutzt, dass das magnetisch leitfähige Material in Richtung der d-Achse durch die PM vorgesättigt ist. Das bedeutet, dass, wenn ein positiver d-Strom erregt wird, die resultierende Induktivität geringer ist als bei einem negativen d-Strom gleichen Betrages.

Ist die relative Lage der d-Achse bekannt, wird eine hochfrequente d-Spannung in diese eingepreßt. Die Richtung, in die der daraus resultierende Strom eine maximale Amplitude ausprägt, ist die Richtung der PM-Flussverkettung. Denn aufgrund der Vorsättigung ist in dieser Richtung die Induktivität geringer, so dass die resultierende Dämpfung kleiner ist. Da diese Art der initialen Rotorlageerkennung schon seit längerem bekannt ist und in der Literatur ausführlich beschrieben wird (u.a. [15]), wird an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen.

Gleiches gilt für eine weitere Vorgehensweise, die durch das WEMPEC entwickelt wurde ([69]). Hierbei wird ausgenutzt, dass durch den nichtlinearen Verlauf der d-Komponente der Flussverkettung der Strom Oberharmonische ausprägt, durch die die Orientierung der PM-Flussverkettung bestimmt werden kann.

### 5.4 Vergleich der unterschiedlichen Verfahren

Nachdem vorangehend die unterschiedlichen Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung beschrieben werden, findet in diesem Abschnitt ein Vergleich zwischen diesen statt. Dieser Vergleich dient jedoch nicht dem Zweck einer Beurteilung, ob eines der Verfahren dem andern überlegen ist. Es soll festgestellt werden, welche Vor- und Nachteile sich grundsätzlich ergeben. Eine pauschale Beurteilung der Verfahren untereinander fällt ohnehin schwer, da zahlreiche Modifikationen in der Literatur zu finden sind, die sich in Hinblick auf eine einfache Implementierung bzw. geringe Rechenintensität und Güte der Rotorlageschätzung unterscheiden.

Ein Effekt, der bisher noch nicht ausreichend behandelt wurde, ist das Verhalten der Verfahren bei höheren Drehzahlen. Bei höheren Drehzahlen dürfen die Terme, die von

der Drehzahl abhängen, nicht mehr vernachlässigt werden, so dass Gleichung 5.1 ein falsches HF-Modell der PMSYM darstellt. Die INFORM-Methode kann diesen Effekt durch die angepasste Spannungseinprägung mindern, die schon weiter oben erwähnt wird und in [65] zu finden ist. Die direkte Berechnung berücksichtigt ebenfalls die von der Drehzahl abhängigen Terme der Spannungsgleichung, so dass die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung grundsätzlich für den gesamten Drehzahlbereich möglich ist.

In Bezug auf die HF-Injektion muss unterschieden werden, ob die alternierende oder die rotierende HF-Injektion vorliegt. Für die alternierende HF-Injektion wird in [57] eine Vorgehensweise beschrieben, wie das Verfahren auch bei höheren Drehzahlen fehlerfrei funktioniert. Für die rotierende HF-Injektion ist eine Modifikation nicht ohne weiteres möglich.

Es muss jedoch grundsätzlich berücksichtigt werden, dass die anisotropiebasierten Verfahren in der Regel mit EMK-basierten Verfahren gekoppelt sind, um eine besserer Performance des geberlosen Betriebs bei höheren Drehzahlen zu erzielen. Hierfür ist das Umschalten bzw. die Gewichtung der Verfahren in Abhängigkeit von der Drehzahl entscheidend. In der Literatur werden hierzu verschiedene Vorgehensweisen beschrieben (z.B. [35], [49] oder [50]). Es ist daher nur bedingt ausschlaggebend, ob die anisotropiebasierten Verfahren auch bei höheren Drehzahlen funktionieren.

Viel entscheidender hingegen ist, die Verfahren bezüglich ihrer wesentlichen Merkmale für den unteren Drehzahlbereich zu unterscheiden. Die HF-Injektion und INFORM-Methode haben den Vorteil, dass aufgrund der vorab festgelegten Spannungseinprägung die Induktivitätswerte nicht bekannt sein müssen. Durch die entsprechende Demodulation bzw. Auswertung des Stromes hat der Anteil des Mittelwerts der Induktivitätsmatrix bzw. Admittanz ( $\Sigma L'$  bzw.  $\Sigma Y'$ ) keinen Einfluss auf die Rotorlageschätzung. Im Gegensatz dazu ist die Kenntnis von  $\Sigma Y'$  eine Voraussetzung für die direkte Berechnung, da sich sonst ein Schätzfehler der Rotorlage einstellt. Der folgende Ausdruck, der bei der direkten Berechnung einen Schätzfehler der Admittanz berücksichtigt, verdeutlicht dies:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{ers},\alpha\beta} &= \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} - \Sigma \hat{Y}' \cdot \vec{u}_{\text{res},\alpha\beta} \\ &= -\Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el}}} \cdot \vec{u}_{\text{res},\alpha\beta}^* + \Sigma Y'_{\text{er}} \cdot \vec{u}_{\text{res},\alpha\beta} \quad . \end{aligned} \quad (5.14)$$

In diesem Zusammenhang wird kurz auf [70] eingegangen. Der Titel dieser Veröffentlichung beinhaltet, dass eine Reduzierung der Parameterabhängigkeit durch das beschriebene Verfahren erzielt wird. Dies bezieht sich jedoch nur auf die Abhängigkeit der Rotorlageschätzung vom Strangwiderstand, im Zusammenhang damit, dass das Verfahren auch bei höheren Drehzahlen eingesetzt wird. Denn wie ebenfalls aufgeführt wird, ist für die Berechnung der Rotorlage der sättigungsabhängige Verlauf der

Induktivitäten hinterlegt, der vorab (z.B. mit Hilfe von FEM-Simulationen) ermittelt werden muss.

Der Vorteil dieses Verfahrens bei geringen Drehzahlen besteht somit darin, dass eine hochfrequente bzw. transiente Spannung beliebiger Form genutzt wird, um die Rotorlage zu schätzen. Im Titel von [67] wird dieser Aspekt hervorgehoben, indem darauf hingewiesen wird, dass keine zusätzliche „HF-Signal-Injektion“ erfolgt. Es darf hierbei jedoch nicht der Eindruck entstehen, dass überhaupt keine hochfrequente Spannung eingepreßt würde. Denn das Verfahren setzt die Ansteuerung des Wechselrichters mit Hilfe einer sogenannten „Predictive Torque Control“ voraus. Hierbei wird zur Ansteuerung des Wechselrichters keine PWM durchgeführt. Stattdessen wird für die gesamte Dauer der Schaltperiode ein bestimmter Schaltzustand (der IGBT-Module) gehalten, wie es z.B. auch für die sogenannten Direct Flux Control<sup>10</sup> (DFC) der Fall ist. Die Regelung der Spannung weist daher Analogien zu einer Zwei-Punkt-Regelung auf. Dem grundfrequenten Strom ist somit ein hochfrequenter Anteil überlagert, dessen Frequenz die halbe Schaltfrequenz beträgt<sup>11</sup>.

Der vermeintliche Vorteil der direkten Berechnung in Verbindung mit der DFC, dass keine zusätzliche HF-Spannung eingepreßt werden muss, gilt somit nur bedingt. Denn die hochfrequente Spannung, die durch die DFC erzeugt wird, weist keine gleichbleibende Intensität auf. Da die Intensität des hochfrequenten Anteils der Spannung nicht konstant gehalten wird, ergibt sich somit auch eine vom Betriebspunkt abhängige Dynamik der Rotorlageschätzung.

Nichtsdestotrotz ist es von Vorteil, wenn für die Rotorlageschätzung die Form der HF-Spannung beliebig gewählt werden kann. Für die HF-Injektion ist aus der Literatur bekannt ([24], [71]), dass sich die Güte für die rotierende und alternierende Spannungseinprägung in Abhängigkeit vom Betriebspunkt unterscheidet. Auf diesen Aspekt wird später auch noch eingegangen. Ein weiterer Punkt, der oftmals vernachlässigt wird, ist die Lärmbelastung, die durch die hochfrequente Spannungseinprägung entsteht. Wird ein rotierender Spannungszeiger eingepreßt, so wird auch ein hochfrequentes Drehmoment erzeugt. Das daraus resultierende Geräusch wird in der Regel als unangenehm empfunden. Im Gegensatz dazu wird durch die alternierende HF-Injektion fast ausschließlich ein hochfrequenter Strom erregt, der in Richtung der d-Achse gerichtet ist. Bei geringer Reluktanz der PMSYM ist die daraus resultierende Lärmbelastung wesentlich geringer. Bei bestimmten Anwendungen des geberlosen Antriebssystems kann dies entscheidend sein.

Ein Aspekt, der mit der Auswahlmöglichkeit der transienten Spannung einhergeht, ist die Empfindlichkeit gegenüber der Stromregelung, wie sie für die HF-Injektion und die

---

<sup>10</sup>Eine Beschreibung dieses Verfahrens ist in [1] zu finden.

<sup>11</sup>Hierbei wird wiederum der abgetastete Strom betrachtet.

INFORM-Methode in den vorangehenden Abschnitten schon erwähnt wird. Auf die direkte Berechnung hat die Stromregelung keinen störenden Einfluss, wenn die transienten Induktivitäten und Sekanteninduktivitäten bekannt sind. Denn prinzipiell ist es nebensächlich, durch welche Spannung der transiente Stromanstieg erzeugt wird, der für die Auswertung der Rotorlage Voraussetzung ist. Der durch die Stromregelung erzeugte, transiente Verlauf des Stromes kann daher sogar positive Auswirkungen auf die Rotorlageschätzung mittels direkter Berechnung haben.

Bezüglich der HF-Injektion bewirkt die Stromregelung des grundfrequenten Stromes, dass die HF-Spannung vom gewünschten harmonischen Verlauf abweicht. Denn eine dynamische Stromregelung erzeugt auch immer transiente Stromverläufe, die nicht mit Hilfe eines einfachen Hochpasses bzw. Bandpasses gefiltert werden können. In [45] ist beschrieben, wie der Einfluss der Stromregelung durch eine Beobachterstruktur gemindert werden kann, was jedoch zusätzlichen Aufwand bedeutet.

Die Stromregelung hat auf die INFORM-Methode einen ähnlichen Effekt wie auf die HF-Injektion. Der störende Einfluss kann aber durch eine angepasste Spannungseinsprägung verringert werden.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der wesentliche Nachteil der direkten Berechnung darin besteht, dass der Verlauf der Induktivität in Abhängigkeit vom Strom bekannt sein muss. In der Regel kann dies nicht vorausgesetzt werden. Die direkte Berechnung eignet sich auf den ersten Blick daher nur bei einer zuvor vermessenen Maschine. Hierbei muss ebenfalls berücksichtigt werden, dass in Abhängigkeit von produktionstechnischen Toleranzen die Vermessung einer jeden Maschine ggf. aufs Neue erfolgen muss, um eine ausreichend genaue Rotorlageschätzung zu gewährleisten. Diesbezüglich muss auch eine zeitabhängige Änderung der Maschinenparameter berücksichtigt werden. Der Vorteil der direkten Berechnung besteht darin, dass die Form der hochfrequenten Spannung grundsätzlich frei wählbar ist. Im Gegensatz dazu ist der Verlauf der HF-Spannung bei der INFORM-Methode und der HF-Injektion fest vorgegeben. Der Vorteil dieser Verfahren besteht jedoch darin, dass der Verlauf der Induktivitäten nicht bekannt sein muss.

An dieser Stelle sei schon vorweggenommen, dass eine Optimierung der direkten Berechnung der Rotorlage vorgenommen werden kann, indem eine zusätzliche Identifikation der Induktivitätsverläufe durchgeführt wird, wie sie z.B. in [72] beschrieben wird. Hierbei wird die Identifikation der Sekanteninduktivität bzw. der transienten Induktivität mittels des Rekursive Least Mean Square-Verfahrens (RLMS) durchgeführt, was jedoch eine relativ hohe Rechenkapazität benötigt und beim Vergleich von HF-Injektion bzw. INFORM-Methode mit der direkten Berechnung berücksichtigt werden muss. Eine Ausnahme bildet hierbei die in [73] beschriebene Erweiterung des ursprünglichen Verfahrens ([67] und [70]), bei dem sich die Identifikation der Admittanz relativ einfach

gestaltet.

Es sei weiterhin darauf hingewiesen, dass bis hierhin bei der Modellierung der PM-SYM die sättigungsabhängige Gegeninduktivität (Cross-Saturation-Effekt) bewusst vernachlässigt wird, obwohl aus der Literatur bekannt ist, dass dieser Effekt bei entsprechender Intensität wesentliche Auswirkungen hat. Dadurch wird verdeutlicht, wie sich die Verfahren schon dann unterscheiden, wenn eine idealisierte Maschine vorausgesetzt wird. Infolgedessen wird ersichtlich, dass der Einfluss von Sättigungseffekten auf die INFORM-Methode und die HF-Injektion geringer ist als bei der direkten Berechnung. Der Einfluss des Cross-Saturation-Effekts wirkt sich auf alle anisotropiebasierten Verfahren gleichermaßen aus, wie auch im weiteren Verlauf dieses Kapitels beschrieben wird.

## 5.5 Einfluss störender Effekte des Antriebssystems

In diesem Abschnitt werden die Effekte des Antriebssystems analysiert, die in diesem Kapitel bisher noch nicht betrachtet wurden, aber auch einen störenden Einfluss auf die anisotropiebasierten Verfahren ausüben. Diese störenden Einflüsse leiten sich u.a. aus dem erweiterten Modell des Antriebssystems aus den Kapiteln 2 und 3 ab. Daraus resultiert, dass die Ausgangsgleichung 5.1, die der obigen Herleitung der Verfahren zugrunde liegt, nicht mehr gültig ist. In diesem Abschnitt steht daher im Vordergrund, zu veranschaulichen, wie das HF-Modell der PMSYM angepasst werden muss. Es soll keine detaillierte Analyse der Auswirkungen auf die bekannten Verfahren erfolgen. Zu diesem Aspekt wurden schon zahlreiche Arbeiten veröffentlicht, unter denen vor allem neben den bereits oben aufgeführten Arbeiten ([6], [7], [63]) [13] und [74] hervorzuheben sind. Die Erweiterung des HF-Modells der PMSYM dient daher auch der Herleitung des in dieser Arbeit entwickelten Verfahrens der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung, welches in Kapitel 6 behandelt wird.

Grundsätzlich lassen sich die störenden Effekte nach ihrer Auswirkung in zwei Kategorien unterteilen: Zum einen bewirken sie einen konstanten Schätzfehler der Rotorlage. Zum anderen bewirken sie, dass der geschätzten Rotorlage ein oszillierender Schätzfehler bzw. ein harmonischer Schätzfehler überlagert ist, wenn eine konstante Drehzahl vorliegt. Im Folgenden werden die Auswirkungen zum Teil anhand der HF-Injektion exemplarisch beschrieben, was zum besseren Verständnis beiträgt.



### 5.5.1 Einfluss von Asymmetrien, Hochfrequenz-Widerstand und Wirbelströmen

Wie auch in [22] beschrieben, bewirken der Skin-Effekt und die Stromverdrängung, dass der ohmsche Widerstand in Abhängigkeit von der zeitlichen Ableitung des Stromes ansteigt. Hierbei ist vor allem das Design der PMSYM entscheidend, wie stark sich diese Effekte ausprägen. Je nach Auslegung der PMSYM können sie daher nicht vernachlässigt werden. Dies geschieht durch Berücksichtigung eines HF-Widerstands in der Ausgangsgleichung, wie im Folgenden zu sehen ist<sup>12</sup>:

$$\vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = R_{\text{HF}} \cdot \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} + \mathbf{L}'_{\alpha\beta}(\gamma_{\text{el}}) \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \quad . \quad (5.15)$$

Der HF-Widerstand bewirkt, dass die Spannung nicht allein über der Induktivität abfällt. Für hohe Frequenzen ist der Wert des Widerstandes entsprechend groß, so dass die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom nicht mehr 90° elektrisch entspricht, wenn ein harmonischer Verlauf von Strom und Spannung betrachtet wird. Bei der rotierenden HF-Injektion muss diese Phasenverschiebung berücksichtigt werden, um einen konstanten Offset der geschätzten Rotorlage zu vermeiden. Der analytische Ausdruck des HF-Stromes aus Gleichung 5.6 ändert sich wie folgt:

$$\vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \approx -j \cdot \frac{U}{\omega_c} \cdot \left( \Sigma Y' \cdot e^{j\omega_c t + \varphi_R} - \Delta Y' \cdot e^{j(-\omega_c t + 2\gamma_{\text{el}} + \varphi_R)} \right) \quad . \quad (5.16)$$

$\varphi_R$  beschreibt die Phasenverschiebung. Die geringfügige Änderung der Amplitude wird hierbei nicht berücksichtigt. Hinsichtlich der alternierenden HF-Injektion wird jedoch kein Offset verursacht, wie der folgende Ausdruck verdeutlicht:

$$\vec{i}_{\text{HF},\hat{d}\hat{q}} \approx \frac{U}{\omega_c} \cdot \left( \Sigma Y' + \Delta Y' \cdot e^{j \cdot 2\gamma_{\text{el,er}}} \right) \cdot \sin(\omega_c t + \varphi_R) \quad . \quad (5.17)$$

Bei der Demodulation dieses Stromes bzw. Bestimmung der Amplitude muss die Phasenverschiebung nur deshalb berücksichtigt werden, um eine Minderung der Signalintensität zu vermeiden.

In Gleichung 5.16 wird angenommen, dass der HF-Widerstand in allen Strängen der PMSYM gleich groß ist. Wird das Auftreten von Wirbelströmen in den PM berücksichtigt, trifft diese Annahme jedoch nicht mehr zu. Der Effekt der Wirbelströme kann durch den sogenannten Felddämpfungsfaktor modelliert werden ([22]). Wird eine konstante Frequenz des HF-Stromes betrachtet, kann der Felddämpfungsfaktor als zusätzlicher Widerstand bzw. als zusätzliche Induktivität in Richtung der d-Achse beschrie-

<sup>12</sup>Bei der Modellierung mit Hilfe des HF-Widerstandes wird das Verhalten der Maschine in einem bestimmten Arbeitspunkt betrachtet.

ben werden. Hierbei ist zu beachten, dass die zusätzliche Induktivität einen negativen Wert besitzt<sup>13</sup>. Dadurch wird die resultierende Induktivität in Richtung der d-Achse verringert. Für die resultierende Widerstandsmatrix im dq-KOS bzw. ständerfesten KOS ergibt sich:

$$\mathbf{R}_{\text{HF,dq}} = \begin{pmatrix} R_{\text{HF,d}} & 0 \\ 0 & R_{\text{HF,q}} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{\text{HF},\alpha\beta} = \Sigma R_{\text{HF}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta R_{\text{HF}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix}, \quad (5.18)$$

wobei gilt:

$$\Sigma R_{\text{HF}} = \frac{R_{\text{HF,d}} + R_{\text{HF,q}}}{2} \quad \Delta R_{\text{HF}} = \frac{R_{\text{HF,d}} - R_{\text{HF,q}}}{2}. \quad (5.19)$$

Durch den Einfluss der Wirbelströme ergibt sich für die HF-Widerstandsmatrix dieselbe Achsigkeit, wie sie von der Induktivitätsmatrix bekannt ist. Somit kann diese Achsigkeit ebenfalls für die Schätzung der Rotorlage ausgewertet werden, wie auch in [75] beschrieben ist. Im folgenden Kapitel wird dieser Aspekt noch einmal aufgegriffen. Werden hingegen Asymmetrien betrachtet, ergibt sich eine Abhängigkeit der entsprechenden Größe vom Winkel des KOS, in die die Spannungsdifferentialgleichung transformiert wird. Für das geschätzte dq-KOS ergibt sich demnach:

$$\mathbf{X}_{\hat{\text{dq}}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta,\hat{\text{dq}}} \cdot \begin{pmatrix} X_{\text{asy,a}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{T}_{\hat{\text{dq}},\alpha\beta} \quad (5.20)$$

$$= \frac{X_{\text{asy,a}}}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 + \cos(2\hat{\gamma}_{\text{el}}) & -\sin(2\hat{\gamma}_{\text{el}}) \\ -\sin(2\hat{\gamma}_{\text{el}}) & 1 - \cos(2\hat{\gamma}_{\text{el}}) \end{pmatrix}. \quad (5.21)$$

$X_{\text{asy,a}}$  steht hierbei entweder für den asymmetrischen Anteil des Widerstandes oder der Induktivitäten. Für das Beispiel wird angenommen, dass die Asymmetrie im Strang a auftritt, wie es auch für das aufgeführte Beispiel zur Beschreibung von Asymmetrien in Kapitel 2 der Fall ist (vgl. Gleichung 2.36). Die Asymmetrie der Maschine bewirkt vor allem, dass der geschätzten Rotorlage ein oszillierender Schätzfehler überlagert ist, der vom Zweifachen der geschätzten Rotorlage abhängt.

Hinsichtlich der Wirbelströme in den PM ergibt sich bei rotierender Spannungseinprägung ein Offset der geschätzten Rotorlage. Bei der alternierenden HF-Injektion verringert sich hingegen die Intensität des demodulierten HF-Stromes, wenn die durch den HF-Widerstand verursachte Phasenlage des Stromes nicht korrekt berücksichtigt

<sup>13</sup>Das Verhalten, das sich durch die Felddämpfung ergibt, kann mit dem eines kurzgeschlossenen Transformators verglichen werden.

wird (vgl. [75]).

Durch die in diesem Abschnitt beschriebenen Effekte ergibt sich für die geschätzte Rotorlage somit der folgenden Ausdruck:

$$\hat{\gamma}_{el} = \gamma_{el} + \gamma_{er,offset} + \gamma_{er}(2 \cdot \hat{\gamma}_{el}) \quad (5.22)$$

### 5.5.2 Einfluss der nichtlinearen Störspannung des Wechselrichters

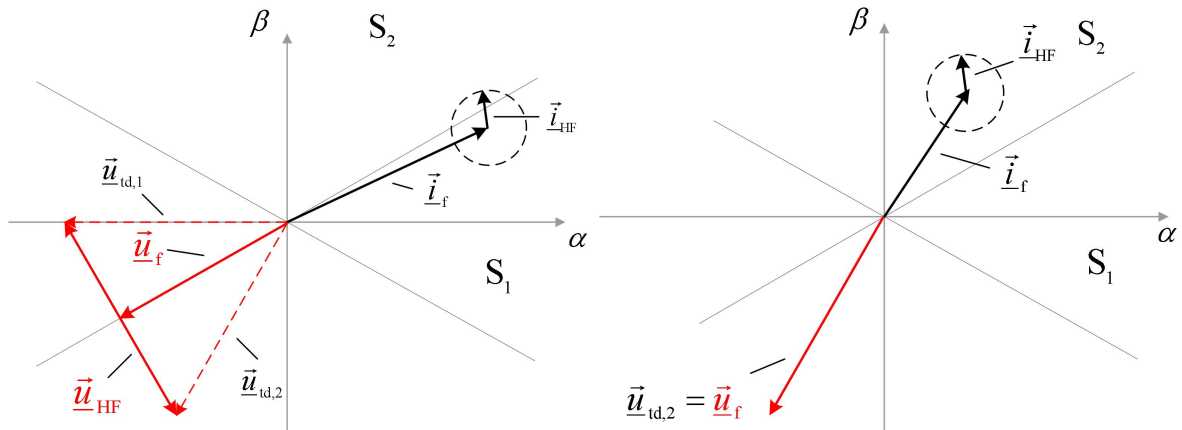
Einen weitaus größeren Einfluss auf die Rotorlageschätzung üben die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters aus ([25], [26], [76]). Wie in Kapitel 3 beschrieben, hängt die durch den Wechselrichter erzeugte Störspannung in nichtlinearer Form vom Strom ab. Nichtsdestotrotz kann diese Störspannung für einen bestimmten Arbeitspunkt vereinfacht werden, wie Bild 5.3 verdeutlicht<sup>14</sup>. In Bild 5.3(a) ist ein grundfrequenter Stromraumzeiger ( $\vec{i}_f$ ) zu sehen, der von einem hochfrequenten überlagert ist ( $\vec{i}_{HF}$ ). Da sich der grundfrequente Raumzeiger in der Nähe einer Sektorgrenze (zwischen  $S_1$  und  $S_2$ ) befindet, überschreitet der hochfrequente Anteil diese. Dadurch werden abwechselnd die Störspannungsraumzeiger  $\vec{u}_{td,1}$  und  $\vec{u}_{td,2}$  erzeugt, was wiederum als eine resultierende Störspannung mit einem grundfrequenten ( $\vec{u}_f$ ) und einem hochfrequenten Anteil ( $\vec{u}_{HF}$ ) beschrieben werden kann. Auf die anisotropiebasierten Verfahren hat somit nur der hochfrequente Anteil der Störspannung einen negativen Einfluss. Vorerst sei angenommen, dass  $\vec{i}_f$  eine Gleichgröße darstellt. Dann kann die hochfrequente Störspannung als ein alternierender Spannungsraumzeiger mit konstanter Amplitude beschrieben werden. Die Achse dieses Raumzeigers ist ca.  $90^\circ$  elektrisch zum Stromraumzeiger versetzt. Weist der grundfrequente Strom ausschließlich eine q-Komponente auf, so zeigt der Störspannungsraumzeiger folglich in Richtung der d-Achse. Liegt eine HF-Injektion mit alternierender Spannungseinprägung vor, so hat die Störspannung des Wechselrichters daher dämpfende Wirkung auf die Signalintensität, sie erzeugt jedoch keinen Offset. In Bezug auf die rotierende Spannungseinprägung wirkt die Störspannung hingegen wie ein zusätzlicher HF-Widerstand, so dass ein konstanter Schätzfehler entsteht. Wie in Kapitel 3 beschrieben wird, ist es nur schwer möglich, eine vollständige Kompensation der Störspannung zu erreichen. Abhängig vom Betriebspunkt bleibt somit immer ein Teil übrig, der den beschriebenen störenden Einfluss ausübt.

Stellt  $\vec{i}_f$  einen Raumzeiger dar, der mit einer konstanten Frequenz<sup>15</sup> um den Ursprung rotiert, so muss berücksichtigt werden, dass der hochfrequente Anteil der Störspannung verschwindet, sobald der HF-Anteil des Stromes die Sektorgrenze nicht mehr überschreitet, wie auch in Bild 5.3(b) veranschaulicht ist. Dieser Effekt bewirkt, dass

<sup>14</sup>In Bild 5.3 wird der Einfluss der parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente vernachlässigt.

<sup>15</sup>Hierbei sei vorausgesetzt, dass die Frequenz des grundfrequenten Stromes sehr viel kleiner ist als die Trägerfrequenz der HF-Injektion.

die Intensität der HF-Störspannung vom grundfrequenten Strom abhängt. Die Schwankung der Intensität bewirkt wiederum ein Oszillieren des Schätzfehlers. Da bei einem Umlauf des grundfrequenten Stromraumzeigers sechs Sektorgrenzen überschritten werden, weist der oszillierende Schätzfehler die 6-fache Grundfrequenz auf. In [24] ist eine ausführliche Beschreibung des Einflusses der nichtlinearen Störspannung auf die HF-Injektion zu finden. Da weiterhin in Kapitel 6 noch einmal auf diese Thematik eingegangen wird, erfolgt an dieser Stelle keine weiterführende Analyse.



(a) Resultierender Raumzeiger der Störspannung an der Sektorgrenze bei überlagertem HF-Strom (b) Resultierender Raumzeiger der Störspannung ohne HF-Anteil

**Abbildung 5.3:** Raumzeiger der Störspannung des VSI bei HF-Injektion

### 5.5.3 Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials

Den größten Einfluss auf anisotropiebasierte Verfahren zur geberlosen Rotorlagebestimmung übt die Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials aus. Dies erscheint logisch, da durch Sättigungseffekte die Form der magnetischen Anisotropie verändert wird. Auch hier können die Effekte nach ihrer Auswirkung auf die Rotorlageschätzung unterteilt werden. Zum einen verursacht der Mehrfachanisotropie-Effekt einen oszillierenden Schätzfehler, der der geschätzten Rotorlage überlagert ist. Zum anderen bewirkt die transiente Gegeninduktivität bzw. der Cross-Saturation-Effekt einen konstanten Schätzfehler. Darüber hinaus können die Sättigungseffekte die Instabilität der Rotorlageschätzung verursachen.

In der bereits oben angegebenen Literatur wird der Einfluss der Sättigungseffekte auf die Rotorlageschätzung ausführlich beschrieben. Daher erfolgt in diesem Abschnitt keine detaillierte Analyse. Darüber hinaus werden die Sättigungseffekte mit Hilfe der Modellierung der PMSYM aus Kapitel 2 beschrieben. Wie dort bereits hergeleitet wird, kann das Auftreten von Mehrfachanisotropien analytisch mit Hilfe einer Fourierreihe

erfasst werden, was auch für die transiente Induktivitätsmatrix zutrifft:

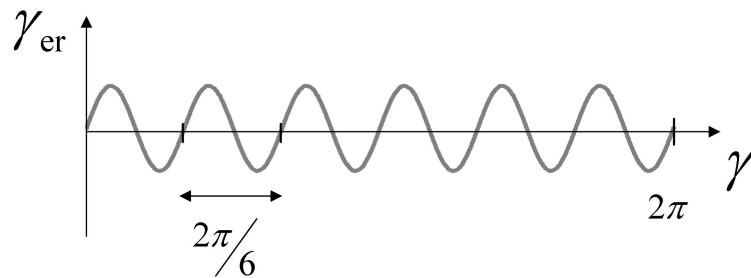
$$\mathbf{L}'_{dq}(h \cdot \gamma_{el}) = \begin{pmatrix} L'_d & 0 \\ 0 & L'_q \end{pmatrix} + \sum_h \Delta L'_h \cdot \begin{pmatrix} \cos((h-2) \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L,h}) & \sin((h-2) \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L,h}) \\ \sin((h-2) \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L,h}) & -\cos((h-2) \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L,h}) \end{pmatrix}. \quad (5.23)$$

Grundsätzlich können Mehrfachanisotropien, die auf Oberwellen des magnetischen Leitwerts beruhen, auch allein aufgrund des Maschinendesigns entstehen, ohne dass eine Sättigung des magnetisch leitfähigen Materials vorliegt. Jedoch werden sie auch durch Sättigung beeinflusst bzw. treten erst bei Sättigung auf, so dass sie auch immer vom Strom abhängen und deshalb in diesem Abschnitt behandelt werden. Die Abhängigkeit vom Strom erschwert die Minderung des negativen Einflusses auf die Rotorlageschätzung erheblich.

Bezüglich der HF-Injektion werden durch die Mehrfachanisotropien auch höherharmonische Ströme erregt, wie der folgende Ausdruck verdeutlicht, der eine rotierende Spannungseinprägung voraussetzt:

$$\vec{i}_{HF,\alpha\beta} = I_p(\gamma_{el}) \cdot e^{j\omega ct} - I_{n,2}(\gamma_{el}) \cdot e^{j(-\omega ct + 2\gamma_{el})} - I_{n,h}(\gamma_{el}) \cdot e^{j(-\omega ct + h\gamma_{el} + \varphi_h)}. \quad (5.24)$$

Die Amplituden der Ströme hängen nun ebenfalls von der Rotorlage ab, wie auch in [13] beschrieben ist. Der Anteil des HF-Stromes, der durch höherharmonische Anisotropien erregt wird, bewirkt, dass die geschätzte Rotorlage um die tatsächliche schwingt, wie in Bild 5.4 veranschaulicht wird. Bild 5.4 zeigt den exemplarischen Verlauf des Schätzfehlers der Rotorlage in Abhängigkeit von dieser, wenn eine Oberwelle des magnetischen Leitwerts achter Ordnung vorliegt ( $h-2=6$ ). Daraus resultierend ist der geschätzten Drehzahl ebenfalls eine Schwingung überlagert.



**Abbildung 5.4:** Auswirkung des Mehrfachanisotropie-Effektes auf die Rotorlageschätzung

Die sättigungsabhängige transiente Gegeninduktivität bzw. der Cross-Saturation-Effekt bewirkt hingegen, dass die Achse der Hauptanisotropie ( $h=2$ ) der d-Achse (der PM-Flussverkeftung) nicht mehr überlagert ist. Diese Phasenverschiebung wird bei der Beschreibung der Induktivitätsmatrix im ständerfesten KOS besonders deutlich:

$$\mathbf{L}'_{\alpha\beta} = \Sigma L' \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \sqrt{\Delta L'^2 + L'^2_{dq}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el} + \varphi_{L_{dq}}) \end{pmatrix}, \quad (5.25)$$

wobei gilt:

$$\varphi_{L_{dq}} = \arctan \frac{L'_{dq}}{\Delta L'} \quad \text{für } \Delta L' > 0$$

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

Der Schätzfehler der Rotorlage resultiert aus der Phasenverschiebung und beträgt folglich:

$$\gamma_{el,er} = \frac{1}{2} \cdot \varphi_{L_{dq}} \quad .$$

Ein weiterer wichtiger Aspekt ist, dass die Intensität der Anisotropie durch die Sättigung beeinflusst wird. Wie aus Gleichung 5.25 ersichtlich ist, ist die Amplitude des Anteil der transienten Induktivitätsmatrix, der von der Rotorlage abhängt, proportional zum Ausdruck  $\sqrt{\Delta L'^2 + L'^2_{dq}}$ . Es kann somit der Fall eintreten, dass die Anisotropie für bestimmte Betriebspunkte nahezu verschwindet bzw. deren Intensität Null beträgt. Daraus ergeben sich Betriebspunkte, für die eine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung versagt, wie u.a. auch in [14] veranschaulicht ist.

Außerdem ist zu beachten, dass der Winkel  $\varphi_{L_{dq}}$  ebenfalls vom Vorzeichen der Differenz der d- und q-Komponenten der Induktivität abhängt ( $\Delta L'$ ). Hat die Differenz einen negativen Wert, so liegt ein Verschiebung um  $180^\circ$  vor, was einem Vorzeichenwechsel entspricht. Wird dieser Aspekt bei der Demodulation des hochfrequenten Stromes nicht berücksichtigt, führt dies zur Instabilität der Rotorlageschätzung.

## 5.6 Minderung störender Effekte

Anhand der vorangehenden Analyse wird deutlich, dass die beschriebenen Effekte einen sehr starken Einfluss auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ausüben können. Im Folgenden ist noch einmal zusammenfassend dargestellt, wie die Ausgangsgleichung

(Gleichung 5.1) aufgrund dieser Effekte angepasst werden muss:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\text{HF},\alpha\beta} = & \left( \Sigma R_{\text{HF}} + \Delta R_{\text{HF}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} + \mathbf{R}_{\text{HF,asy}} \right) \cdot \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \\ & + \left( \Sigma L' + \sum_{\text{h}} \Delta L'_{\text{h}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{h}}) & \sin(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{h}}) \\ \sin(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{h}}) & -\cos(\text{h} \cdot \gamma_{\text{el}} + \varphi_{\text{h}}) \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{\text{d}}{\text{d}t} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} \\ & + \mathbf{L}'_{\text{HF,asy}} \cdot \frac{\text{d}}{\text{d}t} \vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta} + \vec{u}_{\text{er,VSI},\alpha\beta}(\vec{i}_{\text{HF},\alpha\beta}) \quad . \end{aligned} \quad (5.26)$$

Hierbei beschreibt  $\vec{u}_{\text{er,VSI},\alpha\beta}$  den Einfluss des Wechselrichters. Der Index „asy“ weist auf den Einfluss der Asymmetrien hin.

Ein Aspekt, der bis jetzt vernachlässigt wurde, ist der Einfluss des Maschinendesigns auf die Ausprägung der störenden Effekte. Selbstverständlich bestimmt dieses, wie stark sich die unterschiedlichen Effekte ausprägen. Die Analyse dieses Zusammenhangs stellt jedoch ein eigenes Themengebiet dar, dessen Bearbeitung den Umfang dieser Arbeit überschreiten würde. Es sind bereits Arbeiten veröffentlicht worden, die den Einfluss des Maschinendesigns auf die geberlose Regelung adressieren (u.a. [63], [77], [78], [79]). Darüberhinaus ist es Ziel dieser Arbeit, *allgemeingültig* zu analysieren, welche Effekte die Rotorlageschätzung beeinflussen. Es sollen keine Vereinfachungen getroffen werden, die durch ein angepasstes bzw. optimiertes Maschinendesign begründet sind.

Aufgrund der abweichenden Form der aufgeführten Spannungsdifferentialgleichung 5.26 von der Ausgangsgleichung 5.1 stellt sich für die unterschiedlichen Verfahren entsprechend ein anderer Strom ein als der gewünschte, woraus die oben beschriebenen Schätzfehler der Rotorlage resultieren. In der Literatur sind zahlreichen Ansätze zu finden, wie diese Schätzfehler gemindert werden können. Eine gängige Vorgehensweise besteht darin, den Fehler in Abhängigkeit von den Systemparametern analytisch zu beschreiben. Ein anschauliches Beispiel hierfür ist der Einfluss der Cross-Saturation, bei der der Schätzfehler in Abhängigkeit von der Gegeninduktivität bestimmt werden kann (Gleichung 5.25). Ist das Verhältnis von  $L_{\text{dq}}'$  zu  $\Delta L'$  bekannt, kann der stationäre Schätzfehler auf einfache Weise kompensiert werden. Ein Problem besteht jedoch darin, dass die Abhängigkeit der Gegeninduktivität vom Strom in der Regel nicht online, sondern mit Hilfe von FEM-Simulationen oder Offline-Messungen bestimmt wird. Das vorliegende Antriebssystem muss hierbei sehr genau bekannt sein bzw. zuvor vermessen werden, was einen fachkundigen Anwender voraussetzt. In der Regel ist dies ein Aspekt, der zur Inakzeptanz von geberlos betriebenen Antrieben beiträgt.

In diesem Zusammenhang wurden auch Verfahren entwickelt, die eine geberlose Online-Identifikation der entscheidenden Systemparameter durchführen, wobei die Arbeiten

des WEMPEC besonders hervorzuheben sind. Es ist jedoch anzumerken, dass diese Verfahren der Online-Identifikation relativ rechenintensiv sind. Dies gilt beispielsweise auch für die in [16] beschriebene Identifikation und Entkopplung von Mehrfachanisotropien. Hierbei wird ein Strukturiertes Neuronales Netzwerk (SNN) implementiert, das u.a. Divisionen durch veränderliche Größen bzw. Inversionen variabler Matrizen vorsieht. In [80] ist ebenfalls die Filterung von Höherharmonischen mittels Neuronaler Netzwerke beschrieben; allerdings werden hier Induktionsmaschinen behandelt. Auch für die in [16] beschriebene Identifikation der Gegeninduktivität wird die Division durch eine variable Größe benötigt. Gleiches gilt für die in [72] beschriebene Schätzung der Induktivitätsmatrix, die auf dem Rekursive Least Mean Square (RLMS) Algorithmus basiert, wobei jedoch der Cross-Saturation-Effekt vernachlässigt wird. In [81] wird ein Verfahren beschrieben, was ebenfalls auf der linearen Regression basiert, jedoch auch den Cross-Saturation-Effekt berücksichtigt. Die hohe Rechenintensität stellt ein grundsätzliches Problem der Identifikation von Antriebssystemen dar, auch dann, wenn die Rotorlage bekannt ist. [82] stellt hingegen ein Verfahren der Online-Identifikation vor, das auf einem Flussbeobachter basiert und dadurch weniger Rechenkapazität benötigt. Zwar werden hierbei sehr gute Ergebnisse erzielt, es wird jedoch auch die Kenntnis der Rotorlage vorausgesetzt. Die derzeit bekannten Verfahren zur Minderung der störenden Effekte können somit in zwei Kategorien unterteilt werden. Zum einen basieren sie auf der Offline-Identifikation der Systemparameter, was eine entsprechende Vorabkenntnis über das Antriebssystem (Geometriedaten der Maschine, etc.) erfordert und bzw. oder dessen Vermessung durch fachkundiges Personal voraussetzt. Zum anderen können Online-Identifikationsverfahren implementiert werden, die in der Regel sehr rechenintensiv sind und somit nur bedingt für ein vorhandenes Antriebssystem eingesetzt werden können.

## 5.7 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wird hergeleitet, auf welchen grundlegenden Prinzipien die bisher bekannten bzw. vielversprechendsten Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung beruhen. In diesem Zusammenhang wird weiterhin beschrieben, welche Effekte des Antriebssystems einen störenden Einfluss auf die Rotorlageschätzung ausüben. Hierbei sind die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters und Sättigungseffekte der PMSYM von entscheidender Bedeutung, wobei sich Sättigungseffekte abhängig vom Maschinendesign unterschiedlich stark ausprägen.

Die HF-Injektion und INFORM-Methode benötigen eine spezielle Form der Spannungseinprägung. An die Art der Spannungseinprägung ist eine bestimmte Auswertung des Stromes gebunden. Es ist somit nicht möglich, die Form der Spannungsein-



prägung während des Betriebs zu wechseln, ohne auch die Signalverarbeitung anzupassen. Der Vorteil dieser Verfahren besteht darin, dass der sättigungsabhängige Verlauf der Induktivitäten nicht bekannt sein muss, wenn der Cross-Saturation-Effekt vernachlässigt werden kann. Veröffentlichungen haben jedoch gezeigt, dass die Güte der Rotorlageschätzung in Abhängigkeit vom Betriebspunkt für unterschiedliche Formen der Spannungseinprägung variiert, was vor allem durch die nichtlinearen Effekte des Wechselrichters begründet ist. Darüber hinaus ist die Lärmbelastung, die durch die rotierende HF-Injektion bzw. INFORM-Methode erzeugt wird, wesentlich höher als bei alternierender Spannungseinprägung. Für bestimmte Anwendungsgebiete ist dies ein entscheidendes Kriterium. Es wäre daher vorteilhaft, wenn die Auswertung des Stromes bzw. die Rotorlageschätzung an sich nicht an die Form der Spannung gekoppelt wäre. Die Art der Spannungseinprägung könnte dann im laufenden Betrieb den Betriebsbedingungen angepasst werden.

Dies ist für die direkte Berechnung der Fall, bei der die Form der transienten bzw. hochfrequenten Spannung beliebig gewählt werden kann. Dafür muss hingegen der sättigungsabhängige Verlauf der  $d$ - und  $q$ -Induktivitäten bekannt sein, auch wenn kein Cross-Saturation-Effekt vorliegt.

Mit der freien Wahlmöglichkeit der HF-Spannung geht die Unempfindlichkeit der direkten Berechnung der Rotorlage gegenüber der Stromregelung einher (,wenn die Induktivitäten bekannt sind). Für die HF-Injektion und die INFORM-Methode müssen hingegen spezielle Vorkehrungen getroffen werden, um den Einfluss der Stromregelung gering zu halten, was für die Dynamik der übergeordneten Antriebsregelung äußerst wichtig ist.

Für alle Verfahren gilt jedoch grundsätzlich, dass die störenden Effekte identifiziert werden müssen, sobald ihr negativer Einfluss auf die Rotorlageschätzung zu groß wird, was vom Aufbau der LE und dem Design der PMSYM abhängt. Hierbei ist besonders der Cross-Saturation-Effekt hervorzuheben. Die aus der Literatur bekannten Verfahren der Online-Identifikation sind jedoch relativ komplex bzw. sehr rechenintensiv, was einer einfachen Implementierung dieser Verfahren im Wege steht.

Durch die Untersuchung des Stands der Technik wird ersichtlich, dass die derzeitigen Verfahren noch immer Nachteile aufweisen, die zur Inakzeptanz der geberlosen Regelung von PMSYM beitragen. In der Regel wird die geberlose Regelung daher bei Antriebssystemen eingesetzt, deren Systemparameter sehr genau bekannt sind und bzw. oder die für den geberlosen Betrieb optimiert wurden. Liegt jedoch ein unbekanntes Antriebssystem vor, erfordert es fachkundiges Personal, um anhand der Klemmengrößen feststellen zu können, ob sich der Antrieb für einen geberlosen Betrieb eignet und wenn ja, wie die Abhängigkeit der sensitiven Parameter vom Betriebspunkt ist. In diesem Zusammenhang wird die Inbetriebnahme durch die Komplexität und Rechen-

intensität der bekannten Verfahren erschwert.

Aus den genannten Vor- und Nachteilen der bekannten Verfahren lässt sich ableiten, welche Kriterien ein neuartiges bzw. optimiertes Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung erfüllen muss: Es muss die Rotorlageschätzung gewährleisten, ohne dass die Form der hochfrequenten Spannung fest vorgegeben ist. U.a. ergibt sich daraus, dass die Stromregelung nur einen geringen Einfluss auf die Rotorlageschätzung ausübt, was der übergeordneten Antriebsregelung zugutekommt. Weiterhin dürfen sensitive Systemparameter nicht als bekannt vorausgesetzt werden.

## 6 Neuartiges MRAS zur Rotorlageschätzung und Parameteridentifikation

In diesem Kapitel wird ein neuartiges Verfahren zur Rotorlageschätzung vorgestellt, das auf dem MRAS-Ansatz basiert. Aufgrund der vorangegangenen Analyse des Stands der Technik zur geberlosen Regelung lässt sich ableiten, welche Herausforderungen sich für das neue Verfahren ergeben bzw. welche Bedingungen es erfüllen soll. Die entscheidenden Kriterien sind im Folgenden aufgelistet:

- Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich
- beliebige Form der hochfrequenten Spannung bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung
- (damit einhergehend) geringer Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung
- Identifikation der (entscheidenden) Systemparameter und Minderung störender Effekte
- möglichst geringer Rechenaufwand.

Für das MRAS bildet der in Kapitel 4 hergeleitete Flussbeobachter die Basis bzw. das Referenzmodell. Wie bereits analysiert wurde, hängt der Beobachterfehler sowohl von der EMK als auch von der magnetischen Anisotropie der PMSYM ab (vgl. Gleichung 4.36). Der Beobachterfehler kann somit für den gesamten Drehzahlbereich zur Rotorlageschätzung genutzt werden. Des Weiteren wird gezeigt, dass sich ebenfalls die Schätzfehler der Systemparameter im Beobachterfehler widerspiegeln. Da diese einen negativen Einfluss auf die Rotorlageschätzung ausüben, wurden sie bisher als störend betrachtet. In Bezug auf die Systemparameteridentifikation kann deren Einfluss auf den Beobachterfehler jetzt hingegen als nützlich interpretiert werden.

Um mit Hilfe des Beobachterfehlers sowohl die Rotorlage als auch die Systemparameter schätzen zu können, wird das Gradientenabstiegsverfahren mit konstanter Schrittweite

angewendet. Im Bereich der Systemidentifikation ist dieses Verfahren für seine geringe Rechenintensität bekannt. Bei der Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens muss jedoch berücksichtigt werden, dass für bestimmte Betriebsbedingungen die Identifikation einiger Systemparameter oder auch die gleichzeitige Identifikation von Rotorlage und Systemparametern nicht möglich ist. Dies erfordert eine bestimmte Strategie der Identifikation, die in diesem und dem darauffolgenden Kapitel hergeleitet wird.

Durch das WEMPEC wurde der Begriff „Self-Sensing-Control“ geprägt, der hervorhebt, dass die PMSYM selbst als Rotorlagesensor dient. In Anlehnung daran wird das hergeleitete Verfahren im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Self-Sensing-MRAS (SS-MRAS) bezeichnet.

## 6.1 Funktionsweise des Gradientenabstiegsverfahrens

Zu Anfang wird die grundsätzliche Funktionsweise des Gradientenabstiegsverfahrens (GDM)<sup>1</sup> erläutert, wobei dessen Anwendung auf das MRAS betrachtet wird. Bild 6.1 stellt die Struktur des MRAS dar. Ziel des MRAS ist es, die Systemzustände ( $\vec{x}$ ) bzw. Parameter ( $\vec{a}$ ) des Systems zu schätzen. Hierbei liegt das sogenannte Gray-Box Modell ([83]) zugrunde, was bedeutet, dass die Struktur bzw. der Aufbau des Systems bekannt ist. Es ist zu erkennen, dass mit Hilfe eines Referenzmodells, dem der Eingangsvektor ( $\vec{u}_{in}$ ) zugeführt wird<sup>2</sup>, der Ausgangsvektor  $\hat{\vec{y}}$  geschätzt wird. Dieser wird mit dem Gemessenen ( $\vec{y}$ ) verglichen. Mit Hilfe des Schätzfehlers werden die Systemzustände und -parameter so lange adaptiert, bis dieser verschwindet bzw. sein Betrag minimal wird.

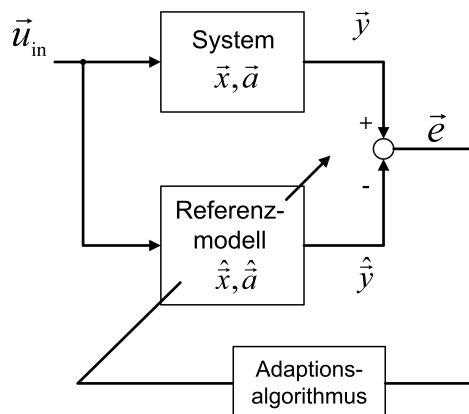


Abbildung 6.1: Struktur des MRAS

Aus der Literatur sind zahlreiche Verfahren bekannt, die für die Minimierung des Schätzfehlers verwendet werden können ([83]). Für die Auswahl eines Verfahrens ist in

<sup>1</sup>engl. Gradient Descent Method

<sup>2</sup>In diesem Abschnitt steht  $\vec{u}_{in}$  für einen beliebigen Eingangsvektor und nicht für eine Spannung.

der Regel entscheidend, ob ein nichtlineares System vorliegt und wie groß der resultierende Rechenaufwand sein darf. Infolgedessen unterscheiden sich auch die Genauigkeit und Konvergenzgeschwindigkeit der verschiedenen Ansätze. Im Rahmen dieser Arbeit wird das sogenannte Gradientenabstiegsverfahren mit konstanter Schrittweite implementiert, das für seine geringe Rechenintensität bekannt ist und sowohl auf lineare als auch auf nichtlineare Systeme angewendet werden kann. Zur Minimierung des Schätzfehlers wird das quadratische Gütemaß herangezogen, um die Abhängigkeit vom Vorzeichen des Schätzfehlers zu eliminieren<sup>3</sup>. Ziel ist somit, die folgende Fehlerfunktion zu minimieren:

$$E = \frac{1}{2} \cdot e^2 \quad , \quad (6.1)$$

wobei gilt:

$$e = y(\vec{x}, \vec{a}) - \hat{y}(\vec{x}, \hat{\vec{a}}) \quad .$$

Der Einfachheit halber wird vorerst nur der Fall betrachtet, dass die gemessene Ausgangsgröße ein Skalar ist. Die Fehlerfunktion wird minimiert, indem die Systemparameter bzw. -zustände adaptiert werden. Hierzu wird die Ableitung der Fehlerfunktion nach dem gesuchten Zustand bzw. Parameter benötigt, wodurch sich der Name des Gradientenabstiegsverfahrens erklärt. Der Gradient lässt sich wie folgt berechnen:

$$\frac{\partial E}{\partial \hat{\vec{a}}} = e \cdot \frac{\partial (y - \hat{y}(\hat{\vec{a}}))}{\partial \hat{\vec{a}}} = -e \cdot \frac{\partial \hat{y}(\hat{\vec{a}})}{\partial \hat{\vec{a}}} \quad . \quad (6.2)$$

Zugunsten der Übersicht wird in Gleichung 6.2 nur die Schätzung der Parameter berücksichtigt. Für die Schätzung der Systemzustände ist analog vorzugehen. Die Adaption des Parameters erfolgt in negativer Richtung des Gradienten, wodurch das lokale Minimum der Fehlerfunktion erreicht wird. Daraus resultiert die zeitliche Ableitung des Parametervektors wie folgt:

$$\frac{d}{dt} \hat{\vec{a}} = -\vec{\eta} \cdot \frac{\partial E}{\partial \hat{\vec{a}}} = \vec{\eta} \cdot e \cdot \frac{\partial \hat{y}(\hat{\vec{a}})}{\partial \hat{\vec{a}}} \quad . \quad (6.3)$$

Hierbei beschreibt  $\vec{\eta}$  die Schrittweite. Wie in [83] erläutert wird, kann die Schrittweite grundsätzlich eine variable Größe darstellen. Aufgrund der Berechnung von  $\vec{\eta}$  wird nach verschiedenen Ausführungsformen des Gradientenabstiegsverfahrens unter-

<sup>3</sup>Prinzipiell ist auch die Verwendung eines anderen Gütemaßes möglich. Das quadratische Gütemaß bringt jedoch Vorteile bzgl. der mathematischen Verrechnung mit sich, da es z.B. stetig differenzierbar ist.

schieden, die sich in ihrer Konvergenzgeschwindigkeit, stationären Genauigkeit und Rechenintensität unterscheiden. In dieser Arbeit wird für die Schrittweite ein konstanter Faktor gewählt, was den Vorteil einer geringen Rechenintensität mit sich bringt. Wie im weiteren Verlauf dieser Arbeit gezeigt wird, sind die daraus resultierende Konvergenzgeschwindigkeit und stationäre Genauigkeit der Schätzung trotzdem sehr gut bzw. absolut ausreichend.

Zum besseren Verständnis der Funktionsweise des GDM mit konstanter Schrittweite wird im Folgenden der Fall betrachtet, dass das in Bild 6.1 dargestellte System lediglich aus einem proportionalen Faktor besteht. Außerdem werden skalare Größen betrachtet. Die Messgröße ist somit wie folgt definiert:

$$y = a \cdot u_{\text{in}} \quad . \quad (6.4)$$

Daraus ergibt sich die folgende Berechnungsvorschrift für den geschätzten Parameter  $\hat{a}$ :

$$\frac{d}{dt} \hat{a} = \eta \cdot e \cdot u_{\text{in}} \quad , \quad (6.5)$$

wobei gilt:

$$\frac{\partial e}{\partial \hat{a}} = -u_{\text{in}} \quad .$$

Das entsprechende BSB der Schätzung des Parameters ist im oberen Teil von Bild 6.2 zu sehen. Die untere Struktur in Bild 6.2 ist die äquivalente Darstellung der Schätzung. Es wird verdeutlicht, dass das Übertragungsverhalten der Schätzung dem eines  $PT_1$ -Glieds entspricht, sobald die Eingangsgröße konstant ist. Anhand dessen kann auch die Parametrierung der Schrittweite vorgenommen werden. Bei zeitdiskreter Umsetzung des Verfahrens muss dementsprechend die Abtastzeit berücksichtigt werden, um die Stabilität der Schätzung zu gewährleisten. Weiterhin gilt es zu beachten, ob der gesuchte Parameter konstant ist oder eine zeitabhängige Größe darstellt. Ist dies der Fall, muss das Integrationsglied entsprechend um eine PI-Struktur erweitert werden, wie es auch bei der Umsetzung des Trackers in Kapitel 4 der Fall ist. An späterer Stelle wird auf diesen Aspekt ausführlich eingegangen.

Die gemessene Größe muss nicht proportional von der Eingangsgröße abhängen, wie auch in Bild 6.3 dargestellt wird. Sie kann auch durch die Funktion  $f(u_{\text{in}})$  modifiziert werden. Außerdem kann die daraus resultierende Größe der linearen Übertragungsfunktion  $F(p)$  zugeführt werden. Die Ausgangsgröße wird infolgedessen mit einer Hilfsgröße

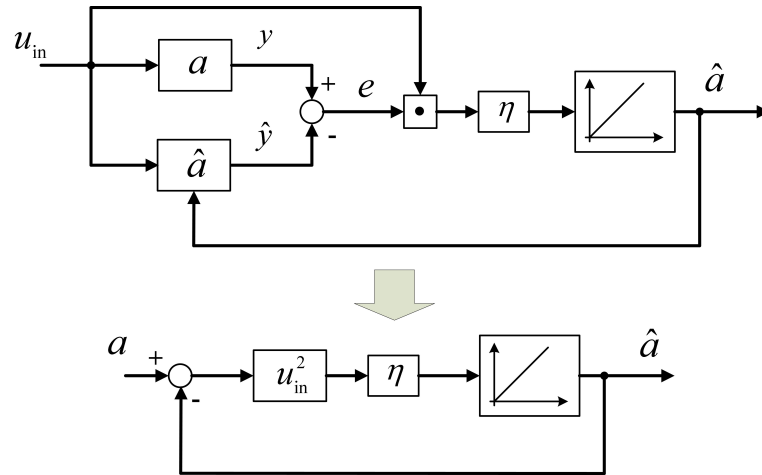


Abbildung 6.2: Struktur zur Schätzung einer skalaren Größe

beschrieben, wie der folgende Ausdruck verdeutlicht:

$$y = a \cdot u_{\text{in,ers}} \quad , \quad (6.6)$$

wobei gilt:

$$u_{\text{in,ers}} = F(p) \cdot f(u_{\text{in}}) \quad .$$

Die Berechnung des Parameters erfolgt wiederum analog zu Gleichung 6.5.

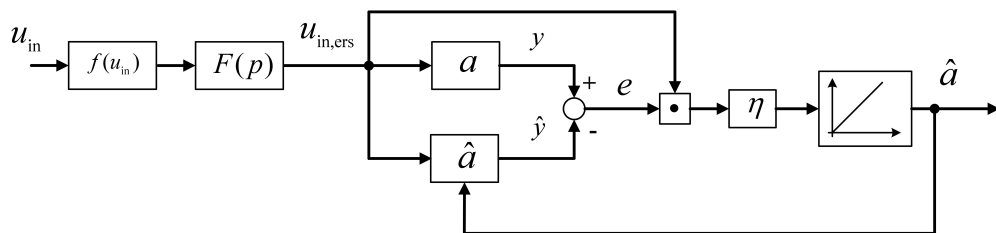


Abbildung 6.3: Struktur zur Schätzung einer skalaren Größe bei modifizierter Eingangsgröße

Für die aufgeführten Beispiele wird vorausgesetzt, dass die gemessene Größe als Linearkombination aus Parameter und Eingangsgröße (bzw. Ersatzeingangsgröße) beschrieben werden kann, wodurch die Implementierung der Schätzung relativ einfach ist. Wird hingegen ein beliebiges System in Zustandsraumdarstellung betrachtet, muss auch der Adaptionsalgorithmus angepasst werden, wenn dynamische Vorgänge bzw. ein rekursives Verhalten berücksichtigt werden sollen, wie es z.B. in [84] beschrieben ist. Für das vorliegende MRAS des Antriebssystems bzw. den Flussbeobachter ist dies jedoch nicht notwendig wie im nächsten Abschnitt erläutert wird.

## 6.2 Anwendung des Gradientenabstiegsverfahrens auf den Flussbeobachter

In Bild 6.4 ist die resultierende Struktur des MRAS bestehend aus Flussbeobachter und Parameter- bzw. Rotorlageschätzung dargestellt. Durch die Rückführung der geschätzten Größen entsteht eine geschlossene Beobachterstruktur. Die Anwendung des

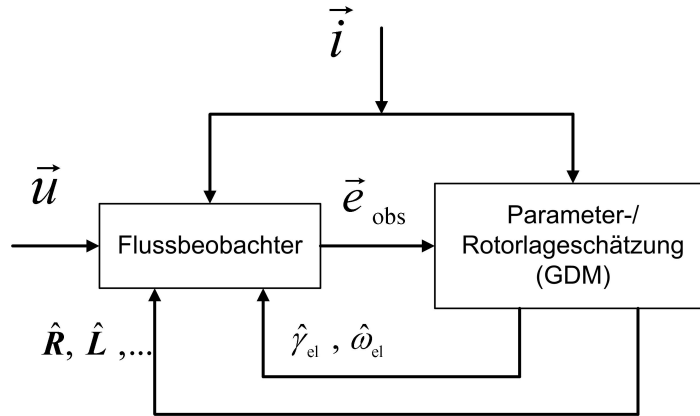


Abbildung 6.4: BSB des MRAS bestehend aus Flussbeobachter und Parameter- bzw. Rotorlageschätzung

GDM auf den Schätzfehler des Flussbeobachters wird in den folgenden Abschnitten beschrieben. Hierzu wird der Schätzfehler des Flussbeobachters noch einmal aufgeführt, wobei zum besseren Verständnis vorerst das vereinfachte Modell des Antriebssystems zugrunde liegt:

$$\begin{aligned}
 \vec{e}_{\text{obs},\hat{d}\hat{q}} &= \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( R_{\text{er}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_{\text{q,er}} \\ L_{\text{d,er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\
 &+ \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \begin{pmatrix} \hat{L}_{\text{d,er}} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{\text{q,er}} \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\
 &+ \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\
 &+ \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} & 0 \\ 0 & \gamma_{\text{el,er}} \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\
 &+ \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{\text{el,er}} \\ \gamma_{\text{el,er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \\
 &= \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{u}_{\text{er},\hat{d}\hat{q}} + \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{\Psi}_{\text{er},\hat{d}\hat{q}} \\
 &= F_{\text{u}}(p) \cdot \vec{u}_{\text{er},\hat{d}\hat{q}} + F_{\Psi}(p) \cdot \vec{\Psi}_{\text{er},\hat{d}\hat{q}} \\
 &= \vec{e}_{\text{obs},\text{f}} + \vec{e}_{\text{obs},\text{HF}} \quad .
 \end{aligned} \tag{6.7}$$



Genau wie in Gleichung 6.6 stellt der Beobachterfehler eine Linearkombination aus gesuchtem Zustand bzw. Parameter und Ersatzeingangsgröße dar. Die zu schätzenden Parameter sind die Induktivitäten und der Widerstand, sowie die PM-Flussverkettung. Der zu schätzende Systemzustand ist die Rotorlage. Im Gegensatz zum obigen Beispiel stehen beim Flussbeobachter zwei Schätzfehler zur Verfügung ( $e_{\text{obs},\hat{d}}$  und  $e_{\text{obs},\hat{q}}$ ). Infolgedessen wird die Fehlerfunktion angepasst, so dass beide Komponenten des Schätzfehlers berücksichtigt werden:

$$E = \frac{1}{2} \cdot e_{\text{obs},\hat{d}}^2 + \frac{1}{2} \cdot e_{\text{obs},\hat{q}}^2 \quad . \quad (6.8)$$

Entsprechend muss nun auch die Berechnung des Gradienten angepasst werden:

$$\frac{\partial E}{\partial \hat{\mathbf{a}}} = e_{\text{obs},\hat{d}} \cdot \frac{\partial e_{\text{obs},\hat{d}}}{\partial \hat{\mathbf{a}}} + e_{\text{obs},\hat{q}} \cdot \frac{\partial e_{\text{obs},\hat{q}}}{\partial \hat{\mathbf{a}}} \quad . \quad (6.9)$$

Anhand des Beispiels im vorherigen Abschnitt (Bild 6.2) wird die Identifikation eines einzelnen Parameters behandelt. Sollen mit Hilfe des Schätzfehlers bzw. der Ausgangsgröße jedoch mehrerer Größen identifiziert werden, ist für die Konvergenzgeschwindigkeit und stationäre Genauigkeit der Schätzung entscheidend, wie ähnlich die Verläufe der entsprechenden Eingangsgrößen sind. Zum besseren Verständnis wird der folgende Ausdruck betrachtet:

$$y = a_1 \cdot u_1 + a_2 \cdot u_2 \quad . \quad (6.10)$$

Die Identifikation der Parameter  $a_1$  und  $a_2$  wäre folglich dadurch begünstigt, wenn z.B. eine der Eingangsgrößen ( $u_1$  oder  $u_2$ ) eine Gleichgröße und die andere eine harmonische Größe (mit entsprechend hoher Frequenz) darstellen würden. Im Umkehrschluss wird die Identifikation der Parameter erschwert, wenn sich der zeitliche Verlauf der Eingangsgrößen ähnelt. Hängen die Eingangsgrößen im Extremfall proportional voneinander ab, so ist die Identifikation der Parameter überhaupt nicht möglich, wie die folgende Gleichung verdeutlicht:

$$y = (a_1 + a_2 \cdot b) \cdot u_1 = c \cdot u_1 \quad , \quad (6.11)$$

wobei gilt:

$$u_2 = b \cdot u_1 \quad ; \quad c = a_1 + a_2 \cdot b \quad .$$

Durch die proportionale Abhängigkeit der Eingangsgrößen kann allein der resultierende Parameter  $c$  in Gleichung 6.11 identifiziert werden. Dies ist ein entscheidender Aspekt,

auf den an späterer Stelle Bezug genommen wird,.

Gleichung 6.7 verdeutlicht, dass ein Anteil des Schätzfehlers eine Tiefpasscharakteristik ( $\vec{e}_{\text{obs},f}$ ) und ein Anteil eine Hochpasscharakteristik ( $\vec{e}_{\text{obs},\text{HF}}$ ) aufweist. Dementsprechend unterscheiden sich die zeitlichen Verläufe der beiden Anteile, was die Identifikation der Parameter und Rotorlage somit begünstigt. Dieser Effekt kann durch eine zusätzliche Hochpassfilterung des Fehlers intensiviert werden. Hierbei muss jedoch die Analyse des HF-Modells der PMSYM aus dem vorangehenden Kapitel berücksichtigt werden. Wird für die Induktivität ein konstanter Wert im Arbeitspunkt vorausgesetzt, so muss für das HF-Verhalten der Maschine die transiente Induktivität zugrunde gelegt werden. Gleiches gilt für den ohmschen Widerstand. Daher wird die Struktur des Flussbeobachters gemäß Bild 6.5 modifiziert. (Vorerst wird nur das Grundwellenmodell der Maschine betrachtet. Die Störspannung des Wechselrichters und Asymmetrien werden vernachlässigt.) Der modifizierte Beobachter stellt eine hybride Struktur dar, die im Arbeitspunkt sowohl das grundfrequente als auch das hochfrequente Verhalten der Maschine nachbildet. Dies geschieht durch die Verwendung der transienten Induktivität ( $\hat{\mathbf{L}}'_{\text{dq}}$ ) bzw. des HF-Widerstandes ( $\hat{\mathbf{R}}_{\text{dq},\text{HF}}$ ) und der Sekanteninduktivität ( $\hat{\mathbf{L}}_{\text{dq},f}$ ) bzw. des grundfrequenten Widerstandes ( $\hat{\mathbf{R}}_{\text{dq},f}$ ). Die Induktivitäten bzw. Widerstände stellen im Arbeitspunkt der Maschine konstante Werte dar.

Der resultierende Schätzfehler des Beobachters wird in einen hochfrequenten und einen grundfrequenten Anteil aufgeteilt, indem der Einfluss des jeweils anderen eliminiert wird. Wie im unteren Bereich von Bild 6.5 dargestellt wird, ist dies auf einfache Weise möglich, da das Übertragungsverhalten des Beobachters ( $F_u(p)$  und  $F_\Psi(p)$ ) bekannt ist. Für den hochfrequenten Schätzfehler ergibt sich somit:

$$\begin{aligned}
\vec{e}_{\text{obs},\text{HF}} &= R_{\text{HF},\text{er}} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \\
&+ \begin{pmatrix} \hat{L}'_{\text{d,er}} & 0 \\ 0 & \hat{L}'_{\text{q,er}} \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \\
&+ F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{\text{el,er}} \\ \gamma_{\text{el,er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \right) \\
&\approx R_{\text{HF},\text{er}} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \\
&+ \begin{pmatrix} \hat{L}'_{\text{d,er}} & 0 \\ 0 & \hat{L}'_{\text{q,er}} \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \\
&+ 2 \cdot \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{\text{el,er}} \\ \gamma_{\text{el,er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\text{dq}} \tag{6.12}
\end{aligned}$$

Hierbei stellt  $F_{\text{HP}}(p)$  die Übertragungsfunktion des Hochpassfilters dar. In Gleichung (6.7), welche als Ausgangspunkt für die Berechnung des hochfrequenten Fehlers dient,

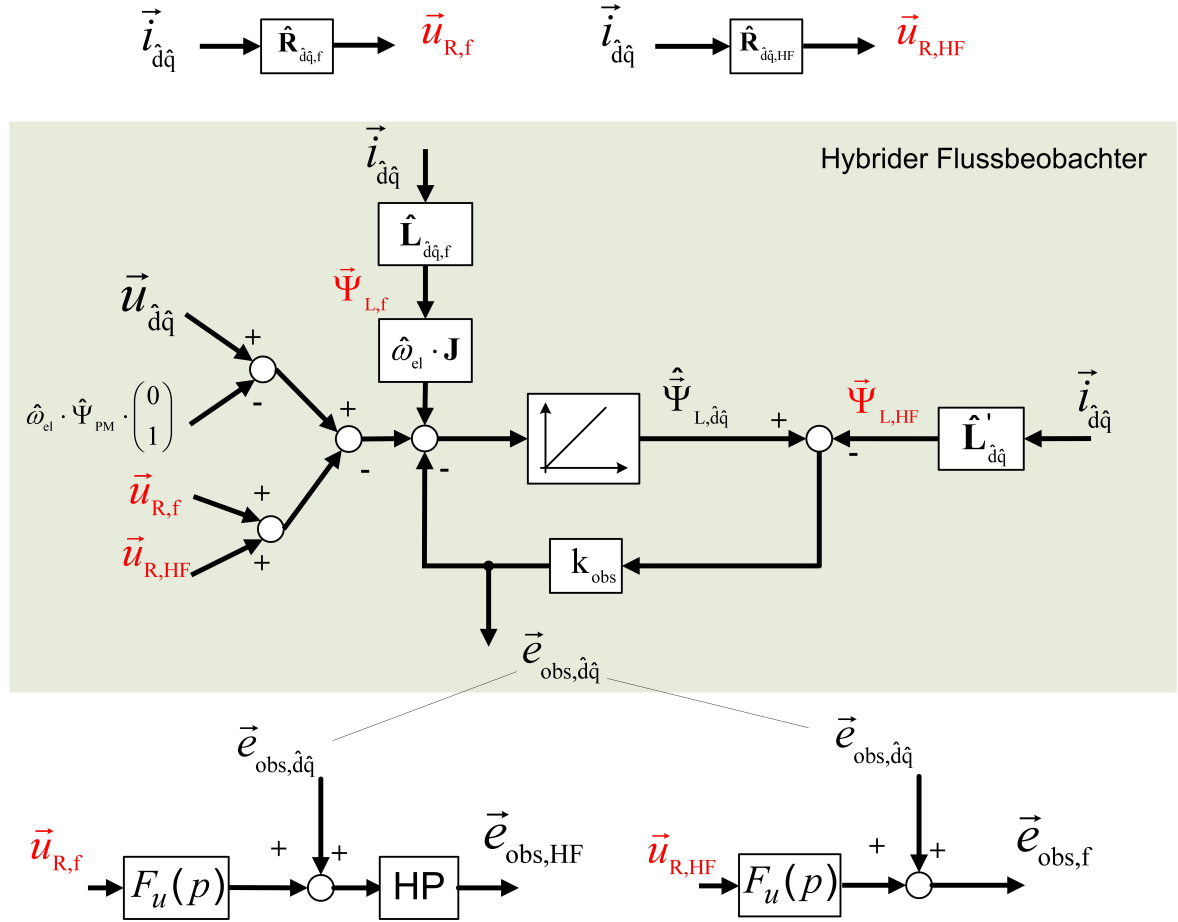


Abbildung 6.5: Hybride Beobachterstruktur

ist zu erkennen, dass die Flussverkettung bzw. das Produkt aus Induktivitätsmatrix und Stromvektor (durch die Beobachterstruktur) hochpassgefiltert wird. Daraus ergibt sich die Beschreibung des hochfrequenten Schätzfehlers im Arbeitspunkt der Maschine mit Hilfe der transienten Induktivitäten wie auch in 6.12 zu erkennen ist. Vereinfacht können die Werte der transienten Induktivitäten in einem Arbeitspunkt der Maschine als konstante Größen angenommen werden, was für deren Identifikation von entscheidender Bedeutung ist.

Für den grundfrequenten Fehler ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$\vec{e}_{obs,f} = \left( R_{f,er} + \hat{\omega}_{el} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_{f,q,er} \\ L_{f,d,er} & 0 \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \left( \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{el,er} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{el} \cdot \hat{\Psi}_{PM} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ &+ \left( 2 \cdot \Delta L_f \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{el,er} & 0 \\ 0 & \gamma_{el,er} \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad (6.14) \end{aligned}$$

Im quasistationären Zustand können die Komponenten des grundfrequenten Fehlers im geschätzten dq-KOS als Gleichgrößen betrachtet werden, sofern Oberwelleneffekte vernachlässigt werden. Formal gesehen ist dies jedoch nicht ganz korrekt, da durch den Ausdruck  $\omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q},f,er} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}$  auch der hochfrequente Anteil des Stromes enthalten ist. Dieser Anteil wird aufgrund der Tiefpasscharakteristik der Übertragungsfunktion jedoch stark gedämpft. Weiterhin müsste theoretisch auch beachtet werden, dass der hochfrequente Schätzfehler denselben Ausdruck enthält und somit auch vom Schätzfehler der Sekanteninduktivität abhängt. Der hochfrequente Anteil von  $\omega_{el} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{L}_{\hat{d}\hat{q},f,er} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}$  ist gegenüber der HF-Spannung in der Regel jedoch so gering, dass er vernachlässigt werden kann, was besonders für geringe Drehzahlen gilt. Darüber hinaus wird in den Kapiteln 7 und 10 hergeleitet, wie die Sekanteninduktivität über die transiente Induktivität ermittelt werden kann, so dass der Einfluss des Schätzfehlers der Sekanteninduktivität in einem iterativen Prozess fortlaufend gemindert wird.

Grundsätzlich ist es auch möglich, zwei separate Beobachterstrukturen für das hochfrequente und das grundfrequente Verhalten der Maschine zu implementieren. Wie jedoch später in Kapitel 7 gezeigt wird, bietet die hergeleitete Struktur Vorteile bezüglich der Komplexität, was insbesondere dann gilt, wenn der stromabhängige Verlauf der Stranginduktivitäten hinterlegt wird. In diesem Fall muss keine Trennung zwischen transienter Induktivität und Sekanteninduktivität vorgenommen werden.

### 6.2.1 Auswertung des grundfrequenten Beobachterfehlers

Um die Systemparameter und die Rotorlage mit Hilfe des GDM zu schätzen, muss der Beobachterfehler nach der gesuchten Größe abgeleitet werden. Für die EMK-basierte Rotorlageschätzung mit Hilfe des grundfrequenten Beobachterfehlers wird jedoch die schon bekannte Struktur aus Kapitel 4 verwendet. Wie bereits hergeleitet wurde, ist mittels dieser Struktur eine sehr gute Rotorlageschätzung möglich. Darüber hinaus gestaltet sich die Parametrierung sehr übersichtlich, wie auch noch im folgenden Kapitel gezeigt wird. Es ist somit nicht notwendig, ein neues Verfahren heranzuziehen. Nichtsdestotrotz wird im Folgenden die Analogie zur Rotorlageschätzung mittels GDM aufgezeigt. Hierfür erfolgt die Ableitung des Fehlers  $\vec{e}_{obs,f}$  nach der Rotorlage, was folgenden Ausdruck ergibt:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{e}_{obs,f}}{\partial \hat{\gamma}_{el}} = & - \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \\ & - \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot 2 \cdot \Delta L \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \end{aligned} \quad (6.15)$$

Wie in Kapitel 4 erwähnt und durch Gleichung 6.15 verdeutlicht, kann für die Schätzung der Rotorlage sowohl der Anteil verwendet werden, der von der EMK abhängt, als auch der stromabhängige Anteil. In der Regel ist die Intensität des EMK-abhängigen Anteils bei der PMSYM jedoch wesentlich höher, so dass nur dieser Anteil berücksichtigt wird. Durch dieses Vorgehen entsteht keine bleibende Abweichung, denn sobald der Rotorlageschätzfehler verschwindet, ergeben sich auch beide Anteile zu Null. Gleichung 6.15 vereinfacht sich dadurch zu:

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs},f}}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} = - \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \quad . \quad (6.16)$$

Gemäß Gleichung 6.3 ergibt sich für die Schätzung der Rotorlage folgende Berechnungsvorschrift:

$$\frac{d}{dt} \gamma_{\text{el,er}} = -\eta \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot e_{\text{obs},f,\hat{d}} \quad . \quad (6.17)$$

Hierbei muss berücksichtigt werden, dass nur die geschätzte Drehzahl zur Verfügung steht anstatt der tatsächlichen. Gleichung 6.17 verdeutlicht, dass sich die Rotorlageschätzung mit Hilfe der GDM nur geringfügig von der klassischen Herleitung der EMK-basierten Rotorlageschätzung aus Kapitel 4 unterscheidet (vgl. Bild 4.13). Auch hier wird der Fehler der d-Achse integriert, was mit der Trackerstruktur vergleichbar ist. Den Unterschied bildet lediglich die Abhängigkeit von der geschätzten Drehzahl und Übertragungsfunktion ( $F_u(p)$ ), was die Parametrierung der Rotorlageschätzung erschwert. Es erweist sich somit als günstiger, für die Rotorlageschätzung die schon bekannte Struktur aus Kapitel 4 zu verwenden. (In Kapitel 11 wird jedoch zusätzlich behandelt, wie auch der stromabhängige Anteil in Gleichung 6.15 für die Rotorlageschätzung verwendet werden kann, was sich bei bestimmten Maschinen wie z.B. der Reluktanzmaschine als günstigst erweist.)

Für die Identifikation des grundfrequenten Widerstandes, der Sekanteninduktivität und der PM-Flussverkettung wird der Beobachterfehler wiederum nach der gesuchten Größe abgeleitet. Daraus ergeben sich die folgenden Ausdrücke:

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs},f}}{\partial \hat{R}} = - \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad , \quad (6.18)$$

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs},f}}{\partial \hat{L}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial e_{\text{obs},\hat{d},f}}{\partial L_q} \\ \frac{\partial e_{\text{obs},\hat{q},f}}{\partial L_d} \end{pmatrix} = -\hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad , \quad (6.19)$$

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs},f}}{\partial \hat{\Psi}_{\text{PM}}} = - \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} . \quad (6.20)$$

Für die Schätzung der Parameter wird angenommen, dass der Schätzfehler der Rotorlage Null ist. In Bild 6.6 ist die resultierende Struktur für die Rotorlage- und Parameterschätzung dargestellt. In Bild 6.6 ist ebenfalls die Anpassung der Gewichtungen ( $\eta_x$ ) für die Identifikation des Widerstandes und der PM-Flussverkettung in Abhängigkeit von Strom und Drehzahl berücksichtigt. Gleiches gilt für die Nutzung der  $\hat{q}$ -Komponente des Beobachterschätzfehlers für die Rotorlageschätzung. Die adaptive Gewichtung ist eine Voraussetzung für die eindeutige Identifikation des Systems, wie im Folgenden erläutert wird.

Wie oben erwähnt, stellen der grundfrequente Schätzfehler bzw. der Strom und die Drehzahl im eingeschwungenen Zustand Gleichgrößen dar. Wie durch Gleichung 6.11 verdeutlicht, ist es dann nicht möglich, eine Identifikation mehrerer Variablen durchzuführen, da sie proportional voneinander abhängen. Aus diesem Grund muss eine bestimmte Strategie zugrunde gelegt werden, wann welche Parameter identifiziert werden dürfen. Eine Möglichkeit bestünde darin, die Identifikation während des transienten Betriebs durchzuführen, wenn die Drehzahl und der Strom nicht konstant sind. Hierbei muss jedoch berücksichtigt werden, dass während des transienten Betriebs die geschätzte Rotorlage von der tatsächlichen abweicht. Dies führt wiederum zur gegenseitigen Beeinflussung von Rotorlageschätzung und Parameteridentifikation, was u.a. die Parametrierung und Stabilität der gesamten Regelung verkompliziert. Aus diesem Grund wird die Identifikation zum einen für den quasistationären Zustand durchgeführt. Zum anderen erfolgt die Identifikation der Sekanteninduktivität nicht direkt über den grundfrequenten Fehler. Wie im nächsten Kapitel hergeleitet wird, kann der stromabhängige Verlauf der Induktivität einerseits durch eine initiale Identifikation approximiert werden. Andererseits ist es jedoch auch möglich, den Verlauf mit Hilfe der transienten Induktivität nachzubilden. Das bedeutet, dass die Online-Identifikation der Sekanteninduktivität ausschließlich über die transiente Induktivität und somit den HF-Beobachterfehler erfolgt. Es gilt somit nur noch den grundfrequenten Widerstand und die PM-Flussverkettung zu ermitteln. Hierfür kann allein der  $\hat{q}$ -Anteil des Schätzfehlers herangezogen werden, wie auch die Gleichungen 6.19 und 6.20 veranschaulichen. Da die Rotorlage über den  $\hat{d}$ -Anteil des Schätzfehlers bestimmt wird, besteht somit keine direkte Kopplung mehr zwischen Parameter- und Rotorlageschätzung. Die zeitliche

Ableitung der geschätzten Parameter ergibt sich wie folgt:

$$\frac{d}{dt} \hat{R} = \eta_R \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{q}} \cdot e_{\text{obs},f,\hat{q}} \quad , \quad (6.21)$$

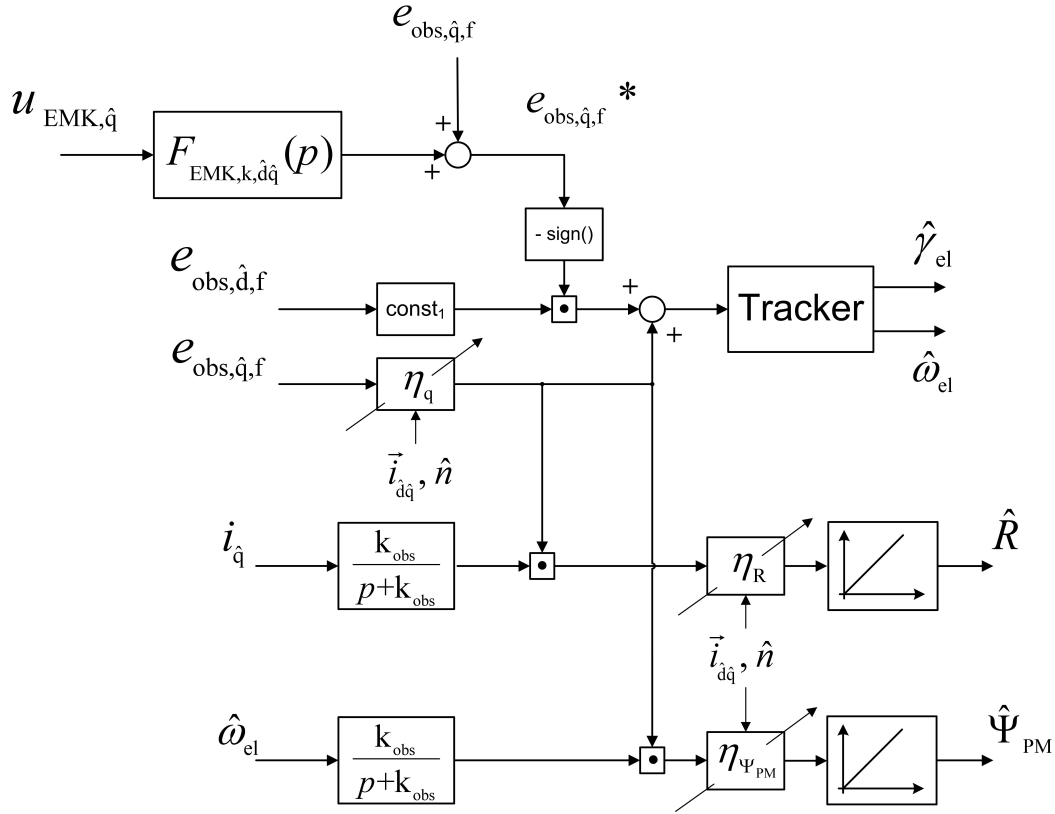
$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{\text{PM}} = \eta_{\Psi_{\text{PM}}} \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot e_{\text{obs},f,\hat{q}} \quad . \quad (6.22)$$

Bei der Schätzung des Widerstandes und der PM-Flussverkettung muss wiederum darauf geachtet werden, dass die Eingangsgrößen für den quasistationären Zustand Gleichgrößen sind und somit proportional voneinander abhängen. Die Schätzung eines Parameters muss daher dann erfolgen, wenn der Einfluss des jeweils anderen Parameters sehr gering ist. Bei hohen Drehzahlen bzw. einer geringen Stromamplitude ist z.B. der Einfluss des Widerstandes sehr gering, so dass dann die Identifikation der PM-Flussverkettung erfolgt. Ist die Drehzahl und somit die EMK wiederum sehr gering, erfolgt die Identifikation des Widerstandes. Bei geringen Drehzahlen wird auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung zurückgegriffen, wie später noch genau erläutert wird. Dadurch wird trotz fallender Intensität der EMK eine annähernd gleichbleibende Güte der Rotorlageschätzung gewährleistet.

Das BSB der Schätzung des Widerstandes und der PM-Flussverkettung ist unten in Bild 6.6 zu sehen. Die Struktur der Rotorlageschätzung, wie sie aus Kapitel 4 bekannt ist, ist im oberen Teil von Bild 6.6 dargestellt. Bei der Rotorlageschätzung gilt zu beachten, dass die Möglichkeit besteht, ebenfalls den  $\hat{q}$ -Anteil des Beobachterschätzfehlers zu verwenden, um eine bessere Dynamik zu erzielen. Werden nun jedoch auch die Maschinenparameter mit Hilfe des  $\hat{q}$ -Anteils geschätzt, besteht eine Kopplung, was zur Instabilität führen kann. Aus diesem Grund darf für die Rotorlageschätzung immer nur dann der  $\hat{q}$ -Anteil verwendet werden, wenn keine Identifikation des Widerstandes und der PM-Flussverkettung vorgenommen wird. Hierbei kommt zugute, dass sich der Widerstand und die PM-Flussverkettung überwiegend in Abhängigkeit von der Temperatur ändern. Da sich diese im Allgemeinen nur sehr langsam ändert, ist somit keine ständige Identifikation des Widerstandes bzw. der PM-Flussverkettung notwendig. Während des Betriebs kann der  $\hat{q}$ -Anteil des Beobachterfehlers daher fast ausschließlich für die Rotorlageschätzung verwendet werden.

## 6.2.2 Auswertung des hochfrequenten Beobachterfehlers

Als nächstes wird die Identifikation der Systemparameter und der Rotorlage anhand des HF-Schätzfehlers des Flussbeobachters hergeleitet. Auch hierfür werden wieder die Gradienten des Schätzfehlers in Abhängigkeit von der gesuchten Größe gebildet, wel-



**Abbildung 6.6:** Identifikation der Rotorlage, des Widerstandes und der PM-Flussverkettung anhand des grundfrequenten Schätzfehlers

che im Folgenden aufgelistet sind:

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs, HF}}}{\partial \hat{R}_{\text{HF}}} = -F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} = -\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}, \text{ers, TP}} \quad , \quad (6.23)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{e}_{\text{obs, HF}}}{\partial \hat{L}'} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial e_{\text{obs, d, HF}}}{\partial L'_d} \\ \frac{\partial e_{\text{obs, q, HF}}}{\partial L'_q} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ &= - \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}, \text{ers, HP}} \quad , \end{aligned} \quad (6.24)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{e}_{\text{obs, HF}}}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} &= -2 \cdot \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ &= -2 \cdot \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}, \text{ers, HP}} \quad . \end{aligned} \quad (6.25)$$



Wie bei der Anwendung des GDM auf den grundfrequenten Schätzfehler wird auch hier für die Schätzung der Parameter angenommen, dass der Schätzfehler der Rotorlage Null beträgt. In den aufgeführten Gleichungen ist zu erkennen, dass die Ersatzeingangsgrößen  $\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,TP}}$  und  $\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,HP}}$  verwendet werden, wobei der Index „TP“ auf die Tiefpasscharakteristik und der Index „HP“ auf die Hochpasscharakteristik hinweisen. Wird durch eine entsprechende Spannungseinprägung ein HF-Strom erregt, weisen  $\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,TP}}$  und  $\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,HP}}$  einen unterschiedlichen Verlauf auf. Durch den unterschiedlichen Verlauf der beiden Ersatzgrößen ist die Identifikation des HF-Widerstandes von der Schätzung der transienten Induktivität und der Rotorlage entkoppelt, was einen Vorteil gegenüber der Auswertung des grundfrequenten Fehlers darstellt. Hinzu kommt, dass der Gradient der d-Induktivität von der  $\hat{d}$ -Komponente des Stromes (bzw. der Ersatzeingangsgröße) abhängt, die  $\hat{d}$ -Komponente des Gradienten der Rotorlage hingegen vom  $\hat{q}$ -Strom. Das bedeutet, dass mit Hilfe des  $\hat{d}$ -Anteils des Schätzfehlers grundsätzlich sowohl  $L'_d$  als auch die Rotorlage identifiziert werden kann, da sie von unterschiedlichen Größen abhängen ( $i_{\hat{d},\text{ers,HP}}$  und  $i_{\hat{q},\text{ers,HP}}$ ). Gleiches gilt für den  $\hat{q}$ -Anteil des Schätzfehlers, wie aus Gleichung 6.24 und 6.25 ersichtlich ist. Das resultierende BSB der Schätzung des HF-Widerstands, der transienten Induktivitäten und der Rotorlage ist in Bild 6.7 dargestellt. Um eine Vereinfachung der Struktur zu erzielen, wird bei der Schätzung der Rotorlage nur das Vorzeichen der Differenz der geschätzten transienten d- und q-Induktivitäten verwendet. Des Weiteren gilt es zu beachten, dass die Rotorlage (auch im Arbeitspunkt) keine konstante Größe darstellen muss, so dass eine Trackerstruktur verwendet wird, da das klassische GDM den konstanten Verlauf der gesuchten Größe voraussetzt.

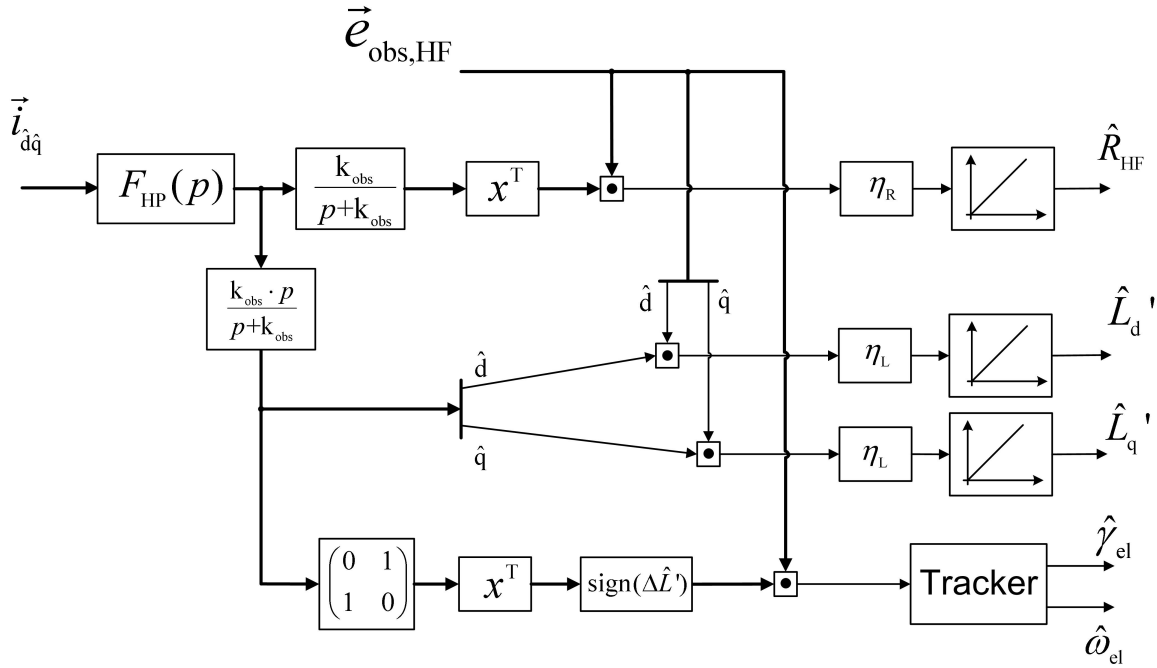
Der Ausdruck  $x^T$  in dem dargestellten BSB steht für die Transponierte eines Vektors. Durch die Verwendung der Transponierten werden beide Komponenten des Schätzfehlers berücksichtigt, wie in Gleichung 6.9 aufgeführt wird. Für die zeitliche Ableitung der geschätzten Rotorlage bzw. den Eingang des Trackers ergibt sich somit:

$$\frac{d}{dt}\hat{\gamma}_{\text{el}} = i_{\hat{d},\text{ers,HP}} \cdot e_{\text{obs,HF},\hat{q}} + i_{\hat{q},\text{ers,HP}} \cdot e_{\text{obs,HF},\hat{d}} \quad (6.26)$$

Die bisherige Herleitung der Rotorlageschätzung mit Hilfe des GDM erfolgt auf rein mathematische Weise. Die grundsätzliche Funktionsweise der Rotorlageschätzung kann jedoch auch anders hergeleitet werden, wie im Folgenden beschrieben wird.

Wird angenommen, dass die Systemparameter bekannt sind, ergibt sich für den hochfrequenten Schätzfehler des Beobachters der folgende Ausdruck:

$$\vec{e}_{\text{obs,HF}} = 2 \cdot \Delta L' \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \gamma_{\text{el,er}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,HP}}^* \quad (6.27)$$



**Abbildung 6.7:** Identifikation der Rotorlage, des Widerstandes und der transienten Induktivitäten anhand des hochfrequenten Schätzfehlers

Hierbei wird die Raumzeigerschreibweise verwendet und der Stillstand der Maschine betrachtet. Der Index „\*“ steht für die konjugiert komplexe Größe des Stromes. In Gleichung 6.27 wird (im Gegensatz zu Gleichung 6.7) nun nicht mehr vorausgesetzt, dass der Schätzfehler der Rotorlage klein ist. Die Fläche zwischen den Raumzeigern  $\vec{e}_{\text{obs,HF}}$  und  $\vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,HP}}^*$  enthält die Information über den Schätzfehler und kann über das Vektorprodukt ermittelt werden. Wie schon in Kapitel 4 oder in [44] beschrieben wird, entspricht dies dem sogenannten „Heterodyning“-Verfahren. Mit Hilfe des Vektorprodukts wird der Rotorlageschätzfehler wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned} \sin \gamma_{\text{el,er}} &\sim \vec{e}_{\text{obs,HF}} \times \vec{i}_{\hat{d}\hat{q},\text{ers,HP}}^* \\ &\sim - \left( i_{\hat{d},\text{ers,HP}} \cdot e_{\text{obs,HF},\hat{q}} + i_{\hat{q},\text{ers,HP}} \cdot e_{\text{obs,HF},\hat{d}} \right) \end{aligned} \quad (6.28)$$

Durch einen Vergleich von Gleichung 6.26 und Gleichung 6.28 wird ersichtlich, dass das Heterodyning-Verfahren wiederum der Anwendung des GDM auf den vorliegenden Beobachterschätzfehler entspricht.

Die Auflistung der Gradienten (Gleichung 6.23 bis 6.25) verdeutlicht, dass bei gleichzeitiger Schätzung der Rotorlage und der Induktivität die  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$  Komponenten des Stromes einen unterschiedlichen Verlauf aufweisen müssen. Ansonsten sind die gesuchten Größen proportional zueinander, was eine eindeutige Identifikation verhindert. Daraus resultiert, dass im quasistationären Zustand der Verlauf der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponente der HF-Spannung ebenfalls nicht proportional zu einander sein darf. Des Weiteren gilt zu

beachten, dass wenn die Induktivität in Richtung einer Achse identifiziert werden soll, auch ein Strom in dieser vorhanden sein muss. Es ergibt sich somit eine Einschränkung der zu Anfang gestellten Forderung, dass die Form der HF-Spannung für das neuartige Verfahren nach Möglichkeit beliebig wählbar sein sollte.

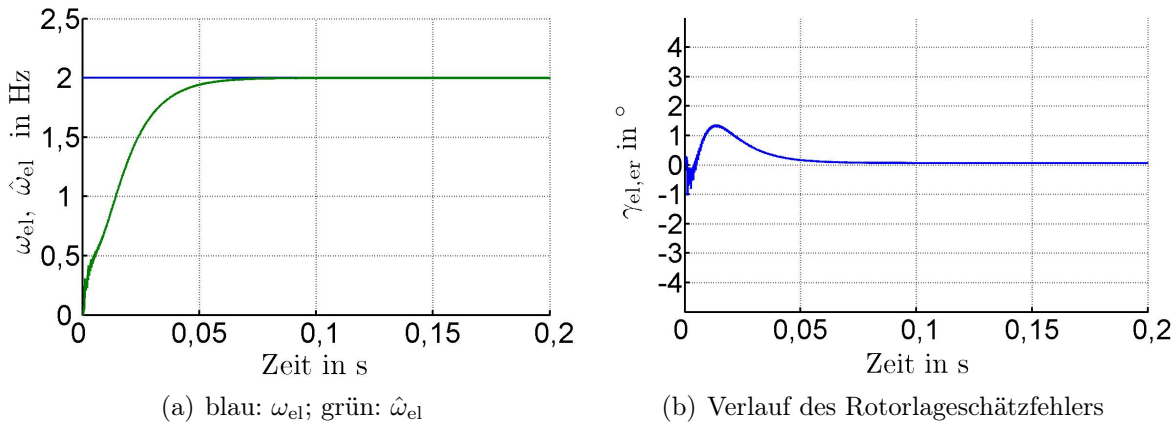
### 6.2.3 Einfluss der HF - Spannung auf die Auswertung des HF - Beobachterfehlers

Im Folgenden wird die Auswirkung unterschiedlicher HF-Spannungseinprägungen auf die Identifikation der Induktivität und Rotorlage genauer betrachtet. Bei der klassischen rotierenden HF-Injektion haben die harmonischen Verläufe der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Spannungen eine um  $90^\circ$  elektrisch zueinander verschobene Phase. Dies bewirkt, dass die Stromverläufe der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Achsen sich ebenfalls voneinander unterscheiden. Darüberhinaus ist die fortwährende Identifikation der transienten d- und q-Induktivität möglich, da die Signalintensität in beiden Achsen gleichbleibend ist. Im Gegensatz dazu steht die alternierende Spannungseinprägung, bei der der alternierende Spannungsraumzeiger entweder in Richtung der geschätzten d- oder der geschätzten q-Achse eingepreßt wird. Im quasistationären Zustand verschwindet daher der hochfrequente Strom in der Achse, in die der Spannungsraumzeiger nicht eingepreßt wird. Dies verhindert die Identifikation der Induktivität in dieser Achse. Die Identifikation der Rotorlage ist jedoch trotzdem möglich, da für deren Schätzung ein Strom in nur einer der beiden Achsen notwendig ist, wie auch Gleichung 6.25 verdeutlicht.

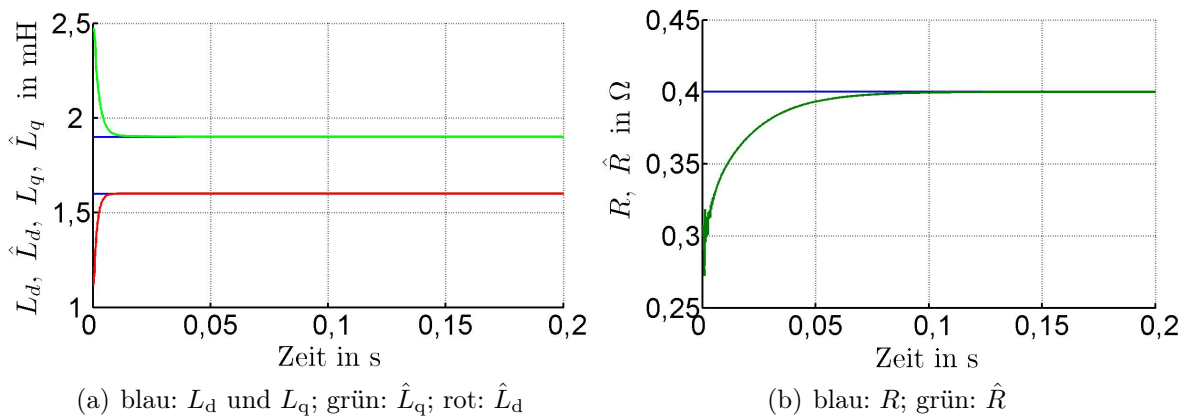
Die beschriebenen Sachverhalte werden anhand der dargestellten Simulationsergebnisse in den Bildern 6.8 bis 6.15 veranschaulicht. Bei den Simulationen wurde die Identifikation gemäß der Struktur nach Bild 6.7 durchgeführt. Die Trackerstruktur besteht hierbei aus einem PI-Regler mit anschließender Integration. Für die Simulation liegt das vereinfachte Modell der PMSYM zugrunde, aus dem sich auch die Beschreibung des Beobachterschätzfehlers aus Gleichung 6.7 ableitet. Allerdings wurde für die Induktivitäten die Stromabhängigkeit vernachlässigt, so dass sich für die Sekanteninduktivität und die transiente Induktivität der gleiche Wert ergibt ( $L = L_f = L'$ ). Die Stromregelung regelt den grundfrequenten Anteil des Stromes zu Null. Bei der Simulation ist die Kopplung zum mechanischen Teil des Antriebssystems über das Luftspaltdrehmoment aufgehoben. Die Drehzahl wird somit direkt vorgegeben und beträgt 2 Hz elektrisch. Die initialen Schätzwerte der Parameter weichen von den tatsächlichen ab. Die initiale Rotorlage ist hingegen bekannt.

Die direkte Vorgabe der Rotorlage wird für die Simulationen in diesem Kapitel grundsätzlich vorgenommen, damit die übergeordnete Drehzahlregelung keinen Einfluss auf die Schätzung ausübt und allein die behandelten Effekte betrachtet werden können.

Bild 6.8 zeigt den Verlauf der geschätzten im Vergleich zur tatsächlichen Drehzahl und den Schätzfehler der Rotorlage bei Einprägung eines rotierenden Spannungszeigers. Die Amplitude des Spannungszeigers beträgt 10 V und die Frequenz 1000 Hz. Die geschätzte Drehzahl wurde zusätzlich tiefpassgefiltert, was auch für die noch folgenden Simulationsergebnisse gilt. Auf diesen Aspekt wird jedoch erst im folgenden Kapitel detailliert eingegangen. Für die Simulationen wurde ebenfalls der Wechselrichter (ohne störende Effekte) mit einer Taktfrequenz von 10 kHz modelliert. Der Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Induktivitäten und des HF-Widerstandes ist in Bild 6.9 dargestellt. Der tatsächliche Wert von  $L_d$  beträgt 1,6 mH, der initiale Schätzwert hingegen beträgt 70 Prozent von diesem ( $\hat{L}_d = 0,7 \cdot L_d$ ).  $L_q$  beträgt 1,9 mH und  $\hat{L}_q$  ist 1,3 mal so groß ( $\hat{L}_q = 1,3 \cdot L_q$ ). Der Wert des HF-Widerstandes beträgt  $0,4 \Omega$ . Der initiale Schätzwert wird zu  $0,3 \Omega$  angenommen.



**Abbildung 6.8:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei rotierender Spannungseinprägung

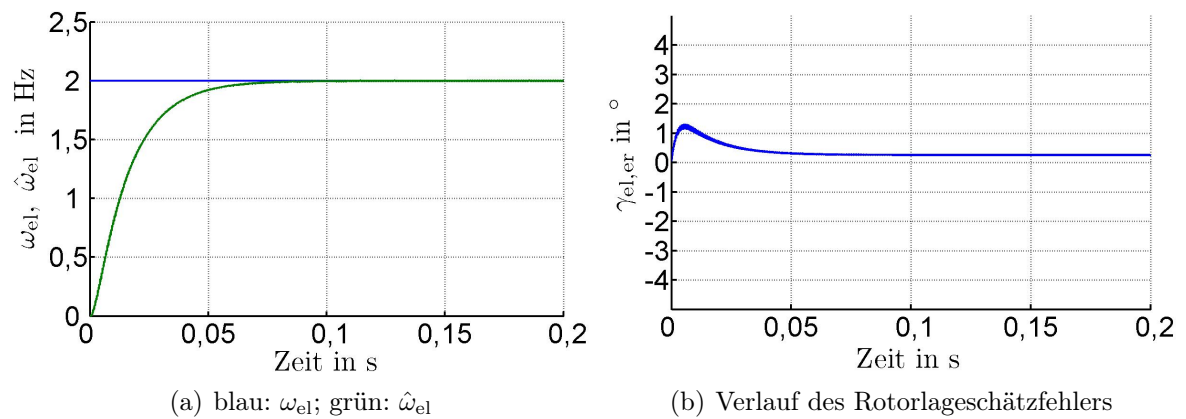


**Abbildung 6.9:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei rotierender Spannungseinprägung

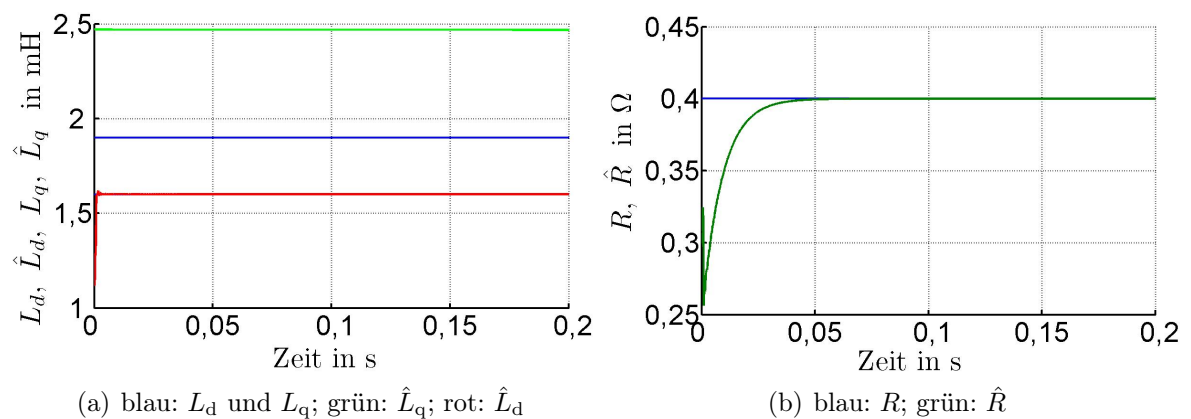
Es ist zu erkennen, dass sowohl die Rotorlage als auch die elektrische Drehzahl fehler-

frei geschätzt werden. Gleiches gilt für die Induktivitäten und den HF-Widerstand. Der tatsächliche Wert der Induktivitäten wird nach sehr kurzer Zeit erreicht. Es ist weiterhin zu erkennen, dass zu Anfang, wenn der endgültige Wert der geschätzten Parameter noch nicht erreicht ist, eine geringe Beeinflussung der Rotorlage- bzw. Drehzahl-schätzung vorliegt, was durch den nichtlinearen Anstieg der geschätzten Drehzahl deutlich wird.

Als nächstes werden die Simulationsergebnisse bei alternierender Spannungseinprägung betrachtet. Die Frequenz des Spannungsraumzeigers beträgt wiederum 1000 Hz, die Amplitude hingegen 20 V, damit für die Rotorlageschätzung eine ähnliche Dynamik erzielt wird wie bei rotierender Einprägung. (Auf diesen Aspekt wird im folgenden Kapitel eingegangen.) Die Werte der tatsächlichen Parameter und der initialen Schätzwerte bleiben gleich. Der entscheidende Unterschied zur rotierenden Spannungseinprä-



**Abbildung 6.10:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei alternierender Spannungseinprägung

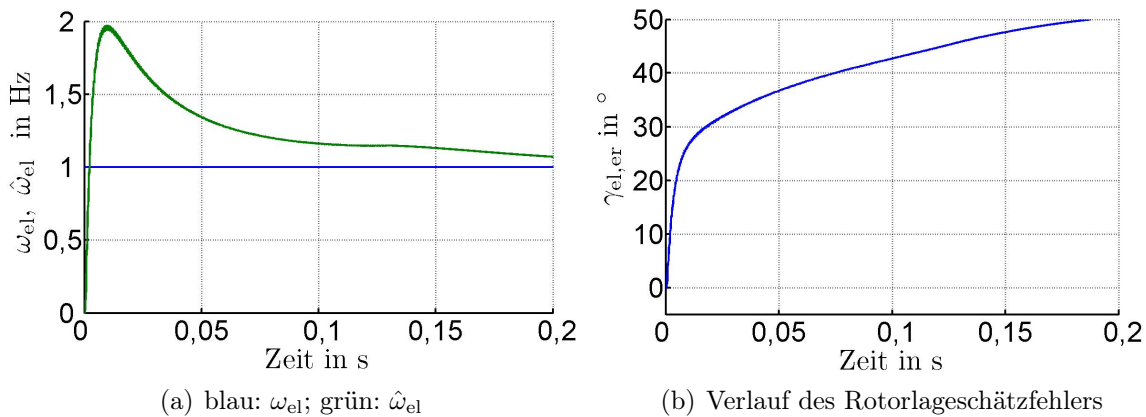


**Abbildung 6.11:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei alternierender Spannungseinprägung

gung ist die Schätzung der Induktivität in Richtung der q-Achse. Wie oben erläutert wird, ist die Schätzung dieser nur möglich, solange auch ein q-Strom vorhanden ist. Bei

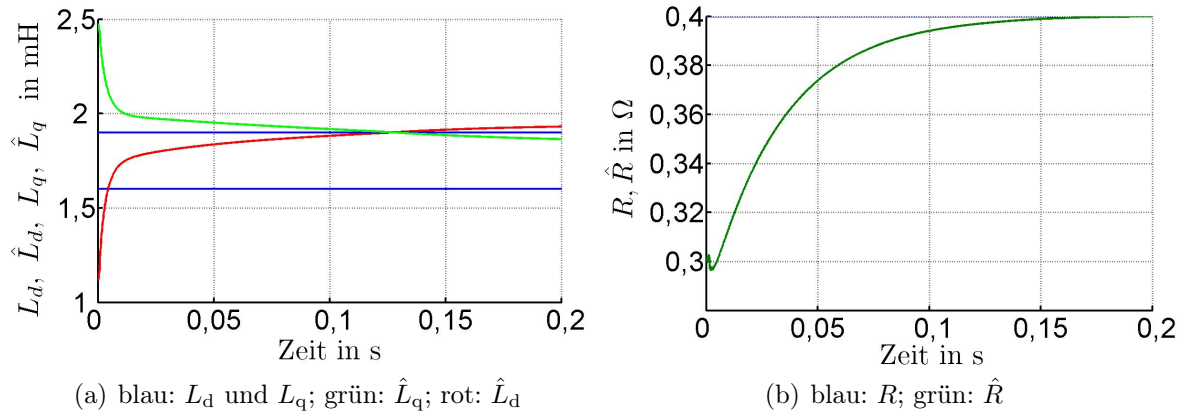
alternierender Spannungseinprägung ist diese Bedingung für den quasistationären Zustand nicht erfüllt, was durch Bild 6.11(a) veranschaulicht wird. Der Wert von  $L_d$  wird sehr schnell geschätzt, der Wert der geschätzten q-Induktivität verharrt hingegen beim initialen Schätzwert, da keine Identifikation möglich ist. Wie ebenfalls zuvor erläutert wurde, beeinträchtigt dieser Aspekt die Drehzahl- bzw. Rotorlageschätzung nicht, da für deren Schätzung allein ein HF-Strom in einer der beiden Achsen notwendig ist. Wird der alternierende Spannungsraumzeiger in Richtung der q-Achse eingepreßt, wird für die Rotorlage- bzw. Drehzahlschätzung die gleiche Güte erzielt. Der Unterschied besteht lediglich darin, dass die q-Induktivität anstatt der d-Induktivität identifiziert wird.

Dass die gleichzeitige Identifikation von Rotorlage und Systemparametern nicht bzw. nur sehr schwer möglich ist, wenn die  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponente des HF- Spannungsraumzeigers proportional zu einander sind, wird durch die folgenden Simulationsergebnisse verdeutlicht. Hierbei wird ein im  $\hat{d}\hat{q}$ -KOS alternierender Spannungszeiger eingepreßt. Die Orientierung bzw. die Achse des Raumzeigers ist fest und beträgt  $45^\circ$  elektrisch. Die sich ergebenden Schätzwerte der Drehzahl und Rotorlage sind in Bild 6.12 dargestellt und die der Parameter in Bild 6.13. Es ist zu erkennen, dass der Schätzfehler der Rotorlage inakzeptabel groß wird.



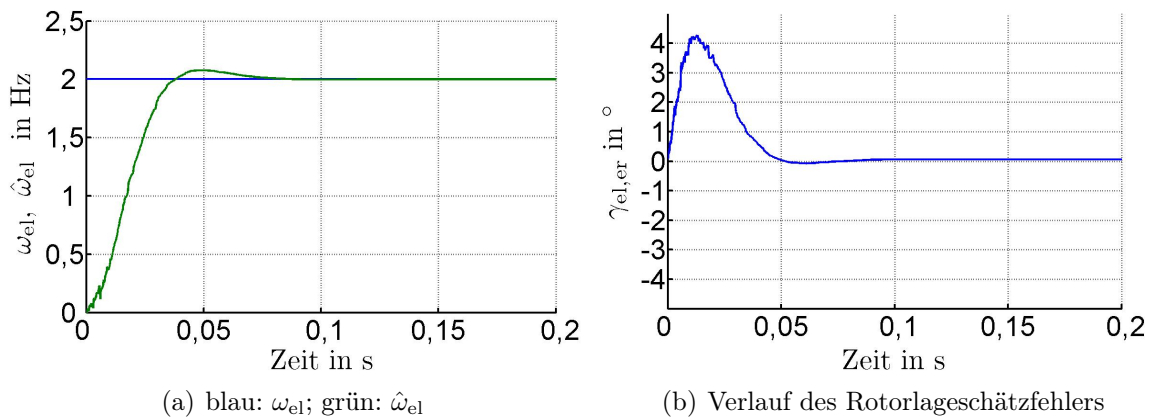
**Abbildung 6.12:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine alternierende Spannungseinprägung bei gleichbleibender Orientierung

Die Besonderheit der Rotorlageschätzung durch das SS-MRAS im Vergleich zu den bisher bekannten Verfahren wird anhand der folgenden Simulationsergebnisse explizit verdeutlicht. Hierbei wird ein Spannungsraumzeiger eingepreßt, dessen Amplitude 10V beträgt. Der Winkel des Raumzeigers im ständerfesten KOS wird hingegen zufällig gewählt. Hierfür wird eine „random“-Funktion verwendet, die eine mittelwertfreie Zufallsvariable erzeugt. Dadurch wird ebenfalls gewährleistet, dass der zeitliche Verlauf



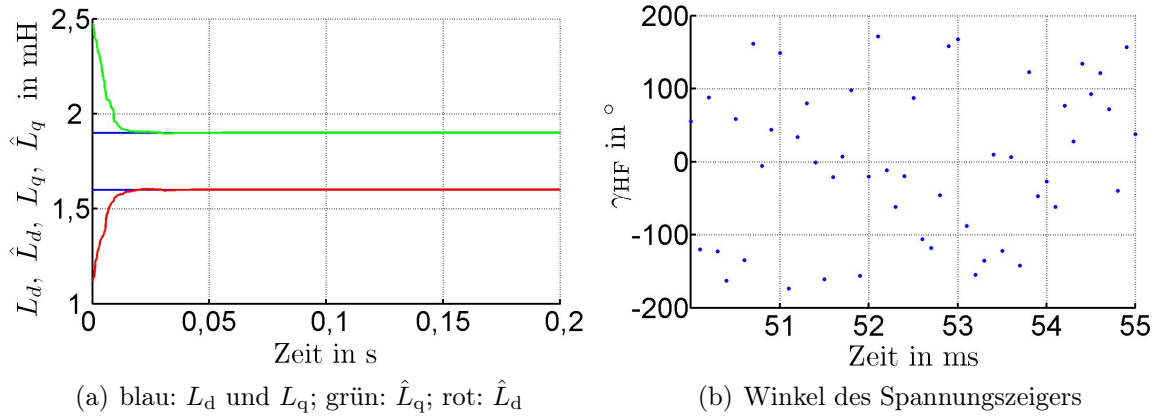
**Abbildung 6.13:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine alternierende Spannungseinprägung bei gleichbleibender Orientierung

der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten der HF-Spannung nicht proportional zueinander sind. Die Verläufe der geschätzten Rotorlage und Drehzahl sind in Bild 6.14 dargestellt, der Verlauf der geschätzten Induktivitäten in Bild 6.15(a). Der Winkel des hochfrequenten Spannungszeigers ( $\gamma_{\text{HF}}$ ) ist in Bild 6.15(b) dargestellt, wobei ein vergrößerter Ausschnitt der Zeitachse gewählt wird. Gemäß der Taktfrequenz wird der Winkel alle 0,1 ms auf einen neuen Wert aktualisiert. Es ist zu erkennen, dass sowohl die Rotorlage bzw. Drehzahl als auch die Induktivitäten sehr gut geschätzt werden. Der Widerstand wird ebenfalls korrekt geschätzt, dessen zeitlicher Verlauf wird an dieser Stelle jedoch nicht abgebildet.



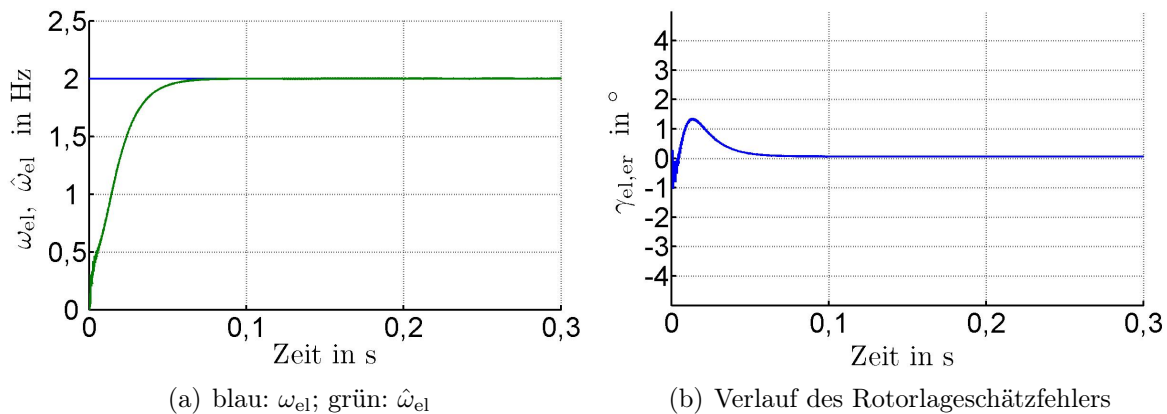
**Abbildung 6.14:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel

Für alle Formen der eingepprägten HF-Spannung liegt die gleiche Verrechnung der hochpassgefilterten Ströme vor (Bild 6.7). Die Art der Auswertung muss nicht an die Spannungseinprägung angepasst werden. Es muss lediglich gewährleistet sein, dass



**Abbildung 6.15:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel

die  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten der Spannung bzw. des Stromes im quasistationären Zustand nicht proportional zu einander sind. Diese Eigenschaft des SS-MRAS ermöglicht es, dass die Art der HF-Spannungseinprägung sogar während des Betriebs gewechselt werden kann, ohne dass die Rotorlageschätzung wesentlich beeinflusst wird. Dies verdeutlicht Bild 6.16, in dem der Verlauf der geschätzten Drehzahl bzw. Rotorlage für unterschiedliche Formen der Spannungseinprägung dargestellt ist. Zu Anfang der Simulation wird ein rotierender Spannungszeiger eingepreßt. Nach 0,1 s erfolgt ein Wechsel zur alternierenden Spannungseinprägung und nach 0,2 s wird der Spannungszeiger mit zufälligem Injektionswinkel gewählt. Die Auswirkung des Wechsels der Spannungseinprägung anhand der geschätzten Rotorlage und Drehzahl ist im eingeschwungenen Zustand nicht zu erkennen.



**Abbildung 6.16:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine wechselnde Spannungseinprägung; Wechsel von rotierender zur alternierenden Spannungseinprägung bei 0,1s; Wechsel von alternierender Spannungseinprägung zur Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel bei 0,2 s

Durch die bis hierhin aufgeführten Simulationsergebnisse werden die Vorteile des SS-



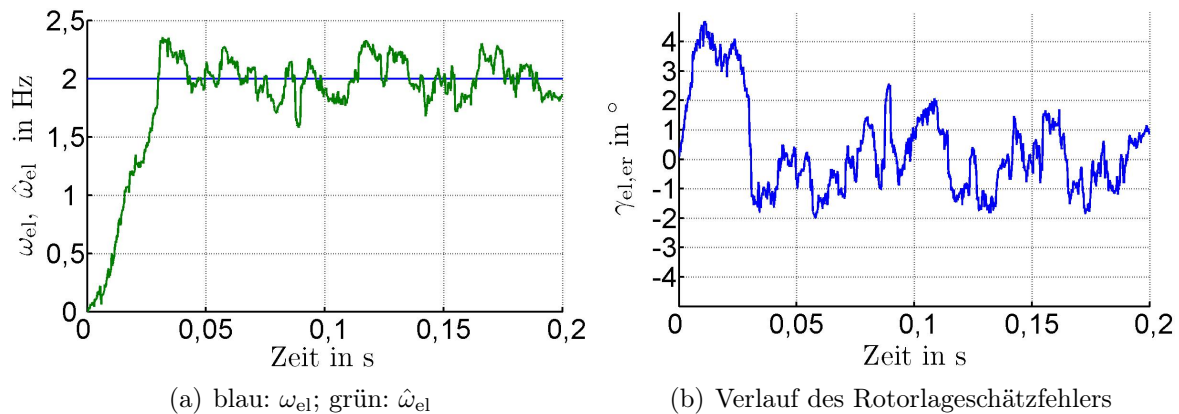
MRAS verdeutlicht. Wie schon im vorangehenden Kapitel diskutiert wird, kann es sich als günstig erweisen, wenn die Form der Spannungseinprägung während des Betriebs angepasst werden kann. Entscheidend hierfür ist z.B. die Geräuschentwicklung bzw. Lärmbelastung, die mit der Art der Spannungseinprägung einhergeht. Außerdem ist der störende Einfluss des Wechselrichters zu nennen. Wie u.a. in [24] oder [71] verdeutlicht wird, ist dessen Einfluss auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ebenfalls abhängig von der Art der Spannungseinprägung in Verbindung mit dem Betriebspunkt. Je nach Betriebspunkt erweist es sich als günstig, eine alternierende Spannungseinprägung zu wählen, um den Einfluss der LE zu mindern. Abhängig vom vorliegenden Antriebssystem und den Einsatzbedingungen kann somit durch das SS-MRAS eine angepasste Spannungseinprägung implementiert werden, ohne dass die Struktur der geberlosen Regelung bzw. die Auswertung des Stromes adaptiert werden muss. In den Kapiteln 7 und 11 wird weiterführend diskutiert, wie sich unterschiedliche Formen der HF-Spannungseinprägung auf die Rotorlageschätzung auswirken.

Mit der Fähigkeit die Rotorlage für eine beliebige HF-Spannung schätzen zu können, geht auch die Unempfindlichkeit gegenüber einer dynamischen Stromregelung einher. Bei der klassischen HF-Injektion wirken sich die transienten Stromanstiege, die durch die Stromregelung erzeugt werden (und vom gewünschten harmonischen Verlauf abweichen) störend auf die Rotorlageschätzung aus. Der Einfluss der Stromregelung kann mit der Einprägung der zufälligen HF-Spannung verglichen werden (Bild 6.15). Für das SS-MRAS hingegen ist allein entscheidend, dass die zeitliche Ableitung des Stromes ausreichend groß ist. Durch welche Spannung diese hervorgerufen wird, ist (fast) nebensächlich. Voraussetzung hierfür ist allerdings, dass die transienten Induktivitäten und der HF-Widerstand bekannt sind. Deren Schätzung ist Bestandteil des SS-MRAS und wird automatisch durchgeführt, was ein entscheidender Unterschied zu den bekannten Verfahren der direkten Berechnung ist. Auf die bekannten Verfahren der direkten Berechnung hat die Stromregelung ebenfalls nur einen geringen Einfluss. Für diese müssen allerdings die transienten Induktivitäten bekannt sein. Bekannte Verfahren der Identifikation der transienten Induktivitäten sind hingegen weitaus rechenintensiver als die Vorgehensweise des SS-MRAS. Die Notwendigkeit der Kenntnis der transienten Induktivitäten wird im folgenden Abschnitt noch einmal verdeutlicht.

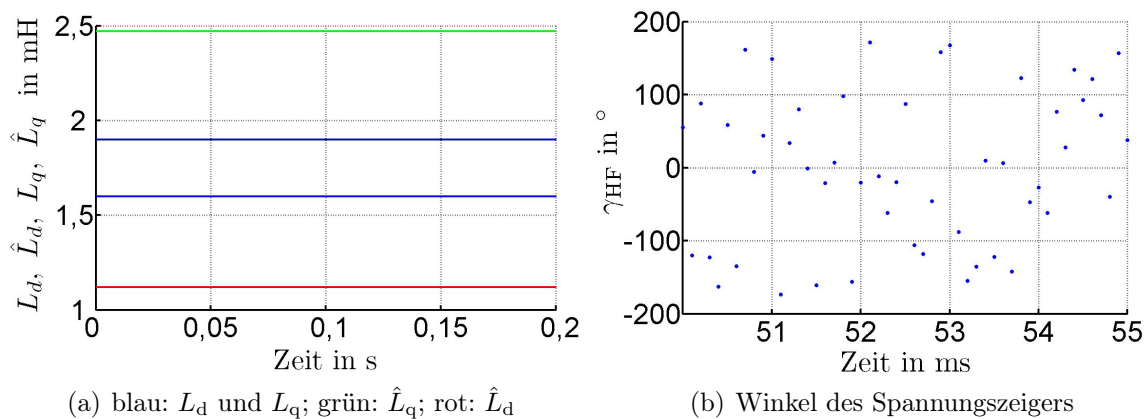
## 6.3 Notwendigkeit der Identifikation der transienten Induktivitäten

Das SS-MRAS bietet die Möglichkeit, neben der Rotorlage auch die transienten Induktivitäten online zu schätzen. Es stellt sich jedoch die Frage, ob deren Identifikation für die Rotorlageschätzung zwingend notwendig ist, was in diesem Abschnitt disku-

tiert wird. Wie schon im vorigen Kapitel erwähnt, ist die Kenntnis der transienten Induktivitäten notwendig, wenn für die Rotorlageschätzung eine HF-Spannung verwendet wird, deren Form von der alternierenden bzw. rotierenden HF-Injektion abweicht. Für die im vorherigen Abschnitt beschriebene Spannungseinprägung, bei der ein zufälliger Injektionswinkel gewählt wird, trifft dieser Aspekt zu. Bild 6.17 zeigt den Verlauf der geschätzten Rotorlage und Drehzahl bei zufällig gewähltem Injektionswinkel des Spannungsraumzeigers ohne gleichzeitige Identifikation der Induktivitätswerte. Der gleichbleibende Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Induktivitätswerte ist in Bild 6.18(a) dargestellt. Der Injektionswinkel ist in Bild 6.18(b) zu sehen. Im Vergleich zur Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Identifikation der Parameter (Bild 6.14) ist deutlich zu erkennen, wie sich die Güte der Rotorlageschätzung verschlechtert.



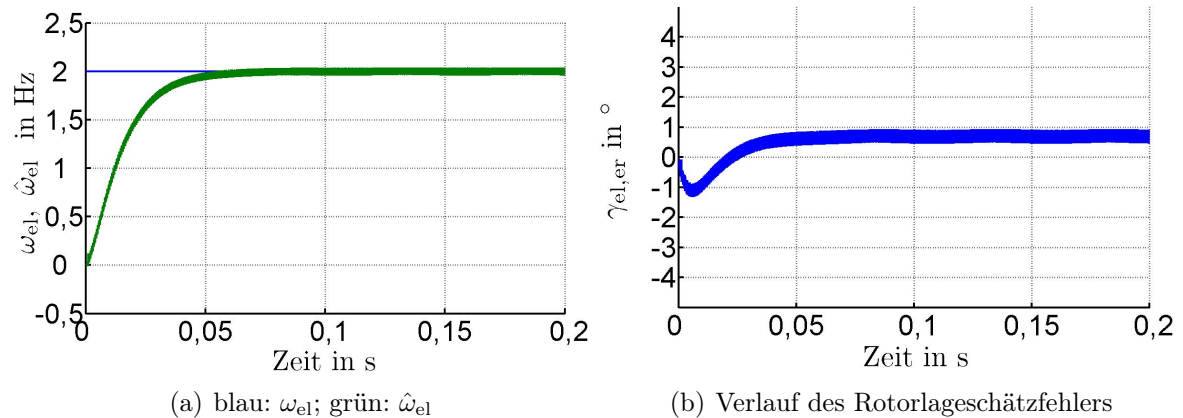
**Abbildung 6.17:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel ohne Parameteridentifikation



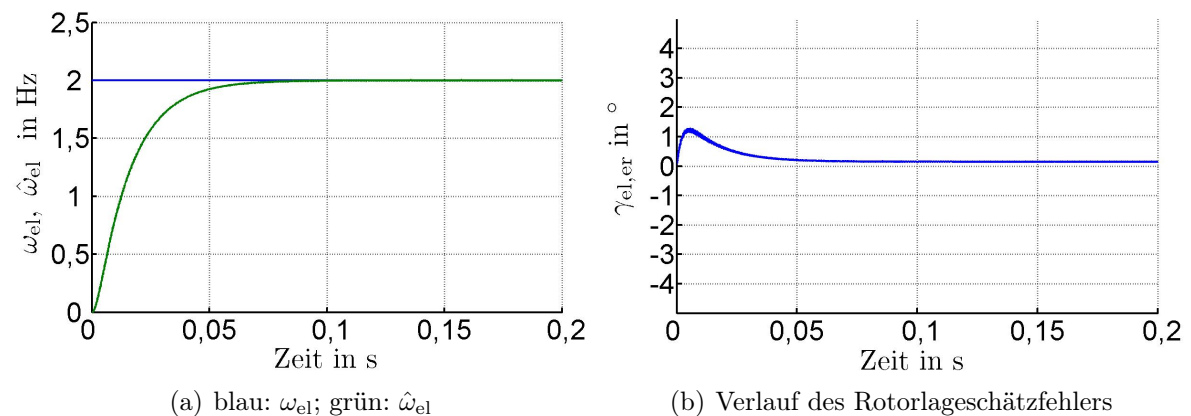
**Abbildung 6.18:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel ohne Parameteridentifikation

Wird hingegen die rotierende bzw. alternierende Spannungseinprägung implementiert,

ergibt sich bezüglich des quasistationären Schätzfehlers, dass die Identifikation der Induktivitäten nicht zwingend notwendig ist, wie es auch von der klassischen HF-Injektion bekannt ist. Bild 6.19 zeigt den Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der Drehzahl bei rotierender Spannungseinprägung ohne gleichzeitige Identifikation der Induktivitäten. Bild 6.20 zeigt den Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der Drehzahl bei alternierender Spannungseinprägung, wobei auch hier keine Identifikation der Induktivitäten stattfindet. Die Güte der Schätzungen unterscheidet sich nur geringfügig



**Abbildung 6.19:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei rotierender Spannungseinprägung ohne Parameteridentifikation



**Abbildung 6.20:** Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei alternierender Spannungseinprägung ohne Parameteridentifikation

von den obigen Simulationsergebnissen (Bild 6.8 und Bild 6.10). Lediglich bei der rotierenden Spannungseinprägung ist zu erkennen, dass ein hochfrequenter Schätzfehler vorhanden bleibt, der durch die falschen Werte der geschätzten Parameter begründet ist. Dass trotz Abweichung der geschätzten Parameter nur ein vernachlässigbar kleiner Schätzfehler der Rotorlage bzw. Drehzahl entsteht, kann auch auf analytischem Wege hergeleitet werden. Hierzu kann der Ausdruck für die hochfrequenten Ströme bei

rotierender und alternierender Spannungseinprägung, die im vorangehenden Kapitel aufgeführt sind (Gleichung 5.6 und 5.8), in die Berechnungsvorschrift der zeitlichen Ableitung der geschätzten Rotorlage (Gleichung 6.26) eingesetzt werden. Die detaillierte Herleitung wird an dieser Stelle jedoch nicht aufgeführt.

Das SS-MRAS kann somit auch als universelle Auswertung des HF-Stromes aufgefasst werden, wobei sowohl die rotierende als auch die alternierende Spannungseinprägung der klassischen HF-Injektion vorgenommen werden kann. Der bei rotierender Spannungseinprägung entstehende Schätzfehler, der die Trägerfrequenz besitzt, lässt sich wiederum gut filtern, indem z.B. das adaptive Filter verwendet wird, dessen Herleitung noch an spätere Stelle in diesem Kapitel erfolgt.

Die durchgeführten Simulationen betrachten den quasistationären Schätzfehler bei rotierender und alternierender Spannungseinprägung. Wie im vorstehenden Abschnitt erwähnt, lässt sich der Einfluss der Stromregelung mit der Einprägung einer zufälligen HF-Spannung vergleichen. Der negative Einfluss der Stromregelung ohne Kenntnis der transienten Induktivitäten lässt sich somit anhand von Bild 6.17 schon jetzt abschätzen. Eine ausführliche Analyse der Beeinflussung der Rotorlageschätzung durch die Stromregelung erfolgt jedoch erst in Kapitel 7, wenn die Störanfälligkeit des geberlosen Betriebs grundsätzlich behandelt wird.

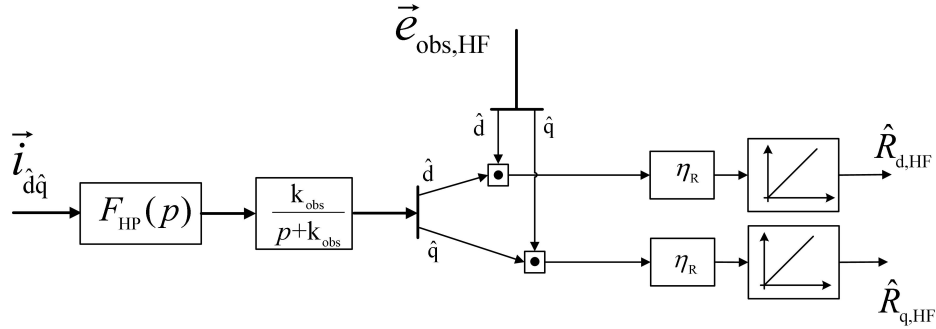
## 6.4 Identifikation bei erweiterter Modellierung des Antriebssystems

Nachdem bisher nur ein vereinfachtes Grundwellenmodell der PMSYM verwendet wurde, liegt jetzt die detaillierte Modellierung des Antriebssystems entsprechend Kapitel 2 und 3 zugrunde. Im Folgenden wird hergeleitet, wie das SS-MRAS die störenden Einflüsse von Wirbelströmen, Cross-Saturation, Oberwelleneffekten und des Wechselrichters berücksichtigt. Wie in den vorangehenden Kapiteln hergeleitet, gilt es zu berücksichtigen, dass die genannten Effekte entweder einen konstanten oder einen harmonischen Schätzfehler des Beobachters verursachen, was einen entsprechenden Schätzfehler der Rotorlage nach sich zieht. Darüberhinaus gilt es zu beachten, ob die Effekte einen Einfluss auf den grundfrequenten oder den hochfrequenten Fehler des Beobachters ausüben (oder beides).

### 6.4.1 Berücksichtigung von Wirbelstromeffekten

In diesem Abschnitt wird hergeleitet, wie sich Wirbelströme in den PM auf den Schätzfehler des Flussbeobachters auswirken. Die Intensität der Wirbelströme nimmt mit

der zeitlichen Ableitung der magnetischen Induktion zu, weshalb sie vor allem auf das hochfrequente Verhalten der Maschinen einen Einfluss ausüben. Wie in Kapitel 5 gezeigt wird, kann der Einfluss der Wirbelstromeffekte durch den Felddämpfungsfaktor beschrieben werden. Dieser bewirkt für einen bestimmten Arbeitspunkt der Maschine, dass die transiente Induktivität in Richtung der d-Achse abnimmt und der HF-Widerstand ansteigt. Hinsichtlich der gerberlosen Regelung ist es somit nicht das Ziel, die Wirbelströme an sich zu schätzen oder das Modell des Flussbeobachters gemäß der Modellierung aus Kapitel 2 (vgl. Bild 2.8) zu erweitern, was eine sehr komplexe Aufgabe darstellt. Stattdessen muss nur die Identifikation des HF-Widerstandes angepasst werden, indem sowohl für die d-Achse als auch für die q-Achse ein HF-Widerstand modelliert wird. Das resultierende BSB ist in Bild 6.21 zu sehen. Die Struktur der Identifikation der transienten Induktivitäten bleibt erhalten.



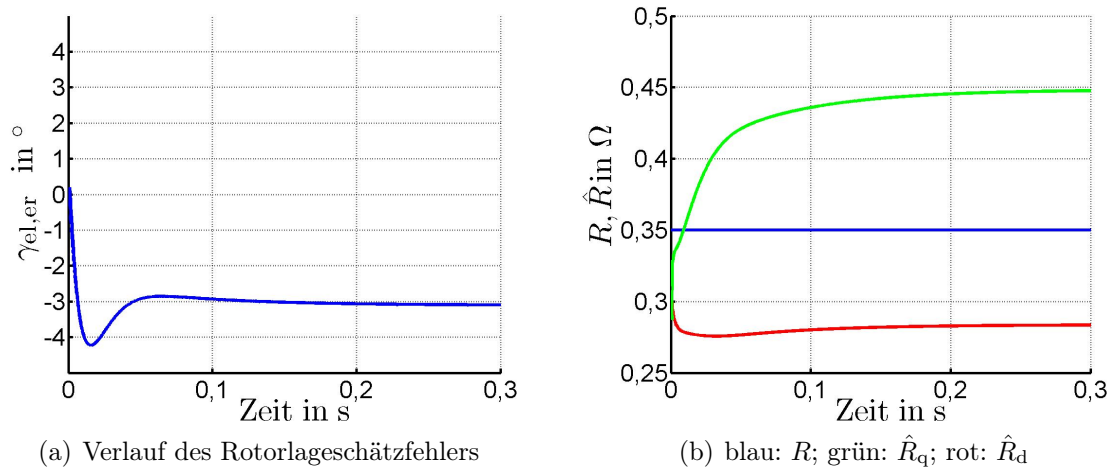
**Abbildung 6.21:** Identifikation der d- und q-Komponente des Widerstandes

Bei der Wahl einer geeigneten HF-Spannung ist wiederum darauf zu achten, dass die Gradienten der zu identifizierenden Größen nicht proportional voneinander abhängen. Ohne Berücksichtigung der Wirbelstromeffekte wird für die Schätzung des HF-Widerstandes die Summe der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten des Stromes verwendet (Bild 6.7). Jetzt hingegen wird für die Identifikation des HF-Widerstandes in einer Achse auch der Strom in dieser benötigt, wie die folgenden Gradienten verdeutlichen:

$$\begin{aligned} \frac{\partial e_{\text{obs, HF}, \hat{d}}}{\partial \hat{R}_{d, \text{HF}}} &= -F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{d}} \\ &= -i_{\hat{d}, \text{ers, TP}} \quad , \end{aligned} \quad (6.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial e_{\text{obs, HF}, \hat{d}}}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} &= -2 \cdot \Delta L' \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{q}} \\ &= -2 \cdot \Delta L' \cdot i_{\hat{q}, \text{ers, HP}} \quad . \end{aligned} \quad (6.30)$$

Der Einfachheit halber wird nur die  $\hat{d}$ -Komponente des Schätzfehlers dargestellt. Der Gradient des Widerstandes  $\hat{R}_{d, \text{HF}}$  hängt von dem tiefpassgefilterten  $\hat{d}$ -Strom ab und der Gradient der Rotorlage vom hochpassgefilterten  $\hat{q}$ -Strom. Die HF-Spannungseinprägung muss so gewählt werden, dass die Ersatzeingangsgrößen ( $i_{\hat{d}, \text{ers}, \text{TP}}$  und  $i_{\hat{q}, \text{ers}, \text{HP}}$ ) keinen ähnlichen Verlauf aufweisen. Wird ein rotierender Spannungszeiger eingepreßt, ist dies jedoch der Fall. Aufgrund der Tiefpassfilterung entsteht eine Phasenverschiebung des  $\hat{d}$ -Stromes von nahezu  $90^\circ$  elektrisch. Die Hochpassfilterung erzeugt hinsichtlich des HF-Stromes nur eine äußerst geringe Phasenverschiebung. Da die  $\hat{q}$ -Komponente des rotierenden Spannungszeigers um  $90^\circ$  elektrisch zur  $\hat{d}$ -Komponente verschoben ist, haben der tiefpassgefilterte  $\hat{d}$ -Strom und der hochpassgefilterte  $\hat{q}$ -Strom wiederum (fast) die gleiche Phasenlage. Dadurch ist es nicht möglich, die einzelnen Komponenten des HF-Widerstandes und die Rotorlage fehlerfrei zu schätzen. Dies verdeutlicht Bild 6.22, in dem das Simulationsergebnis der Rotorlageschätzung mittels SS-MRAS dargestellt wird, wobei ein rotierender Spannungszeiger eingepreßt und die Widerstandskomponenten gemäß Bild 6.21 geschätzt werden. Die Simulation berücksichtigt jedoch noch keine Wirbelstromeffekte. Es ist zu erkennen, dass ein bleibender Schätzfehler der Rotorlage und der beiden Komponenten des HF-Widerstandes auftritt.



**Abbildung 6.22:** Zeitlicher Verlauf des geschätzten Widerstandes bei Unterteilung in d- und q-Komponente bei rotierender Spannungseinprägung

Um eine fehlerfreie Schätzung zu erzielen, muss folglich verhindert werden, dass  $i_{\hat{d}, \text{ers}, \text{TP}}$  und  $i_{\hat{q}, \text{ers}, \text{HP}}$  einen zueinander proportionalen Verlauf aufweisen. Dies ist z.B. durch die Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel möglich, wie sie oben beschrieben wird. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, sowohl einen alternierende Spannungszeiger in Richtung der  $\hat{d}$ -Achse, als auch einen in Richtung der  $\hat{q}$ -Achse einzupreßen. Hierbei ist entscheidend, dass die harmonischen Spannungsverläufe eine unterschiedliche Frequenz aufweisen. Hinsichtlich der Identifikation wirkt diese „Multiple Frequency HF-Injection“ (MHF-Injektion) wie eine Entkopplung der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -

Komponenten des Beobachterschätzfehlers über die unterschiedlichen Frequenzen. Dies ist ein entscheidender Vorteil gegenüber der alternierenden und rotierenden Spannungseinprägung der klassischen HF-Injektion. In Bild 6.24 und 6.25 sind die Simulationsergebnisse des SS-MRAS mit Hilfe der MHF-Injektion dargestellt. Die Simulation berücksichtigt jetzt ebenfalls das Auftreten von Wirbelströmen. Hierfür liegt die Modellierung nach Kapitel 2 zugrunde. Die Frequenz des alternierenden Spannungszeigers in Richtung der geschätzten d-Achse beträgt 1000 Hz, die Amplitude 10 V. Die Amplitude der  $\hat{q}$ -Komponente beträgt 5 V; für die Frequenz wurde 1500 Hz gewählt. In Bild 6.24 ist der Verlauf der geschätzten Drehzahl und des Rotorlageschätzfehlers zu sehen. Die Verläufe der geschätzten transienten Induktivitäten und der HF-Widerstände sind in Bild 6.25 zu sehen. Der erste Abschnitt der Simulation berücksichtigt keine Wirbelstromeffekte. Erst nach 0,2 s wird dieser Effekt berücksichtigt, was gut anhand der Parameteridentifikation zu erkennen ist. Gemäß der Beschreibung des Wirbelstromeffektes durch den Felddämpfungsfaktor ergeben sich in Richtung der d-Achse neue Werte für den HF-Widerstand und die transiente Induktivität. Dass diese korrekt geschätzt werden, ist daran zu erkennen, dass kein Rotorlageschätzfehler auftritt. Nach 0,4 s ändert sich der Wert der  $\hat{q}$ -Induktivität (,wodurch beispielsweise magnetische Sättigung simuliert wird), so dass das Vorzeichen der Induktivitätsdifferenz ( $\Delta L'$ ) wechselt. Da aufgrund der angepassten Spannungseinprägung beide Komponenten der Induktivität richtig geschätzt werden, bleibt die Rotorlageschätzung stabil. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass durch die angepasste Struktur der Parameteridentifikation in Verbindung mit der MHF-Injektion eine sehr gute Schätzung der Rotorlage und der resultierenden Parameter möglich ist.

Wie im vorangehenden Kapitel erwähnt, kann der Wirbelstromeffekt bzw. der Felddämpfungsfaktor ebenfalls dafür verwendet werden, um die Rotorlage zu schätzen (vgl. Gleichung 5.18). Hierzu muss der Beobachterschätzfehler gemäß dem BSB in Bild 6.23 ausgewertet werden. Die modifizierte Struktur der Rotorlageschätzung setzt eine entsprechend hohe Intensität des Wirbelstromeffekts voraus, welche wiederum entscheidend vom das Maschinendesign abhängt. Wie z.B. in [75] beschrieben, prägen sich in der Regel nur bei PMSYM mit Oberflächen-PM die Wirbelströme in dem Maße aus<sup>4</sup>, dass deren Auswertung sinnvoll erscheint. Die Rückwirkung des Rotors in Form des Felddämpfungsfaktor kann jedoch auch dadurch verstärkt werden, indem zusätzliche Spulen in den Rotor integriert werden ([85]). Inwieweit das Maschinendesign auf die Ausprägung von Wirbelströmen bzw. den Felddämpfungsfaktor Einfluss nimmt, soll innerhalb dieser Arbeit jedoch nicht näher untersucht werden.

Das grundsätzliche Prinzip der MHF-Injektion, nämlich die Einprägung harmonischer

---

<sup>4</sup>Hierbei sind auch weitere Konstruktionsparameter entscheidend, wie z.B. die Segmentierung der PM.

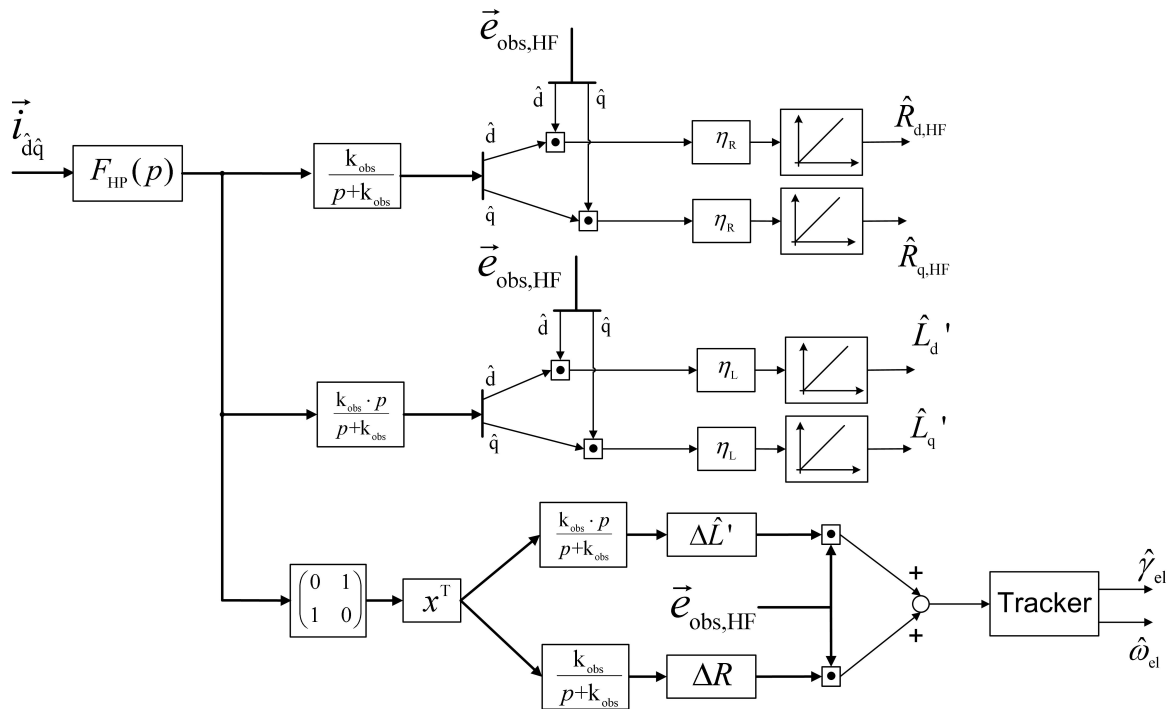


Abbildung 6.23: BSB des GDM bei Nutzung des Wirbelstromeffekts zur Rotorlageschätzung

Spannungsverläufe mit unterschiedlichen Frequenzen, wird bereits in [86] behandelt. Hierbei liegt jedoch eine andere Intention vor, da der Einfluss von Wirbelströmen nicht behandelt wird. Stattdessen wird untersucht, wie durch eine wechselnde Frequenz der q-Spannung das Geräusch beeinflusst werden kann, das durch die HF-Injektion verursacht wird. Dieser Aspekt wird im folgenden Kapitel wieder aufgegriffen, wenn die Auswahl der Spannungseinprägung diskutiert wird.

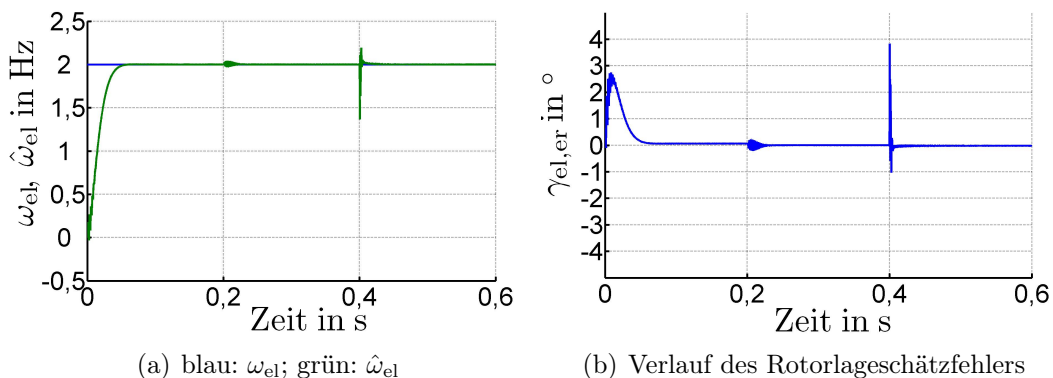
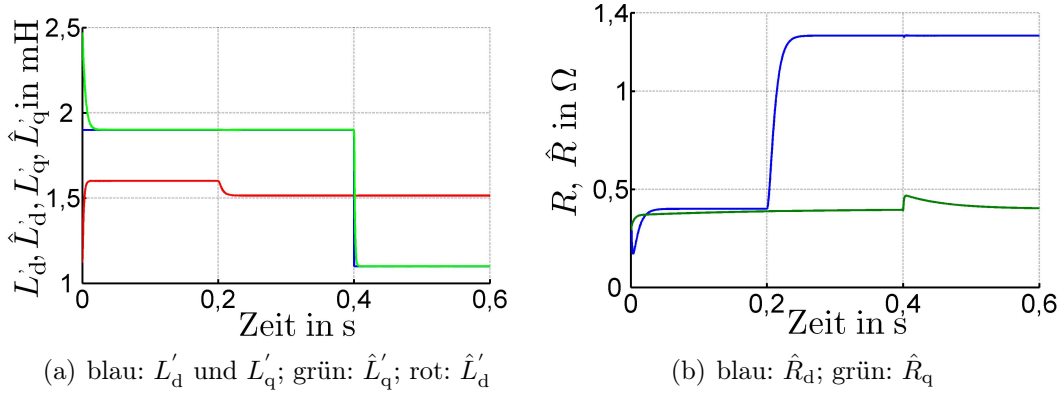


Abbildung 6.24: Zeitlicher Verlauf der geschätzten Drehzahl und des Rotorlageschätzfehlers bei MHF-Injektion; Wirbelstromeffekt wird ab 0,2 s in der Simulation berücksichtigt; bei 0,4 s erfolgt eine Änderung der q-Induktivität





**Abbildung 6.25:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei MHF-Injektion; Wirbelstromeffekt wird ab 0,2 s in der Simulation berücksichtigt; bei 0,4 s erfolgt eine Änderung der q-Induktivität

### 6.4.2 Berücksichtigung der transienten Gegeninduktivität (Cross - Saturation - Effekt)

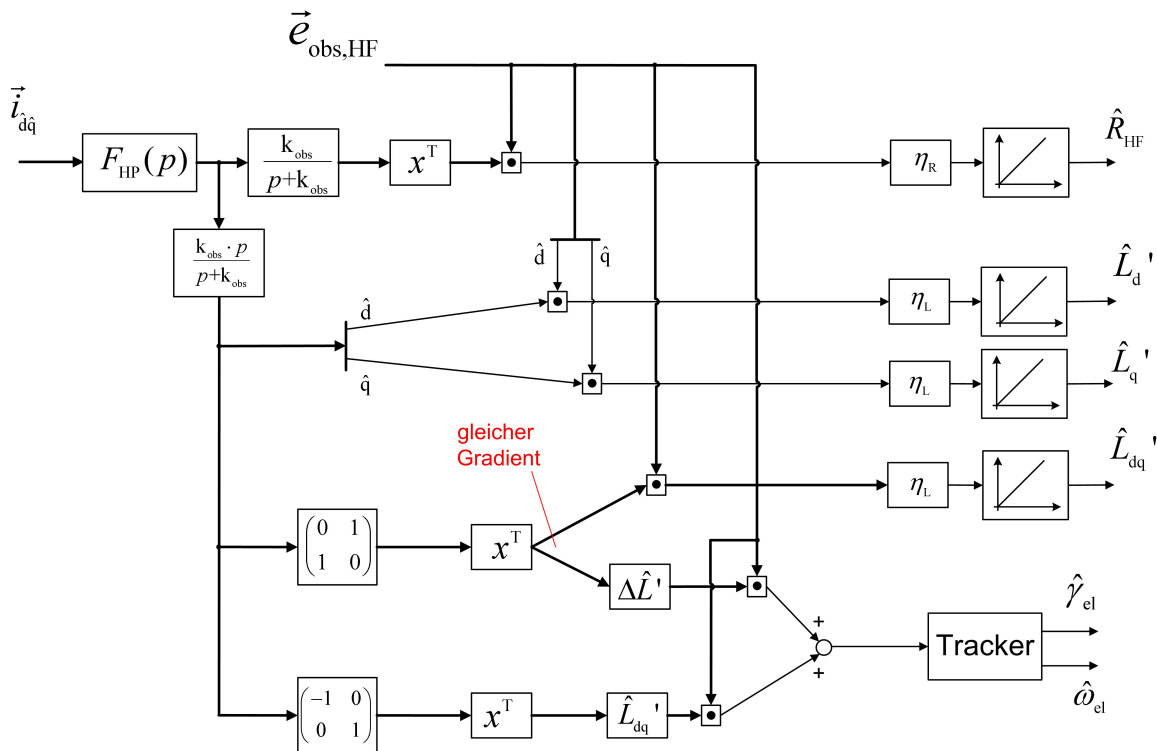
Einer der bedeutendsten Einflüsse auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ist der der transienten Gegeninduktivität bzw. der Cross-Saturation-Effekt. Wie in den vorstehenden Kapiteln hergeleitet wird, bewirkt er, dass sich die Achse der Anisotropie aus der d-Achse der PM-Flussverkettung heraus bewegt, was in einem konstanten Schätzfehler resultiert. Wird die Gegeninduktivität gemäß der Modellierung nach Kapitel 2 in den Flussbeobachter integriert, ändert sich der hochfrequente Beobachter-schätzfehler aus Gleichung 6.12 wie folgt:

$$\begin{aligned}
 \vec{i}_{\text{obs,HF}} = & \begin{pmatrix} R_{d,\text{HF,er}} & 0 \\ 0 & R_{q,\text{HF,er}} \end{pmatrix} \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\
 & + \left( \begin{pmatrix} \hat{L}'_{d,\text{er}} & 0 \\ 0 & \hat{L}'_{q,\text{er}} \end{pmatrix} + 2 \cdot \Delta L' \cdot \begin{pmatrix} 0 & \gamma_{\text{el,er}} \\ \gamma_{\text{el,er}} & 0 \end{pmatrix} \right) \\
 & \dots \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\
 & + \left( \begin{pmatrix} 0 & \hat{L}'_{dq,\text{er}} \\ \hat{L}'_{dq,\text{er}} & 0 \end{pmatrix} + 2 \cdot L'_{dq} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} & 0 \\ 0 & \gamma_{\text{el,er}} \end{pmatrix} \right) \\
 & \dots \cdot F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \quad (6.31)
 \end{aligned}$$

Das sich daraus ergebende BSB für die Identifikation der Parameter und Rotorlage ist in Bild 6.26 dargestellt. Für dessen Herleitung stellt wiederum die Bildung der Gradienten den Ausgangspunkt dar.

Im Gegensatz zu der bisherigen Analyse, bei der die Gegeninduktivität vernachlässigt

wird, ist jetzt keine eindeutige Identifikation der Rotorlage und der transienten Induktivitäten möglich, da die entsprechenden Gradienten proportional zueinander sind. Dieser Aspekt ist in Bild 6.26 rot gekennzeichnet. Aufgrund der Gegeninduktivität hängen jetzt sowohl die transienten Induktivitäten als auch die Rotorlage vom  $\hat{d}$ - und vom  $\hat{q}$ -Strom ab. Eine fehlerfreie Identifikation der Rotorlage ist somit nur möglich, wenn die Gegeninduktivität bekannt ist. Analog gilt, dass die Rotorlage bekannt sein muss, wenn die Gegeninduktivität ermittelt werden soll. Durch das SS-MRAS hat die Gegeninduktivität somit denselben störenden Einfluss auf die Rotorlageschätzung, wie es von der klassischen HF-Injektion bekannt ist. Dies ist nicht verwunderlich, da beide Verfahren der Rotorlageschätzung auf dem gleichen physikalischen Prinzip basieren; Gleichung 6.31 stellt lediglich den analytischen Zusammenhang her.

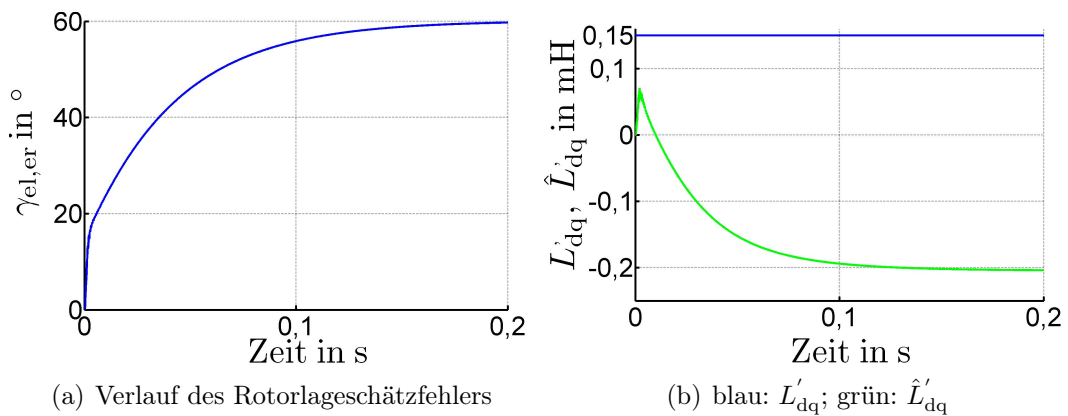


**Abbildung 6.26:** Struktur der Identifikation unter Berücksichtigung der transienten Gegeninduktivität

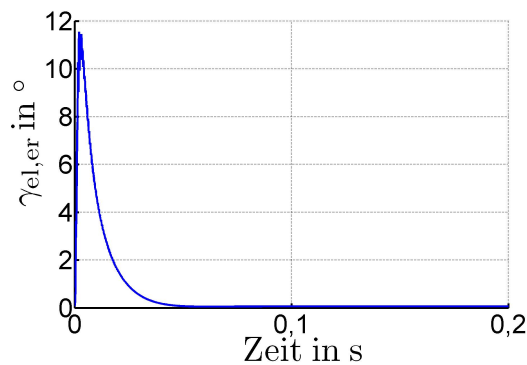
Es ist somit nicht möglich, anhand des HF-Schätzfehlers gleichzeitig sowohl die Rotorlage als auch die Gegeninduktivität zu bestimmen. Dieser fundamentale Aspekt muss bei der resultierenden Identifikationsstrategie berücksichtigt werden, was jedoch erst in Kapitel 7 ausführlich behandelt wird.

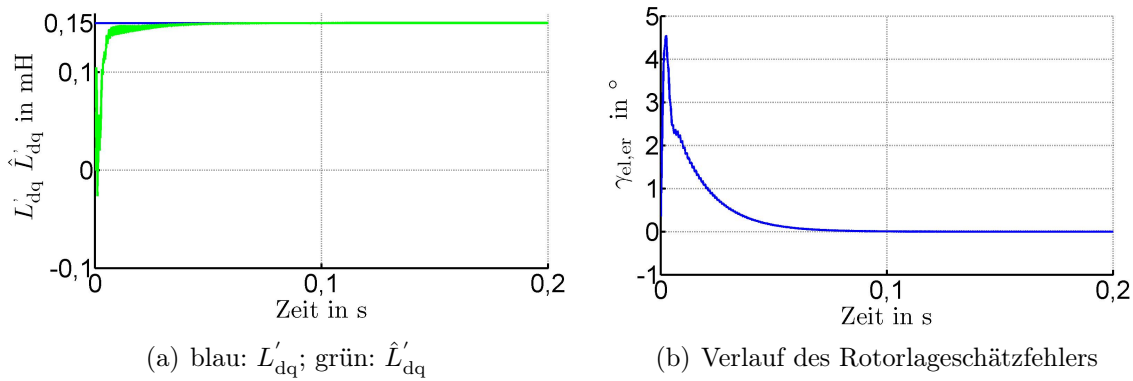
Bild 6.29 zeigt das Simulationsergebnis bei gleichzeitiger Identifikation der Rotorlage und Gegeninduktivität. Als Wert für die Gegeninduktivität wurde 0,15 mH verwendet, was der Hälfte der Induktivitätsdifferenz entspricht ( $L'_{dq} = \Delta L'$ ). Für die HF-Spannung

wird eine rotierende Spannungseinprägung gewählt, da an dieser Stelle Wirbelstromeffekte vernachlässigt werden. Es ist zu erkennen, dass sich intolerant große Schätzfehler für Rotorlage und Gegeninduktivität einstellen. Bild 6.28 zeigt das Ergebnis der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung bei bekannter Gegeninduktivität. Es wird eine fehlerfreie Schätzung erzielt. Im Gegensatz dazu stellt Bild 6.29(a) die Identifikation der Gegeninduktivität dar, wenn die Rotorlage bekannt ist. Die Gegeninduktivität wird sehr gut geschätzt, genau wie die d- und q-Induktivität, deren Schätzung an dieser Stelle jedoch nicht explizit dargestellt wird. Bei dieser Simulation wurde eine EMK-basierte Rotorlageschätzung mit Hilfe des grundfrequenten Beobachterschätzfehlers durchgeführt. Die EMK-basierte Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Identifikation der transienten Induktivitäten setzt allerdings eine gewisse Drehzahl voraus. Wie hierbei grundsätzlich vorzugehen ist bzw. welche weiteren Möglichkeiten bestehen, die Gegeninduktivität geberlos zu ermitteln, wird im folgenden Kapitel detailliert behandelt.



(a) Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

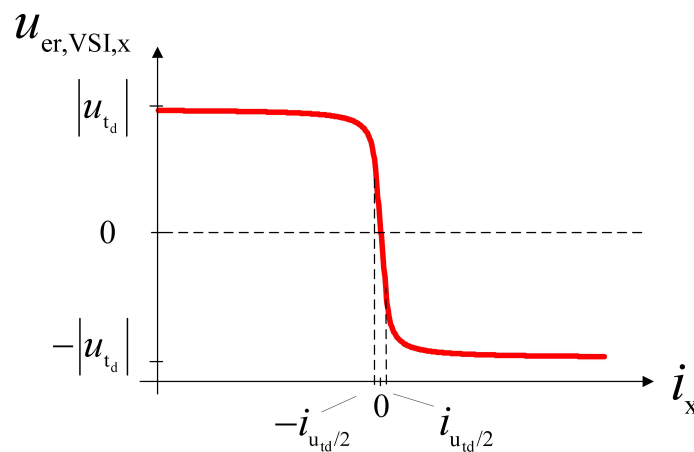
(b) blau:  $L'_{dq}$ ; grün:  $\hat{L}'_{dq}$ **Abbildung 6.27:** Gleichzeitige Identifikation der Rotorlage und Gegeninduktivität**Abbildung 6.28:** Verlauf des Rotorlageschätzfehlers bei bekannter Gegeninduktivität



**Abbildung 6.29:** EMK-basierte Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Identifikation der transienten Gegeninduktivität

### 6.4.3 Berücksichtigung der Wechselrichterstörspannung

Wie in Kapitel 3 beschrieben, übt der Wechselrichter einen störenden Einfluss auf die Regelung der PMSYM bzw. die Rotorlageschätzung aus. Die störenden Effekte können mit Hilfe einer Störspannung analytisch approximiert werden. Der analytische Ausdruck ist in Gleichung 3.14 in Kapitel 3 aufgeführt. Der dazugehörige Verlauf der Störspannung in Abhängigkeit vom Leiterstrom ist noch einmal in Bild 6.30 dargestellt. Wird für die Modellierung der Störspannung ebenfalls Gleichung 3.14 verwendet, stellt



**Abbildung 6.30:** Resultierende Störspannung eines Leiters des VSI

sich die Identifikation der unbekannt Parameter relativ komplex dar. Dies liegt zum einen darin begründet, dass die Störspannung nach Gleichung 3.14 keine stetig differenzierbare Funktion darstellt. Dies ist jedoch eine Voraussetzung für die Verwendung des GDM ([83]). Zum anderen ist bei der Berechnung der Gradienten die Division durch variable Größen (wie z.B. den Strom) erforderlich, was den Rechenaufwand erheblich steigert.

Aus diesem Grund wird die analytische Beschreibung der Störspannung durch eine

geeignere Funktion approximiert, die wie folgt beschrieben ist:

$$u_{er,VSI,x} = -U_{T_d,max} \cdot (1 - e^{-a_{T_d} \cdot |i_x|}) \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (6.32)$$

Der Wert  $U_{T_d,max}$  bestimmt den maximalen Wert der Störspannung. Mit Hilfe von  $-a_{T_d}$  wird die Steigung der Störspannung für den Bereich kleiner Ströme eingestellt. Die zu identifizierenden Parameter der approximierten Störspannung sind  $-U_{T_d,max}$  und  $-a_{T_d}$ . Die Bildung der Gradienten ergibt sich wie folgt:

$$\frac{\partial u_{er,VSI,x}}{\partial (-\hat{U}_{T_d,max})} = (1 - e^{-a_{T_d} \cdot |i_x|}) \cdot \text{sign}(i_x) \quad (6.33)$$

und

$$\frac{\partial u_{er,VSI,x}}{\partial (-\hat{a}_{T_d})} = U_{T_d,max} \cdot e^{-\hat{a}_{T_d} \cdot |i_x|} \cdot |i_x| \cdot \text{sign}(i_x) \quad . \quad (6.34)$$

Für die Berechnung der Gradienten wird keine Division durch ein veränderliche Größe benötigt. Die Identifikation der Parameter erfolgt wiederum mit Hilfe des Beobachterschätzfehlers, wobei dieser in das abc-System transformiert wird, damit Gleichung 6.32 verwendet werden kann. Das BSB der Identifikationsstruktur ist in Bild 6.31 dargestellt. Es gilt hierbei zu beachten, dass mindestens zwei Schätzfehler, am besten jedoch alle zur Verfügung stehenden Schätzfehler ( $e_{obs,f,a}$ ,  $e_{obs,f,b}$  und  $e_{obs,f,c}$ ) verwendet werden. Dadurch wird gewährleistet, dass die vorhandenen Informationen über die Parameter voll ausgenutzt werden. Dass ständerfeste Größen verwendet werden, verdeutlicht, dass für die Identifikation die Rotorlage nicht bekannt sein muss, da die Störspannung gemäß Gleichung 6.32 keine Abhängigkeit von dieser aufweist.

In dem BSB ist zu erkennen, dass der grundfrequente Schätzfehler verwendet wird. Wie in Kapitel 3 beschrieben wird, steht für die Approximation der Störspannung nur der abgetastete Strom zu Verfügung. Dies führt zu Schätzfehlern, wenn die zeitliche Ableitung des Stromes bzw. dessen Frequenz entsprechend hoch ist. Das bedeutet, dass sich die Störspannung am besten bei geringen Frequenzen des Stromes und somit durch den grundfrequenten Beobachterschätzfehler identifizieren lässt, worauf später noch einmal Bezug genommen wird. In Bild 6.32 ist das Simulationsergebnis der Identifikation der Störspannung dargestellt. Hierbei wurde in Richtung der ständerfesten  $\alpha$ -Achse ein Strom mit einer Frequenz von 3 Hz und einer Amplitude von 10 A erregt. Der Widerstand wurde als bekannt vorausgesetzt. In Bild 6.32(a) ist der zeitliche Verlauf der geschätzten Parameter dargestellt. In Bild 6.32(b) ist der Verlauf der daraus resultierenden geschätzten Störspannung im Vergleich zur tatsächlichen abgebildet. Die

tatsächliche Störspannung wurde gemäß der Modellierung in Kapitel 3 simuliert. (Auf die korrekte Simulation der Wechselrichtereffekte wird in Kapitel 9 detailliert eingegangen.). Es ist zu erkennen, dass mit Hilfe der Approximation der Störspannung aus Gleichung 6.33 die tatsächliche Störspannung sehr gut nachgebildet werden kann. Es ist hervorzuheben, dass die Identifikation der Parameter keine Vorabkenntnisse über den Wechselrichter (Schaltverzugszeiten, parasitäre Kapazitäten, etc.) erfordert. In Bild 6.32(a) ist darüberhinaus zu erkennen, dass die Identifikation des Parameters  $a_{Td}$  einen treppenförmigen Verlauf aufweist. Gemäß Gleichung 6.34 nimmt die Intensität des Gradienten mit ansteigender Stromamplitude ab. Folglich ist eine Identifikation immer nur während eines Nulldurchgangs der Leiterströme möglich, was sich im zeitlichen Verlauf des geschätzten Parameters widerspiegelt.

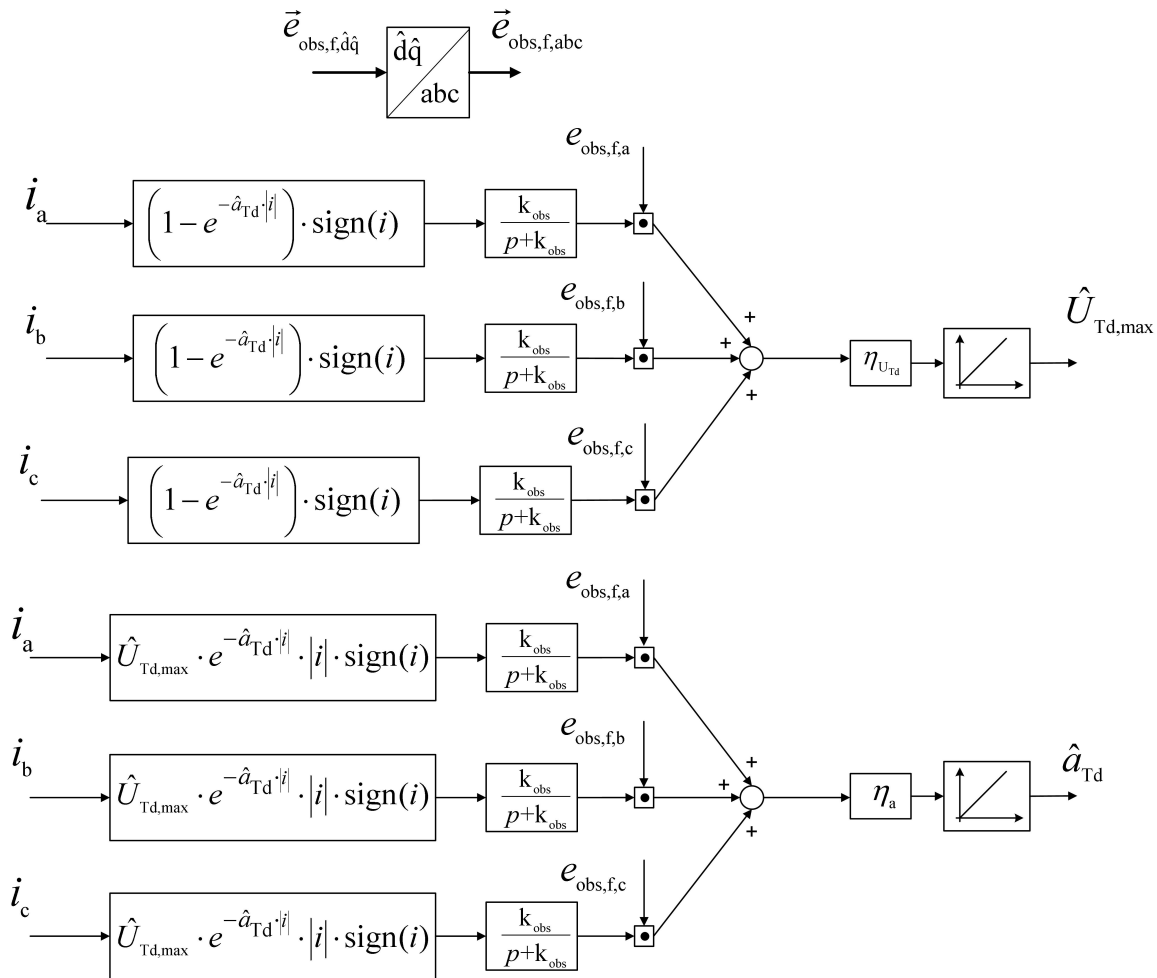
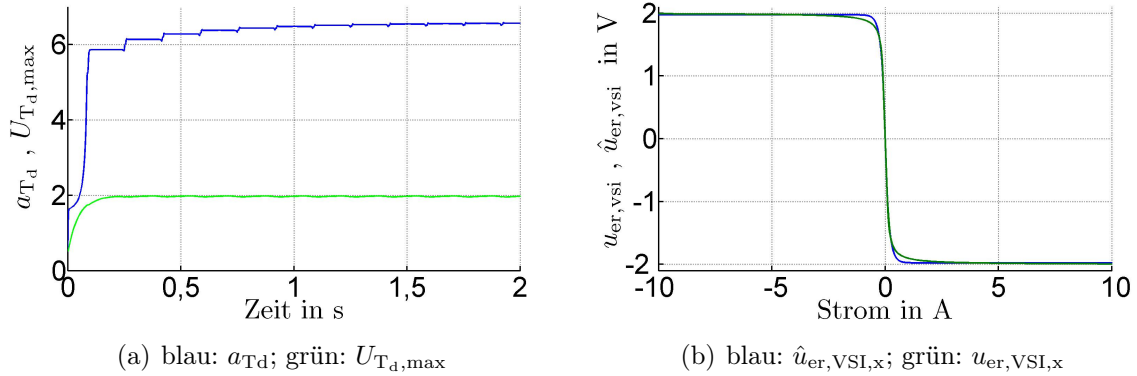


Abbildung 6.31: Identifikation der Wechselrichterstörspannung

Die beschriebene Modellierung bzw. Schätzung der Störspannung liefert sehr gute Ergebnisse, sie kann allerdings noch weiter vereinfacht werden. Hierzu wird die Störspannung durch eine Sättigungsfunktion angenähert, die für einen gewissen Bereich proportional vom Leiterstrom abhängt. Der analytische Ausdruck ist im Folgenden



**Abbildung 6.32:** Verlauf der geschätzten Störspannung und deren geschätzte Parameter

aufgeführt:

$$u_{er,VSI,x} = -U_{T_d,max} \cdot \text{sat}(i_x) \quad (6.35)$$

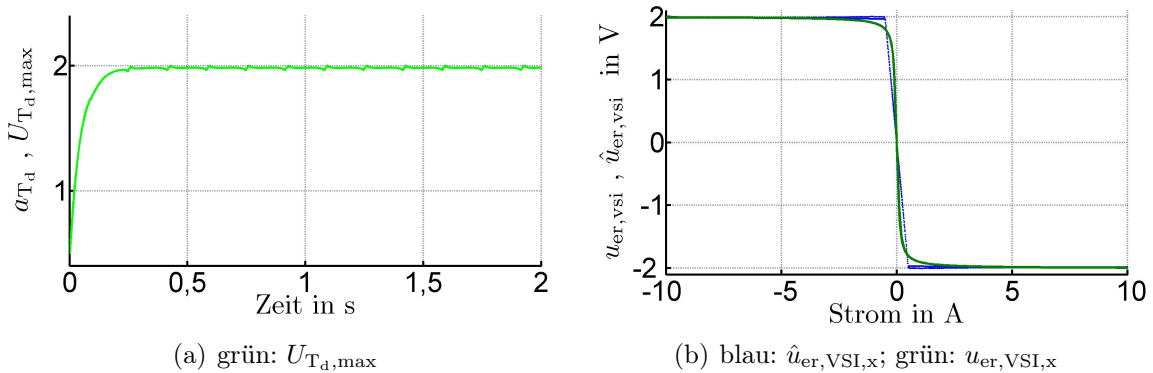
wobei gilt:

$$\begin{aligned} \text{sat}(i_x) &= \frac{i_x}{i_{lin}} && \text{für } |i_x| \leq i_{lin} \\ \text{sat}(i_x) &= \text{sign}(i_x) && \text{für } |i_x| > i_{lin} \end{aligned}$$

Diese Vorgehensweise stellt aufgrund der einfachen Implementierbarkeit eine gängige Methode dar und ist in zahlreichen Veröffentlichungen beschrieben (u.a. [43]). Der Nachteil besteht jedoch darin, dass die Funktion nicht stetig differenzierbar ist, weshalb mit Hilfe des GDM nicht ermittelt werden kann, ab wann der Verlauf vom linearen in den nichtlinearen Bereich übergeht bzw. welchen Wert  $i_{lin}$  in Gleichung 6.35 annimmt. Dieser Bereich muss folglich vorab bekannt sein, was allerdings mit Hilfe der Beschreibung der Störspannung aus Kapitel 3 relativ gut abgeschätzt werden kann, wenn die Kenndaten des Umrichters bekannt sind. Ist dies der Fall, muss nur noch der maximale Betrag der Störspannung geschätzt werden.  $\text{sat}(i_x)$  stellt somit die Eingangsgröße zur Identifikation des Parameters  $U_{T_d,max}$  dar. Bild 6.33 zeigt das Simulationsergebnis des geschätzten Parameters und den Verlauf der resultierenden Störspannung. Es ist zu erkennen, dass der geschätzte Verlauf mit dem tatsächlichen relativ gut übereinstimmt. Im Vergleich zur vorab beschriebenen Methode wird zwar ein schlechteres Ergebnis erzielt, die Komplexität der Struktur hingegen ist wesentlich geringer.

Hinsichtlich der zweiten Methode, könnte argumentiert werden, dass mit Hilfe der Kenndaten des VSI der maximale Betrag der Störspannung ohnehin berechnet werden könnte, da die analytische Beschreibung der Störspannung bekannt ist. Wie in Kapitel

3 in Gleichung 3.3 dargestellt wird, ist die Störspannung vor allem von der Schaltverzugszeit und den verzögerten Einschalt- bzw. Ausschaltzeiten der Halbleiter ( $t_{\text{on}}$ ) bzw. ( $t_{\text{off}}$ ) abhängig. Für ein reales System ist es jedoch relativ schwierig, aus den Kenndaten vorab die effektive Störspannung zu berechnen, die sich als Mittelwert über eine Schaltperiode einstellt. Im Rahmen dieser Arbeit ergab sich bei entsprechenden Versuchen immer eine nicht zu vernachlässigende Abweichung. Sehr wahrscheinlich liegt dies vor allem am Schaltverhalten der Halbleiterbauelemente, was bisher als einigermaßen ideal angenommen wird. Es ist daher schwer zu berechnen, welche effektiv wirksamen  $t_{\text{on}}$  bzw.  $t_{\text{off}}$  sich ergeben. Die Schätzung der resultierenden Störspannung mit Hilfe der beschriebenen Vorgehensweise stellt somit eine weitaus zuverlässigere Methode dar.



**Abbildung 6.33:** Verlauf der geschätzten Störspannung und der geschätzten maximalen Amplitude

In Bild 6.34 ist das Simulationsergebnis der EMK-basierten Schätzung der Rotorlage bzw. Drehzahl dargestellt. Hierbei wurden die d- und q-Komponenten des grundfrequenten Stromes auf einen Wert von 5 A geregelt. Die Rotordrehzahl beträgt 15 Hz elektrisch. Die PM-Flussverkettung beträgt 0,066 Vs. Im ersten Abschnitt der Simulation wird keine Minderung der Störspannung vorgenommen. Der daraus resultierende Schätzfehler besteht aus einem konstanten und weiteren harmonischen Anteilen. Die Frequenzen der Harmonischen sind ein Vielfaches der sechsfachen Rotordrehzahl bzw. der Grundfrequenz des Stromes. Wie in Kapitel 3 erläutert, lässt sich das Auftreten der Harmonischen sechsfacher Grundfrequenz dadurch erklären, dass während einer Periode der Grundfrequenz sechsmal ein Nulldurchgang der Leiterströme stattfindet. Der konstante Offset wird vor allem dadurch hervorgerufen, dass eine d-Komponente des Stromes vorhanden ist. Ein Teil der Wechselrichterstörspannung wirkt sich im quasistationären Betrieb ähnlich wie ein zusätzlicher Widerstand aus (vgl. Kapitel 5). Aufgrund des d-Stromes wird somit eine Störspannung in Richtung der  $\hat{d}$ -Achse erzeugt, die wiederum einen konstanten Offset hervorruft. Dies ist ein wichtiger Aspekt, wenn höhere Drehzahlen betrachtet werden, bei denen in der Regel ein d-Strom zur

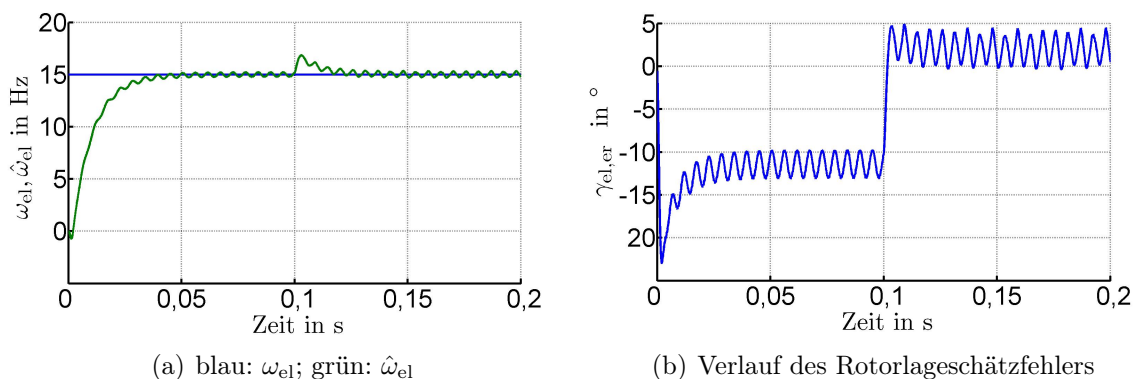


Feldschwächung notwendig ist oder auch das Reluktanzmoment der Maschine genutzt wird, wie auch noch in Kapitel 10 behandelt wird.

Ab 0,1 s wird in der Simulation eine Minderung der Störspannung vorgenommen. Dazu wird die Störspannung nach Gleichung 6.32 mit den zuvor identifizierten Parametern nachgebildet. Es ist zu erkennen, dass der Offset des Schätzfehlers eindeutig verringert werden kann. Das Oszillieren des Schätzfehlers hingegen bleibt weiterhin bestehen bzw. kann nur sehr schwach gedämpft werden. Wie in Kapitel 3 hergeleitet wird, ist die Approximation der Störspannung bei geringen Strömen fehlerbehaftet, wenn deren zeitliche Ableitung bzw. Frequenz hoch ist. Dies liegt daran, dass für die Schätzung der Störspannung nur der abgetastete Strom zur Verfügung steht und nicht der Strom zum Zeitpunkt des Schaltens der Halbleiterbauelemente (vgl. Bild 3.12).

Entscheidend ist jedoch, dass der konstante Schätzfehler gemindert werden kann. Die Filterung der verbleibenden, harmonischen Schätzfehler wird an späterer Stelle behandelt.

Grundsätzlich gilt jedoch festzuhalten, dass der Einfluss der Wechselrichterstörspannung mit zunehmender Drehzahl abnimmt, da die Intensität der EMK und damit der Signal-Rausch-Abstand proportional zur Drehzahl ansteigt. Umgekehrt gilt, dass vor allem die Wechselrichterstörspannung beeinflusst, bis zu welcher unteren Drehzahl die EMK-basierte Rotorlageschätzung in ausreichender Güte angewendet werden kann.

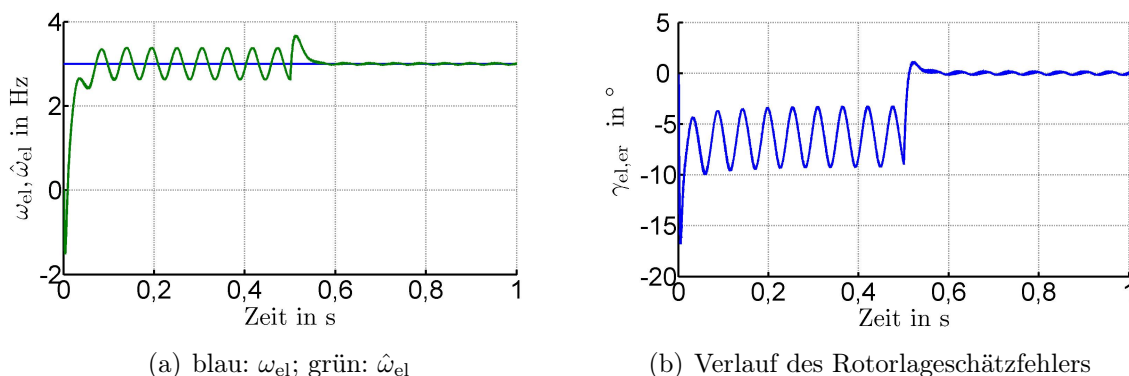


**Abbildung 6.34:** Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung und deren Minderung; Minderung der Wechselrichterstörspannung ab 0,1 s

Der Aspekt, dass die Störspannung bei hohen Frequenzen des Stromes nur sehr schlecht nachgebildet werden kann, ist auch von entscheidender Bedeutung für die anisotropie-basierte Rotorlageschätzung, da diese einen hochfrequenten Stromverlauf voraussetzt. Die Bilder 6.35 und 6.36 verdeutlichen den Einfluss des Wechselrichters auf die Rotorlageschätzung mittels HF-Spannung. Hierbei betrug die q-Komponente des grundfrequenten Stromes 5 A und die d-Komponente 0 A. In Bild 6.35 wird keine Minderung

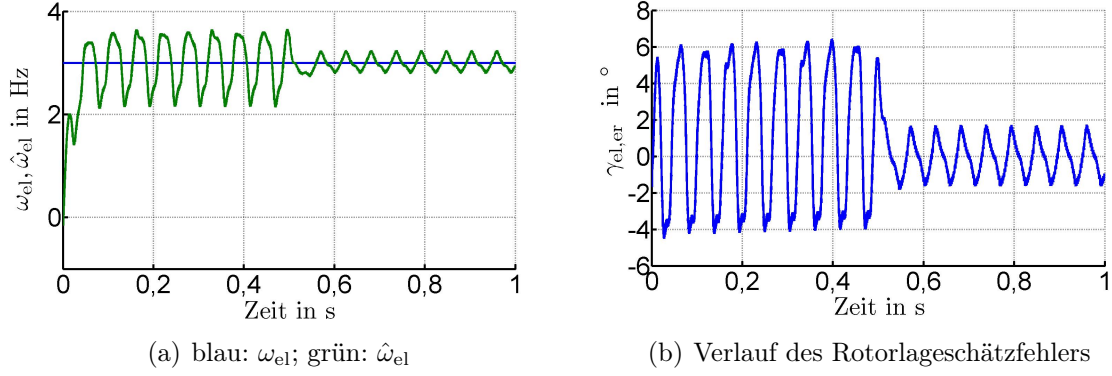
der Störspannung vorgenommen. Für den ersten Abschnitt liegt eine rotierende Spannungseinprägung vor, ab 0,5 s wird ein Wechsel zur MHF-Injektion vollzogen. Für die rotierende Spannungseinprägung ist zu erkennen, dass sich ein konstanter Schätzfehler einstellt, der von einem harmonischen Schätzfehler überlagert wird. Die Frequenz des harmonischen Schätzfehlers beträgt wiederum ein Vielfaches der sechsfachen Rotordrehzahl. Im Gegensatz dazu stellt sich für die MHF-Injektion kein Offset ein und die Oszillation fällt wesentlich schwächer aus. Wie in Kapitel 3 und zahlreichen Veröffentlichungen (z.B. [24] und [71]) behandelt, beeinflusst die Art der Spannungseinprägung entscheidend, wie sich die Störspannung auf die Rotorlageschätzung auswirkt. Dies ist gut anhand der durchgeführten Simulation zu erkennen.

In Bild 6.36 ist das Simulationsergebnis der Schätzung bei dem Versuch dargestellt, die Störspannung zu mindern. Bei rotierender Spannungseinprägung gelingt dies jedoch nur für den konstanten Anteil des Schätzfehlers. Eine Minderung der Oszillation kann nicht bzw. kaum erzielt werden. Bei der MHF-Injektion ist sogar festzustellen, dass der Effekt der Störspannung verstärkt wird. Aufgrund des nichtlinearen Verlaufs der Stör-



**Abbildung 6.35:** Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ohne Minderung; Wechsel von der rotierenden Spannungseinprägung zur MHF-Injektion bei 0,5 s

spannung ist es kaum möglich, den Einfluss auf die Rotorlageschätzung in analytischer Form präzise herzuleiten. Wie in dieser Arbeit bzw. der Literatur beschrieben und anhand der Simulationsergebnisse veranschaulicht wird, hängt der durch den Wechselrichter hervorgerufene Schätzfehler zum einen vom Arbeitspunkt der PMSYM ab, zum anderen von der Art der Spannungseinprägung. Daraus resultiert einerseits ein konstanter Schätzfehler, andererseits harmonische Schätzfehler, deren Frequenzen ein Vielfaches der sechsfachen Rotordrehzahl bzw. Grundfrequenz des Stromes betragen. Durch den hergeleiteten Ansatz der Identifikation der Störspannung bzw. deren Minderung ist es vor allem möglich, den konstanten Anteil des Schätzfehlers zu mindern. Der oszillierende Anteil kann nur schwach gedämpft werden. Im ungünstigsten Falls wird dieser sogar verstärkt, was mit dem künstlich erzeugten Zero Current Clamping



**Abbildung 6.36:** Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Minderung; Wechsel von der rotierenden Spannungseinprägung zur MHF-Injektion bei 0,5 s

verglichen werden kann, das in Kapitel 3 beschrieben wird. Für die zusätzliche Minderung der harmonischen Schätzfehler wird innerhalb dieser Arbeit ein adaptives Filter verwendet, das an späterer Stelle erläutert wird.

#### 6.4.4 Berücksichtigung von Oberwelleneffekten

Wie in den vorangehenden Kapiteln hergeleitet wird, bewirken Oberwelleneffekte ebenfalls ein Oszillieren der geschätzten Rotorlage. Bezüglich der EMK-basierten Rotorlageschätzung werden diese vor allem durch Oberwellen der PM-Induktion hervorgerufen. Hinsichtlich der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung sind Mehrfachanisotropien bzw. Oberwellen des magnetischen Leitwerts entscheidend. Für die Identifikation der Oberwelleneffekte liegt wiederum die Modellierung der PMSYM aus Kapitel 2 zugrunde.

Die Berücksichtigung der Oberwellen der PM-Induktion ergibt sich durch die PM-Flussverkettung in folgender Form:

$$\vec{\Psi}_{PM,h,dq} = \Psi_{PM,h} \cdot \begin{pmatrix} \cos(h_{dq} \cdot \gamma_{el} + \varphi_{PM,h}) \\ \sin(h_{dq} \cdot \gamma_{el} + \varphi_{PM,h}) \end{pmatrix} . \quad (6.36)$$

Hierbei beschreibt  $h_{dq}$  die Ordnung der Harmonischen im dq-System und  $\varphi_{PM,h}$  die Phasenlage. Die Oberharmonische der resultierenden EMK spiegelt sich im grundfrequenten Beobachterschätzfehler wie folgt wider:

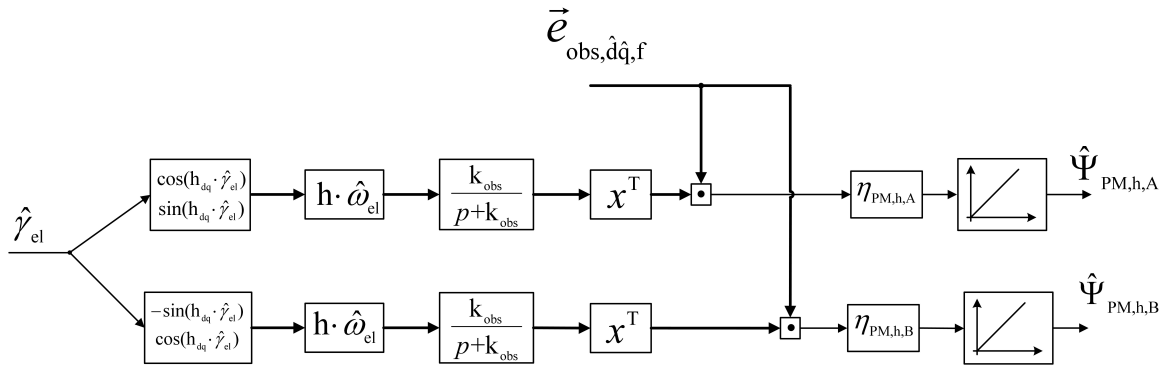
$$\begin{aligned} \vec{e}_{obs,f} = & h \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \Psi_{PM,h,A,er} \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(h_{dq} \cdot \gamma_{el}) \\ \sin(h_{dq} \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} \\ & + h \cdot \hat{\omega}_{el} \cdot \Psi_{PM,h,B,er} \cdot \frac{k_{obs}}{p + k_{obs}} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(h_{dq} \cdot \gamma_{el}) \\ \cos(h_{dq} \cdot \gamma_{el}) \end{pmatrix} + \dots \quad (6.37) \end{aligned}$$

Anstatt die Phasenlage und den Betrag der Oberharmonischen direkt zu schätzen, werden die Komponenten  $\Psi_{PM,h,A}$  und  $\Psi_{PM,h,B}$  verwendet, die folgenden Zusammenhang aufweisen:

$$\varphi_{PM,h} = \arctan \left( \frac{\Psi_{PM,h,B}}{\Psi_{PM,h,A}} \right)$$

$$\Psi_{PM,h} = \sqrt{\Psi_{PM,h,A}^2 + \Psi_{PM,h,B}^2} \quad .$$

Das BSB für die Schätzung der EMK-Oberharmonischen ist in Bild 6.37 dargestellt.



**Abbildung 6.37:** Identifikation der Oberharmonischen der PM-Flussverketzung

Als nächstes wird die Auswirkung von Mehrfachanisotropien und deren Identifikation analysiert. Bei deren Berücksichtigung ergibt der HF-Schätzfehler des Beobachters folgenden Ausdruck:

$$\vec{e}_{obs,HF} = 2 \cdot \Delta L'_{h,er} \cdot \begin{pmatrix} \cos(h \cdot \gamma_{el} - 2 \cdot \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,h}) & \sin(h \cdot \gamma_{el} - 2 \cdot \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,h}) \\ \sin(h \cdot \gamma_{el} - 2 \cdot \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,h}) & -\cos(h \cdot \gamma_{el} - 2 \cdot \hat{\gamma}_{el} + \varphi_{L,h}) \end{pmatrix}$$

$$\dots \cdot \frac{p}{p + k_{obs}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} + \dots \quad . \quad (6.38)$$

In Gleichung 6.38 beschreibt  $h$  jetzt die Ordnung der Harmonischen im ständerfesten KOS. Die Identifikation der Oberharmonischen wird vereinfacht, wenn der Schätzfehler in einem KOS beschrieben wird, das der geschätzten Mehrfachanisotropie überlagert ist. Der Winkel für die Transformation in dieses KOS beträgt somit die Hälfte des  $h$ -fachen des Rotorlagewinkels ( $\hat{\gamma}_h = \frac{h}{2} \cdot \hat{\gamma}_{el}$ ). Unter der Annahme kleiner Rotorlage-schätzfehler ergibt sich in diesem KOS der folgende Schätzfehler des Beobachters, der

durch die Mehrfachanisotropie verursacht wird:

$$\vec{e}_{\text{obs, HF, h}} = \left( \Delta L'_{\text{h,A,er}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} + \Delta L'_{\text{h,B,er}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \right) \cdots \cdot \frac{p + j \cdot \left(\frac{h}{2}\right) \cdot \hat{\omega}_{\text{el}}}{p + j \cdot \left(\frac{h}{2}\right) \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{\text{dq}}, \text{h}} \quad (6.39)$$

Wiederum werden zwei um  $90^\circ$  elektrisch zueinander versetzte Komponenten ( $\Delta L'_{\text{h,A,er}}$  und  $\Delta L'_{\text{h,B,er}}$ ) verwendet, um die Phasenlage der Mehrfachanisotropie nachzubilden. Das resultierende BSB der Identifikation ist in Bild 6.38 dargestellt.

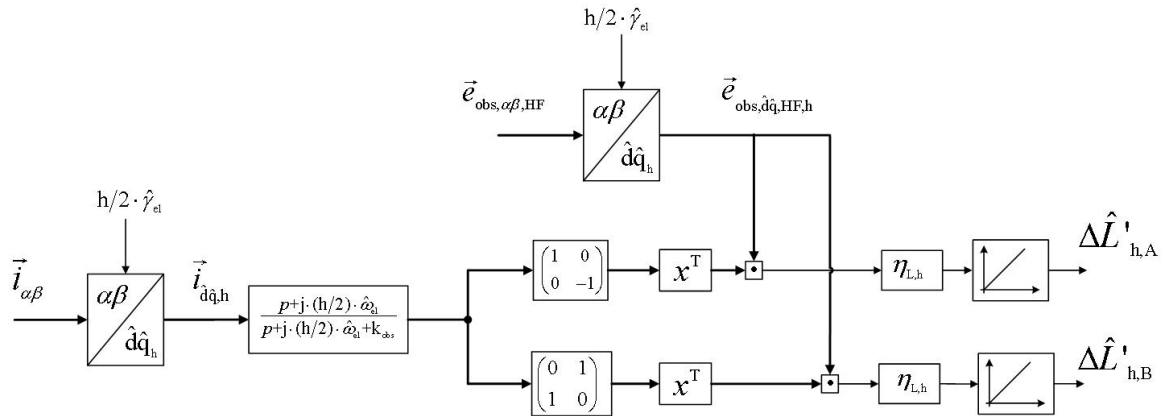


Abbildung 6.38: Identifikation der Oberharmonischen der Induktivität

Die hergeleiteten Strukturen zur Identifikation der Oberwelleneffekte liefern gute Ergebnisse, solange Sie einzeln betrachtet werden, was innerhalb dieser Arbeit durch entsprechende Simulationen untermauert werden konnte. Auf diese wird jedoch nicht detailliert eingegangen, da die beschriebene Identifikationsstruktur auch Nachteile mit sich bringt. Zum einen ist die Struktur relativ komplex, da immer auch die Phasenlage der Oberharmonischen der EMK bzw. Induktivität und somit zwei Komponenten bestimmt werden müssen. Zum anderen gilt es zu beachten, welche Ordnungen die Harmonischen aufweisen. Denn wie zuvor beschrieben, ruft die Störspannung des Wechselrichters ebenfalls einen harmonischen Schätzfehler der Rotorlage hervor. Treten daher beide Effekte mit gleicher Frequenz auf, erschwert dies die eindeutige Identifikation enorm. Hinsichtlich der PM-Flussverkettung können sich oftmals aufgrund des Maschinendesigns Harmonische -5ter und 7ter Ordnung ausprägen<sup>5</sup>. Im dq-KOS treten diese wiederum als Harmonische -6ter und 6ter Ordnung auf, wodurch sie sich nur sehr schwer von der Störspannung des Wechselrichters unterscheiden lassen, die ebenfalls mit der sechsfachen Grundfrequenz auftritt.

Die beschriebenen Aspekte verdeutlichen, dass die eindeutige Identifikation von Ober-

<sup>5</sup>Das Auftreten der Harmonischen -5ter und 7ter Ordnung in der EMK wird in Kapitel 10 wieder aufgegriffen.

welleneffekten und den Einflüssen des Wechselrichters eine äußerst komplexe Aufgabe darstellt. Dies gilt vor allem dann, wenn die unterschiedlichen Effekte eine ähnlich große Intensität aufweisen.

An dieser Stelle sei daher noch einmal betont, dass das übergeordnete Ziel dieser Arbeit allein die Identifikation der Rotorlage bzw. Drehzahl ist. Eine darüberhinausgehende Identifikation der PMSYM ist zwar wünschenswert, hat jedoch aufgrund der Komplexität eine untergeordnete Priorität. Deshalb werden die bisher betrachteten Systemparameter nur deshalb identifiziert, um deren Einfluss auf die Rotorlageschätzung zu mindern. Hierbei liegt die Modellierung der Maschine nach Kapitel 2 zugrunde. Für die Minderung der harmonischen Rotorlageschätzfehler ist dieses Vorgehen jedoch nicht mehr zielführend, weshalb im nächsten Abschnitt ein adaptives Filter hergeleitet wird, das einen weitaus effektiveren Ansatz darstellt.

## 6.5 Adaptive Filterung von Oberschwingungen des Schätzfehlers mittels Harmonic Activated Neural Network (HANN)

Sowohl die Störspannung des Wechselrichters als auch die Oberwelleneffekte rufen einen harmonischen Schätzfehler hervor. Aus den oben beschriebenen Gründen wird nun jedoch nicht mehr unterschieden, wodurch das Oszillieren der geschätzten Rotorlage verursacht wird. Im Flussbeobachter wird die Ursache infolgedessen auch nicht modelliert. Stattdessen wird in diesem Abschnitt ein adaptives Filter hergeleitet, das auf einem Harmonic Activated Neural Network (HANN)<sup>6</sup> basiert, das der integralen Struktur des Trackers vorgeschaltet wird. In Bild 6.39 ist oben das BSB der modifizierten Rotorlageschätzung zu sehen.  $F_{\text{int,Tracker}}(p)$  stellt die integrale Struktur des Trackers dar, wie sie für den Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS verwendet wird. In Kapitel 4 wurde bereits das Übertragungsverhalten der EMK-basierten Rotorlageschätzung beschrieben (vgl. u.a. Bild 4.14), was für die anisotropiebasierte jedoch erst in Kapitel 7 erfolgt. Es sei daher vorweggenommen, dass sich das Übertragungsverhalten der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung in ähnlicher Form beschreiben lässt, wie es von der EMK-basierten bekannt ist. Hierbei ist vor allem das integrierende Verhalten von  $F_{\text{int,Tracker}}(p)$  von Bedeutung, wodurch sich wiederum ein zeitverzögerndes Verhalten der Rotorlageschätzung ergibt. In der vereinfachten Struktur der Rotorlageschätzung, wie sie im unteren Teil von Bild 6.39 dargestellt ist, wird  $F_{\text{int,Tracker}}(p)$  daher durch einen PI-Regler gefolgt von einem Integrationsglied vereinfacht<sup>7</sup>. In Bild

<sup>6</sup>Für eine grundsätzliche Beschreibung des HANN sei auf [84] verwiesen.

<sup>7</sup>In Bezug auf die Rotorlageschätzung mit Hilfe der Struktur aus Bild 4.14 in Kapitel 4 wird somit das zeitverzögernde Verhalten des Flussbeobachters auf die Rotorlageschätzung vernachlässigt.

6.39 steht die Ersatzgröße  $e_{\text{in,ers}}$  für die Eingangsgröße der integralen Struktur des Trackers. Aufgrund der Oberwelleneffekte und der Wechselrichterstörspannung ist dieser Eingangsgröße eine harmonische Störgröße ( $e_h$ ) überlagert, die das Oszillieren der geschätzten Rotorlage verursacht. Es ist hierbei jedoch nicht von Bedeutung, welche analytische Form diese harmonische Störung aufweist. Entscheidend ist, dass sie vom Betriebspunkt des Antriebssystems abhängt und daher fortlaufend gemindert bzw. adaptiv geschätzt werden muss. Dies geschieht mit Hilfe des HANN, das den Verlauf der harmonischen Störgröße nachbildet ( $\hat{e}_h$ ), wobei hierfür nur die geschätzte Rotorlage zur Verfügung steht. Für die Approximation der Störgröße wird angenommen, dass diese durch eine Fourierreihe beschrieben werden kann, was den Einsatz des HANN ermöglicht.

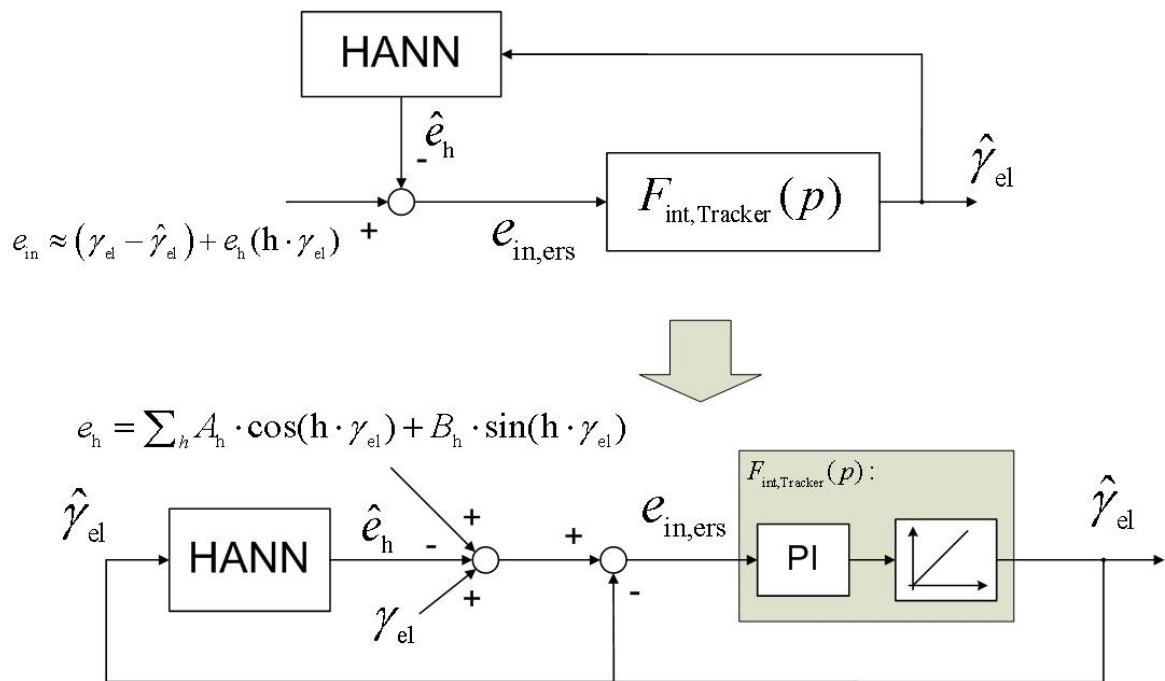


Abbildung 6.39: Struktur der resultierenden Rotorlageschätzung

Analog zur Beschreibung des GDM, wie sie zu Anfang dieses Kapitels vorgenommen wurde, wird für die Schätzung der Störgröße, der Fehler der Rotorlageschätzung ( $e_{\text{in,ers}}$ ) minimiert. Die Übertragungsfunktion des Rotorlageschätzfehlers ( $F_{e_{\text{in,ers}}}(p)$ ) ist im oberen Teil von 6.40 dargestellt. Durch das integrierende Verhalten von  $F_{\text{int,Tracker}}(p)$  weist das Übertragungsverhalten des Rotorlageschätzfehlers ( $F_{e_{\text{in,ers}}}(p)$ ) eine Hochpasscharakteristik auf. Im unteren Teil von Bild 6.40 ist die Struktur des HANN dargestellt, mit der die Störgröße als Fourierreihe nachgebildet wird. Zum besseren Verständnis wird vorerst angenommen, dass für die Schätzung der Störgröße die tatsächliche Rotorlage zur Verfügung steht. Entsprechend der Struktur des HANN müssen die Amplituden ( $\hat{A}_{h1}, \hat{B}_{h1}, \dots$ ) der verschiedenen Schwingungen geschätzt werden, die für die Nachbildung der Störung verwendet werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird in Bild

6.40 nur eine Harmonische der Ordnung  $h_1$  dargestellt. Prinzipiell kann das HANN jedoch um beliebig viele Ordnungen erweitert werden. Es ist zu erkennen, dass sich die Struktur des HANN von den bisher behandelten Strukturen (in Verbindung mit dem GDM) grundsätzlich nicht unterscheidet. Es handelt sich ebenso um eine Linearkombination von gesuchten Parametern, wobei  $x_{\text{ers},h_1,A}$  und  $x_{\text{ers},h_1,B}$  die Ersatzeingangsgrößen bilden. Dieser Aspekt verdeutlicht die Analogie zwischen der klassischen Theorie der Identifikation linearer Systeme und der Theorie der Neuronalen Netze. An dieser Stelle soll kein grundsätzlicher Vergleich angestellt werden. Es sei lediglich darauf hingewiesen, dass bei entsprechenden Voraussetzungen das gleiche System unterschiedlich bezeichnet werden kann. Dies gilt vor allem dann, wenn ein sogenanntes Adaptive Linear Neuron (ADALINE)<sup>8</sup> vorliegt. Das HANN ist ein ADALINE-Modell und hat wie oben erwähnt die Struktur einer Linearkombination aus Eingangsgrößen und Parametern, was auch als Moving Average Finite-Impulse-Response Filter (MA-FIR-Filter)<sup>9</sup> bezeichnet werden kann. Oftmals wird die Verwendung von Neuronalen Netzen mit großer Komplexität und mangelnder Kenntnis des betrachteten Systems verbunden, was auf den nicht fachkundigen Anwender eine abschreckende Wirkung ausübt. Wie jedoch Bild 6.40 und die Analogie zum MA-FIR-Filter verdeutlichen, besitzt das HANN eine sehr einfache Struktur, was dessen Einsatz rechtfertigt.

Die Adaption des HANN erfolgt gemäß Gleichung 6.3, woraus sich die Struktur in Bild 6.41 ergibt. Es ist zu erkennen, dass für die Bildung der Gradienten  $(\frac{\partial e_{\text{in,ers}}}{\partial \hat{A}_{h_1}}, \frac{\partial e_{\text{in,ers}}}{\partial \hat{B}_{h_1}}, \dots)$  die Übertragungsfunktion des Rotorlageschätzfehlers benötigt wird, welche wiederum die integrale Struktur des Trackers ( $F_{\text{int,Tracker}}(p)$ ) beinhaltet. Wie anfangs erwähnt, ist hierbei vor allem das integrierende Verhalten von Bedeutung, denn dadurch weist die Übertragungsfunktion des Rotorlageschätzfehlers ( $F_{e_{\text{in,ers}}}(p)$ ) eine Hochpasscharakteristik auf. Die Hochpasscharakteristik bewirkt, dass keine Schätzung der Oberharmonischen erfolgt, wenn sich der Rotor im Stillstand befindet. Dies ist von entscheidender Bedeutung, da eine Identifikation nur bei drehender Maschine möglich ist<sup>10</sup>. Andernfalls haben (im Stillstand der PMSYM) alle Eingangsgrößen des HANN einen konstanten Wert, wodurch auch die Gradienten linear voneinander abhängen. Wie schon zu Anfang des Kapitels erläutert, ist dann eine Unterscheidung der Störgrößen nicht möglich.

Eine Vereinfachung der Struktur ist möglich, indem die Übertragungsfunktion des Rotorlageschätzfehlers ( $F_{e_{\text{in,ers}}}(p)$ ) durch einen Hochpass erster Ordnung approximiert wird, wie in Bild 6.42 dargestellt ist. Für die Filterung der oberharmonischen Schätz-

<sup>8</sup>Für eine Beschreibung des ADALINE sei auf [84] verwiesen.

<sup>9</sup>Für eine Beschreibung von FIR-Filtern sei auf [1] verwiesen.

<sup>10</sup>Bei kleinen Drehzahlen bzw. Stillstand sind aufgrund der Hochpasscharakteristik ebenfalls die Gradienten  $(\frac{\partial e_{\text{in,ers}}}{\partial \hat{A}_{h_1}}, \frac{\partial e_{\text{in,ers}}}{\partial \hat{B}_{h_1}}, \dots)$  sehr klein bzw. verschwinden diese.



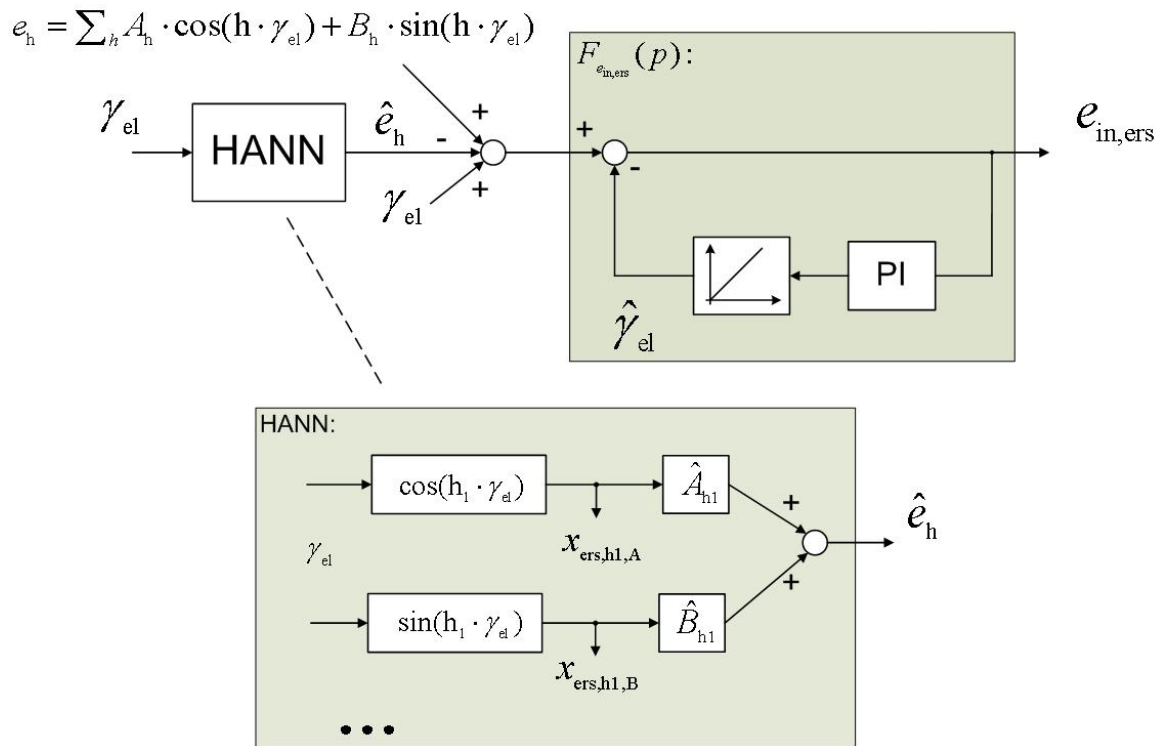


Abbildung 6.40: Übertragungsverhalten des Rotorlageschätzfehlers und Struktur des HANN

fehler ist nicht entscheidend, dass die exakte Übertragungsfunktion des Trackers nachgebildet wird, da die Ursache der Störung nicht bestimmt werden soll. Insofern gilt es nur das integrierende Verhalten des Trackers zu berücksichtigen. Durch die Vereinfachung der Struktur konnte innerhalb dieser Arbeit eine verbesserte Filterung von Oberharmonischen erzielt werden, wie in Kapitel 10 noch gezeigt wird. Für die bisherige Herleitung wird angenommen, dass die Rotorlage für die Adaption zur Verfügung steht, was jedoch nicht der Fall ist, da nur deren geschätzter Wert verwendet werden kann. Wie jedoch auch in [84] erläutert wird, ändert sich dadurch die grundlegende Struktur in Bild 6.41 nicht. Lediglich die Berechnung der Ersatzeingangsgrößen  $x_{ers,h1,A}$ ,  $x_{ers,h1,B}, \dots$  erfolgt mit Hilfe der geschätzten Rotorlage. Der Unterschied, der sich daraus ergibt, dass die Rotorlage nicht gemessen wird, besteht in der Wahl der Schrittweite ( $\eta_h$ ). Um eine stabile Schätzung zu gewährleisten, darf die Schrittweite einen maximalen Wert nicht überschreiten, der von der Dynamik der Rotorlageschätzung abhängt. Mit anderen Worten muss die Rotorlageschätzung bzw. der Tracker eine höhere Dynamik aufweisen als die Adaption des HANN. Für eine detaillierte Herleitung sei an dieser Stelle auf [84] verwiesen.

In der Literatur sind zahlreiche Anwendungen zu finden, bei denen das HANN zur Filterung von unbekanntem harmonischen Störgrößen eingesetzt wird. In [87] dient es z.B. der Minderung von oberharmonischen Netzströmen. In Rahmen dieser Arbeit konnte jedoch keine Veröffentlichung gefunden werden, die den hier vorgestellten Ansatz zur

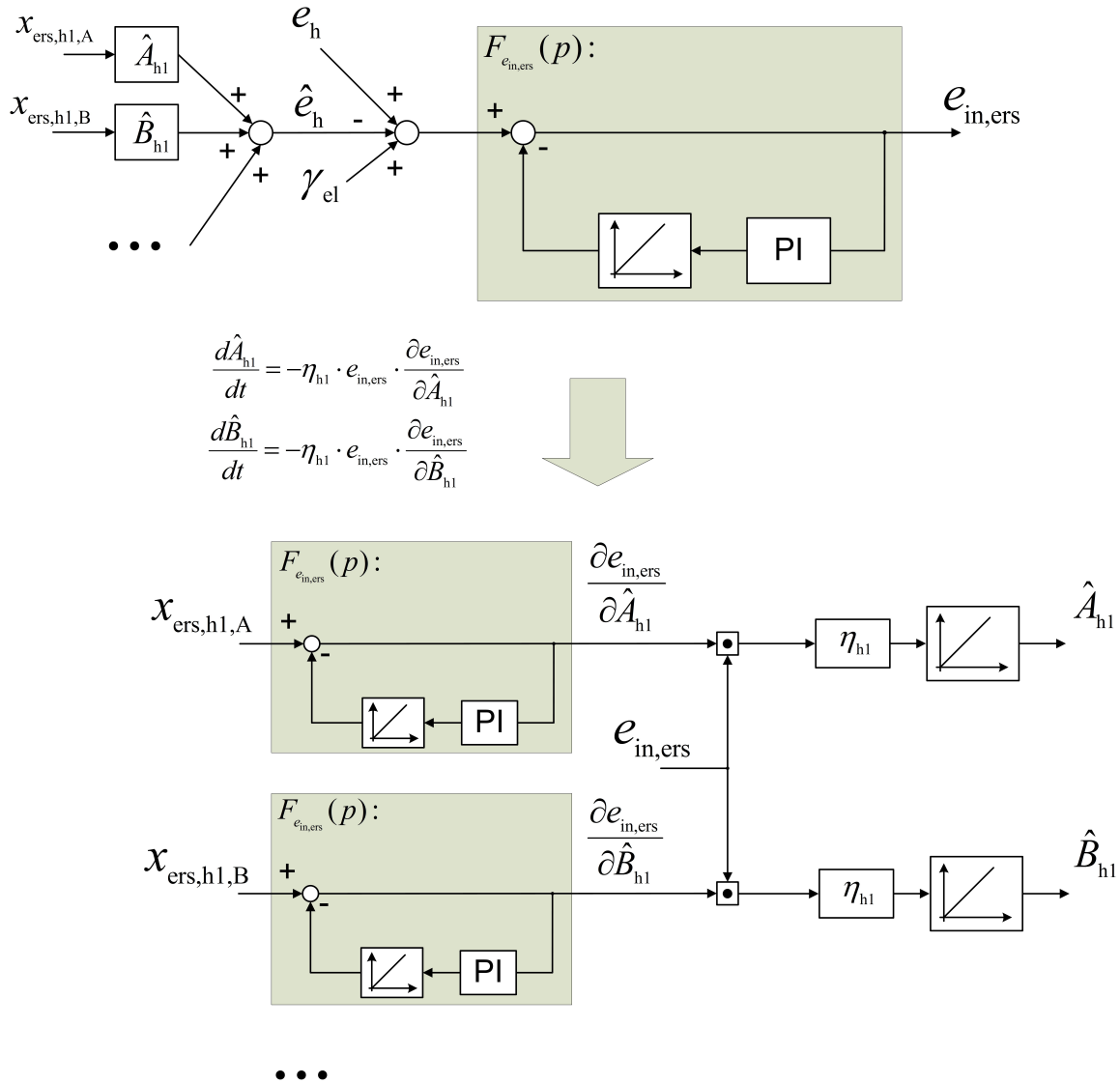


Abbildung 6.41: Adaption des HANN

Minderung der harmonischen Schätzfehler der Rotorlage verwendet, indem das HANN in Kombination mit einem Tracker eingesetzt wird. Bei der Adaption der Parameter des HANN ( $\hat{A}_{hl}, \dots$ ) muss das Übertragungsverhalten des Rotorlageschätzfehlers beachtet werden, da andernfalls eine instabile Struktur entsteht.

Die resultierende Struktur des adaptiven Filters, bestehend aus Tracker und HANN, kann mit einer Online-Fourieranalyse verglichen werden. Dementsprechend hängt die Konvergenzgeschwindigkeit der Identifikation von den auftretenden Frequenzen bzw. der Rotordrehzahl ab. Um eine Harmonische korrekt zu identifizieren, muss deren zeitliche Periode mindestens einmal vollständig durchlaufen werden. Somit erfolgt die Minderung der harmonischen Störung um so schneller, je höher die Rotordrehzahl ist. Für die Minderung der harmonischen Störungen ist es hilfreich, wenn die Ordnung der Harmonischen bekannt ist. Andernfalls müssen die möglichen Ordnungen geschätzt

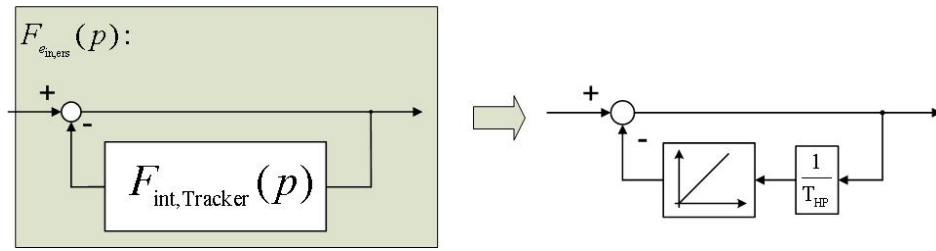
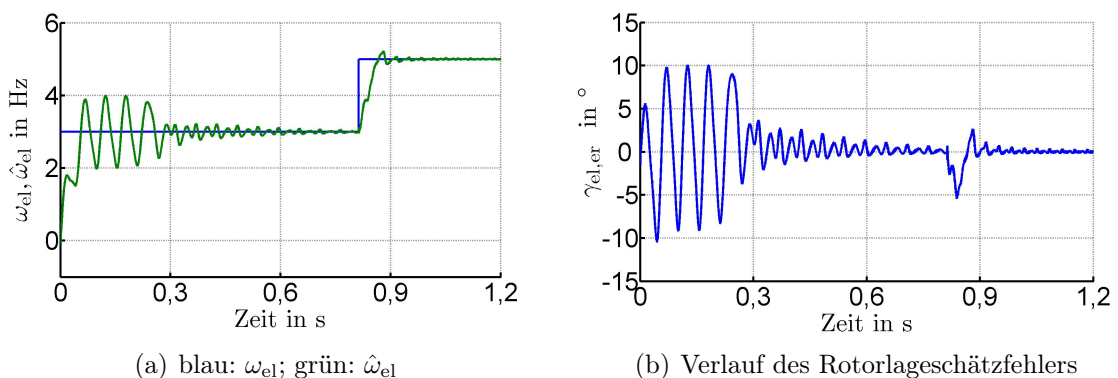


Abbildung 6.42: Vereinfachung der Übertragungsfunktion

werden, was dazu führt, dass keine korrekte Nachbildung der Störung vorliegt.

Die Bilder 6.43 bis 6.45 zeigen Simulationsergebnisse der Rotorlageschätzung bei Anwendung des HANN. In Bild 6.43 ist das Ergebnis der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung dargestellt, wobei die MHF-Injektion verwendet wurde und der q-Strom 5A betrug. Bei der Simulation wurden Mehrfachanisotropien 8ter und 14ter Ordnung berücksichtigt, wobei deren Intensität 30 Prozent und 10 Prozent der Hauptanisotropie 2ter Ordnung entsprach<sup>11</sup>. Zu Anfang wird keine Minderung der Oberwelleneffekte vorgenommen, was deutlich am oszillierenden Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl zu erkennen ist. Ab 0,2 s setzt die adaptive Filterung ein, was eine enorme Verbesserung erzielt. Bei 0,8 s wird ein Drehzahlsprung durchgeführt. Für den neuen Betriebspunkt ergibt sich eine neue Störgröße ( $e_n$ ), welche jedoch auch sehr schnell identifiziert werden kann. Der Verlauf der geschätzten Drehzahl verdeutlicht, dass das HANN die Dynamik der Rotorlageschätzung nicht einschränkt, wie es bei einer passiven Bandpass- bzw. Tiefpassfilterung der Fall wäre.



(a) blau:  $\omega_{el}$ ; grün:  $\hat{\omega}_{el}$

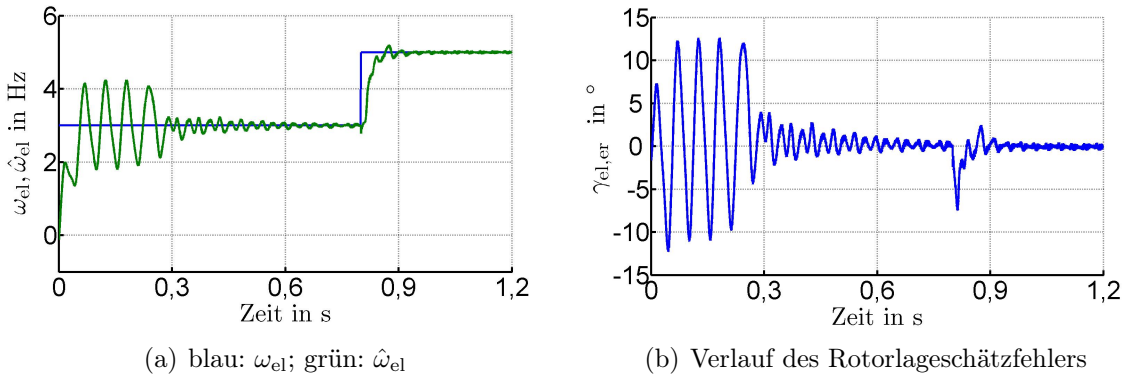
(b) Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

Abbildung 6.43: Adaptive Filterung der Oberwelleneffekte bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein

In Bild 6.44 ist der Verlauf der geschätzten Größen zu sehen, wenn bei der Simulation

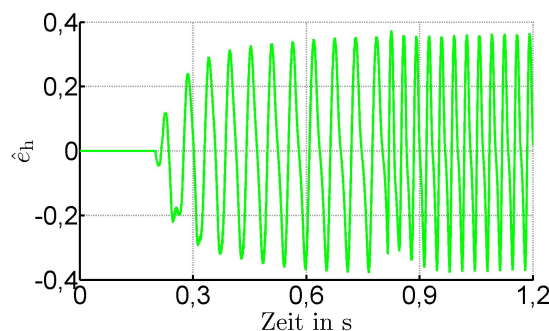
<sup>11</sup>Die Ordnungen wurden willkürlich ausgewählt und nicht auf Basis einer realen PMSYM vorgenommen.

zu den Mehrfachanisotropien noch die Störspannung des Wechselrichters berücksichtigt wird. Anhand der größeren Amplitude des Schätzfehlers der Rotorlage zu Anfang in Bild 6.44(b) ist die zusätzliche Störung durch den Wechselrichter zu erkennen. Auch für diese Simulation ist die Minderung der harmonischen Schätzfehler durch das adaptive Filter sehr gut möglich. In Bild 6.45 ist der Verlauf der identifizierten Störgröße dargestellt, die von der Eingangsgröße des Trackers subtrahiert wird.

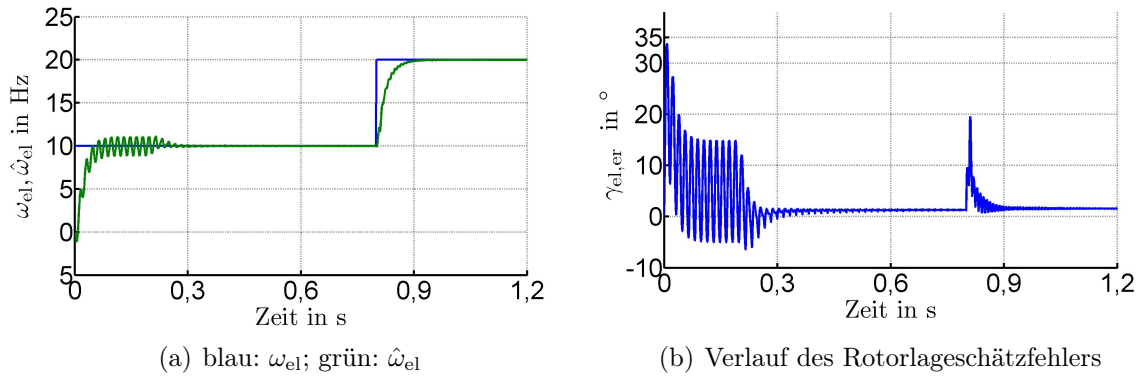


**Abbildung 6.44:** Adaptive Filterung der Oberwellen- und Wechselrichtereffekte bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein

Bild 6.46 zeigt die Simulationsergebnisse der EMK-basierten Rotorlageschätzung. Bei dieser Simulation wurden Oberharmonische der EMK -5ter und 7ter Ordnung berücksichtigt. Die Intensität der Oberwellen der PM-Induktion betrug 10 Prozent bzw. 3 Prozent gegenüber der Intensität der Grundwelle. Darüber hinaus wurde ebenfalls die Störspannung des Wechselrichters simuliert. Auch bei dieser Simulation ist zu erkennen, dass durch das adaptive Filter eine sehr gute Minderung des oszillierenden Schätzfehlers erzielt wird, ohne die Dynamik der Rotorlageschätzung zu mindern. Da eine höhere Drehzahl vorliegt als bei der anisotropiebasierten Schätzung, werden die harmonischen Störungen aus den zuvor beschriebenen Gründen schneller gefiltert. Da dem HANN kein physikalisches Modell der PMSYM zugrunde liegt, kann auch keine Abhängigkeit vom Betriebspunkt bzw. von den Zustandsgrößen der Maschine



**Abbildung 6.45:** Verlauf der geschätzten Störgröße



**Abbildung 6.46:** Adaptive Filterung der Oberwellen- und Wechselrichtereffekte bei EMK-basierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein

hergestellt werden. Wie durch die Drehzahlsprünge bei den durchgeführten Simulationen gezeigt wird, muss für jeden neuen Betriebspunkt eine neue Identifikation der resultierenden Störgröße stattfinden. Dies stellt einen vermeintlichen Nachteil dar, weil nicht alle vorhandenen Informationen über die Störung genutzt werden, wie z.B. die Stromabhängigkeit der Mehrfachanisotropien. Des Weiteren wäre es für eine feldorientierte Regelung der Maschine ebenfalls vorteilhaft zu wissen, welche Oberwellen des Luftspaltfeldes vorhanden sind, um eine Pendelung des Drehmoments zu vermeiden. Hierzu müsste jedoch eine Modellierung der Effekte vorgenommen werden, wie sie in dem vorangehenden Abschnitt beschrieben wird. Angesichts der Komplexität dieses Vorgehens, stellt die in diesem Abschnitt beschriebene adaptive Filterung mittels HANN jedoch den weitaus effizienteren Ansatz dar.

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle noch erwähnt, dass sich die Effekte eines asymmetrischen Aufbaus der PMSYM ebenfalls durch das adaptive Filter mindern lassen. Denn ein asymmetrischer Aufbau bewirkt einen harmonischen Schätzfehler mit der doppelten Rotorfrequenz, wie auch in Kapitel 5 hergeleitet wird. Da der asymmetrische Aufbau jedoch im Vergleich zu den bis hier behandelten Effekten eher eine untergeordnete Rolle einnimmt, wird nicht weiter auf diesen eingegangen.

Bezüglich der Filterung von harmonischen Schätzfehlern sei auf das Verfahren in [88] hingewiesen. Hierbei wird für die Trackerstruktur ein Störgrößenbeobachter entworfen, der ebenfalls eine Minderung der resultierenden Drehzahl- bzw. Drehmomentpendelung bewirkt und dabei relativ einfach zu implementieren ist. Es ist jedoch das Ziel, tatsächliche Drehmomentpendelungen auszuregulieren - die nicht durch einen harmonischen Rotorlageschätzfehler begründet sind - und nicht harmonische Schätzfehler an sich zu mindern, die ebenfalls den Rundlauf der Maschine beeinflussen. Nichtsdestotrotz kann dass in [88] beschriebene Prinzip der Verwendung eines Störgrößenbeobachters auch zur

Minderung harmonischer Schätzfehler dienen, wie sie in diesem Abschnitt behandelt werden. Dadurch ist jedoch immer nur eine Dämpfung der harmonischen Störungen möglich. Die vollständige Minderung ist (theoretisch) nur möglich, wenn die harmonischen Störungen identifiziert werden, wie es für das vorgestellte HANN der Fall ist.

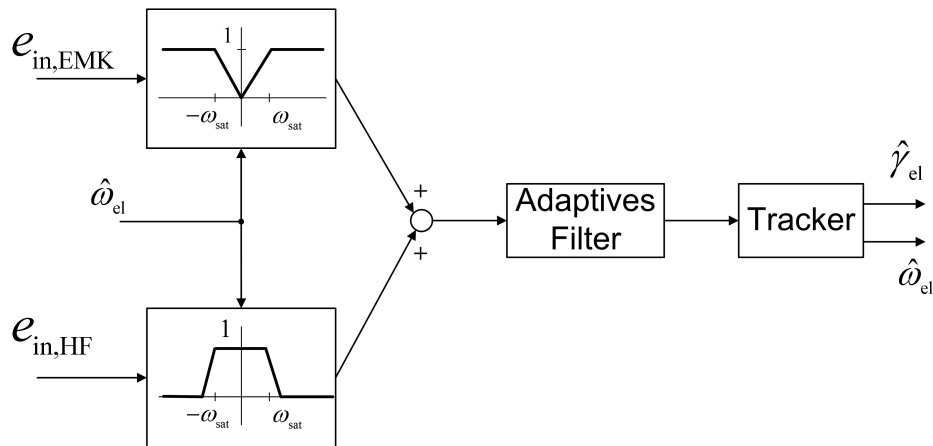
Durch die in [88] angestrebte Minderung von Drehmomentpendelungen wird jedoch eine grundsätzliche Problematik verdeutlicht. Denn es ist zu berücksichtigen, dass die Effekte, die einen harmonischen Schätzfehler der Rotorlage bzw. Drehzahl verursachen, auch immer eine Störgröße bzgl. der Drehmoment- bzw. Drehzahlregelung an sich darstellen können. Gerade oberharmonische der EMK und die Umrichterstörspannung können auch Drehmomentpendelungen bzw. Oberharmonische im Stromverlauf zur Folge haben, die mit gleicher Frequenz auftreten, wie der Schätzfehler der Rotorlage, den sie verursachen. Durch diesen Aspekt stellt sich die Beschreibung des resultierenden Übertragungsverhaltens der übergeordneten geberlosen Drehzahlregelung als äußerst komplex dar.

Der beschriebene Effekt wird anhand der in diesem Abschnitt präsentierten Simulationsergebnisse nicht deutlich, da das mechanische Modell in der Simulation vom elektrischen entkoppelt und die Rotorlage direkt vorgegeben wurde. In Kapitel 10 wird die Problematik der Drehmomentpendelungen bei geberloser Regelung jedoch noch einmal aufgegriffen.

## 6.6 Synthese der Auswertung des grundfrequenten und hochfrequenten Beobachterfehlers

Bisher wird die anisotropiebasierte und die EMK-basierte Rotorlageschätzung getrennt voneinander betrachtet. Ziel ist es jedoch, eine Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich zu realisieren, die kein hartes Umschalten zwischen den beiden Verfahren erfordert. Dies kann auf einfache Weise realisiert werden, indem die EMK-basierte und die anisotropiebasierte Schätzung den gleichen Tracker verwenden, wie es im BSB in Bild 6.47 dargestellt ist. Dies ist eine Vorgehensweise, wie sie prinzipiell auch aus anderen Veröffentlichungen bekannt ist (z.B. [41]). Die Berechnung der Eingangsgrößen erfolgt gemäß der obigen Herleitung (vgl. Bild 6.6 und 6.26). Der Flussbeobachter und die Identifikation der Systemparameter müssen vorerst nicht modifiziert werden. Es ist zu erkennen, dass zusätzlich eine drehzahlabhängige Gewichtung der beiden Eingangsgrößen ( $e_{in,EMK}$  und  $e_{in,HF}$ ) vorgenommen wird. Für kleine Drehzahlen wirkt dadurch überwiegend die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung und für höhere Drehzahlen die EMK-basierte. Die Ursache hierfür liegt im SNR der EMK-basierten Rotorlageschätzung, der mit sinkender Drehzahl schlechter wird. In diesem Zusammenhang weist die EMK-basierte Rotorlageschätzung bei entsprechend hoher Drehzahl

eine sehr viel bessere Güte auf als die anisotropiebasierte. Hinzu kommt, dass durch die überlagerte HF-Spannung zusätzliche Verluste entstehen. Es ist daher sinnvoll, die HF-Spannung bei höheren Drehzahlen zu mindern. Hinsichtlich der Gewichtung muss bestimmt werden, ab welcher Drehzahl ( $\omega_{\text{sat}}$  in Bild 6.47), nur noch eines der beiden Verfahren wirkt, was vor allem von der Intensität der störenden Effekte abhängt.



**Abbildung 6.47:** Kombination der EMK-basierten und anisotropiebasierten Rotorlageschätzung

Ein weiterer Aspekt, der bei der Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich zu beachten ist, ist die Identifikation der Sekanteninduktivität, die für den grundfrequenten Flussbeobachter benötigt wird. In diesem Kapitel wird allein die Identifikation der Transienten behandelt. Wie jedoch schon erwähnt, wird im folgenden Kapitel darauf eingegangen, wie mit Hilfe der transienten Induktivität die Stromabhängigkeit der Sekanteninduktivität approximiert werden kann. Für jetzt sei weiterhin angenommen, dass deren Wert bekannt ist.

In Bild 6.48 sind die Simulationsergebnisse für die resultierende Rotorlageschätzung nach der Struktur aus Bild 6.47 dargestellt. Bei der Simulation wurde die MHF-Injektion verwendet und die q-Komponente des grundfrequenten Stromes auf 5 A geregelt. Die Rotorlage bzw. Drehzahl wird wiederum direkt vorgegeben. Bei der Simulation wurden Oberwelleneffekte und die Störspannung des Wechselrichters berücksichtigt. Sättigungseffekte wurden vernachlässigt, da deren Identifikation erst im folgenden Kapitel behandelt wird. Zu Anfang der Simulation beträgt die tatsächliche Drehzahl 3 Hz elektrisch. Nach 0,8 s erfolgt ein Drehzahlsprung auf 30 Hz elektrisch und nach 1 s auf - 3 Hz elektrisch. Es ist zu erkennen, dass die Drehzahl und Rotorlage über den gesamten Bereich gut geschätzt werden. Die durch die Oberwellen- und Wechselrichtereffekte hervorgerufenen Schwingungen werden durch das HANN nach relativ kurzer Zeit signifikant gemindert, sobald ein neuer Arbeitspunkt erreicht ist.

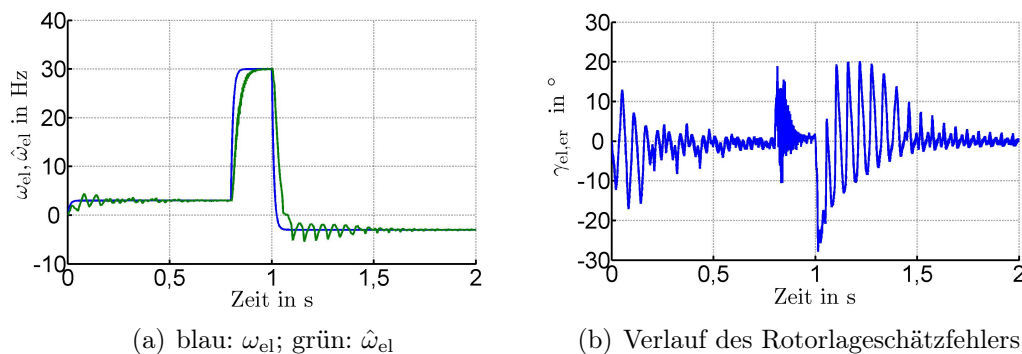


Abbildung 6.48: Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich

## 6.7 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wird eine neuartige MRAS hergeleitet, dass auf dem Flussbeobachter aus Kapitel 4 basiert. Anhand des Beobachterfehlers erfolgt die Schätzung der Rotorlage bzw. Drehzahl für den gesamten Drehzahlbereich und bestimmter Systemparameter, die die geberlose Regelung beeinflussen. Die EMK-basierte Rotorlageschätzung erfolgt nach der aus Kapitel 4 bekannten Vorgehensweise. Die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung und Parameteridentifikation hingegen basieren auf dem GDM. Dies ermöglicht es bezüglich der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung, dass die Form der HF-Spannung von der klassischen HF-Injektion abweichen darf. Weiterhin ist der Einfluss der Stromregelung äußerst gering, was im folgenden Kapitel noch ausführlich behandelt wird. Darüberhinaus wird hinsichtlich der Parameteridentifikation die MHF-Injektion behandelt, die gegenüber der klassischen HF-Spannungseinprägung Vorteile bietet. Unter anderem bietet die präsentierte Vorgehensweise die Möglichkeit, auch Wirbelstromeffekte für die Rotorlageschätzung auszunutzen, ohne das entsprechende Maschinenparameter bekannt sein müssen. Der resultierende Rechenaufwand des SS-MRAS ist dennoch relativ gering, da das GDM mit einer konstanten Schrittweite implementiert wird.

Die harmonischen Schätzfehler, die durch Oberwellen- und Wechselrichtereffekte hervorgerufen werden, werden durch eine adaptive Filterung gemindert, so dass die Dynamik der Rotorlageschätzung nicht bzw. nur sehr gering beeinflusst wird. Hierzu bildet ein HANN die Grundlage. Durch diesen Ansatz kann die Rechenintensität gegenüber aus der Literatur bekannten Methoden (z.B. [16]) wiederum reduziert werden.

In diesem Kapitel wird die grundlegende Funktionsweise des SS-MRAS verdeutlicht, wozu auch Simulationsergebnisse herangezogen werden. Bei einem geeigneten Antriebssystem kann das SS-MRAS in der beschriebenen Form direkt eingesetzt werden, ohne dass eine bestimmte Vorabkenntnis über das System vorhanden sein muss. Hierbei dürfen jedoch bestimmte störende Effekte (Cross-Saturation-Effekt, etc. ) nur geringfügig



auftreten. Andernfalls wird eine bestimmte Identifikationsstrategie benötigt, die eine stabile geberlose Regelung gewährleistet. In diesem Zusammenhang gilt auch zu erwähnen, dass durch die identifizierten Systemparameter das grundfrequente bzw. transiente Verhalten der Maschine bisher nur in einem bestimmten Arbeitspunkt nachgebildet wird. Die Stromabhängigkeit der Induktivitäten wird nicht direkt berücksichtigt. Dies führt zu einer relativ einfachen Struktur des SS-MRAS, es besteht jedoch eine Beeinflussung zwischen Schätzung der transienten Induktivitäten und Rotorlageschätzung, was insbesondere bei transienten Vorgängen zu berücksichtigen ist. Weiterhin wird in diesem Kapitel nur die Identifikation der transienten Induktivität beschrieben. Die Kenntnis der Sekanteninduktivität hat jedoch auch Auswirkung auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung. Diese noch offenen Aspekte werden in den folgenden Kapiteln behandelt.

## 7 Praktische Implementierung des SS-MRAS

Im vorstehende Kapitel wird die grundsätzliche Funktionsweise des SS-MRAS beschrieben. Daraus geht hervor, dass für die Implementierung eine gewisse Strategie für die Identifikation des Systems bzw. der störenden Effekte notwendig ist, um eine Rotorlageschätzung ausreichender Güte zu gewährleisten. Die Herleitung dieser Strategie wird im Folgenden behandelt.

In diesem Zusammenhang wird auch die Stromabhängigkeit der Induktivitäten berücksichtigt, wodurch eine Modifikation des ursprünglichen Flussbeobachters erfolgt, der bisher nur das Verhalten der PMSYM im Arbeitspunkt nachbildet. Für die Approximation der Induktivitätsverläufe werden ebenfalls Verfahren präsentiert, so dass die Güte der Rotorlageschätzung verbessert werden kann.

Darüberhinaus wird das Übertragungsverhalten der Rotorlageschätzung und die Parametrierung des SS-MRAS betrachtet, was für ein vorliegendes Antriebssystem die Auslegung des geberlosen Betriebs ermöglicht. Abschließend erfolgt ein Vergleich mit dem Stand der Technik und eine Beurteilung des SS-MRAS.

### 7.1 Identifikation der Wechselrichterstörspannung, des Widerstandes und der PM-Flussverkettung

Ein Grundgedanke der Identifikationsstrategie ist die Aufteilung in eine initiale Identifikation der Parameter bzw. ein Autocommissioning und eine Online-Identifikation während des Betriebs. Dies bewirkt, dass nicht sämtliche Parameter und die Rotorlage gleichzeitig identifiziert werden müssen, was wiederum die Komplexität und den Grad der gegenseitigen Beeinflussung erheblich reduziert.

Die Identifikation der Störspannung des Wechselrichters und des initialen Gleichstromwiderstandes bei Anfangstemperatur der Maschine lassen sich auf einfache Weise initial schätzen. Wie in Kapitel 6 beschrieben wird, ist für deren Identifikation ein alternierender Stromraumzeiger mit geringer Frequenz gut geeignet. Prinzipiell muss die Rotorlage hierfür nicht bekannt sein. Es soll jedoch vermieden werden, dass sich der Rotor aufgrund des erregten Stromes bewegt, weshalb der alternierende Strom in Richtung

der geschätzten d-Achse eingepreßt wird. Für die initiale Rotorlageschätzung wird die Amplitude bzw. Intensität der HF-Spannung sehr groß gewählt, damit der Einfluss der Wechselrichterstörspannung nur gering ausfällt. Dadurch ist eine initiale Rotorlageschätzung sehr gut möglich.

Der approximierter Verlauf der Störspannung muss für den weiteren Betrieb nicht mehr angepasst werden, da die Störspannung überwiegend durch die Schaltverzugszeit beeinflusst wird, welche konstant bleibt. Der Anteil der Störspannung, der durch die Schleusenspannung der Diode bzw. des IGBTs verursacht wird, ist temperaturabhängig und ändert sich somit während des Betriebs. Da dieser Anteil der Störspannung jedoch ohnehin sehr gering ausfällt, kann deren Änderung vernachlässigt werden. Der ohmsche Anteil der Durchlassspannung der Halbleiterbauelemente ändert sich ebenfalls temperaturabhängig. Er wird jedoch mit dem Strangwiderstand der PMSYM zu einem resultierenden Widerstand zusammengefasst.

Die Identifikation des HF-Widerstandes erfolgt beim SS-MRAS online während der gesamten Betriebsdauer, so dass dessen Änderung fortwährend erfasst wird.

Wie in Kapitel 6 hergeleitet wird, darf die Identifikation des grundfrequenten Widerstandes jedoch nicht gleichzeitig mit der Identifikation der PM-Flussverkettung erfolgen. Daher wird der Widerstand bei geringen Drehzahlen geschätzt, wenn die Intensität der EMK ebenfalls gering ist und die Rotorlageschätzung überwiegend auf der magnetischen Anisotropie basiert. Im Umkehrschluss erfolgt die Identifikation der PM-Flussverkettung bei hohen Drehzahlen, wenn der Einfluss des Widerstandes vernachlässigt werden kann.

Es gilt jedoch grundsätzlich abzuwägen, inwieweit die Online-Identifikation des Widerstandes notwendig ist oder ob die initiale Schätzung des Anfangswertes (bei kalter Maschine) ausreicht. In der Regel beeinflusst der grundfrequente Widerstand die gerberlose Regelung nur sehr gering, da im unteren Drehzahlbereich vorwiegend die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung wirkt und im oberen Drehzahlbereich die EMK wesentlich höher ist als der ohmsche Spannungsabfall.

Im Gegensatz dazu sollte die Schätzung der PM-Flussverkettung während des Betriebs immer wieder aktualisiert werden, da sich diese je nach Maschinendesign signifikant in Abhängigkeit von der Temperatur ändern kann. Wie in Kapitel 4 und an späterer Stelle noch beschrieben wird, ist hierbei allerdings entscheidend, wie die EMK-basierte Rotorlageschätzung ausgeführt wird. Bei entsprechender Ausführung, wenn nur die  $\hat{d}$ -Komponente des grundfrequenten Beobachterschätzfehlers verwendet wird, kann auf die Identifikation der PM-Flussverkettung gänzlich verzichtet werden.

Experimentelle Ergebnisse der initialen Identifikation der Wechselrichterstörspannung und des Widerstandes werden in Kapitel 10 aufgeführt.

## 7.2 Modifikation des Flussbeobachters und Identifikation der Induktivitäten

Im bisherigen SS-MRAS bildet ein hybrider Flussbeobachter das Referenzmodell, der immer nur für einen bestimmten Arbeitspunkt (AP) der PMSYM sowohl das hochfrequente, als auch das grundfrequente Verhalten nachbildet. Die Trennung zwischen Kleinsignal- und Großsignalverhalten wird über die transiente Induktivität und die Sekanteninduktivität erzielt bzw. den grundfrequenten und HF-Widerstand, die im AP konstante Werte annehmen. Diese Trennung ist jedoch nicht notwendig, wenn der stromabhängige Verlauf der Induktivitäten bzw. der resultierenden Flussverkettung bekannt ist. Dies liegt darin begründet, dass für das Modell der Maschine die Flussverkettung als Zustandsvariable gewählt wird (s. Kapitel 2 und Kapitel 4). Durch das Hochpassverhalten des Flussbeobachters (bzgl. der Flussverkettung als Eingangsgröße) wird die zeitliche Ableitung der Flussverkettung bzw. die transiente Induktivitätsmatrix implizit berücksichtigt. Bild 7.1 zeigt die modifizierte Struktur, bei der die Stromabhängigkeit der Induktivität durch den Ausdruck  $\hat{\mathbf{L}}_{dq}(\vec{i}_{dq})$  explizit dargestellt wird. Die vereinfachte Struktur enthält lediglich noch die Unterscheidung zwischen Gleichstrom- und HF-Widerstand. Die Vorabkenntnis des stromabhängigen Verlaufs

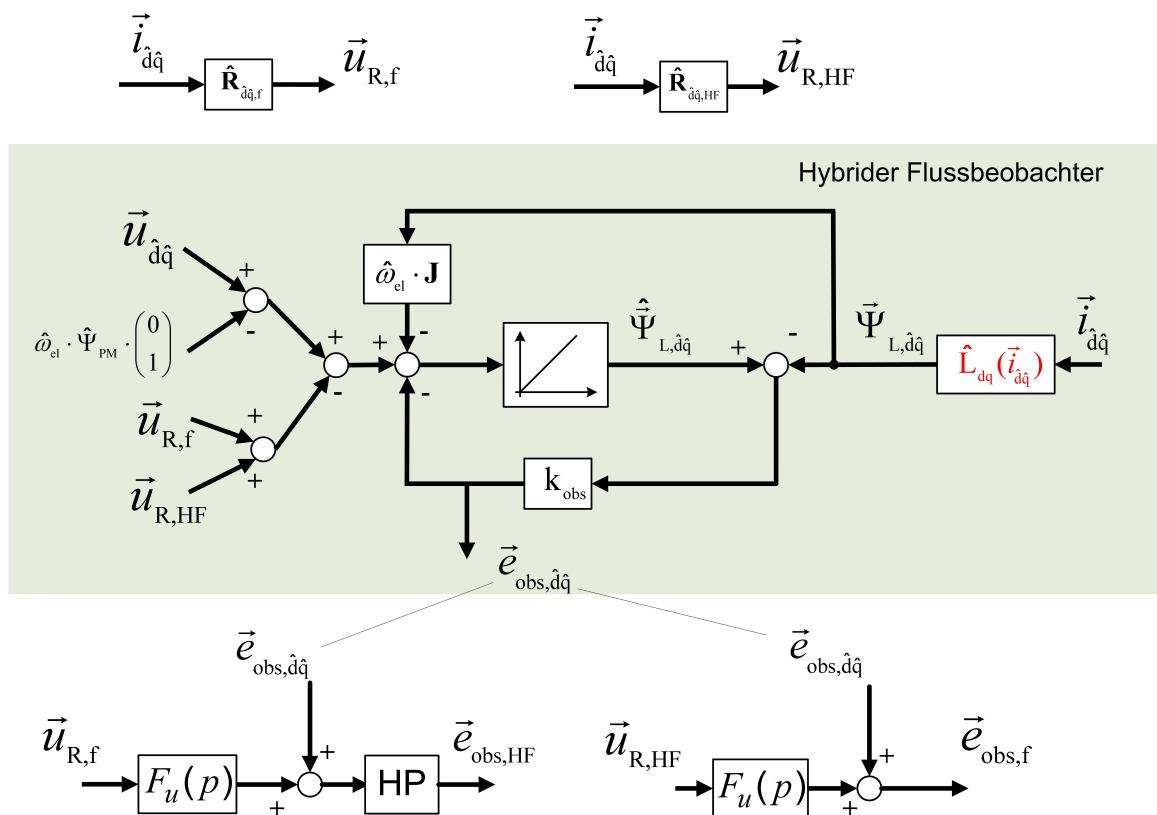
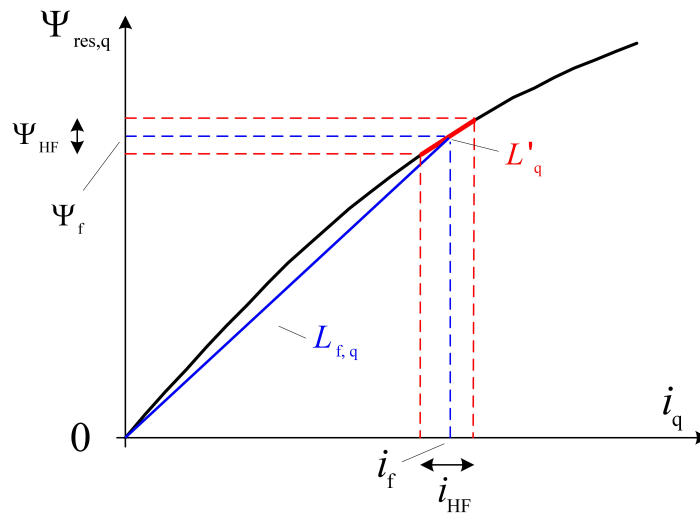


Abbildung 7.1: Flussbeobachter bei stromabhängigem Verlauf der Flussverkettung

bietet weiterhin den Vorteil, dass grundsätzlich keine Online-Identifikation der transi-

enten Induktivitäten vorgenommen werden muss. Dies begünstigt wiederum die Stabilität der resultierenden Rotorlageschätzung, da für diese die Differenz der d- und q-Induktivität ( $\Delta L'$ ) und die Gegeninduktivität ( $L'_{dq}$ ) bekannt sein muss.

Ziel ist es daher, den stromabhängigen Verlauf der Induktivitäten initial zu approximieren. Eine Online-Identifikation der transienten Induktivität bzw. Sekanteninduktivität ist dann nicht zwingend notwendig, um einen stabilen Betrieb realisieren zu können. Bild 7.2 stellt den beispielhaften Verlauf der Flussverkettung der q-Komponente dar, der schon aus Kapitel 5 bekannt ist. Ausgangspunkt für die Beschreibung der Fluss-



**Abbildung 7.2:** Beispielhafter Verlauf der q-Komponente der Flussverkettung

verkettung in Abhängigkeit vom Strom ist deren Approximation durch ein Polynom, wie es im Folgenden aufgeführt ist:

$$\Psi_{L,q} = (L_{0,q} + L_{1,q} \cdot |i_q| + L_{2,q} \cdot i_q^2) \cdot i_q = L_q(i_q) \cdot i_q \quad , \quad (7.1)$$

$$\Psi_{L,d} = (L_{0,d} + L_{1,d} \cdot |i_d - c_{PM}| + L_{2,d} \cdot (i_d - c_{PM})^2) \cdot i_d = L_d(i_d) \cdot i_d \quad . \quad (7.2)$$

Hierbei ist zu berücksichtigen, dass die durch den Ständerstrom hervorgerufene Flussverkettung beschrieben wird. Der Einfluss der PM-Flussverkettung, der bei der d-Induktivität eine Vorsättigung bewirkt, ist durch die Konstante  $c_{PM}$  berücksichtigt. Auf die Auswirkungen der Gegeninduktivität wird an spätere Stelle eingegangen. Der Übersicht halber wird die Approximation mit einem Polynom dritten Grades durchgeführt. Je nach Maschinendesign muss jedoch ein Polynom höherer bzw. geringerer Ordnung verwendet werden. Die Flussverkettung wird mit Hilfe der stromabhängigen Sekanteninduktivität ( $L_x(i_x)$ ) ausgedrückt. Hierbei ist darauf zu achten, dass ggf. der Betrag des Stromes verwendet wird. Andernfalls hängt vom Vorzeichen des Stromes ab, ob die Maschine gesättigt wird, was der physikalischen Interpretation widerspricht.

Durch diesen Ansatz wird erzielt, dass die Flussverkettung mit Hilfe eines Polynoms relativ geringen Grades gut approximiert werden kann.

Wie in Kapitel 5 hergeleitet wird, ergibt sich durch die zeitliche Ableitung der Flussverkettung die transiente Induktivität, welche im Folgenden beispielhaft für die q-Komponente aufgeführt ist:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial i_q} \Psi_{L,q} &= L'_q = \frac{\partial}{\partial i_q} L_q \cdot i_q + L_q \\ &= L_{0,q} + 2 \cdot L_{1,q} \cdot \text{sign}(i_q) \cdot i_q + 3 \cdot L_{2,q} \cdot i_q^2 \\ &= L_{0,q} + 2 \cdot L_{1,q} \cdot |i_q| + 3 \cdot L_{2,q} \cdot i_q^2 \quad . \quad . \end{aligned} \quad (7.3)$$

Für die Ableitung des Betrags vom q-Strom wird die sign-Funktion verwendet:

$$\frac{\partial}{\partial i_q} |i_q| = \text{sign}(i_q) \quad ,$$

die eine schwache Ableitung<sup>1</sup> darstellt, da sie für den Wert Null des q-Stromes nicht definiert ist. Nichtsdestotrotz kann die gewählte Approximation verwendet werden, wie auch noch die simulatorischen und experimentellen Ergebnisse an späterer Stelle bestätigen werden.

Gleichung 7.3 verdeutlicht, dass sich der stromabhängige Verlauf der Flussverkettung bzw. die Sekanteninduktivität aus der transienten Induktivität ableiten lässt und umgekehrt. Entscheidend ist die Kenntnis der konstanten Koeffizienten ( $L_{0,q}$ ,  $L_{1,q}$ ...), welche sich anhand beider Verläufe bestimmen lassen.

Die Approximation der Flussverkettung nach Gleichung 7.1 und 7.2 vernachlässigt, dass die Induktivität in Richtung der q-Achse auch durch den d-Strom beeinflusst wird und umgekehrt. In zahlreichen Veröffentlichungen wird dieser Aspekt analysiert (z.B. [14] oder [89]). Um den Einfluss des d-Stromes auf die Induktivitätsverläufe und somit die Komplexität zu minimieren, wird eine angepasste Stromregelung durchgeführt, bei der ausschließlich eine q-Komponente des grundfrequenten Stromes erregt wird. Dies hat allerdings den Nachteil, dass unter Umständen keine verlustoptimierte Ansteuerung vorgenommen werden kann. Wie u.a. in [1] beschrieben, werden die Verluste minimiert, indem das Reluktanzmoment der PMSYM ebenfalls ausgenutzt wird, was einen d-Strom voraussetzt. Inwieweit sich bei reiner q-Bestromung der Wirkungsgrad verschlechtert, hängt somit vom Maschinendesign ab. Für PMSYM mit Oberflächen-PM bildet sich in der Regel ohnehin nur ein geringes Reluktanzmoment aus, so dass keine (wesentliche) Verschlechterung des Wirkungsgrades eintritt. Bei PMSYM mit vergrabenen PM hingegen ist der Anteil des Reluktanzmoments oftmals

<sup>1</sup>Für die Beschreibung der schwachen Ableitung einer Funktion sei auf die Standardliteratur der Analysis verwiesen.

nicht zu vernachlässigen. Außerdem gilt zu beachten, dass bei hohen Drehzahlen ein Feldschwächbetrieb notwendig ist, der einen d-Strom voraussetzt. Hierbei muss jedoch berücksichtigt werden, dass bei hohen Drehzahlen die EMK-basierte Rotorlageschätzung angewendet wird, so dass eine falsch geschätzte Sekanteninduktivität einen eher geringen Schätzfehler der Rotorlage hervorruft. Im Gegensatz dazu ist die Kenntnis der Induktivitätsverläufe bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung von essentieller Bedeutung.

Auch wenn die Nachbildung der Induktivitäten durch ein Polynom dritten Grades relativ genau ist, ist es oftmals ausreichend, eine lineare Abhängigkeit vom Strom zu hinterlegen, was die Identifikation wiederum entscheidend erleichtert. Für die im Rahmen dieser Arbeit untersuchte PMSYM kann diese Vereinfachung angenommen werden, ohne dass die Güte der geberlosen Regelung intolerabel verschlechtert wird. Gleiches gilt für die untersuchten Maschinen zahlreicher Veröffentlichungen (u.a. [81], [89]).

Wird die d-Komponente des grundfrequenten Stromes zu Null geregelt, darf jedoch nicht der Fehler begangen werden, auch die Abhängigkeit der q-Induktivität vom d-Strom gänzlich zu vernachlässigen. Daraus ergibt sich für die Flussverkettung der folgende Ausdruck:

$$\vec{\Psi}_{L,dq} = \begin{pmatrix} L_{0,d} + L_{1,d*} \cdot |i_q| & L_{1,dq} \cdot i_q \\ L_{1,dq} \cdot i_q & L_{0,q} + L_{1,q} \cdot |i_q| + L_{1,dq} \cdot i_d \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{dq} \quad . \quad (7.4)$$

In Gleichung 7.4 wird durch den Koeffizienten  $L_{1,d*}$  die Abhängigkeit der d-Induktivität vom q-Strom ausgedrückt. Dieser Koeffizient ist nicht mit  $L_{1,d}$  zu verwechseln, der in Gleichung 7.3 zur Beschreibung der Abhängigkeit der d-Induktivität vom d-Strom verwendet wird. Die q-Induktivität wird durch den Ausdruck

$$L_q = L_{0,q} + L_{1,q} \cdot |i_q| + L_{1,dq} \cdot i_d \quad (7.5)$$

approximiert, wobei auffällt, dass zur Beschreibung der Abhängigkeit vom d-Strom der gleiche Koeffizient  $L_{1,dq}$  verwendet wird, wie zur Beschreibung der Gegeninduktivität:

$$L_{dq} = L_{1,dq} \cdot i_q \quad . \quad (7.6)$$

Dieser Aspekt ist notwendig, damit die berechnete transiente Gegeninduktivität der folgenden Definition genügt:

$$\frac{\partial}{\partial i_q} \Psi_{L,d} = \frac{\partial}{\partial i_d} \Psi_{L,q} = L'_{dq} \quad . \quad (7.7)$$

Die Definition der transienten Gegeninduktivität gemäß Gleichung 7.7 ist in zahlreichen Veröffentlichungen zu finden (z.B. [14]). Sie lässt sich weiterhin aus der Berechnung des Luftspaltdrehmoments ableiten, wie in [9] beschrieben ist. Eine Vernachlässigung der in Gleichung 7.5 aufgeführte Abhängigkeit der q-Induktivität vom d-Strom bei der Modellierung der Induktivitätsverläufe führt zur Nichteinhaltung von Gleichung 7.7 und ist somit nicht zulässig. Die transiente Gegeninduktivität lässt sich daher nicht aus der Ableitung der Sekantengegeninduktivität nach dem Strom berechnen ( $\frac{\partial}{\partial i_q} L_{dq} \neq L'_{dq}$ ).

Für die transienten Induktivitäten ergeben sich demnach folgende Abhängigkeiten vom Strom:

$$\frac{\partial}{\partial i_d} \Psi_{L,d} = L'_d = L_{0,d} + L_{1,d^*} \cdot |i_q| \quad , \quad (7.8)$$

$$\frac{\partial}{\partial i_q} \Psi_{L,q} = L'_q = 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_d + L_{0,q} + 2 \cdot L_{1,q} \cdot |i_q| \approx L_{0,q} + 2 \cdot L_{1,q} \cdot |i_q| \quad (7.9)$$

und

$$\frac{\partial}{\partial i_q} \Psi_{L,d} = L_{1,d^*} \cdot i_d \cdot \text{sign}(i_q) + 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_q \approx 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_q \quad , \quad (7.10)$$

$$\frac{\partial}{\partial i_d} \Psi_{L,q} = 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_q \quad , \quad (7.11)$$

wobei für alle Gleichungen gilt:

$$i_d \ll i_q \quad .$$

Gleichung 7.10 und 7.11 verdeutlichen, dass die Bedingung für die Berechnung der transienten Gegeninduktivität nach Gleichung 7.7 nur erfüllt ist, wenn der d-Strom gegenüber dem q-Strom vernachlässigbar klein ist. Für eine exakte Einhaltung bei der Berechnung der transienten Gegeninduktivitäten kann ansonsten die q-Komponente der Flussverkettung um den Term  $L_{1,d^*}/2 \cdot i_d^2 \cdot \text{sign}(i_q)$  erweitert werden. Dies würde die Modellierung der Flussverkettung jedoch unnötig verkomplizieren. Denn wie bereits erwähnt, kann durch eine entsprechende Sollwertvorgabe bzw. Regelung erreicht werden, dass bei Belastung der Maschine der d-Strom sehr viel geringer ist als der q-Anteil.



Dementsprechend wird die transiente Gegeninduktivität wie folgt approximiert:

$$\frac{\partial}{\partial i_q} \Psi_{L,d} \approx \frac{\partial}{\partial i_d} \Psi_{L,q} = L'_{dq} = 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_q \quad . \quad (7.12)$$

Weiterhin ist darauf zu achten, dass die d-Komponente der transienten Induktivität ( $L'_d$ ) nur vom q-Strom abhängt. Daher ergibt sich nicht der Faktor 2 wie bei  $L'_q$ . Dieser würde sich nur bei einer Abhängigkeit der d-Induktivität vom d-Strom ergeben.

Die Flussverkettung kann auch in folgender Form dargestellt werden (vgl. Gleichung 7.4):

$$\vec{\Psi}_{L,dq} = \begin{pmatrix} L_{0,d} + L_{1,d*} \cdot |i_q| & L_{1,dq} \cdot i_q \\ 2 \cdot L_{1,dq} \cdot i_q & L_{0,q} + L_{1,q} \cdot |i_q| \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{dq} \quad . \quad (7.13)$$

Diese Form der Darstellung erweist sich als günstiger für die Identifikation des Koeffizienten  $L_{1,dq}$  wie im weiteren Verlauf noch deutlich wird. Sie ist jedoch nicht kongruent zur Form der Sekanteninduktivitätsmatrix gemäß Kapitel 2:

$$\vec{\Psi}_{L,dq} = \begin{pmatrix} L_d(\vec{i}_{dq}) & L_{dq}(\vec{i}_{dq}) \\ L_{dq}(\vec{i}_{dq}) & L_q(\vec{i}_{dq}) \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{dq} = \mathbf{L}_{dq} \cdot \vec{i}_{dq} \quad . \quad (7.14)$$

Dies veranschaulicht, dass bei der Modellierung der Flussverkettung bzw. der Induktivitätsmatrix nicht zwangsläufig vorzugehen ist, wie in Kapitel 2 beschrieben wird und was den Ausdruck in Gleichung 7.14 zur Folge hat. Prinzipiell kann auch der allgemeinere Ausdruck:

$$\vec{\Psi}_{L,dq} = \begin{pmatrix} L_d(\vec{i}_{dq}) & L_{dq}(\vec{i}_{dq}) \\ L_{qd}(\vec{i}_{dq}) & L_q(\vec{i}_{dq}) \end{pmatrix} \cdot \vec{i}_{dq} = \mathbf{L}_{dq} \cdot \vec{i}_{dq} \quad , \quad (7.15)$$

mit

$$L_{dq}(\vec{i}_{dq}) \neq L_{qd}(\vec{i}_{dq}) \quad .$$

verwendet werden, der mit Gleichung 7.13 übereinstimmt. Wird die Abhängigkeit der Induktivitäten vom Strom (in analytischer Form) berücksichtigt, muss lediglich immer gewährleistet sein, dass für die Berechnung der transienten Gegeninduktivität die Bedingung nach Gleichung 7.7 eingehalten wird.

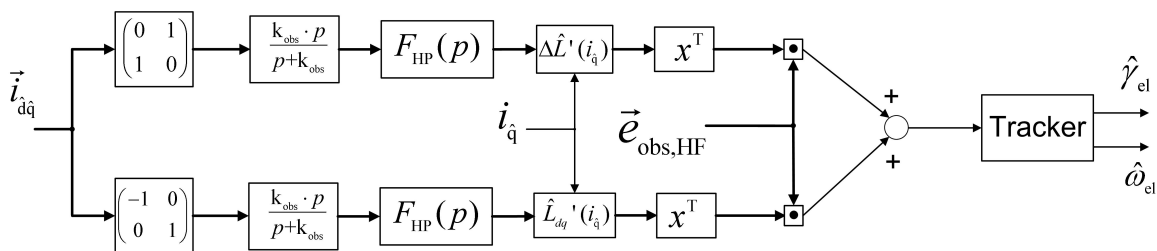
Die Darstellung der Induktivitätsmatrix nach Gleichung 7.14 hat jedoch den Vorteil, dass sich die Induktivitätsmatrix im  $\alpha\beta$ -KOS in einfacherer Form beschreiben lässt (Gleichung 2.32).

Die Kenntnis der transienten Induktivitäten ist notwendig, um die Güte der anisotro-

piebasierten Rotorlageschätzung für einen Betriebspunkt beurteilen zu können. Wie in Kapitel 5 und in der Literatur beschrieben, bilden die transienten Induktivitäten die physikalische Grundlage der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung. Dies gilt selbstverständlich auch für das hier vorgestellte SS-MRAS. In diesem Zusammenhang müssen bei der Berechnung der Rotorlage auch die transienten Induktivitäten berücksichtigt werden, wie in Bild 7.3 dargestellt ist. Hinsichtlich der Rotorlageschätzung nach der Struktur in Bild 7.3 sei an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, dass die *initiale* Rotorlage gemäß Abschnitt 5.3 aus Kapitel 5 geschätzt wird.

Die Berechnung der Flussverkettung innerhalb des Flussbeobachters erfolgt jedoch mit Hilfe der Sekanteninduktivitäten (Bild 7.1). Da das Übertragungsverhalten des Flussbeobachters bezüglich der Flussverkettung eine Hochpasscharakteristik (und somit ein differenzierendes Verhalten) aufweist, werden die transienten Induktivitäten bzw. die zeitliche Ableitung der Flussverkettung implizit berücksichtigt. Obwohl die Sekanteninduktivitäten und die transienten Induktivitäten berechnet werden müssen, steigt die Komplexität nur geringfügig, denn für beide werden die gleichen Koeffizienten verwendet, mit Hilfe derer die Approximation der Induktivitätsverläufe erfolgt (vgl. Gleichung 7.13). Dies ist ein Vorteil, wenn als Zustandsgröße die Flussverkettung verwendet wird. Bei dem Verfahren der direkten Berechnung der Rotorlage (vgl. Kapitel 5) mit Hilfe des Stromes wird die transiente Admittanz verwendet, was eine zusätzliche Identifikation dieser erfordert, wenn die Division durch veränderliche Größen vermieden werden soll<sup>2</sup>.

Sollte sich für eine vorliegende PMSYM herausstellen, dass die lineare Approximation nach Gleichung 7.13 nur unzureichend genau ist, muss für die Modellierung der Induktivitäten ein Polynom höherer Ordnung gewählt. Dies erhöht zwar den resultierenden Rechenaufwand, die grundsätzliche Vorgehensweise für die Identifikation der Induktivitätsverläufe, wie sie im Folgenden beschrieben ist, ändert sich jedoch nicht. Bei der analytischen Beschreibung der Flussverkettung mit Hilfe eines Polynoms in Abhängigkeit vom d- und q-Strom ist jedoch immer darauf zu achten, dass Gleichung 7.7 erfüllt wird.



**Abbildung 7.3:** Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten

<sup>2</sup>Hiermit ist die Berechnung der Admittanz durch die Kehrwertbildung der Induktivität gemeint.

Für die Schätzung der stromabhängigen Induktivitäten bzw. der Koeffizienten aus Gleichung 7.13 sind prinzipiell zwei Vorgehensweisen möglich.

Einerseits kann für die Identifikation die ursprüngliche Ausführung des Flussbeobachters verwendet werden, der sowohl die transiente Induktivität als auch die Sekanteninduktivität im AP berücksichtigt. Wie in Kapitel 6 hergeleitet wird, ist die vollständige Identifikation der transienten Induktivitäten (inklusive Gegeninduktivität) im Arbeitspunkt der Maschine ab einer gewissen Drehzahl möglich, wenn die Rotorlageschätzung auf der EMK basiert und nicht auf der magnetischen Anisotropie. Daraus ergibt sich, dass bei einer möglichst hohen Drehzahl die PMSYM mit den verschiedenen Drehmomenten (bzw.  $q$ -Strömen) belastet werden muss, die für den Betrieb vorgesehen sind. Für die unterschiedlichen  $q$ -Ströme werden die entsprechenden transienten Induktivitäten ermittelt und abgespeichert, woraus sich der Verlauf der transienten Induktivitäten über dem  $q$ -Strom ergibt. Mit Hilfe der aufgezeichneten Wertepaare können die Verläufe anschließend approximiert werden. Hierfür kann z.B. eine Look-Up-Table erstellt oder wiederum das GDM angewendet werden. Für das GDM dienen die zuvor geschätzten Werte der transienten Induktivitäten als Vergleichsgröße bzw. fiktive Messwerte und der Strom als Eingangsgröße (vgl. Bild 6.1), um die Koeffizienten nach Gleichung 7.13 zu bestimmen.

Bei der Identifikation muss berücksichtigt werden, dass der stromabhängige Verlauf der Sekanteninduktivität zu Anfang noch nicht bekannt ist. Dies verursacht bei der EMK-basierten Rotorlageschätzung einen Schätzfehler der Rotorlage. Wie groß dieser Schätzfehler ist, hängt vom Verhältnis der PM-Flussverkettung zur Flussverkettung ab, die allein durch die  $q$ -Induktivität erzeugt wird (vgl. Gleichung 4.38). Daraus resultiert, dass die geschätzten Verläufe eine ebenso geringe Abweichung aufweisen. Diese Abweichung kann jedoch minimiert werden, wenn die beschriebene Identifikation wiederholt wird, wobei für die EMK-basierte Rotorlageschätzung immer der zuletzt geschätzte Verlauf der Sekanteninduktivitäten zu verwenden ist.

Die beschriebene Vorgehensweise ermöglicht eine gute Approximation des sättigungsabhängigen Verlaufs der Flussverkettung. Sie bringt jedoch den Nachteil mit sich, dass bestimmte Betriebspunkte angefahren werden müssen, was eine steuerbare Last voraussetzt. Weiterhin muss der Rotor eine entsprechend hohe Drehzahl aufweisen. Je nach Anwendung des Antriebssystems können diese Voraussetzungen für eine initiale Inbetriebnahme nicht gewährleistet werden.

Eine weitere Möglichkeit, die beschriebene Vorgehensweise anzuwenden, besteht darin, den Rotor zu Anfang festzubremesen. Die Rotorlage kann dann mit Hilfe der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung ermittelt werden, wobei die HF-Spannung genügend

groß gewählt wird, um den Einfluss der Wechselrichtereffekte zu minimieren<sup>3</sup>. Anschließend werden die transienten Induktivitäten für verschiedene q-Ströme ermittelt. Dies setzt jedoch voraus, dass das Antriebssystem über eine entsprechende Bremse bzw. Vorrichtung verfügt, damit sich der Rotor auch bei relativ großen Strömen nicht bewegt.

Aufgrund der beschriebenen Nachteile wurde im Rahmen dieser Arbeit eine weitere Methode zur initialen Identifikation der Induktivitäten entwickelt. Der Rotor muss hierfür weder festgebremst werden, noch muss er eine bestimmte Drehzahl aufweisen. Das Verfahren basiert auf dem modifizierten Flussbeobachter (Bild 7.1), wobei die Flussverkettung mit Hilfe der geschätzten Koeffizienten (Gleichung 7.13) nachgebildet wird. Der Schätzfehler der Koeffizienten spiegelt sich im Beobachterschätzfehler wieder, wie im Folgenden aufgeführt ist:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},f} = & \begin{pmatrix} L_{0,d,\text{er}} & 0 \\ 0 & L_{0,q,\text{er}} \end{pmatrix} \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \\ & + \left( \begin{pmatrix} L_{1,d^*,\text{er}} & 0 \\ 0 & L_{1,q,\text{er}} \end{pmatrix} \cdot |i_{\hat{q}}| \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \\ & + \left( \begin{pmatrix} 0 & L_{1,dq,\text{er}} \\ 2 \cdot L_{1,dq,\text{er}} & 0 \end{pmatrix} \cdot i_{\hat{q}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \right) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} + \dots \quad (7.16) \end{aligned}$$

In Gleichung 7.16 wird ausschließlich der durch die Induktivitäten bedingte Schätzfehler dargestellt. Bei Anwendung des GDM zur Schätzung der Koeffizienten ergibt sich die Struktur nach Bild 7.4. Für die Identifikation muss ein q-Strom erregt werden. Es soll jedoch trotzdem gewährleistet sein, dass sich der Rotor nicht bewegt. Dies wird ähnlich wie bei der HF-Injektion dadurch erzielt, dass ein Spannungszeiger in Richtung der geschätzten q-Achse mit entsprechend hoher Frequenz eingepreßt wird. Darüberhinaus wird in Richtung der geschätzten d-Achse ebenfalls eine Spannung eingepreßt, damit sich auch eine  $\hat{d}$ -Komponente des Schätzfehlers ergibt, die ausgewertet werden kann. Es gilt jedoch darauf zu achten, dass die Amplitude des erregten d-Stromes klein bleibt, damit dieser keine Sättigung verursacht. Gleichzeitig darf die Amplitude der Spannung jedoch nicht zu gering sein, damit die Störspannung des Wechselrichters, die Identifikation nur geringfügig beeinflusst. Infolgedessen wird die Frequenz der  $\hat{d}$ -Spannung relativ hoch gewählt. Die resultierende Spannungseinprägung kann daher mit der in Kapitel 6 vorgestellten MHF-Injektion verglichen werden. Bei der Wahl der Frequenz der  $\hat{q}$ -Spannung gilt es zu beachten, dass die Amplitude des Stromes mindestens einen Wert annehmen sollte, der dem Wert des Bemessungsstromes entspricht.

<sup>3</sup>Hierbei wird davon ausgegangen, dass die Gegeninduktivität nur vom Strom abhängige und keine konstanten Anteile enthält, so dass die Rotorlage zu Anfang genügend genau ermittelt werden kann.

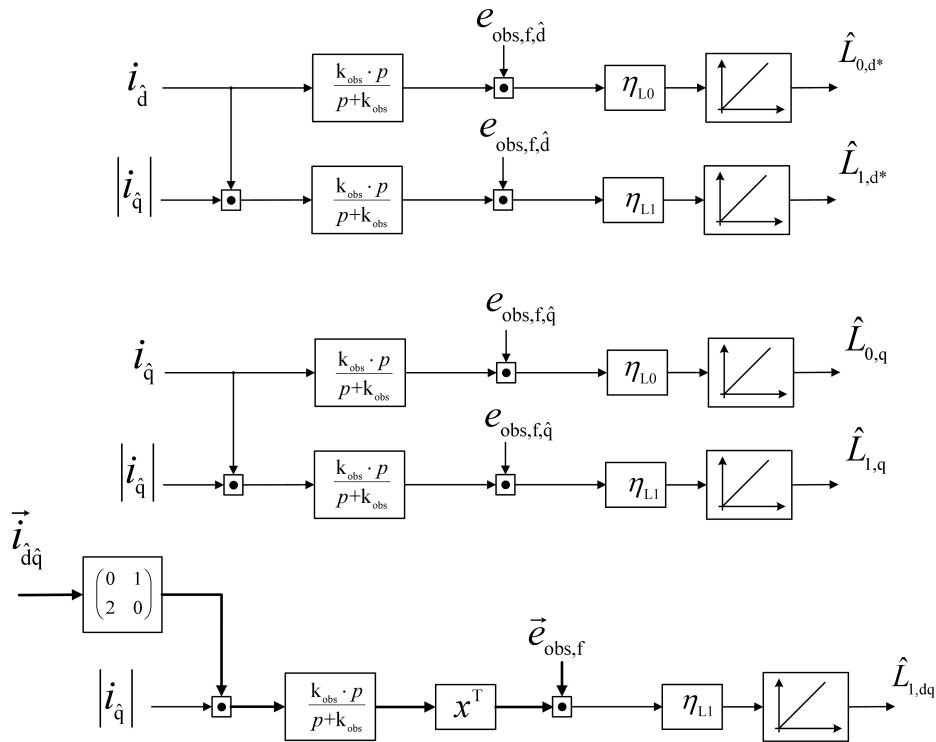
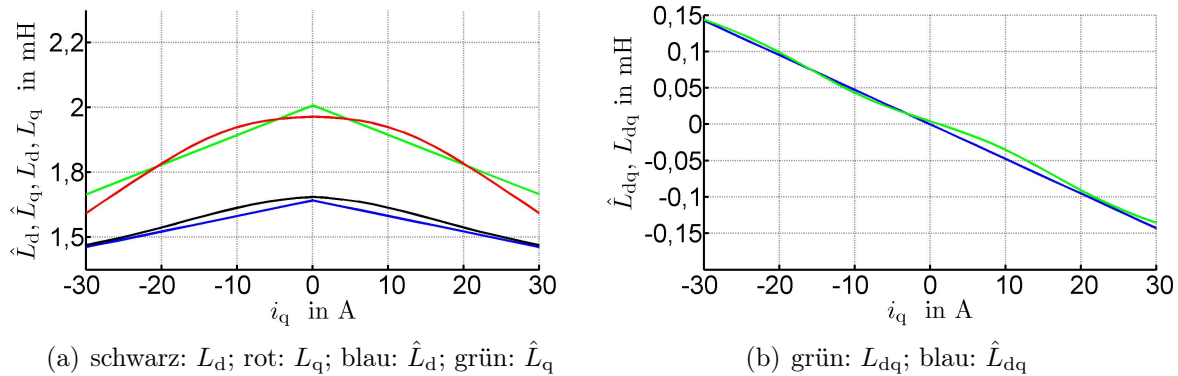


Abbildung 7.4: Struktur zur Identifikation der stromabhängigen Induktivität

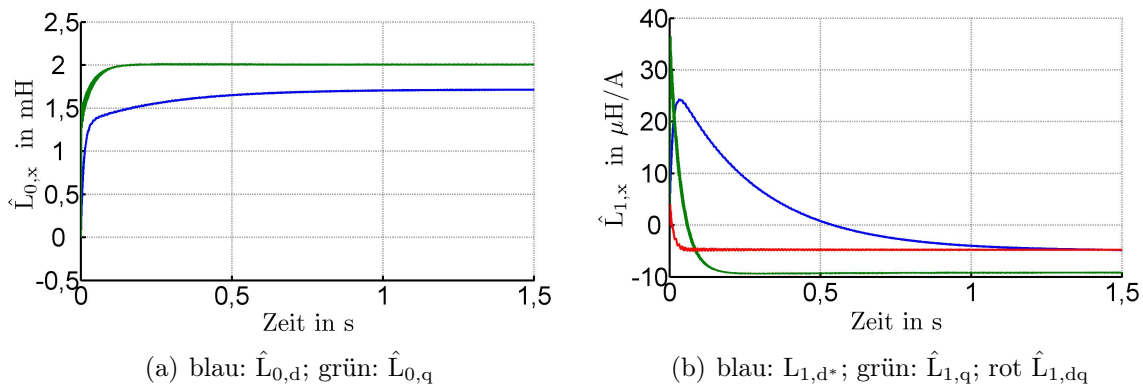
Andernfalls können die Sättigungseffekte bzw. kann die Flussverkettung nicht ausreichend genau approximiert werden. Weiterhin gilt es jedoch auch zu beachten, dass durch den alternierenden q-Strom ein oszillierendes Drehmoment erzeugt wird, was zu Vibrationen und somit einer mechanischen Belastung der Maschinen führt. Außerdem muss darauf geachtet werden, dass sich der Rotor aus der initial geschätzten Lage nicht heraus bewegt. In Anbetracht der genannten Aspekte gilt es, eine geeignete Frequenz zu wählen, wobei zusätzlich die maximal verfügbare Spannung zu berücksichtigen ist. Dies kann dazu führen, dass die beschriebene Vorgehensweise nicht bei jedem Antriebssystem anwendbar ist, was z.B. der Fall ist, wenn aufgrund der erzeugten Vibrationen eine bestimmte Frequenz nicht unterschritten werden darf, die maximal zur Verfügung stehende Spannung jedoch relativ klein ist. Infolgedessen würde die Amplitude des erregten Stromes ebenfalls relativ gering ausfallen, so dass die Sättigungseffekte nur mangelhaft nachgebildet werden können.

Ist die Anwendung hingegen möglich, ist durch die beschriebene Methode eine gute Approximation der Induktivitätsverläufe möglich, wie durch die in den Bildern 7.5 und 7.6 dargestellten Simulationsergebnisse verdeutlicht wird. Bei der Simulation wurde der sättigungsabhängige Verlauf der Induktivitäten einer PMSYM mit Hilfe von FEM-Berechnungen hinterlegt, die für diese Arbeit zur Verfügung standen. Bei der Simulation betrug die Frequenz der  $\hat{q}$ -Spannung 400 Hz und die Amplitude 80 V. Die Frequenz der  $\hat{d}$ -Komponente betrug 1500 Hz und die Amplitude 30 V. Die Amplitude

des resultierenden Stromes in Richtung der q-Achse betrug ca. 17 A. Trotzdem kann der Verlauf der Induktivitäten für einen Bereich bis zu 30 A relativ gut angenähert werden, wie anhand der Simulationsergebnisse zu erkennen ist. Die Adaption der Koeffizienten geschieht hierbei in relativ kurzer Zeit, wie Bild 7.6 verdeutlicht.



**Abbildung 7.5:** Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Induktivitäten in Abhängigkeit von  $i_q$



**Abbildung 7.6:** Zeitlicher Verlauf der geschätzten Koeffizienten

Eine Verbesserung der initialen Approximation der vom q-Strom abhängigen Induktivitäten kann ggf. dadurch erzielt werden, dass vorab die Abhängigkeit der d-Induktivität vom d-Strom bestimmt wird. Die Struktur der Schätzung nach Bild 7.4 muss dann entsprechend für die d-Induktivität angepasst werden (vgl. Gleichung 7.2). Für die Identifikation muss infolgedessen nur ein d-Strom mit genügend großer Amplitude erregt werden, was weitaus weniger problematisch ist, da dieser kein bzw. nur ein äußerst geringes Drehmoment erzeugt.

Grundsätzlich gilt zu beachten, dass die Schätzung der stromabhängigen Verläufe in der Regel fehlerbehaftet ist. Einflüsse wie z.B. die Wechselrichterstörspannung mindern die Genauigkeit der Approximation. Aber auch das Auftreten von Mehrfachanisotropien verursacht eine Abweichung, da die initiale Rotorlage falsch geschätzt wird. Ist

der dadurch entstehende Schätzfehler zu groß, muss der Rotor vorab gedreht werden. Durch das HANN (vgl. Kapitel 6) kann der harmonische Anteil des Schätzfehlers dann gemindert werden.

Es gilt jedoch auch zu beachten, dass sich die Abhängigkeit der Induktivität vom Strom an sich während des Betriebs ändern kann. Dies wird z.B. durch eine temperaturbedingte Änderung der PM-Induktion hervorgerufen, die die Maschine in Richtung der d-Achse vorsättigt ([74]) und damit die Stromabhängigkeit beeinflusst. Des Weiteren muss berücksichtigt werden, dass Wirbelstromeffekte die initiale Identifikation beeinflussen können, was eine Frequenzabhängigkeit der Koeffizienten (nach Gleichung 7.13) verursacht. In diesem Zusammenhang kann es sich als sinnvoll erweisen, die zu Anfang identifizierten Verläufe nur als Ausgangspunkt für den weiteren Betrieb zu verwenden, jedoch darüberhinaus eine Online-Identifikation der transienten d- und q-Induktivitäten im Arbeitspunkt durchzuführen, wie sie in Kapitel 6 beschrieben wird. Infolgedessen ergibt sich die Berechnung der Flussverkettung wie folgt:

$$\vec{\Psi}_{L,\hat{d}\hat{q}} = \left( \hat{\mathbf{L}}_{i,dq}(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}}) + \hat{\mathbf{L}}'_{kor,dq} \right) \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} = \vec{\Psi}_{i,L,\hat{d}\hat{q}} + \vec{\Psi}_{kor,\hat{d}\hat{q}} \quad (7.17)$$

Hierbei stellt  $\hat{\mathbf{L}}_{i,dq}(\vec{i}_{\hat{d}\hat{q}})$  die stromabhängige Sekanteninduktivität dar, die sich aus der initialen Schätzung der Stromabhängigkeit der Induktivitäten ergibt. Da davon ausgegangen wird, dass dieser Anteil fehlerbehaftet ist, wird durch  $\hat{\mathbf{L}}'_{kor,dq}$  ein zusätzlicher Anteil addiert, um den Fehler der initialen Schätzung zu korrigieren<sup>4</sup>. Durch  $\hat{\mathbf{L}}'_{kor,dq}$  wird der Schätzfehler der transienten Induktivitätsmatrix im Arbeitspunkt bestimmt. Die daraus resultierende Beobachterstruktur ist Bild 7.7 zu entnehmen.

Für die Beobachterstruktur wird angenommen, dass der grundfrequente Widerstand dem HF-Widerstand ungefähr entspricht. Dies verdeutlicht sehr gut den in Kapitel 6 angedeuteten Vorteil gegenüber der Verwendung eines grundfrequenten *und* eines hochfrequenten Beobachters. Werden für das grundfrequente und das hochfrequente Verhalten der Maschine die gleichen Parameter verwendet, wie es in Bild 7.7 für den Widerstand und die EMK der Fall ist, müssen durch die hybride Struktur weniger Größen berechnet werden, als es bei der Verwendung von zwei separaten Beobachtern der Fall ist.

Die Struktur, die für die Adaption des Korrekturwertes der transienten Induktivitäten ( $\hat{\mathbf{L}}'_{kor,dq}$ ) verwendet wird, ist dieselbe wie in Bild 6.26 aus Kapitel 6.

Bei der Implementierung ist darauf zu achten, bei welchen Betriebszuständen die Schätzung erfolgt. Wie in Kapitel 6 hergeleitet wird, ist bei anisotropiebasierter Rotorlage-schätzung keine Identifikation der transienten Gegeninduktivität möglich. Im unteren Drehzahlbereich, darf daher nur die Anpassung der transienten d- und q-Induktivität

<sup>4</sup>Der Index „kor“ steht für korrigiert. Der Index „i“ steht für initial.

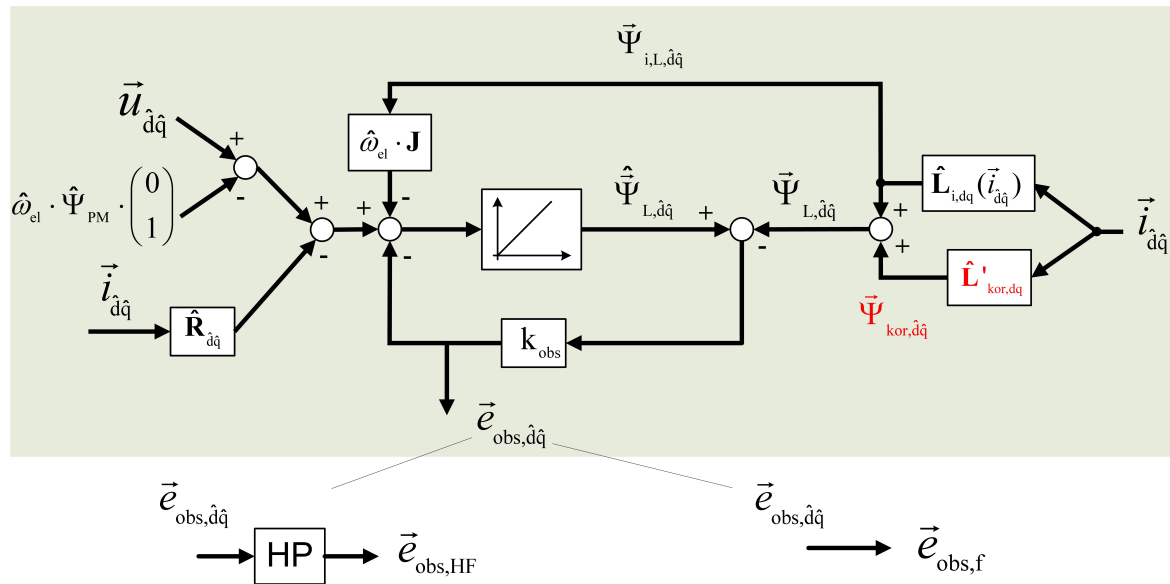


Abbildung 7.7: Beobachterstruktur bei Online-Identifikation der transienten Induktivitäten

erfolgen. Die Gegeninduktivität wird daher nur anhand der initialen Schätzung nachgebildet.

Bild 7.8 zeigt das Simulationsergebnis einer anisotropiebasierten Rotorlageschätzung, bei dem der stromabhängige Verlauf der tatsächlichen und der initial approximierten Induktivitäten nach Bild 7.5 hinterlegt wurde. Bei der Simulation wurde die tatsächliche Rotorlage konstant gehalten<sup>5</sup> und der Sollwert des (grundfrequenten) q-Stromes wies den in Bild 7.8(b) dargestellten Verlauf auf. Der grundfrequent d-Strom wurde zu Null geregelt. In Bild 7.8(a) ist der Verlauf der geschätzten Rotorlage dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich nach einem Stromanstieg zuerst ein Schätzfehler einstellt. Dieser wird vor allem durch die Abweichung des geschätzten vom tatsächlichen Verlauf der d- und q-Komponente der Induktivität hervorgerufen (vgl. Bild 7.5). Aufgrund der überlagerten Adaption der Korrekturwerte ( $\hat{L}'_{kor,dq}$ ) wird der tatsächliche Wert der transienten d- und q-Induktivitäten jedoch nach einiger Zeit besser angenähert, wodurch sich auch der Rotorlageschätzfehler verringert. Die bleibende Abweichung wird somit durch den Schätzfehler der Gegeninduktivität bestimmt. Da deren Wert während der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung nicht identifiziert werden kann, ist es daher besonders wichtig, dass der Verlauf vorab möglichst genau bekannt ist. Für die simulierte PMSYM ist dies der Fall, da die Gegeninduktivität eine fast lineare Abhängigkeit vom q-Strom aufweist und somit gut approximiert werden kann (vgl. Bild 7.5(b)). Bild 7.9 zeigt den Verlauf der transienten Induktivitätsdifferenz der d- und q-Achse im Vergleich zur transienten Gegeninduktivität. Obwohl die transien-

<sup>5</sup>Hierfür wurde das mechanische System vom elektrischen entkoppelt und die Rotorlage direkt vorgegeben.



te Gegeninduktivität ( $L'_{dq}$ ) bei einem q-Strom von 20 A gegenüber der Differenz der transienten d- und q-Induktivität ( $\Delta L'$ ) überwiegt, ist eine gute Rotorlageschätzung möglich.

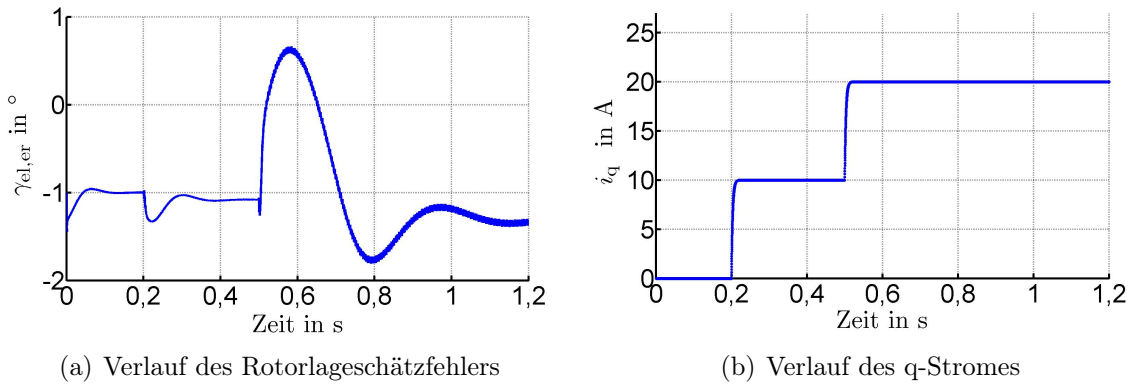


Abbildung 7.8: Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten

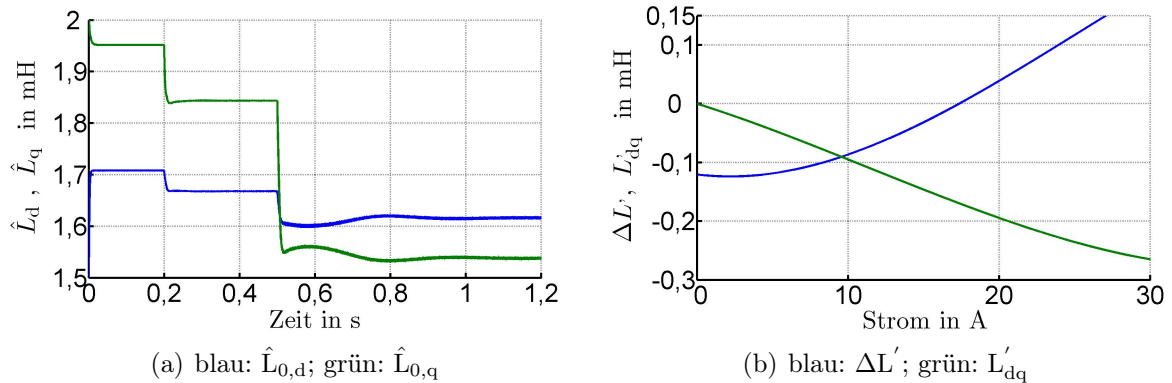


Abbildung 7.9: Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten

Auch wenn für die durchgeführte Simulation eine Online-Identifikation der transienten d- und q-Induktivitäten möglich ist, kann das Ergebnis nicht verallgemeinert werden. Gerade wenn die transiente Gegeninduktivität überwiegt, können sich Schätzfehler einstellen. Liegt weiterhin ein Vorzeichenwechsel der Differenz der transienten d- und q-Induktivität vor, kann es vorkommen, dass dieser nicht schnell genug detektiert wird, was wiederum in einer bleibenden Abweichung resultiert. Die Online-Identifikation der transienten Induktivitäten hängt somit auch stark von der Dynamik der Stromregelung bzw. Drehzahlregelung des Antriebes ab. Für einen dynamischen Betrieb der Maschine kann es daher nicht ausgeschlossen werden, dass sich bei starken Sättigungseffekten trotz Online-Identifikation der transienten Induktivitäten ein bleibender Rotorlageschätzfehler einstellt. In Kapitel 9 wird dieser Aspekt anhand von weiteren Simulationsergebnissen verdeutlicht.

Die gegenseitige Beeinflussung der Identifikation von den Induktivitätsverläufen und der Rotorlageschätzung stellt ein grundsätzliches Problem dar. In der Literatur ist daher oftmals nur die geberbehaftete Identifikation der Induktivität behandelt [82] oder eine geberlose Identifikation unter Vernachlässigung der Gegeninduktivität zu finden (z.B. [72] oder [90]). Darüber hinaus sind Ansätze beschrieben, die auch eine minimale Drehzahl bzw. bestimmte Betriebspunkte für die initiale Identifikation erfordern (z.B. [81]), ähnlich wie die zu Anfang beschriebene Vorgehensweise in diesem Abschnitt. Die aus der Literatur bekannten Verfahren sind jedoch relativ rechenaufwendig.

Die gegenseitige Beeinflussung kann umgangen werden, indem ebenfalls die initiale Schätzung der stromabhängigen Induktivitätsverläufe als Ausgangspunkt verwendet wird, die Identifikation der transienten Induktivitäten (inkl. Gegeninduktivitäten) im Arbeitspunkt jedoch nur bei höheren Drehzahlen erfolgt, wie auch weiter oben beschrieben wird.

Dadurch ist es möglich, für entsprechende Betriebspunkte die transienten Induktivitäten in Abhängigkeit vom Strom eindeutig zu identifizieren. Es findet sozusagen eine Entkopplung von Rotorlageschätzung und Parameteridentifikation statt. Sind genügend Messwertpaare vorhanden, kann der initial geschätzte Induktivitätsverlauf ( $\hat{\mathbf{L}}_{i,dq}(\vec{i}_{dq})$  in Gleichung 7.17) angepasst bzw. aktualisiert werden.

Die initiale Approximation bei reiner q-Bestromung gewährleistet somit die Stabilität der geberlosen Regelung bzw. garantiert eine gewisse Güte für den anfänglichen Betrieb. Die Feinabstimmung erfolgt durch die Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung während des Betriebs. Es findet somit eine fortlaufende Optimierung statt, bei der dann auch eine Abhängigkeit der Induktivitätsverläufe vom d-Strom berücksichtigt werden kann. Bei der Approximation der stromabhängigen transienten Induktivitätsmatrix ( $\hat{\mathbf{L}}'_{i,dq}(\vec{i}'_{dq})$ ) mittels der aufgenommen Wertepaare kann z.B. ein Look-Up-Table aber auch wieder das GDM verwendet werden. Der Verlauf der Sekanteninduktivität ( $\hat{\mathbf{L}}_{i,dq}(\vec{i}'_{dq})$ ) lässt sich wiederum aus dem Verlauf der transienten Induktivität ableiten. Ergebnisse der experimentellen Untersuchung zur Online-Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung werden in Kapitel 10 aufgeführt.

Wird das GDM zur Approximation des Induktivitätsverlaufs verwendet, ist zu beachten, dass sich das Verfahren umso schlechter eignet, je komplexer das nachzubildende Polynom ist, was grundsätzlich einen Nachteil darstellt. Dieser Nachteil muss dem Vorteil der geringen Rechenintensität des GDM gegenübergestellt werden. Es kann daher notwendig sein, andere Verfahren der Systemidentifikation zu verwenden, wenn eine genauere Approximation der Sättigungseffekte gefordert wird, die u.U. auch eine Abhängigkeit vom d-Strom beinhalten. Hinsichtlich weiterführender Verfahren sei auf [83] verwiesen.

Das Maschinendesign bzw. die sich ausprägenden Sättigungseffekte beeinflussen somit maßgeblich, welche Strategie der Identifikation der transienten Induktivitäten bzw. Sekanteninduktivitäten gewählt werden sollte. Wie z.B. in [91] analysiert, kann durch ein gezieltes Maschinendesign bewirkt werden, dass sich der Cross-Saturation-Effekt nur geringfügig ausprägt. In [91] wird die Eignung einer sogenannten Field-Intensified-Interior-PMSYM (FI-IPMSYM) im Vergleich zu einer herkömmlichen IPMSYM untersucht. Hierbei wird deutlich, dass die Güte des geberlosen Betriebs durch die Verwendung der FI-IPMSYM signifikant gesteigert wird.

Wie jedoch schon einleitend erwähnt, soll innerhalb dieser Arbeit die Untersuchung des geberlosen Betriebs unabhängig von der betrachteten Maschine erfolgen. Aus diesem Grund wird zum einen die Möglichkeit der Online-Identifikation der transienten Induktivitäten bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung behandelt. Diese Möglichkeit ist erfolgversprechend, wenn sich die transiente Gegeninduktivität nur geringfügig ausprägt und deren Verlauf initial gut geschätzt werden kann bzw. bekannt ist.

Zum anderen wird auch die Online-Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung betrachtet, die mit der iterativen Approximation der Sekanteninduktivität (in einer unterlagerten Rechenroutine) einhergeht. Die zweite Vorgehensweise ist besonders dann sinnvoll, wenn starke Sättigungseffekte eintreten. Weiterhin sorgt sie für die oben erwähnte Entkopplung der Rotorlageschätzung von der Parameteridentifikation. Sie erfordert jedoch auch einen höheren Rechenaufwand, so dass unter Berücksichtigung der verwendeten PMSYM abgewogen werden muss, welcher Ansatz die sinnvollere Alternative darstellt.

Unabhängig davon ist die initiale Schätzung der Induktivitätsverläufe immer zu empfehlen, wenn diese nur unzureichend bekannt sind.

### **7.3 Übertragungsverhalten der Rotorlageschätzung und Parametrierung des SS-MRAS**

Wie in den vorangehenden Kapiteln erwähnt, ist es ein Ziel dieser Arbeit, die resultierende Rotorlageschätzung mit Hilfe einer Übertragungsfunktion zu beschreiben, so dass diese in die übergeordnete Drehzahlregelung eingebunden werden kann. Für die EMK-basierte Rotorlageschätzung wird in Kapitel 4 hergeleitet, wie dabei grundsätzlich vorzugehen ist. In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie sich die Parametrierung der GDM-basierten Schätzung der Rotorlage und der Systemparameter ergibt. Außerdem wird auf die Auswahl eines geeigneten Trackers eingegangen.

### 7.3.1 Auswahl des Trackers

Es wird in Kapitel 4 bereits erwähnt, dass für die Struktur des Trackers grundsätzlich verschiedene Ausführungen möglich sind, wobei hiermit eine unterschiedliche Ausführung der integrierende Struktur gemeint ist, welche bisher durch einen PI-Regler mit anschließendem Integrationsglied realisiert wurde. Bei der Auswahl der integrierenden Struktur gilt zu beachten, dass keine bleibende Abweichung der geschätzten Rotorlage entsteht, die Schätzung jedoch eine gute Dynamik aufweist. Da die Rotorlage im quasi-stationären Betrieb bei konstanter Drehzahl eine Rampenfunktion darstellt, muss der Tracker mindestens zwei Integrationsglieder aufweisen, damit kein bleibender Offset entsteht. Die einfachste, sich daraus ergebende Struktur, die eine stabile Schätzung ermöglicht, ist die bisher verwendete (Bild 7.10), welche aus einem PI-Regler gefolgt von einem Integrationsglied besteht, und auch aus zahlreichen Veröffentlichungen bekannt ist.

Darüberhinaus kann der Tracker jedoch einen vollständigen Luenberger-Beobachter beinhalten, der das mechanische Antriebssystem nachbildet. Die prinzipielle Struktur ist in Bild 7.11 dargestellt. Diese Vorgehensweise wird oftmals auch bei geberbehafteten Antriebssystemen verwendet, bei denen das Positionssignal nur stark verrauscht vorliegt. Die Verwendung des Luenberger-Beobachters für den geberlosen Betrieb wurde in der Literatur schon ausführlich untersucht (u.a. [38]). Hierbei sind auch Modifikationen zu finden, um störende Effekte bzw. die daraus resultierenden harmonischen Schätzfehler der Rotorlage zu mindern ([12]). Einer der wesentlichen Unterschiede zu der Struktur nach Bild 7.10 besteht jedoch darin, dass das Lastmoment geschätzt werden kann. Darüberhinaus wäre auch eine weiterführende Identifikation des mechanischen Systems (Massenträgheitsmoment, Nutrastmoment, etc.) möglich. Hierfür können z.B. die in [84] vorgestellten Verfahren angewendet werden, die auf einem lernfähigen Beobachter basieren. Auch der in [88] vorgestellte Störgrößenbeobachter, der die Minderung von Drehmomentpendelungen zum Ziel hat, sei an dieser Stelle erwähnt. Es gilt jedoch grundsätzlich, dass der Luenberger-Beobachter die komplexere Struktur darstellt, wobei eine gewisse Kenntnis der Maschinenparameter vorausgesetzt wird, da das geschätzte Drehmoment und das Massenträgheitsmoment verwendet werden. Schätzfehler der Systemparameter haben daher auch einen Einfluss auf die Rotorlage-schätzung und somit die Parametrierung.

Weiterhin wird bei Belastung der Maschine ein entsprechendes Luftspaltdrehmoment erzeugt, was auch dem Beobachter zugeführt wird. Dadurch wird dem Beobachter im ersten Moment suggeriert, dass der Rotor beschleunigt wird. Das Gegenteil ist jedoch der Fall, weshalb die Verwendung des geschätzten Luftspaltdrehmoments nicht nur Vorteile mit sich bringt.

Es kann deswegen nicht pauschal beurteilt werden, welche der beiden Strukturen die

geeigneter darstellt. Dies hängt vor allem von der Kenntnis des Antriebssystems ab und davon, welche Anforderungen die Trackerstruktur erfüllen muss (Schätzung des Lastmoments, etc.) und welcher Betrieb vorliegt (max. Lastsprünge auch im unteren Drehzahlbereich, etc.). Nichtsdestotrotz wird im Rahmen dieser Arbeit die aus PI-Regler und Integrationsglied bestehende Struktur verwendet, da sich deren Parametrierung als einfacher darstellt. Im folgenden Abschnitt wird jedoch die grundsätzliche Vorgehensweise der Parametrierung beschrieben, die auch für andere Trackerstrukturen gültig ist.

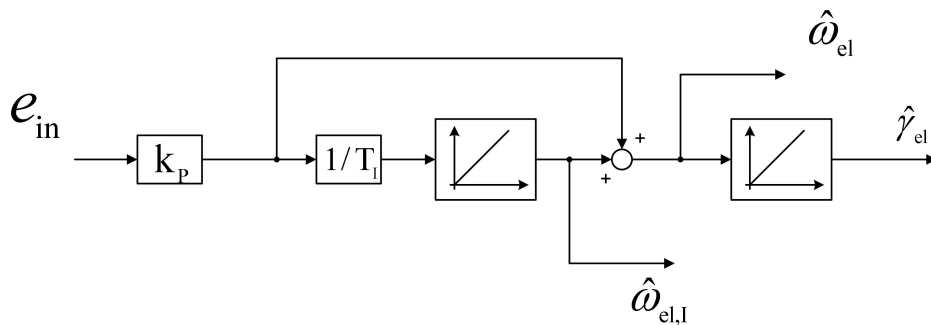


Abbildung 7.10: Trackerstruktur bestehend aus PI-Regler und Integrationsglied

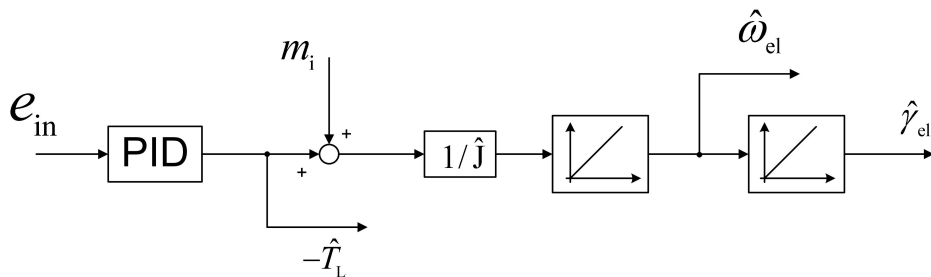
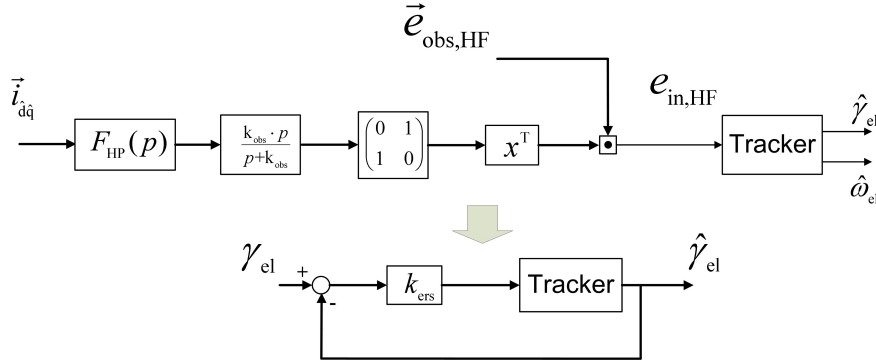


Abbildung 7.11: Luenberger-Beobachter als Trackerstruktur

### 7.3.2 Übertragungsverhalten der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung mittels Gradientenabstiegsverfahren

Für die Beschreibung des Übertragungsverhaltens der durch das GDM geschätzten Rotorlage wird die Eingangsgröße des Trackers betrachtet. In Anlehnung an die grundsätzliche Funktionsweise des GDM (vgl. Bild 6.2 in Kapitel 6) ergibt sich das BSB nach Bild 7.12. Damit sich für die Rotorlageschätzung ein konstantes Übertragungsverhalten ergibt, muss eine gleichbleibende Intensität des ausgewerteten HF-Stromes vorliegen, was wiederum einen harmonischen Verlauf der HF-Spannung voraussetzt. Im vorangehenden Kapitel wird zwar hergeleitet, dass für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung grundsätzlich nur die zeitliche Ableitung des Stromes ausreichend

groß sein muss, bei einem beliebigen Verlauf der HF-Spannung wird jedoch die Vorhersage des dynamische Verhaltens der Rotorlageschätzung erschwert. Im Folgenden wird daher die alternierende bzw. rotierende Spannungseinprägung der klassischen HF-Injektion oder die MHF-Injektion vorausgesetzt.



**Abbildung 7.12:** Resultierende Struktur der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung

Im oberen Abschnitt von Bild 7.12 ist die Berechnung der Eingangsgröße für den Tracker ( $e_{\text{in, HF}}$ ) dargestellt, die sich wie folgt ergibt:

$$\begin{aligned} e_{\text{in, HF}} &= e_{\text{obs, HF}, \hat{d}} \cdot \left( F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{q}} \right) + e_{\text{obs, HF}, \hat{q}} \cdot \left( F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{d}} \right) \\ &= 2 \cdot \Delta L' \cdot \gamma_{\text{el, er}} \cdot \left( \left( F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{d}} \right)^2 + \left( F_{\text{HP}}(p) \cdot \frac{k_{\text{obs}} \cdot p}{p + k_{\text{obs}}} \cdot i_{\hat{q}} \right)^2 \right), \end{aligned} \quad (7.18)$$

wobei nach Gleichung 6.12 gilt:

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

Gleichung 7.18 verdeutlicht, dass die Berechnung der Eingangsgröße die Quadratur des hochpassgefilterten Stromes enthält. Daraus ergibt sich ein Gleichanteil und ein Anteil mit doppelter Trägerfrequenz. Für die resultierende Rotorlageschätzung ist aufgrund der Integrationsglieder des Trackers jedoch nur der Gleichanteil von Bedeutung, der von der Amplitude des HF-Stromes abhängt und folgende Form aufweist:

$$e_{\text{in}} \approx 2 \cdot \Delta L' \cdot \gamma_{\text{el, er}} \cdot \left( \frac{\left( k_{\text{HP}} \cdot k_{\text{obs}} \cdot \tilde{I}_{\hat{d}} \right)^2}{2} + \frac{\left( k_{\text{HP}} \cdot k_{\text{obs}} \cdot \tilde{I}_{\hat{q}} \right)^2}{2} \right) \quad . \quad (7.19)$$

Durch den Faktor  $k_{\text{HP}}$  wird der Amplitudengang der HP-Filterung berücksichtigt. Weiterhin gilt es zu berücksichtigen, dass die Stromregelung ebenfalls eine dämpfende Wir-

kung auf die Intensität ausübt, was mit dem Effekt der Hochpassfilterung verglichen werden kann.

Werden harmonische Spannungsverläufe vorausgesetzt, lässt sich die Amplitude der HF-Ströme wie folgt annähern:

$$\begin{aligned}\tilde{I}_{\hat{d}} &\approx \frac{\tilde{U}_{\text{HF},\hat{d}}}{\omega_{\text{HF}} \cdot \Sigma L} \quad , \\ \tilde{I}_{\hat{q}} &\approx \frac{\tilde{U}_{\text{HF},\hat{q}}}{\omega_{\text{HF}} \cdot \Sigma L} \quad .\end{aligned}\tag{7.20}$$

Hierbei überwiegt der über den Rotorumfang gemittelten Wert der Induktivität ( $\Sigma L$ ). Wird z.B. ein rotierender Spannungszeiger eingepreßt, haben die Amplituden der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten der Spannung denselben Wert, woraus sich die Eingangsgröße wie folgt ergibt:

$$\begin{aligned}e_{\text{in}} &\approx 2 \cdot \gamma_{\text{el,er}} \cdot \Delta L' \cdot \left( k_{\text{HP}} \cdot k_{\text{obs}} \cdot \frac{\tilde{U}_{\text{HF}}}{\omega_{\text{HF}} \cdot \Sigma L} \right)^2 \\ &= \gamma_{\text{el,er}} \cdot k_{\text{ers}} \quad .\end{aligned}\tag{7.21}$$

Hierbei stellt  $k_{\text{ers}}$  den im unteren Abschnitt in Bild 7.12 dargestellten proportionalen Faktor dar. Durch die obige Herleitung des Faktors  $k_{\text{ers}}$  kann das resultierende Übertragungsverhalten der Rotorlageschätzung auf einfache Weise angenähert werden. Die Auslegung des PI-Reglers kann somit gemäß der bekannten Standardverfahren der Regelungstechnik durchgeführt werden.

Wird die Struktur aus PI-Regler und Integrationsglied als Tracker verwendet, gilt es zu beachten, dass der HF-Anteil der Eingangsgröße des Trackers sich in der Drehzahl widerspiegelt, solange ein Rotorlageschätzfehler vorliegt. Ähnliches gilt, wenn der Beobachterschätzfehler einen Anteil enthält, der von Schätzfehlern der Systemparameter herrührt. Auch dann ist der geschätzten Drehzahl ein hochfrequenter Anteil überlagert. (Durch die abermalige Integration ist der HF-Anteil nicht bzw. kaum in der geschätzten Rotorlage enthalten.) Je nachdem, wie sehr dieser Anteil die übergeordnete Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung beeinflusst, muss die geschätzte Drehzahl tiefpassgefiltert werden. Eine einfache Methode besteht darin, den Anteil des Integrationsgliedes des PI-Reglers für die geschätzte Drehzahl zu verwenden, wie es in Bild 7.10 dargestellt ist ( $\omega_{\text{el,I}}$ ).

Bei der Auslegung des Trackers gilt es weiterhin zu beachten, dass die Intensität des ausgewerteten HF-Stromes für den hier betrachteten Fall von der Induktivitätsdifferenz  $\Delta L'$  abhängt. Wird auch die Gegeninduktivität berücksichtigt, ist die Intensität entsprechend der Analyse aus Kapitel 6 proportional zu  $\sqrt{\Delta L'^2 + L'_{\text{dq}}^2}$ . Es gilt somit zu

berücksichtigen, welche minimale bzw. maximale Intensität sich aufgrund der magnetischen Sättigung einstellt und hierfür den Tracker auszuliegen. In diesem Zusammenhang kann jedoch auch eine Anpassung der Verstärkung des Trackers in Abhängigkeit vom Strom erfolgen. Dadurch kann eine Schwankung der Dynamik aufgrund der magnetischen Sättigung reduziert werden.

Anhand von Simulationsergebnissen konnte untermauert werden, dass die hergeleitete Vorgehensweise zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens der Rotorlageschätzung ausreichend genau ist. Die Simulation wurde gemäß dem BSB in Bild 7.13 durchgeführt. Die Rotorlage bzw. Drehzahl, die mit Hilfe des SS-MRAS geschätzt wird, wird mit den Größen verglichen, die sich durch die hergeleitete Übertragungsfunktion  $(\gamma_{\text{ers}}, \omega_{\text{ers}})$  ergeben. (In Bild 7.13 stellt  $\gamma_{\text{el}}$  die tatsächliche Rotorlage dar.) Bei der Simulation wurde die MHF-Injektion angewendet. Der grundfrequente Anteil des Stromes wurde auf Null geregelt und Sättigungseffekte vernachlässigt. Die Drehzahl bzw. Rotorlage wurde direkt vorgegeben. Der Einfluss von störenden Effekten, wie z.B. die Wechselrichterstörspannung, wurde vernachlässigt, so dass das reine Führungsverhalten betrachtet werden kann. In diesem Zusammenhang wurde ebenfalls die PM-Flussverkettung zu Null gesetzt, da sich diese bei sprunghaften Anstiegen der Drehzahl störend auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung auswirkt. Bild 7.14(a) zeigt den Verlauf der geschätzten Drehzahl und  $\hat{\omega}_{\text{ers}}$  im Vergleich zur tatsächlichen Drehzahl. Hierbei ist die Überlagerung des hochfrequenten Anteils der Eingangsgröße des Trackers gut zu erkennen. Dieser Anteil verschwindet, sobald die Rotorlage korrekt geschätzt wird. In Bild 7.14(b) sind die tiefpassgefilterten Verläufe zu sehen, die nahezu übereinander liegen. Der hochfrequente Anteil der geschätzten Drehzahl kann durch das in Kapitel 6 vorgestellte adaptive Filter gedämpft werden. Nichtsdestotrotz ist für eine spätere Auslegung der Drehzahlregelung unbedingt zu beachten, dass sich der hochfrequente Anteil während einer Beschleunigung des Rotors störend auswirkt. Die Dynamik der Drehzahlregelung muss daher ggf. gemindert werden. Die Übertragungsfunktion, die für den Mittelwert der geschätzten Rotorlage zutrifft, stellt daher nur den Ausgangspunkt dar. Hierbei handelt es sich jedoch ohnehin um eine Betrachtung des Übertragungsverhaltens unter idealen Bedingungen. Wie an späterer Stelle noch erläutert wird, führen weitere störende Effekte ebenfalls dazu, dass die Dynamik der Drehzahl bzw. Stromregelung zusätzlich gemindert werden muss. Die Simulationsergebnisse zeigen jedoch, dass das Übertragungsverhalten der Rotorlage bzw. Drehzahlschätzung durch die oben hergeleitete Übertragungsfunktion sehr gut approximiert werden kann, wenn störende Effekte vorerst vernachlässigt werden.



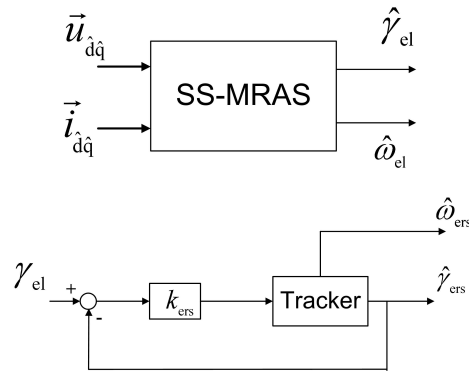


Abbildung 7.13: Struktur der Simulation

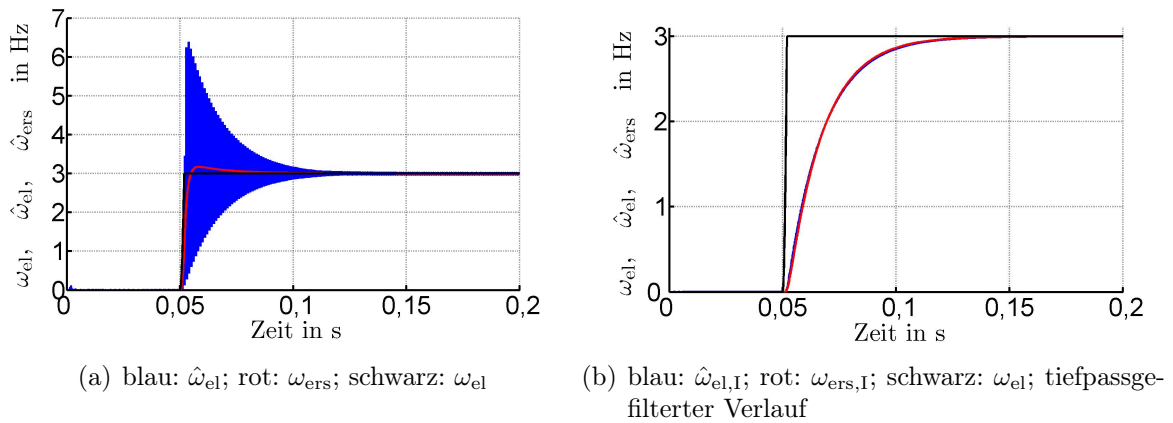


Abbildung 7.14: Übertragungsverhalten der geschätzten Drehzahl

### 7.3.3 Auswahl der HF-Spannung

Wie im vorherigen Abschnitt verdeutlicht wird, hat die Form der HF-Spannung einen entscheidenden Einfluss auf das Übertragungsverhalten der anisotropiebasierten Rotorlagegeschätzung. Demnach müssen bei der Auswahl die Vor- und Nachteile einer bestimmten HF-Spannungseinprägung gegenübergestellt werden, was im Folgenden gemacht wird.

Für die Identifikation der Rotorlage und der Systemparameter ist es von Vorteil, wenn der ausgewertete Strom eine gleichbleibende Intensität aufweist, was einen harmonischen Verlauf der HF-Spannung voraussetzt. Aus anderen Gesichtspunkten kann es prinzipiell auch von Vorteil sein, wenn kein harmonischer Verlauf vorliegt. Dieser Aspekt wird jedoch erst in Kapitel 11 behandelt.

Als mögliche Arten der Spannungseinprägung ergeben sich gemäß der Analyse aus Kapitel 6 somit die alternierende und rotierende Spannungseinprägung der klassischen HF-Injektion und die MHF-Injektion. Hinsichtlich der Eignung dieser Spannungseinprägungen für das SS-MRAS gilt es zu beurteilen,

- wie sich die Spannungseinprägung für die Systemparameteridentifikation eignet

- welcher Signal-Rausch-Abstand der Rotorlageschätzung sich ergibt
- welche parasitären Effekte hervorgerufen werden, wobei die Geräusentwicklung eine übergeordnete Rolle einnimmt.

Der wesentliche Unterschied zwischen der rotierenden Spannungseinprägung bzw. der MHF-Injektion und der alternierenden besteht darin, dass eine  $\hat{q}$ -Komponente der Spannung und somit des Stromes vorliegt. Für die Identifikation der transienten  $q$ -Induktivität ist dies eine Voraussetzung. Für die Dauer einer Online-Identifikation, eignet sich somit die alternierende Spannungseinprägung nicht, da ebenfalls ein  $q$ -Strom erregt werden muss.

Der wesentliche Vorteil der alternierenden Spannungseinprägung liegt darin, dass das erregte, hochfrequente Drehmoment vernachlässigbar klein ist. Infolgedessen wird ein geringeres Geräusch erzeugt als bei der rotierenden Spannungseinprägung bzw. der MHF-Injektion. Das mit der Trägerfrequenz auftretende Geräusch wird vom Anwender in der Regel als unangenehm empfunden. Abhängig von der Anwendung des Antriebssystems muss somit gewährleistet werden, dass das hochfrequente Drehmoment eine gewisse Intensität nicht überschreitet, was ggf. nur durch die alternierende Spannungseinprägung möglich ist.

An dieser Stelle erfolgt ein kurzer Einschub bzgl. der Beschreibung der alternierenden Spannungseinprägung, da dieser Begriff in der Literatur oftmals eine unterschiedliche Form der Spannungseinprägung beschreibt. Wie auch bisher in dieser Arbeit beschrieben, besteht die Möglichkeit, einen alternierenden Spannungszeiger in Richtung der  $d$ -Achse der PM-Flussverkettung einzuprägen. Dies hat den oben erwähnten Vorteil, dass nur ein äußerst geringes Geräusch entsteht, da die Drehmomentbildung hauptsächlich vom Produkt aus PM-Flussverkettung und  $q$ -Strom abhängt. In dem vorgestellten SS-MRAS wird der Cross-Saturation-Effekt implizit durch die Verwendung des Flussbeobachters berücksichtigt. Bezogen auf die klassische HF-Injektion muss eine zusätzliche Kompensation erfolgen, wie sie z.B. in [16] beschrieben ist.

Darüberhinaus besteht die Möglichkeit einen alternierenden Spannungszeiger in Richtung der geschätzten Anisotropie einzuprägen. Die direkte Achse dieser Anisotropie weist aufgrund der transienten Gegeninduktivität einen Versatz zur  $d$ -Achse der PM-Flussverkettung auf, was somit auch zu einem störenden Geräusch führt. Bezogen auf die klassische HF-Injektion bietet diese Art der Spannungseinprägung den Vorteil einer einfacheren Auswertung (z.B. [15]), da sich die Kompensation des Cross-Saturation-Effekts einfacher gestaltet.

Wie bereits in den vorangehenden Kapiteln erläutert, kann das SS-MRAS als eine universelle Berechnungsmethode der Rotorlage aufgefasst werden, so dass auch die zweite

Form der alternierenden HF-Spannung (in Richtung der Anisotropie) verwendet werden kann, ohne dass die Struktur angepasst werden muss. Wie auch bis hier, wird für den weiteren Verlauf dieser Arbeit jedoch nur die alternierenden Spannungseinprägung in Richtung der PM-Flussverkettung betrachtet, da nur bei dieser Form der Einprägung ein vernachlässigbar geringes Geräusch entsteht, was einen wesentlichen Vorteil gegenüber den anderen Arten der Spannungseinprägung darstellt.

Werden die Spannungseinprägungen hinsichtlich Ihrer Intensität bzw. des SNR beurteilt, muss berücksichtigt werden, dass sowohl der d- als auch der q-Anteil des Beobachterschätzfehlers einen durch Messrauschen verursachten Fehler beinhaltet. Nach der Struktur in Bild 7.3 werden für die Ermittlung der Rotorlage immer beide Komponenten des Beobachterschätzfehlers verrechnet. Wird die alternierende Spannungseinprägung betrachtet, ist dies jedoch nur in Abhängigkeit vom Sättigungsgrad der Maschine sinnvoll. Tritt keine transiente Gegeninduktivität auf, enthält lediglich die q-Komponente des Fehlers eine Information über die Rotorlage, ähnlich wie es bei der klassischen HF-Injektion der Fall ist. Dann wirkt sich die zusätzliche Auswertung der d-Komponente negativ aus, da sie keine Information über die Rotorlage enthält, sie aber rauschbehaftet ist. Tritt jedoch auch die transiente Gegeninduktivität auf, muss bei alternierender Spannungseinprägung auch die d-Komponente des Beobachterschätzfehlers ausgewertet werden, um eine bessere Signalintensität zu erhalten. Die Intensität der transienten Gegeninduktivität beeinflusst somit den Signal-Rausch-Abstand der d- und q-Komponente des Beobachterschätzfehlers, was einen Nachteil der alternierenden Spannungseinprägung darstellt. Im Gegensatz dazu stellt sich sowohl bei der rotierenden als auch MHF-Injektion ein konstanter SNR für beide Komponenten des Beobachterschätzfehlers ein. Bei diesen Arten der Spannungseinprägung ist für die d- und q-Komponente des Beobachterschätzfehlers die Information über die Rotorlage gleich groß, unabhängig vom Sättigungsgrad der Maschine<sup>6</sup>. Es lässt sich somit festhalten, dass die rotierende Spannungseinprägung und die MHF-Injektion einen besseren SNR aufweisen als die alternierende Spannungseinprägung, sobald der Cross-Saturation-Effekt eintritt.

In der Literatur bestehen weiter Ansätze der Spannungseinprägung, die ebenfalls die Erregung eines hochfrequenten q-Stromes vorsehen, das dabei entstehende Geräusch jedoch verringern. In [86] wird beispielsweise vorgeschlagen, die Frequenz der q-Spannung zu variieren. Ziel ist es hierbei, ein möglichst breites Frequenzspektrum zu erzeugen, das idealerweise dem von weißem Rauschen ähnelt. Das daraus resultierenden Geräusch erscheint dem Anwender wesentlich angenehmer, als das hochfrequente Geräusch bei

---

<sup>6</sup>Für die MHF-Injektion wird hierbei vorausgesetzt, dass die Spannungen in d- und q-Richtung ein gleich große Intensität aufweisen.

konstanter Frequenz. Die in [86] präsentierte Vorgehensweise hat jedoch den Nachteil, dass die Frequenz immer für eine gewisse Dauer konstant gehalten wird, was durch das Verfahren der Rotorlageschätzung begründet ist. Durch das neuartige SS-MRAS ist es jedoch möglich, eine beliebige Form der Spannung zu wählen, die keinen harmonischen Verlauf aufweisen muss. Es kann somit eine  $q$ -Spannung eingeprägt werden, die hinsichtlich der Geräuschbildung optimiert ist. Dieser Aspekt wurde im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht näher verfolgt, da sich u.a. auch hier die Beschreibung des Übertragungsverhaltens erheblich erschwert.

Ist aufgrund der Anwendung ein hochfrequentes Geräusch ohnehin zulässig, stellen die rotierende Spannungseinprägung und die MHF-Injektion gegenüber der alternierende Spannungseinprägung wegen des besseren SNR die geeigneter Wahl dar. Beim Vergleich von rotierender Spannungseinprägung und MHF-Injektion lässt sich in Bezug auf die Dynamik der Rotorlageschätzung die gleiche Güte erzielen. Hinsichtlich der Parameteridentifikation bietet die MHF-Injektion jedoch Vorteile gegenüber der rotierenden Spannungseinprägung. Denn durch die unterschiedlichen Frequenzen der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Spannung wird eine Art Entkopplung der  $\hat{d}$ - und  $\hat{q}$ -Komponenten des Schätzfehlers erzielt, wodurch z.B. der Felddämpfungsfaktor berücksichtigt werden kann.

Die Art der Spannungseinprägung beeinflusst ebenfalls die Ausprägung der Wechselrichterstörspannung wie u.a. in [71] beschrieben wird, aber auch in Kapitel 5 und 6 zu finden ist. Durch die entsprechende Identifikation der Wechselrichterstörspannung (vgl. Kapitel 6) und bei Anwendung des HANN kann deren störender Einfluss jedoch für alle Arten der Spannungseinprägung gut gemindert werden (vgl. Kapitel 6). Es besteht jedoch weiterer Forschungsbedarf, den Zusammenhang zwischen der Art der Spannungseinprägung und Ausprägung der Wechselrichterstörspannung zu untersuchen und daraus abgeleitet eine angepasste Spannungseinprägung zu entwickeln.

Ist die Art der Spannungseinprägung gewählt, muss bei der Auswahl der Spannung weiterhin deren Frequenz und Amplitude berücksichtigt werden. Hierbei ist zum einen wiederum entscheidend, mit welcher Frequenz das hochfrequente Drehmoment und das damit verbundene Geräusch auftreten darf. Zum anderen hängt die Amplitude des HF-Stromes proportional vom Quotient aus Amplitude und Frequenz ab. Für eine möglichst gute Intensität bzw. einen guten SNR darf die Amplitude daher gegenüber der Frequenz nicht zu gering sein. Dabei sind vor allem die Eigenschaften des Antriebssystems entscheidend. Ist z.B. im unteren Drehzahlbereich eine genügend große Spannungsreserve vorhanden, kann eine relativ große Amplitude für die HF-Spannung gewählt werden, ohne dass die Stromregelung zu stark beeinflusst wird.

Hinsichtlich der Dynamik der Rotorlageschätzung gilt weiterhin zu beachten, dass bei hohen Frequenzen eine bessere Trennung des hochfrequenten vom grundfrequenten Be-

obachterschätzfehlers möglich ist. Bei hohen Frequenzen wird daher die Amplitude des Stromes durch die HP-Filterung weniger gedämpft (vgl. Gleichung 7.21), was zu einer höheren Intensität führt. Hinsichtlich der Frequenz ist weiterhin entscheidend, wie groß der HF-Widerstand im Verhältnis zur Differenz der transienten d- und q-Induktivitäten ist. Hierbei ist entscheidend, dass die Spannung hauptsächlich über der Induktivität abfällt, damit der Signal-Rausch-Abstand entsprechend gut ist. Dieser Aspekt ist eng mit der Thematik eines für die geberlose Regelung angepassten Maschinendesigns verknüpft, worauf an dieser Stelle jedoch nicht näher eingegangen wird.

Es kann somit nicht allgemeingültig beurteilt werden, welche Spannung und Frequenz sich am besten für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung eines bestimmten Antriebssystems eignen. Hinsichtlich der Dynamik der Rotorlageschätzung und des Signal-Rausch-Abstands wirken sich eine relativ hohe Frequenz in Verbindung mit einer hohen Spannungsamplitude positiv aus. Begrenzende Faktoren hierfür sind die Geräusentwicklung und Spannungsreserve im unteren Drehzahlbereich. Weiterhin gilt auch zu berücksichtigen, dass ein zusätzlicher HF-Strom auch immer zusätzliche Verluste verursacht, die u.U. begrenzt werden müssen. Neben den Kupferverlusten sind vor allem die Wirbelstromverluste in den PM zu berücksichtigen<sup>7</sup>.

Hinsichtlich einer minimalen Amplitude der HF-Spannung bzw. des HF-Stromes ist auch die Strommessung bzw. deren A/D-Wandlung von Bedeutung, was jedoch erst in Kapitel 8 ausführlicher behandelt wird.

### 7.3.4 Übertragungsverhalten der EMK-basierten Rotorlageschätzung

Die Grundlagen für die EMK-basierte Rotorlageschätzung werden bereits in Kapitel 4 hergeleitet. Daraus ergibt sich das äquivalente BSB der Rotorlageschätzung, wie es in Bild 7.15 dargestellt ist. Anhand des BSB kann das Übertragungsverhalten hergeleitet werden. Es gilt jedoch zu beachten, dass sich aufgrund der Abhängigkeit der Eingangsgröße des Trackers vom Betrag der Drehzahl eine nichtlineare Übertragungsfunktion ergibt. Um trotzdem eine einfache Parametrierung des Trackers vornehmen zu können, erfolgt die Parametrierung des Trackers für den quasistationären Betrieb bzw. für eine konstante Drehzahl. Daraus ergibt sich eine maximale Verstärkung des Trackers für die maximale Drehzahl der PMSYM. Bei dieser maximalen Verstärkung ist für den gesamten Drehzahlbereich ein stabiler Betrieb gewährleistet. Wie in den vorangehenden Kapiteln erwähnt, besteht durch die Nutzung der  $\hat{q}$ -Komponente des Beobachterschätzfehlers die Möglichkeit, die Dynamik der Rotorlageschätzung zu verbessern. In der äquivalenten Struktur wirkt sich dies wie ein zusätzlicher D-Anteil aus. Durch die Faktoren  $k_D$  und  $k_P$ , mit denen wiederum die  $\hat{q}$ - und  $\hat{d}$ -Komponente des Be-

<sup>7</sup>Dieser Aspekt trifft vor allem für PMSYM mit Oberflächen-PM zu.

obachterschätzfehler gewichtet werden, lässt sich die Parametrierung der resultierenden Rotorlageschätzung durchführen. Bei der Verwendung der  $\hat{q}$ -Komponente gilt es jedoch zu beachten, dass die PM-Flussverkettung bekannt sein muss, da sich ansonsten ein konstanter Schätzfehler der Rotorlage einstellt. Wie zu Anfang beschrieben, erfordert dies in der Regel wiederum die Identifikation der PM-Flussverkettung. Es sollte daher vorab abgewogen werden, wie hoch die Dynamik der Rotorlageschätzung für die Anwendung des Antriebssystems sein muss. Kann durch die alleinige Verwendung der  $\hat{d}$ -Komponente des Schätzfehlers bzw. des proportionalen Anteils eine ausreichende Dynamik erzielt werden, vereinfacht dies die resultierende Struktur des SS-MRAS und damit die Parametrierung.

Wie in Bild 7.15 zu erkennen ist, wirkt sich ebenfalls die Dynamik bzw. die Verstärkung des Beobachters ( $k_{\text{obs}}$ ) auf das Übertragungsverhalten aus, da dieser ein zeitverzögertes Verhalten aufweist. Für eine möglichst hohe Dynamik sollte der Verstärkungsfaktor ebenfalls hoch gewählt werden. Hierbei gilt es jedoch auch das Übertragungsverhalten von Störgrößen zu beachten, wie im nächsten Abschnitt behandelt wird.

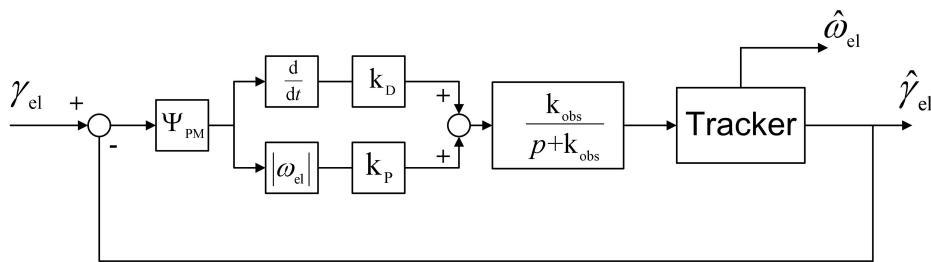
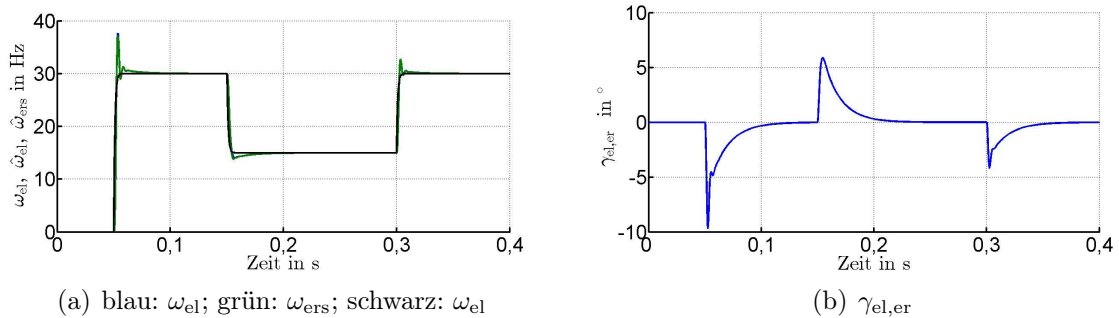


Abbildung 7.15: BSB der EMK-basierten Rotorlageschätzung

In Bild 7.16 sind die Simulationsergebnisse der EMK-basierten Rotorlageschätzung dargestellt. Wie bei der anisotropiebasierten Schätzung werden ebenfalls die durch das SS-MRAS geschätzten Größen mit den durch die Übertragungsfunktion ermittelten Größen verglichen (vgl. Bild 7.13). Auch hier ist zu erkennen, dass die Beschreibung der EMK-basierten Rotorlageschätzung durch das äquivalente BSB (Bild 7.15) ausreichend genau ist, da beide Verläufe (blau und grün) in Bild 7.16(a) nahezu übereinander liegen.

Darüberhinaus spiegelt sich das nichtlineare Übertragungsverhalten im Verlauf des Rotorlageschätzfehlers gut wider. Bei 0,15 s wird ein Sprung von 30 Hz elektrisch auf 15 Hz durchgeführt, bei 0,3 s ein Sprung von 15 Hz auf 30 Hz elektrisch. Obwohl die Differenz vom Betrag gleich ist, ist der maximale Fehler beim positiven Sprung geringer. Dies liegt darin begründet, dass die Intensität des ausgewerteten Beobachterschätzfehlers mit steigendem Betrag der Drehzahl ebenfalls zunimmt, was zu einer besseren Dynamik führt. Dieser Aspekt muss grundsätzlich bei der Auslegung der übergeordneten

Drehzahlregelung betrachtet werden. Er kann jedoch dadurch gemindert werden, dass die Verstärkung des Trackers in Abhängigkeit von der Drehzahl adaptiert wird. Mit sinkendem Betrag der Drehzahl wird die Verstärkung erhöht. Bei steigendem Betrag der Drehzahl wird die Verstärkung reduziert, so dass bei maximaler Drehzahl der maximal zulässige Wert nicht überschritten wird. Jedoch auch hier sollte abgewogen werden, ob eine Adaption notwendig ist oder die maximale Abweichung der Rotorlage in einem tolerierbaren Bereich liegt. Hierbei gilt es zu bedenken, dass bei geringen Drehzahlen ebenfalls die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung wirkt. Der beschriebene Effekt wird ebenfalls durch die Verwendung eines Luenberger-Beobachters gemindert, wenn das Abbremsen des Rotors nicht durch ein unbekanntes Lastmoment verursacht wird. Um den maximalen Schätzfehler bei vorgegebenem bzw. gewünschtem Abbremsen des Rotors zu verringern, kann weiterhin die Beschleunigung der Solldrehzahl (während des Bremsvorgangs) begrenzt werden.



**Abbildung 7.16:** Übertragungsverhalten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung

### 7.3.5 Störverhalten der Rotorlageschätzung

Die bisherige Parametrierung des Trackers berücksichtigt allein das Führungsverhalten der Rotorlageschätzung. Es muss jedoch auch der Einfluss von Störgrößen betrachtet werden, was ebenfalls zu einer maximal zulässigen Verstärkung des Trackers führt bzw. die Parametrierung beeinflusst. Außerdem wird in diesem Abschnitt die Wahl des Verstärkungsfaktors der Beobachterrückführung ( $k_{obs}$ ) und die Auslegung der Hochpassfilterung behandelt.

In den vorstehenden Kapiteln wurden schon einige Störgrößen betrachtet, die die Rotorlageschätzung beeinflussen. Hinsichtlich der Parametrierung gilt es vor allem die Effekte zu betrachten, die einen oszillierenden Schätzfehler hervorrufen, was insbesondere für die Wechselrichterstörspannung und Mehrfachanisotropien gilt. Ist es nicht möglich, die störenden Effekte ausreichend zu mindern, muss die Dynamik des Trackers gemindert werden, damit das Oszillieren der geschätzten Drehzahl bzw. Rotorlage gedämpft wird. Gleiches gilt für die Dynamik der Drehzahlregelung, um das Oszillieren

der tatsächlichen Drehzahl zu begrenzen.

Ein Aspekt, der ähnliche Auswirkungen hat, bisher jedoch nicht berücksichtigt wurde, ist der Einfluss von Messrauschen der Strommessung. Das Messrauschen spiegelt sich ebenfalls in der geschätzten Rotorlage und Drehzahl wieder, was ebenfalls dazu führt, dass der Verstärkungsfaktor des Trackers nicht zu hoch gewählt werden darf. In Kapitel 8 wird der Einfluss der Strommessung noch ausführlich behandelt.

Ähnlich wie bei der Auslegung des Trackers muss der Einfluss der Störgrößen auf die Parametrierung des Beobachters berücksichtigt werden. Wie in Bild 7.15 dargestellt ist, wirkt sich die Übertragungsfunktion des Beobachters zeitverzögernd auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung aus. Für ein gutes Führungsverhalten muss die Rückführung des Beobachters dementsprechend groß gewählt werden. Um den Einfluss der beschriebenen Störgrößen zu mindern, muss der Verstärkungsfaktor jedoch klein sein. Wie oben erwähnt, hat die EMK auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung einen störenden Einfluss, da sie nicht bekannt ist. Dieser Effekt wird durch die Hochpassfilterung gemindert. Je größer die Eckfrequenz gewählt wird, desto besser wird der störende Anteil gefiltert. Es gilt jedoch auch zu berücksichtigen, dass dadurch die Intensität des HF-Stromes gemindert wird, was wiederum negative Auswirkungen hat. Dieser Aspekt verdeutlicht wiederum, warum sich eine möglichst hohe Frequenz der HF-Spannung positiv auswirkt, (weil dadurch eine entsprechend hohe Eckfrequenz der Hochpassfilterung gewählt werden kann).

Wie bisher beschrieben, können Schätzfehler der Systemparameter einen konstanten Offset bei der Rotorlageschätzung bewirken. Darüber hinaus beeinflussen sie jedoch auch das dynamische Verhalten, wenn transiente Spannungsverläufe berücksichtigt werden, die durch die Stromregelung verursacht werden. Bei korrekter Modellierung des Antriebssystems hat die Stromregelung keinen bzw. nur einen sehr geringen störenden Einfluss auf die Rotorlageschätzung, was im Verlauf dieser Arbeit schon mehrfach angesprochen wurde. Bei falscher Modellierung jedoch wirkt sich eine hochdynamische Stromregelung wie eine transiente bzw. hochfrequente Störspannung aus. Dies wird in Bild 7.17 verdeutlicht, das ein Simulationsergebnis der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung darstellt, wobei die rotierende Spannungseinprägung zugrunde liegt. In Bild 7.17(a) ist der zeitliche Verlauf der geschätzten Drehzahl dargestellt, wenn die Systemparameter (Induktivitäten, HF-Widerstand, etc.) bekannt sind. Bei 0,2 s erfolgt ein Sollwertsprung des d-Stromes auf 5 A; bei 0,25 s ein Sollwertsprung des q-Stromes auf 5 A. Ein Einfluss der Stromregelung auf die Schätzung der Drehzahl ist nicht zu erkennen. Sind die Systemparameter jedoch nicht bekannt, wirkt sich die Stromregelung erheblich auf die Rotorlageschätzung aus, wie in Bild 7.17(b) zu sehen ist. Hierbei liegt ein Schätzfehler der Induktivitätswerte von 20 Prozent zugrunde. Dieser Effekt führt wiederum dazu, dass die Dynamik der resultierenden Rotorlageschätzung



durch die Parametrierung des Trackers, des Beobachters und der HP-Filterung bzw. die Dynamik der übergeordneten Drehzahlregelung gemindert werden muss. Für die EMK-basierte Rotorlageschätzung ist ähnliches zu beobachten.

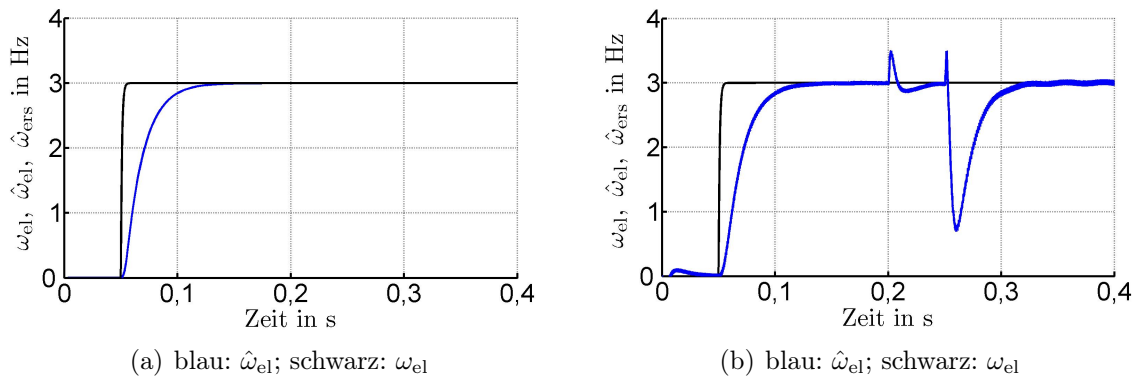
Innerhalb dieser Arbeit wird grundsätzlich die Stromregelung als direkte Ursache des soeben beschriebenen Einflusses betrachtet. Es gilt jedoch zu berücksichtigen, dass selbstverständlich auch die Drehzahlregelung einen indirekten Einfluss ausübt, da sie die Sollwerte für die Stromregelung generiert. Nichtsdestotrotz wird der direkte Bezug zwischen Störung und Rotorlageschätzung über die Stromregelung hergestellt. Dies gilt vor allem dann, wenn eine reine Drehmomentregelung bzw. Stromregelung vorliegt.

Ein weiterer Aspekt, der beachtet werden muss, ist die Parametrierung der Online-Identifikation der Systemparameter. Da die geschätzten Parameter im Beobachter adaptiert werden, üben diese somit auch einen Einfluss auf den Beobachterschätzfehler und somit die Rotorlageschätzung aus (vgl. Bild 7.8). Streng genommen ergibt sich somit ein nichtlineares Übertragungsverhalten der resultierenden Rotorlageschätzung. Um den Einfluss der Online-Parameterschätzung zu mindern, wird deren Dynamik im Vergleich zur Rotorlageschätzung sehr klein gewählt. Dies ist möglich, wenn vor dem eigentlichen Betrieb der PMSYM das oben beschriebene Autocommissioning durchgeführt wird. Dadurch liegen die stromabhängigen Verläufe der Induktivitäten in ausreichender Genauigkeit vor, so dass die Stabilität der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung gewährleistet ist. Bei der Beschreibung des Übertragungsverhaltens der Parameterschätzung mittels GDM ist analog zur anisotropiebasierten Rotorlageschätzung vorzugehen, wie sie oben hergeleitet wird (vgl. Bild 7.12).

Die beschriebenen Sachverhalte veranschaulichen, dass die Parametrierung des SS-MRAS nicht pauschal vorgenommen werden kann, sondern die Eigenschaften des vorliegenden Antriebssystems berücksichtigt werden müssen. In den vorherigen Abschnitten wird für die anisotropie- und EMK-basierte Rotorlageschätzung beschrieben, wie bei der Auslegung des Führungsverhaltens vorzugehen ist. Anhand dessen können maximal zulässige Werte für die Parameter des Trackers, des Beobachters und des HP-Filters bestimmt werden, die einen stabilen Betrieb gewährleisten, solange ein guter Signal-Rausch-Abstand vorliegt. Ist dies nicht der Fall, muss die Dynamik der Rotorlageschätzung aufgrund der beschriebenen Störeffekte reduziert werden. Wie stark, hängt jedoch vom jeweiligen System ab bzw. davon, welche Effekte auftreten.

Bei der Beschreibung des SS-MRAS und somit des Übertragungsverhaltens der Rotorlageschätzung werden kleine Schätzfehler angenommen, wie in Kapitel 4 beschrieben wird. Infolgedessen wird eine Linearisierung der Abhängigkeit des Beobachterschätzfehlers vom Sinus des Rotorlageschätzfehlers vorgenommen (vgl. Gleichung 4.31 bis 4.36). Mit zunehmendem Schätzfehler ergibt sich somit eine falsche Beschreibung des Beobachterschätzfehlers und dessen Auswertung. Dies führt im schlimmsten Fall zur

Instabilität des geberlosen Betriebs. Für die EMK-basierte Rotorlageschätzung tritt dies spätestens ein, wenn der Schätzfehler größer als  $90^\circ$  elektrisch ist. Dann wechselt das Vorzeichen des Ausdrucks „ $\cos(\gamma_{el,er})$ “, zu welchem die q-Komponente des Beobachterschätzfehlers proportional ist und mit dessen Hilfe die Drehrichtung bestimmt wird. Die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung wird ebenfalls spätestens ab einem Schätzfehler von  $90^\circ$  elektrisch instabil, da die Grundwelle des magnetischen Leitwerts vom zweifachen Wert der Rotorlage abhängt. Es muss folglich durch die Parametrierung des SS-MRAS gewährleistet werden, dass für den gesamten Betriebsbereich der Schätzfehler möglichst gering ausfällt.



**Abbildung 7.17:** Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung bei bekannten Induktivitäten (a) und Schätzfehlern der Induktivitäten (b); Sollwertsprung des d-Stromes auf 5 A bei 0,2 s; Sollwertsprung des q-Stromes auf 5 A bei 0,25 s

### 7.3.6 Unterscheidung zwischen Drehzahlregelung und Drehmomentregelung

Wird die Parametrierung des SS-MRAS vorgenommen, so gilt es grundsätzlich zu unterscheiden, ob eine Drehzahlregelung oder eine Drehmoment- bzw. Stromregelung vorliegt. Bei einer Drehzahlregelung stellt sich das Problem dar, dass sich die Störungen der Drehzahlschätzung annähernde linear auf die Drehzahlregelung übertragen. Bei einer Stromregelung ist dies nicht der Fall, da das tatsächliche Moment vom Sollwert in nichtlinearer Form abweicht. Wird das Reluktanzmoment vernachlässigt, ergibt sich das Drehmoment wie folgt:

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q (1 - \cos(\gamma_{el,er})) \quad . \quad (7.22)$$

Durch die Abhängigkeit des Drehmoments vom  $\cos$  des Rotorlageschätzfehlers wirkt sich dieser geringfügiger aus, als dies für die Drehzahlregelung der Fall ist. Insbesondere der Einfluss von harmonischen Schätzfehlern wird dadurch gedämpft.

Relativ gesehen kann daher für eine geberlose Drehmomentregelung eine höhere Dynamik erzielt werden als dies für eine Drehzahlregelung der Fall ist, wenn störende Effekte vorliegen.

### 7.3.7 Synthese der anisotropiebasierten und der EMK-basierten Rotorlageschätzung

Die bisherige Parametrierung setzte eine jeweils getrennte Betrachtung der anisotropiebasierten und der EMK-basierten Rotorlageschätzung voraus. Wie jedoch im vorangehenden Kapitel beschrieben, wird eine Synthese beider Verfahren durchgeführt, um für den gesamten Drehzahlbereich eine geberlose Regelung zu realisieren. Hierzu wird wie in Bild 7.18 dargestellt, eine Gewichtung der Eingangsgrößen des Trackers vorgenommen. Bis der Betrag der Drehzahl einen bestimmten Wert ( $\omega_{\text{sat,HF}}$ ) überschreitet, wird die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung voll gewichtet. Danach fällt die Gewichtung linear ab. Die Gewichtung der EMK-basierten Rotorlageschätzung hingegen steigt proportional zum Betrag der Drehzahl an, bis dieser den Wert  $\omega_{\text{sat,EMK}}$  erreicht. Erst danach erfolgt die volle Gewichtung. Ab wann die EMK-basierte Rotorlageschätzung voll gewichtet wird, hängt vom Signal-Rausch-Abstand ab, auf den vor allem die Wechselrichterstörspannung und der grundfrequente Widerstand einen Einfluss ausüben. Mit steigender Drehzahl nimmt die EMK zu, so dass sich der Signal-Rausch-Abstand verbessert und durch die EMK-basierte Rotorlageschätzung eine bessere Güte erreicht wird, als mit Hilfe der anisotropiebasierten, weshalb die Gewichtung dieser ab  $\omega_{\text{sat,HF}}$  abfällt.  $\omega_{\text{sat,HF}}$  und  $\omega_{\text{sat,EMK}}$  müssen grundsätzlich nicht denselben Wert aufweisen. Die Wahl der Werte hängt vor allem von der Intensität der störenden Einflüsse ab. Es muss lediglich gewährleistet sein, dass ein Verfahren immer voll gewichtet ist, so dass  $\omega_{\text{sat,HF}}$  mindestens so groß ist wie  $\omega_{\text{sat,EMK}}$ .

Durch die beschriebene Gewichtung der Verfahren kann bezüglich der übergeordneten Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung eine gewisse Mindestdynamik gewährleistet werden. Liegt der Betrag der Drehzahl unterhalb von  $\omega_{\text{sat,HF}}$ , wirkt das Übertragungsverhalten der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung. Ab  $\omega_{\text{sat,EMK}}$  wirkt das EMK-basierte Verfahren.

In der Regel ist der Signal-Rausch-Abstand der EMK-basierten Rotorlageschätzung ab einer gewissen Drehzahl sehr viel besser als der für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung, wodurch eine wesentlich höhere Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung ermöglicht wird. Um diesen Effekt auszunutzen, kann die Dynamik der Drehzahlregelung somit in Abhängigkeit von der Drehzahl angepasst bzw. erhöht werden. Wird hingegen eine gleichbleibende Parametrierung gewählt, muss die Auslegung der übergeordneten Regelung anhand der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung erfol-

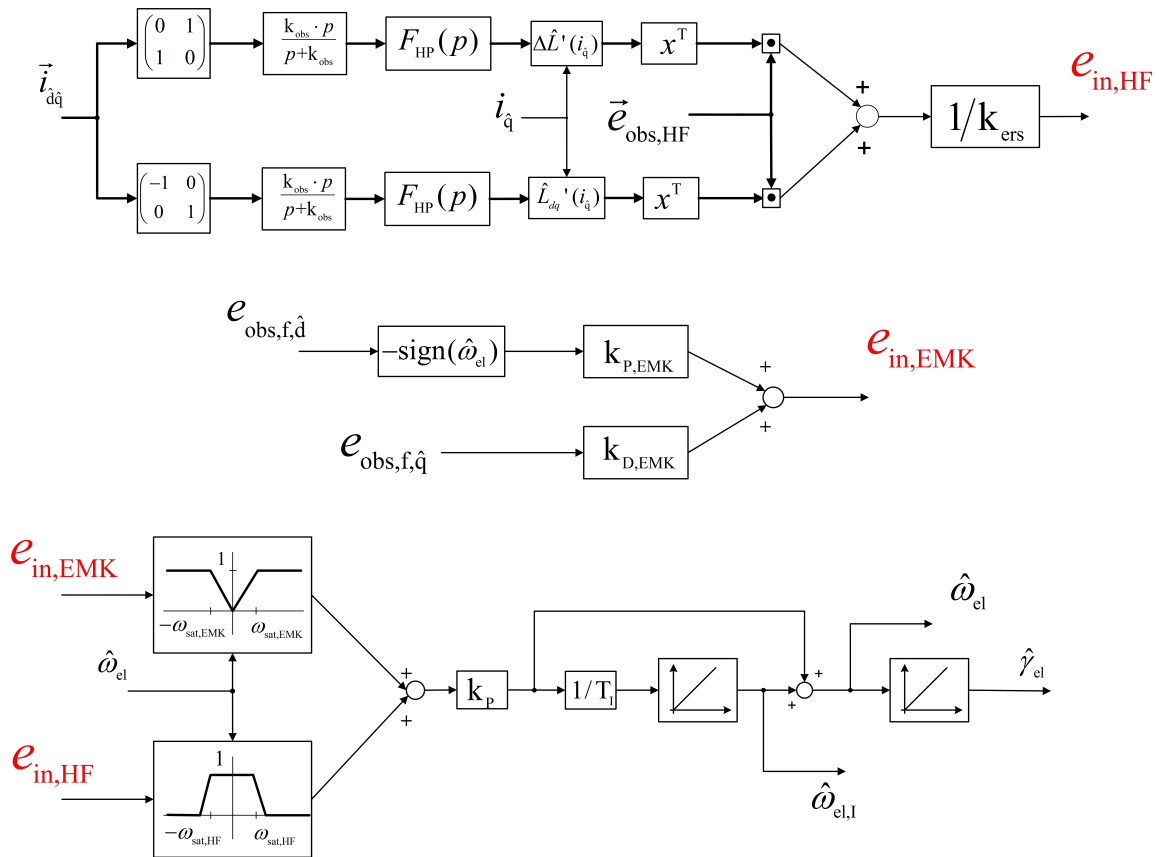
gen, da diese gegenüber der EMK-basierten Rotorlageschätzung die geringere Dynamik aufweist.

Demzufolge wird auch der Tracker anhand der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung parametrisiert. Hierzu erfolgt vorab eine Normierung der Eingangsgröße  $e_{in, HF}$  mit Hilfe des Faktors  $1/k_{ers}$  (vgl. Bild 7.12). Die Dynamik des Trackers wird durch die Zeitkonstante  $T_i$  festgelegt. Für  $k_p = 4 \cdot T_i$  ergibt sich ein gutes Verhältnis aus Anregelzeit und Dämpfung. Unter der Annahme einer störfreien Rotorlageschätzung ergeben sich die maximal zulässigen Werte aufgrund der Abtastzeit<sup>8</sup>. In Anbetracht der behandelten störenden Effekte muss die Dynamik des Trackers jedoch geringer gewählt werden. Für die sich daraus ergebenden Werte von  $T_i$  und  $k_p$  können daraufhin die Parameter der EMK-basierten Rotorlageschätzung bestimmt werden ( $k_{p, EMK}$  und  $k_{D, EMK}$ ). Werden die Parameter konstant gehalten, ist für deren Parametrierung die maximale Drehzahl entscheidend, da hier die maximale Intensität vorliegt. Die Werte müssen so gewählt werden, dass für diese ein stabiler Betrieb möglich ist. Mit Hilfe der beschriebenen Vorgehensweise ergibt sich für die resultierende Drehzahlregelung die prinzipielle Struktur, wie sie in Bild 7.19 zu sehen ist<sup>9</sup>. Das obere BSB in Bild 7.19 zeigt die allgemeine Struktur der Drehzahlregelung bei beliebiger Bestromung. Es ist zu erkennen, dass die Stromregelung der Drehmomentregelung entspricht. Wie bei der Auslegung der Stromregelung vorzugehen ist, kann der Standardliteratur entnommen werden (z.B. [1]). Wird eine reine q-Bestromung vorgenommen, vereinfacht sich die Struktur gemäß dem unteren BSB. Das innere Drehmoment der Maschine wird dann allein durch den q-Strom geregelt. Die resultierende Stromregelung kann als ein Verzögerungsglied erster Ordnung approximiert werden. Wie schon weiter oben erläutert, hat die Stromregelung nur einen geringen Einfluss auf die Rotorlageschätzung, solange die stromabhängigen Verläufe der Induktivität relativ gut geschätzt werden. Dies ermöglicht es, die Stromregelung mit annähernd der gleichen Dynamik auszulegen, wie es für die geberbehafteten Regelung der Fall ist. Entgegen aus der Literatur bekannten Ansätzen der klassischen HF-Injektion muss keine Tiefpassfilterung des Stromes vorgenommen werden, was zu einer Minderung der Dynamik führen würde.

Die beschriebene Vorgehensweise der Parametrierung ist besonders dann sinnvoll, wenn eine Belastung der PMSYM mit maximalem Drehmoment für den gesamten Drehzahlbereich zulässig ist. Dann wird die Dynamik der Drehzahlregelung durch die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung limitiert. Ist hingegen vorgesehen, dass die PMSYM

<sup>8</sup>An dieser Stelle sei wieder darauf hingewiesen, dass zu Gunsten der Übersichtlichkeit die BSB zeitkontinuierliche Elemente enthalten. Für die Auslegung muss jedoch eine Zeitdiskretisierung erfolgen.

<sup>9</sup>Für das mechanische System wird eine vereinfachte Modellierung vorgenommen, die z.B. Reibung vernachlässigt.



**Abbildung 7.18:** Synthese der anisotropiebasierten und der EMK-basierten Rotorlage-schätzung

erst bei höheren Drehzahlen stärker belastet wird, kann es wiederum sinnvoll sein, die Dynamik der Drehzahlregelung mit steigender Drehzahl zu adaptieren.

Vor diesem Hintergrund kann auch hier wieder nicht pauschal beurteilt werden, ob eine drehzahlabhängige Adaption der Regelung sinnvoll ist oder nicht, da hierfür der vorgesehene Betrieb bekannt sein muss. In diesem Zusammenhang ist auch die Kenntnis des mechanischen Systems - insbesondere des resultierenden Massenträgheitsmoments - von Bedeutung.

Für das innerhalb dieser Arbeit untersuchte Antriebssystem konnte mit Hilfe der beschriebenen Parametrierungsvorschrift ein ausreichend dynamischer Betrieb realisiert werden. Wie in Kapitel 9 und 10 noch gezeigt wird, konnte die Maschine für den gesamten Drehzahlbereich mit maximal zulässigem Drehmoment belastet werden, wobei der resultierende Rotorlage-schätzfehler einen zulässigen Wert nicht überschritten hat.

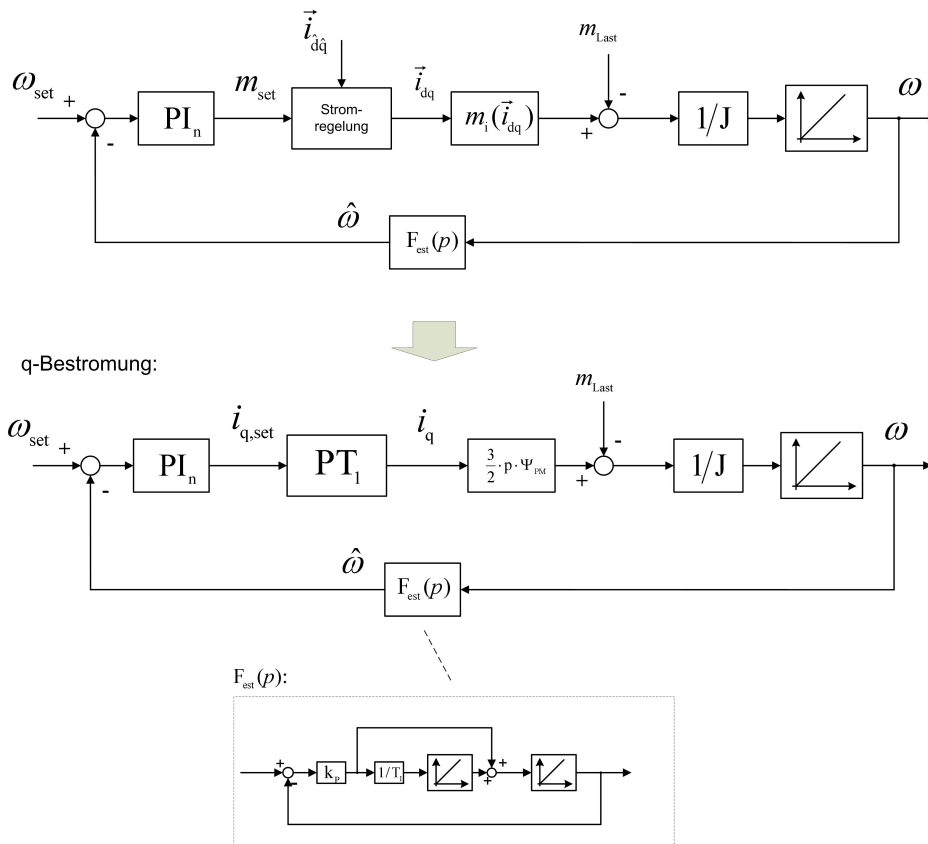


Abbildung 7.19: Resultierende Drehzahlregelung

## 7.4 Übersicht des SS-MRAS

In diesem und dem vorangehenden Kapitel wird die grundsätzliche Funktionsweise des SS-MRAS beschrieben. Es werden alle wesentlichen, aus der Literatur bekannten Effekte, die die geberlose Regelung beeinflussen, berücksichtigt. In diesem Zusammenhang wird hergeleitet, wie bei der Identifikation entscheidender Systemparameter vorzugehen ist und wie störende Effekte gemindert werden können. Verschiedene Ausführungen des SS-MRAS bzw. Vorgehensweisen ermöglichen es, grundsätzlich alle behandelten Effekte zu mindern.

Darüberhinaus befasst sich dieses Kapitel mit der Parametrierung des SS-MRAS, woraus sich das Übertragungsverhalten der Rotorlage- bzw. Drehzahlschätzung ableiten lässt, was für die übergeordnete Drehzahl- und Drehmomentregelung von entscheidender Bedeutung ist.

Hierbei wird deutlich, dass eine optimale Auslegung des SS-MRAS und dessen Parametrierung nicht pauschal möglich ist. Der hohe Grad an Vernetzung der unterschiedlichen Einflüsse und deren komplexe Zusammenhänge bedingen, dass das SS-MRAS immer auf das vorliegende Antriebssystem und die damit verbundene Anwendung angepasst werden sollte. Die geberlose Regelung bzw. das SS-MRAS lässt sich immer nur für ein bestimmtes Antriebssystem und dessen Anwendung optimal auslegen. Sind die Rahmenbedingungen unbekannt, ist keine allgemeingültig optimale Auslegung möglich.

Der soeben beschriebene Aspekt wird durch die in Bild 7.20 dargestellte Übersicht gut veranschaulicht. Die Übersicht beinhaltet die wesentlichen Aspekte, die bei der Auslegung der geberlosen Regelung zu beachten sind, was sowohl für die anisotropiebasierte als auch EMK-basierte Rotorlageschätzung gilt. Die gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Punkte ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Sie ist aus der bisherigen Analyse abzuleiten. Zu Anfang gilt es gewisse Gütekriterien festzulegen, die die geberlose Regelung bzw. das Antriebssystem erfüllen sollen. Hierbei muss unterschieden werden, ob die Kriterien von regelungstechnischer Relevanz sind oder nicht. Beispiele hierfür sind der maximal zulässige Wert für den Mittelwert des Schätzfehlers oder eine überlagerte Schwingung im quasistationären Betrieb. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Dynamik der Rotorlageschätzung, so dass ein maximaler Schätzfehler nicht überschritten wird, woraus sich eine maximal zulässige Beschleunigung des Rotors ergibt. Dies ist vor allem entscheidend für maximal zulässige Lastsprünge. Hinsichtlich der Störanfälligkeit gilt es vor allem die Beeinflussung der Strom- bzw. Drehmomentregelung zu berücksichtigen, wodurch deren Dynamik begrenzt wird. Bei den in Bild 7.20 markierten Gütekriterien handelt es sich somit um „harte“ Kriterien, die die Stabilität der geberlosen Regelung beeinflussen. Im Gegensatz dazu stehen die eher „weichen“ Kriterien, die vor allem durch die Anwendung des Antriebssystems bestimmt

werden. Die gegenseitige Beeinflussung der „harten“ und „weichen“ Kriterien sind am Beispiel der Geräusentwicklung bzw. Zusatzverluste und der Dynamik gut festzumachen. Für eine gute Dynamik ist eine große Amplitude des HF-Stromes von Vorteil, was wiederum die Zusatzverluste und Geräusentwicklung erhöht. Diesbezüglich übt auch die Form der HF-Spannung einen Einfluss aus<sup>10</sup>. Es gilt somit abzuwägen, ob die Anforderung an die Dynamik der resultierenden Drehzahlregelung zugunsten eines besseren Wirkungsgrades gesenkt werden sollten, falls dies möglich ist. In diesem Zusammenhang ist auch die oben erwähnte Anpassung der Stromwertsollvorgaben (reine q-Bestromung) zu erwähnen, die eine ggf. notwendige Identifikation erleichtert, aber eine Verschlechterung des Wirkungsgrades bewirken kann.

Hinsichtlich der störenden Einflüsse des Antriebssystems sind besonders die Sättigungseffekte der PMSYM und die Wechselrichterstörspannung zu nennen. Die Sättigungseffekte beeinflussen vor allem die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung. Im schlimmsten Fall können sie bewirken, dass die auszuwertende Anisotropie zu gering ist und somit für bestimmte Lastströme keine geberlose Regelung möglich ist. Je nach Ausprägung der Sättigungseffekte ist deren Identifikation notwendig, was vor allem für den Cross-Saturation-Effekt gilt. Dies kann wiederum ein Autocommissioning erfordern, in dem der sättigungsabhängige Verlauf der Induktivitäten approximiert wird. Dies bedingt die Modifikation des ursprünglichen Flussbeobachters.

Die Wechselrichterstörspannung beeinflusst sowohl die anisotropiebasierte als auch die EMK-basierte Rotorlageschätzung. Sie kann ebenfalls initial geschätzt werden, was eine teilweise Minderung erzielt. Zusätzlich kann eine adaptive Filterung (mittels HANN) vorgenommen werden, die harmonische Schätzfehler mindert, die ebenfalls durch die Wechselrichterstörspannung, aber auch durch Oberwelleneffekte verursacht werden. Es gilt jedoch zu beachten, dass sich die störenden Effekte trotz Minderung immer negativ auf die Dynamik und den quasistationären Schätzfehler auswirken. Eine Minderung erfordert immer eine komplexere Ausführung des SS-MRAS, wodurch die Rechenintensität ansteigt. Es gilt somit auch hier abzuwägen, wie stark die störenden Effekte gemindert werden müssen oder ob eine gewisse Verschlechterung der regelungstechnischen Gütekriterien zulässig ist, was evtl. die Rechenintensität mindert. In der Übersicht sind weiterhin die Effekte der Strommessung aufgeführt, die ebenfalls eine entscheidende Beeinflussung ausüben können. Die aufgelisteten Effekte werden jedoch erst in Kapitel 8 behandelt.

Durch die dargestellte Übersicht wird es dem Anwender ermöglicht, für ein vorliegendes Antriebssystem das SS-MRAS so auszulegen, dass es die geforderten Gütekriterien bestmöglich erfüllt. Je nachdem welche störenden Effekte vorliegen, kann die Struk-

---

<sup>10</sup>Die rotierende Spannungseinprägung bzw. die MHF-Injektion kann für bestimmte Betriebspunkte einen besseren Signal-Rausch-Abstand als die alternierende Spannungseinprägung bieten.



tur des SS-MRAS erweitert werden, um diese zu mindern. Ohne die Festlegung dieser Randparameter ist eine zweckmäßige Parametrierung des SS-MRAS nicht möglich, weshalb in diesem Kapitel auch nur die grundsätzlichen Zusammenhänge zwischen Parametrierung und Gütekriterien hergestellt werden. In Kapitel 9 wird anhand eines Simulationsmodells die Parametrierung für ein Antriebssystem konkret vorgenommen, wobei vorab eine Gewichtung der Gütekriterien festgelegt wird. In Kapitel 10 wird die Parametrierung und Anwendung des SS-MRAS für einen Teststand behandelt.

## 7.5 Vergleich mit dem Stand der Technik

Die analytische Beschreibung des Übertragungsverhaltens und der Auswirkung störender Effekte, wie Sie in dieser Arbeit vorgenommen wird, wird in anderen Veröffentlichungen oftmals nur unzureichend vorgenommen<sup>11</sup>. Dies erschwert die Parametrierung und es lassen sich nur schwer Grenzen aufweisen, für die ein stabiler Betrieb möglich ist.

Neben diesem grundsätzlichen Aspekt lassen sich jedoch auch konkrete Unterschiede zu dem in dieser Arbeit entwickelten SS-MRAS und den bisher bekannten Verfahren der geberlosen Regelung (s. Kapitel 4 und 5) ermitteln. Hierbei gilt es zu beachten, dass sich das SS-MRAS zum einen aus der Rotorlageschätzung an sich und zum anderen aus der Identifikation von Systemparametern bzw. der Minderung von störenden Effekten zusammensetzt. Bei einem Vergleich mit anderen Verfahren bietet es sich daher an, zu Anfang eine gute Kenntnis der Systemparameter vorauszusetzen, so dass keine zusätzliche Identifikation notwendig ist. Unter dieser Voraussetzung bildet für das SS-MRAS der Flussbeobachter nach Bild 7.1 die Grundlage. Anschließend wird der Aspekt der Systemidentifikation hinzugezogen.

### 7.5.1 Synthese aus EMK-basierter und anisotropiebasierter Rotorlageschätzung

Für das SS-MRAS erfolgt die Rotorlageschätzung mit Hilfe des Schätzfehlers für den gesamten Drehzahlbereich, ohne dass die Beobachterstruktur angepasst werden muss. Allein die Auswertung des anisotropie- und des EMK-abhängigen Schätzfehlers erfolgt auf andere Art und Weise. Wie in Bild 7.18 dargestellt ist, kann bei der Auswertung eine Gewichtung des anisotropiebasierten und des EMK abhängigen Schätzfehlers erfolgen. Die Gewichtung ist jedoch nicht zwangsläufig notwendig und nur dann sinnvoll, wenn die Systemparameter nicht gut bekannt bzw. störende Effekte in entsprechender

---

<sup>11</sup>Es sei hierbei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass dies nicht für alle im Literaturverzeichnis aufgeführten Arbeiten der Fall ist.

Intensität vorhanden sind. Beispielsweise ist hier der Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung bei geringen Drehzahlen zu nennen. Je nachdem, wie stark die störenden Effekte ausgeprägt sind, sollte ein Gewichtung vorgenommen werden. Nichtsdestotrotz gehen die anisotropie- und EMK-basierte Rotorlageschätzung fließend ineinander über. Voraussetzung für die Auswertung des Flussbeobachterschätzfehlers - sowohl für die EMK-basierte als auch für die anisotropiebasierte Schätzung - ist, dass auch die Anisotropie bzw. Achsigkeit modelliert wird. Bei bisher bekannten Ansätzen erfolgt im Gegensatz dazu oftmals die anisotropie- und EMK-basierte Rotorlageschätzung durch unterschiedliche Verfahren, deren analytische Herleitungen nicht korrelieren, bzw. basieren sie auf unterschiedlichen Strukturen. In [35], [49], [50] oder [92] wird beispielsweise ein Flussbeobachter implementiert, wie er aus Kapitel 4 bekannt ist und grundsätzlich der Struktur in Bild 4.21 entspricht. Dieser Flussbeobachter vernachlässigt den Unterschied der d- und q-Induktivität und verwendet die geschätzte EMK bzw. PM-Flussverkettung. Der geschätzte Rotorwinkel, der für die rückgeführte PM-Flussverkettung verwendet wird, wird bei geringen Drehzahlen durch die klassische HF-Injektion bzw. INFORM-Methode ermittelt. Bei höheren Drehzahlen erfolgt die Rotorlageschätzung EMK basiert, so wie aus Kapitel 4 bereits bekannt ist.

Diese Vorgehensweise der Rotorlageschätzung basiert nicht auf einer gemeinsamen Struktur, wie es für das SS-MRAS der Fall ist. Im Wesentlichen wird durch diese Vorgehensweise die Rotorlage durch zwei verschiedene Verfahren geschätzt, wie sie in Kapitel 4 und 5 beschrieben sind (EMK-basiertes Verfahren und anisotropiebasiertes Verfahren). Die Synthese erfolgt lediglich erst über eine gemeinsame Trackerstruktur mittels drehzahlabhängiger Gewichtung. Dies erfordert in der Regel zusätzlichen Rechenaufwand, wie z.B. durch die Minderung des Einflusses der Stromregelung auf die HF-Injektion veranschaulicht wird.

Die Synthese EMK-basierter und anisotropiebasierter Verfahren über die Trackerstruktur ist nicht ausschließlich durch die Art der Gewichtung möglich, wie sie bisher behandelt wurde (vgl. Bild 7.18). In [34] wird beispielsweise eine Filterstruktur verwendet, um die Synthese zu erzielen. Die grundsätzlichen Aspekte, die in diesem Abschnitt behandelt werden, gelten jedoch auch für die in [34] beschriebene Vorgehensweise.

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle erwähnt, dass auch weitere Verfahren in der Literatur zu finden sind, die ebenfalls nur eine Struktur für die EMK-basierte und die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung verwenden, wie z.B. die in [93], [94] oder [95] beschrieben. Dieses Verfahren basieren ebenfalls auf dem Prinzip des MRAS, wobei ein Strombeobachter den Ausgangspunkt bildet. Der Beobachterfehler wird so verrechnet, dass die Rotorlage sowohl basierend auf der EMK als auch basierend auf der magnetischen Anisotropie in einem Schritt ausgewertet wird. Für die aufgeführten

Veröffentlichungen ist dies jedoch nur möglich, indem eine ideale Maschine vorausgesetzt wird. Bei dieser werden u.a. nicht einmal Sättigungseffekte berücksichtigt bzw. zwischen transienten Induktivitäten und Sekanteninduktivitäten unterschieden, was gemäß der vorangehenden Kapitel für eine korrekte Untersuchung der Rotorlageschätzung jedoch unbedingt notwendig ist.

Bei den beschriebenen Ansätzen handelt es sich demnach vielmehr um ein strikte Anwendung einer regelungstechnischen Methode der Systemidentifikation, ohne auf die Besonderheiten des Antriebssystems einzugehen. Gleiches gilt z.B. auch für den Einsatz des Extended Kalman Filter (EKF), wie er aus der Literatur bekannt ist ([3]). Wird ein vereinfachtes Antriebssystem vorausgesetzt, eignet sich bei entsprechender Einprägung einer HF-Spannung auch das EKF für den gesamten Drehzahlbereich, ohne weitere Modifikationen vorzunehmen. Wie durch die bisherige Arbeit jedoch verdeutlicht wird, ist es von fundamentaler Bedeutung, das Antriebssystem möglichst genau zu modellieren. Dies beinhaltet auch die Unterscheidung des grundfrequenten und des transienten Betriebsverhalten, was im vorgestellten SS-MRAS berücksichtigt wird.

Weiterhin wird bei den genannten Verfahren der Einfluss falsch geschätzter Systemparameter selbst für die vereinfachte Modellierung des Antriebssystem gänzlich vernachlässigt. Für das SS-MRAS hingegen wird zusätzlich die Identifikation entscheidender Systemparameter vorgestellt.

Beim Vergleich der Herleitungen bestehender MRAS-Ansätze und der Herleitung des SS-MRAS wird weiterhin deutlich, dass ein Beitrag der vorliegenden Arbeit darin besteht, zu veranschaulichen, wie auf Basis einer bestehenden Struktur, wie Sie für die EMK-basierte Rotorlageschätzung bereits vorhanden ist, auch die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung erfolgen kann. Aufgrund der in Kapitel 4 genannten Vorteile erfolgt dies in dieser Arbeit für den Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS. Das methodische Vorgehen ist jedoch auch auf andere Beobachterstrukturen (z.B. [49]) übertragbar. Erst dadurch wird ersichtlich, dass sich für die klassischen Verfahren der EMK-basierten Rotorlageschätzung und das SS-MRAS die gleiche Performance erzielen lässt. Diese Betrachtung fehlt bei den aus der Literatur bekannten MRAS-Ansätzen.

## 7.5.2 EMK-basierte Rotorlageschätzung

Innerhalb dieser Arbeit wurde hergeleitet, wie sich das MRAS aus der Beobachterstruktur ableiten lässt, die ohnehin für die EMK-basierte Rotorlageschätzung verwendet wird. Dementsprechend lässt sich bei höheren Drehzahl für das SS-MRAS auch die gleiche Performance erzielen. Wie zuvor erwähnt, lässt sich die Vorgehensweise, wie eine Struktur sowohl für die EMK-basierte als auch für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung genutzt werden kann, auch auf die anderen in Kapitel 4 behandelten

Beobachter übertragen. Die Vorteile des verwendeten Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS gegenüber den anderen Ansätzen sind jedoch in Kapitel 4 ausführlich beschrieben. Einer der wichtigsten Eigenschaften ist hierbei, dass es frei steht, die geschätzte EMK zu verwenden, um eine höhere Dynamik der Rotorlageschätzung zu erzielen. Die PM-Flussverkettung muss somit nicht zwangsläufig bekannt sein bzw. identifiziert werden.

### 7.5.3 Anisotropiebasierte Rotorlageschätzung - Einfluss der Stromregelung und Wahl der HF-Spannung

Dadurch, dass beim SS-MRAS die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ebenfalls auf dem Flussmodell der PMSYM basiert, hat die Stromregelung auf diese nur einen geringen Einfluss, was ein entscheidendes Gütekriterium der geberlosen Regelung darstellt. Bei der klassischen HF-Injektion muss der Einfluss transientser Stromverläufe mit Hilfe von Bandpassfilterung ([15]) und/oder einer zusätzlichen Beobachterstruktur ([45]) gemindert werden, was zusätzlichen Rechenaufwand mit sich bringt. Die Bandpassfilterung bewirkt jedoch eine Verringerung der Dynamik der Rotorlageschätzung ([64]), wodurch ggf. auch die Dynamik der Drehzahl- bzw. Stromregelung gemindert werden muss. Bei Verfahren der direkten Berechnung der anisotropieabhängigen Rotorlage ist der Einfluss der Stromregelung ebenfalls sehr gering. Diese Vorgehensweise erfordert jedoch die Division durch veränderliche Größen ([89]) oder die Berechnung der transienten Admittanz *und* der Sekanteninduktivität ([73]). Für das SS-MRAS wird hingegen die Berechnung der stromabhängigen Sekanteninduktivität und transienten Induktivität vorgenommen, für die die gleichen Koeffizienten zugrunde liegen (vgl. Gleichung 7.3). Dadurch wird der Rechenaufwand verringert. Beim Auftreten von Mehrfachanisotropien ergibt sich der zusätzliche Vorteil, dass die Induktivitäten ebenfalls ohne die Division einer veränderlichen Größe nachgebildet werden können (vgl. Kapitel 4), was bei Verwendung der Admittanz nicht der Fall ist. Durch die Verwendung des GDM zur Auswertung des Schätzfehlers hat die Stromregelung nicht nur keinen störenden Einfluss, sie kann sich sogar positiv auf die Rotorlageschätzung auswirken (, wenn die Induktivitätsverläufe bekannt sind). Für das SS-MRAS ist allein entscheidend, dass eine zeitliche Ableitung des Stromes vorliegt<sup>12</sup>. Durch welche Spannung diese hervorgerufen wird, ist nebensächlich. Die durch die Regelung erzeugten transienten Verläufe des Stromes werden somit gezielt genutzt. Dies wird auch noch einmal sehr anschaulich in Kapitel 6 in Bild 6.14 verdeutlicht, das die Rotorlageschätzung für einen Spannungsraumzeiger mit zufälligem Injektionswinkel darstellt. Die Eigenschaft eines

<sup>12</sup>Dies gilt auch für die erwähnten Verfahren der direkten Berechnung.

anisotropiebasierten Verfahrens, für einen beliebigen (transienten) Spannungsverlauf die Rotorlage auswerten zu können, geht daher mit der Unempfindlichkeit gegenüber der Stromregelung einher.

An dieser Stelle sei jedoch hervorgehoben, dass die Bestimmung der Rotorlage mittels GDM auch als universelle Berechnungsvorschrift zu verstehen ist, die auch für die rotierende und alternierende Spannungseinprägung der klassischen HF-Injektion verwendet werden kann. Auch wenn die transienten Induktivitäten nicht genau bekannt sind, wird kein schlechteres Ergebnis erzielt als durch die klassische HF-Injektion. Zwar wird in diesem Fall der Einfluss der Stromregelung weniger gemindert, als bei Kenntnis der Induktivitätsverläufe, dies gilt dann jedoch auch für die HF-Injektion. Die Simulationsergebnisse in Kapitel 6 (Bild 6.19 und 6.20) verdeutlichen dies<sup>13</sup>.

Die Kenntnis der Systemparameter bietet allerdings die oben beschriebenen Vorteile, sie kann jedoch nicht allgemeingültig vorausgesetzt werden. Dies würde u.a. eine genaue Vermessung des vorliegenden Antriebssystem erfordern. Ebenfalls müssen zeit- bzw. temperaturabhängige Änderungen der Systemparameter berücksichtigt werden. Daraus begründet sich auch der Vorteil der klassischen HF-Injektion bzw. INFORM-Methode gegenüber der direkten Berechnung, da bei diesen die Systemparameter nur bedingt bekannt sein müssen. (Bei dieser Betrachtung wird vorerst angenommen, dass sich der Cross-Saturation-Effekt nur geringfügig ausprägt.) Umgekehrt müssen die transienten d- und q-Induktivitäten für die direkte Berechnung bekannt sein. Der Verlauf der transienten Spannung kann hingegen (relativ) variabel gewählt werden, was wiederum einen Vorteil gegenüber der HF-Injektion bzw. INFROM-Methode darstellt. In diesem Zusammenhang kann die direkte Berechnung mit einer Identifikation der Induktivitäten gekoppelt werden.

#### 7.5.4 Systemidentifikation und Minderung störender Effekte

Das SS-MRAS vereint die Vorteile der direkten Berechnung und der HF-Injektion, indem eine Identifikation der transienten Induktivitäten durchgeführt wird. Diese basiert auf dem GDM mit konstanter Schrittweite, was eine geringe Rechenintensität erzielt. Für die Identifikation wird ebenfalls der Beobachterschätzfehler verwendet, wobei dann eine Modifikation vorgenommen wird, die eine Nachbildung des hochfrequenten und grundfrequenten Verhaltens im Arbeitspunkt der PMSYM ermöglicht.

Treten bei der betrachteten PMSYM starke Sättigungseffekte auf, kann ggf. der Einfluss der transienten Gegeninduktivität (Cross-Saturation-Effekt) nicht mehr vernachlässigt werden. Dieser wirkt sich auf die HF-Injektion und die direkte Berechnung

<sup>13</sup>Bei den Simulationen wird für das SS-MRAS eine rotierende und alternierende Spannungseinprägung durchgeführt, wobei die transienten Induktivitäten nicht bekannt sind bzw. nicht identifiziert werden. Trotzdem ergibt sich keine mittlere Abweichung des Schätzfehlers.

gleichermaßen aus und muss auch für das SS-MRAS berücksichtigt werden. In diesem Zusammenhang wird in Kapitel 6 und 7 analysiert, wie zusätzlich auch die transiente Gegeninduktivität bei EMK-basierter Rotorlageschätzung identifiziert werden kann. Um Sättigungseffekte besser mindern zu können, wird in dieser Arbeit darüberhinaus ein Verfahren zur initialen Approximation der stromabhängigen Induktivitätsverläufe beschrieben, wobei eine vereinfachte Form der Stromabhängigkeit und reine  $q$ -Bestromung vorausgesetzt wird. In Kombination mit der beschriebenen Online-Identifikation ist eine iterative Anpassung der geschätzten Induktivitätsverläufe während des Betriebs möglich. Innerhalb dieser Arbeit wurde die beschriebene Kombination aus initialer und Online-Identifikation nur teilweise realisiert. Weiterhin wurde nur die Abhängigkeit der Induktivitäten vom  $q$ -Strom berücksichtigt. Für das betrachtete Antriebssystem konnte durch diesen Ansatz ein geberloser Betrieb ausreichender Güte realisiert werden, wie in den Kapiteln 9 und 10 noch zu sehen ist. Nichtsdestotrotz ist zu erwarten, dass die weiterführende Approximation der Induktivitätsverläufe während des Betriebs eine verbesserte Rotorlageschätzung ermöglicht. Sie stellt somit einen Aspekt zukünftiger Arbeiten dar.

Neben der Identifikation der Sättigungseffekte wird in dieser Arbeit weiterhin hergeleitet, wie die PM-Flussverkettung, der HF-Widerstand bzw. grundfrequente Widerstand und die Wechselrichterstörspannung geschätzt werden können. Die Systemparameteridentifikation wird durch die MHF-Injektion begünstigt, welche innerhalb dieser Arbeit als alternative Form der hochfrequenten Spannungseinprägung vorgestellt wird<sup>14</sup>. Mit Hilfe der MHF-Injektion können weiterhin die Wirbelstromeffekte genutzt werden, um die Rotorlage zu schätzen. Dadurch, dass sowohl die  $d$ - als auch die  $q$ -Komponente des HF-Widerstand identifiziert wird, erfolgt die Rotorlageschätzung mit maximaler Intensität bzw. kann sie sowohl für die alternierende als auch die rotierende HF-Spannungseinprägung angewendet werden. Dies stellt einen zusätzlichen Nutzen zu den aus der Literatur bekannten Verfahren dar (z.B. [75]).

Zusätzlich wird das prinzipielle Vorgehen beschrieben, wie Oberwelleneffekte identifiziert werden können. Um deren Einfluss auf die Rotorlageschätzung zu mindern, wird hingegen ein HANN-basiertes adaptives Filter vorgestellt, was ebenfalls den Einfluss der Wechselrichterstörspannung verringert.

Je nachdem, wie gut das vorliegende System bekannt ist, kann das SS-MRAS somit angepasst bzw. modular erweitert werden, um bestimmte Effekte zu mindern, die bei der Modellierung des Antriebssystems nicht berücksichtigt werden.

---

<sup>14</sup>Es konnte im Rahmen dieser Arbeit in der Literatur kein Verfahren gefunden werden, bei dem die Einprägung der  $d$ - und  $q$ -Komponente der HF-Spannungen mit unterschiedlichen Frequenzen erfolgt, um die Identifikation des Felddämpfungsfaktors zu gewährleisten.

### 7.5.5 Abschließende Bewertung

In der Literatur sind ebenfalls Verfahren beschrieben, die eine Identifikation der Systemparameter und Minderung störender Effekte zum Ziel haben. Hierbei sind besonders die Arbeiten unter Beteiligung des WEMPEC hervorzuheben. Im Vergleich zu diesen Verfahren hat das vorgestellten SS-MRAS oftmals den Vorteil, dass weniger Rechenkapazität benötigt wird.

Es wird nicht ausgeschlossen, dass durch die Kombination der bekannten Verfahren zur Rotorlageschätzung und Systemparameteridentifikation ein gleich guter oder besserer geberloser Betrieb erzielt werden kann, als durch das SS-MRAS. Das SS-MRAS hingegen stellt ein auf Rechenleistung optimiertes Verfahren der geberlosen Regelung dar, durch das alle bekannten Einflüsse auf die Rotorlageschätzung berücksichtigt bzw. gemindert werden und das die Vorteile mehrerer bekannter Verfahren in sich vereint.

### Gütekriterien

- |  |  |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>-quasistationärer Schätzfehler                     <ul style="list-style-type: none"> <li>- mittlere Abweichung</li> <li>- oszillierender Schätzfehler</li> </ul> </li> <li>- Dynamik (Führungsverhalten)</li> <li>- Störanfälligkeit<br/>(z.B. Beeinflussung durch Stromregelung)</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Rechenintensität</li> <li>- Geräuschentwicklung, Vibration</li> <li>- Zusatzverluste                     <ul style="list-style-type: none"> <li>- Kupferverluste</li> <li>- Wirbelstromverluste</li> </ul> </li> <li>- Wirkungsgrad (bei angepasster Stromsollwertvorgabe)</li> </ul> |
|--|--|
- ↓  
*regelungstechnisch relevant*

### Störende Einflüsse des Antriebssystems

#### PMSYM

- Sättigungseffekte
  - stromabhängiger Verlauf der Induktivitäten
  - „Cross-Saturation“ (Gegeninduktivität)
  - Minderung von  $\Delta L'$
  - Minderung der resultierenden Intensität ( $\sqrt{\Delta L'^2 + L'_{dq}^2}$ )
- Oberwelleneffekte
  - Mehrfachanisotropien (auch sättigungsabhängig)
  - EMK-Oberharmonische
- Wirbelstromeffekte
- Hochfrequenzwiderstand
- Asymmetrischer Aufbau
- Temperaturabhängigkeit der Systemparameter

#### VSI

- Wechselrichterstörspannung  
(„Dead-Time-Effekt“ unter Berücksichtigung parasitärer Kapazitäten)

#### Strommessung

- Messrauschen
- Offset-Messfehler
- Skalierungsfehler
- Linearitätsfehler
- Quantisierungsfehler

### Ausführung des SS-MRAS:

#### Rotorlageschätzung + Drehzahlregelung

- Auswahl des Trackers
- Adaptive Parametrierung in Abhängigkeit von der Sättigung und/oder Drehzahl
- adaptive Filterung (HANN)
- HF-Spannung
  - alternierend, rotierend
  - MHF-Injektion
  - „beliebige“ Form
  - Frequenz + Amplitude

#### Identifikation von Systemparametern

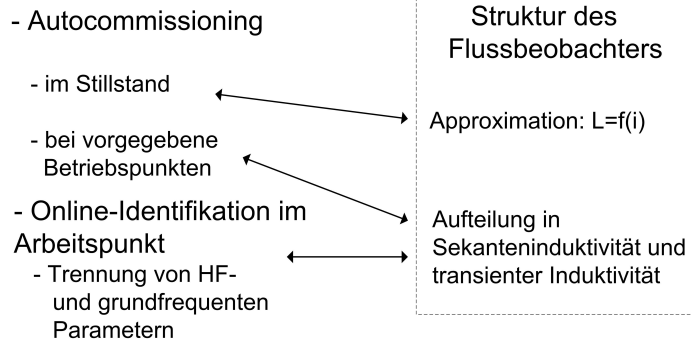


Abbildung 7.20: Überblick zur geberlosen Regelung mittels SS-MRAS



## 8 Einfluss der Strommessung auf die Rotorlageschätzung

Die in dieser Arbeit behandelten Verfahren zur geberlosen Regelung basieren auf der Messung des Stromes. Die Güte der geberlosen Regelung hängt somit entscheidend von der Güte der Strommessung ab, was auch schon im vorangehenden Kapitel in der Übersicht des SS-MRAS (Bild 7.20) angedeutet wird. Eine Beschreibung der störenden Effekte der Strommessung und Möglichkeiten, diese zu mindern, erfolgt in diesem Kapitel.

### 8.1 Unterscheidung der Strommessfehler

Die Güte der Strommessung hängt vor allem von der eingesetzten Sensorik bzw. dem Messwandler (LEM-Wandler, etc.), der anschließenden analogen Signalverarbeitung (analoges Filter, etc.) und der A/D-Wandlung ab. Je nachdem, welche Ausführung vorliegt, prägen sich verschiedene Messfehler unterschiedlich stark aus. Bezüglich der geberlosen Regelung wird der Einfluss der Strommessung in verschiedenen Publikationen behandelt ([34], [96]). Die wichtigsten Fehler lassen sich wie folgt unterscheiden:

- Messrauschen
- Quantisierungsfehler
- Offsetfehler
- Linearitätsfehler
- Skalierungsfehler.

Grundsätzlich gilt, dass der Einfluss von Messrauschen, Quantisierungsfehlern und Offsetfehlern auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung von der Drehzahl abhängt. Je größer die Drehzahl ist, desto größer ist der Betrag der EMK und es ergibt sich ein besserer Signal-Rausch-Abstand. Für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ist dies nicht der Fall. Messrauschen und Quantisierungsfehler können die Güte der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung stark beeinflussen. Dies erklärt sich daraus, dass die

Strommessung in der Regel für die Regelung des grundfrequenten Stromes ausgelegt ist, dessen Amplitude um ein Vielfaches größer ist als die des HF-Stromes. In [45] ist daher eine Modifikation der Strommessung vorgestellt, wodurch der Signal-Rausch-Abstand bzgl. des HF-Strom verbessert wird. Es handelt sich hierbei jedoch um keine Software-basierte Maßnahme.

Der Offsetfehler hat auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung einen vernachlässigbaren Einfluss, da der HF-Strom zusätzlich hochpass- bzw. bandpassgefiltert wird. Linearitätsfehler und Skalierungsfehler beeinflussen sowohl die EMK- als auch die anisotropiebasierten Verfahren. Eine genaue Betrachtung der einzelnen Effekte wird im Folgenden durchgeführt.

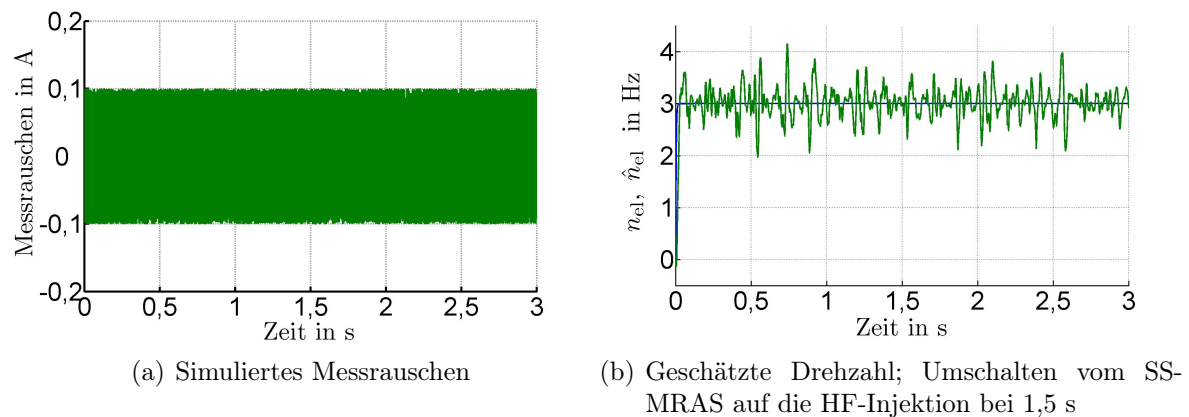
## 8.2 Einfluss von Messrauschen

Messrauschen tritt in der Regel bei jeder Art der Strommessung auf. Hinsichtlich der geberlosen Regelung erzeugt es jedoch keinen konstanten Schätzfehler<sup>1</sup>. Stattdessen spiegelt es sich direkt in der geschätzten Rotorlage bzw. Drehzahl wider. Entsprechend der Definition erstreckt sich das Messrauschen über das gesamte Frequenzspektrum. Einerseits wird dadurch ein hochfrequenter Schätzfehler erzeugt, der mit Hilfe eines Tiefpasses (mit relativ hoher Eckfrequenz) leicht gefiltert werden kann, ohne die Dynamik der Regelung unzulässig zu vermindern. Andererseits enthält das Messrauschen jedoch auch Frequenzanteile, die sich in der Nähe der Trägerfrequenz der hochfrequenten Spannung befindet, die für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung notwendig ist. Diese Anteile des Messrauschens können dementsprechend nicht gefiltert werden. Die Auswirkungen können somit mit dem Auftreten von Mehrfachanisotropien verglichen werden, wobei die Intensität der verschiedenen Ordnungen schwankt. Unabhängig vom angewendeten Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung wirkt sich der störende Einfluss des Messrauschens somit in ähnlicher Form aus. Dies verdeutlichen auch die in Bild 8.1 dargestellten Simulationsergebnisse, bei denen ein Vergleich zwischen der alternierenden HF-Injektion und dem SS-MRAS bei rauschbehafteter Strommessung vorgenommen wurde. In Bild 8.1(a) ist das Messrauschen dargestellt, das einen maximalen Wert von 100 mA aufweist. Für die Erzeugung des Rauschens wurde ein entsprechender Generator verwendet, der durch die Simulationssoftware MATLAB/Simulink bereitgestellt wird<sup>2</sup>. In Bild 8.1(b) ist der tiefpassgefilterte Verlauf der geschätzten Drehzahl im Vergleich zur tatsächlichen dargestellt. Bis zu einer Simulationszeit von 1,5 s ist das SS-MRAS aktiv. Dann erfolgt eine Umschaltung auf

<sup>1</sup>Hierbei wird von einem mittelwertfreien Messrauschen ausgegangen.

<sup>2</sup>Auf das Simulationsmodell und die verwendete Simulationssoftware wird in Kapitel 9 detailliert eingegangen.

die alternierende HF-Injektion. Die Implementierung der HF-Injektion wurde entsprechend der bekannten Vorgehensweise durchgeführt ([13]). Das SS-MRAS verwendet ebenfalls die alternierende HF-Spannung. Beide Verfahren wurden so parametrisiert, dass sie bezüglich der Rotorlageschätzung die gleiche Dynamik aufweisen. Der in Bild 8.1(b) dargestellte Verlauf der geschätzten Drehzahl verdeutlicht, dass sich das Messrauschen auf beide Verfahren gleichermaßen auswirkt. Ein signifikanter Unterschied ist nicht festzustellen. Wie zuvor erläutert, wird durch das Messrauschen eine Art harmonischer Schätzfehler geringer Frequenz erzeugt. Ein Vergleich von rotierender HF-Injektion und SS-MRAS ergaben analoge Ergebnisse. Der Einfluss des Messrauschens kann auf unmittelbarem Weg nur durch eine Steigerung der Intensität der hochfrequenten Spannung gemindert werden, wodurch der Signal-Rausch-Abstand verbessert wird. Andernfalls muss die Dynamik der Rotorlageschätzung bzw. des Trackers und somit der Drehzahlregelung gemindert werden, wenn sich der durch das Messrauschen verursachte Schätzfehler zu stark in der tatsächlichen Rotordrehzahl widerspiegelt.



**Abbildung 8.1:** Einfluss von Messrauschen auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung

### 8.3 Einfluss von Quantisierungsfehlern

Der Einfluss von Quantisierungsfehlern wird in [96] beschrieben. Dieser hat ausschließlich auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung eine Auswirkung, was eintritt, wenn die Amplitude des HF-Stromes im Verhältnis zum maximalen Strom, für den die Strommessung ausgelegt ist, relativ klein ist. Der Quantisierungsfehler erzeugt ein sogenanntes Quantisierungsrauschen, welches mit dem Messrauschen verglichen werden kann<sup>3</sup>. Durch eine Erhöhung der HF-Spannung bzw. des HF-Stromes kann der Einfluss der

<sup>3</sup>Das Quantisierungsrauschen stellt jedoch kein Messrauschen im eigentlichen Sinne dar, da es nicht zufällig verteilt ist

Quantisierungsfehler gemindert werden. Es sind jedoch weitere Untersuchungen notwendig, um den Quantisierungsfehlern besser charakterisieren zu können.

Das Messrauschen und Quantisierungsfehler beeinflussen die Schätzung der Systemparameter nur äußerst gering, da die Schätzung der Parameter mit Hilfe des GDM einer Mittelwertbildung gleichkommt.

## 8.4 Einfluss von Offsetfehlern

Hinsichtlich der Offsetfehler der Strommessung muss zwischen anisotropiebasierter und EMK-basierter Rotorlageschätzung unterschieden werden. Für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung wird der Strom hochpassgefiltert, so dass der Offsetfehler praktisch keinen Einfluss ausübt. Hinsichtlich der EMK-basierten Rotorlageschätzung erzeugt ein Offset der Strommessung einen oszillierenden Schätzfehler. In der Regel ist ein Offset der Strommessung jedoch einfach bei der Inbetriebnahme zu kompensieren, wenn keine Spannung an der Maschine anliegt oder diese nur eine 0-Komponente enthält. Auch der Einsatz von Hochpassfiltern mit einer sehr geringen Eckfrequenz ist denkbar, um eine Änderung der Offsetfehler während des Betriebs zu berücksichtigen. Grundsätzlich gilt jedoch zu beachten, dass die Offsetfehler der Strommessung in der Regel klein sind und sich bei höheren Drehzahlen auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung nur geringfügig auswirken.

## 8.5 Einfluss von Linearitätsfehlern

Linearitätsfehler können je nach Ausprägung einen relativ großen Einfluss auf die gerberlose Regelung ausüben. Es ist jedoch schwer diesen allgemeingültig zu charakterisieren bzw. analytisch zu beschreiben, da er vor allem vom eingesetzten Messwandler abhängt. Dies würde eine sehr umfangreiche Untersuchung erfordern, die im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt wurde, wie es auch für zahlreiche andere Veröffentlichungen der Fall ist. Grundsätzlich kann jedoch festgehalten werden, dass Linearitätsfehler eher bei sehr kostengünstigen Messwandlern auftreten. Innerhalb dieser Arbeit wird daher vorausgesetzt, dass die Strommessung eine gewisse Güte aufweist, so dass keine Linearitätsfehler auftreten. Die höheren Kosten, die dadurch ggf. entstehen, können durch den Wegfall des Rotorlagegebers gerechtfertigt werden.

## 8.6 Einfluss und Minderung von Skalierungsfehlern

Einen weitaus größeren Einfluss sowohl auf die anisotropiebasierte als auch die EMK-basierte Rotorlageschätzung haben Skalierungsfehler. Diese treten häufig auf, da sie vor allem durch die analoge Signalverarbeitung und nicht den Messwandler selbst hervorgerufen werden und somit den Genauigkeitstoleranzen der verwendeten Bauelemente unterliegen. Die Analyse von Skalierungsfehler und deren Minderung ist daher von hoher Bedeutung und stellt einen Schwerpunkt zahlreicher Veröffentlichungen dar. Im folgenden Abschnitt wird ein auf dem GDM basierendes Verfahren hergeleitet, wie sich der Skalierungsfehler auf einfache Weise mindern lässt. Der Skalierungsfehler kann durch folgenden Ausdruck beschrieben werden:

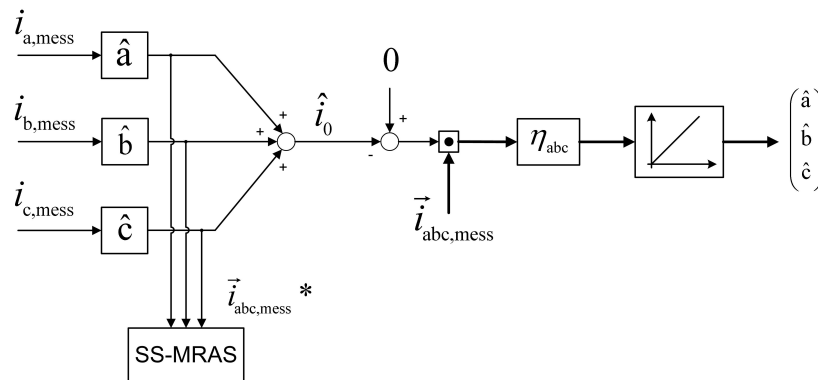
$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} i_{a,\text{mess}} \\ i_{b,\text{mess}} \\ i_{c,\text{mess}} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & c \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a-1 & 0 & 0 \\ 0 & b-1 & 0 \\ 0 & 0 & c-1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a^* & 0 & 0 \\ 0 & b^* & 0 \\ 0 & 0 & c^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} .
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

Der Index „mess“ verweist auf den gemessenen Strom. Die Faktoren  $a, b$  und  $c$  sind konstant und beschreiben den proportionalen Zusammenhang zwischen dem tatsächlichen und dem gemessenen Strom. Der Fehler lässt sich dem entsprechend durch die Faktoren  $a^*, b^*$  und  $c^*$  ausdrücken. Diese Beschreibung verdeutlicht, dass die Skalierungsfehler auf die geberlose Regelung einen ähnlichen Effekt haben wie ein asymmetrischer Aufbau der Maschine. Durch sie wird u.a. ein harmonischer Schätzfehler erregt, der die zweifache Frequenz der elektrischen Rotorlage aufweist. An dieser Stelle erfolgt jedoch keine detaillierte Analyse der erzeugten Schätzfehler. Stattdessen wird hergeleitet, wie auf einfache Weise mit Hilfe des GDM der Einfluss des Skalierungsfehlers gemindert werden kann.

Hierfür liegt die in Bild 8.2 dargestellte Struktur zugrunde. Es wird ausgenutzt, dass bei Sternschaltung der Maschine keine 0-Komponente des Stromes vorhanden ist. Infolgedessen dient der Wert „Null“ als fiktive Messgröße und die gemessenen Ströme als Eingangsgröße, um die Skalierungsfaktoren zu schätzen. Auf den sich daraus ergebenden Ausdruck

$$\hat{i}_0 = \hat{a} \cdot i_{a,\text{mess}} + \hat{b} \cdot i_{b,\text{mess}} + \hat{c} \cdot i_{c,\text{mess}} \tag{8.2}$$

wird das GDM mit konstanter Schrittweite angewendet, wie es in Kapitel 6 beschrieben ist. Der gemessene Stromvektor bildet dabei den Gradienten. Voraussetzung für diese Vorgehensweise ist, dass alle drei Strangströme gemessen werden. Die Schätzung



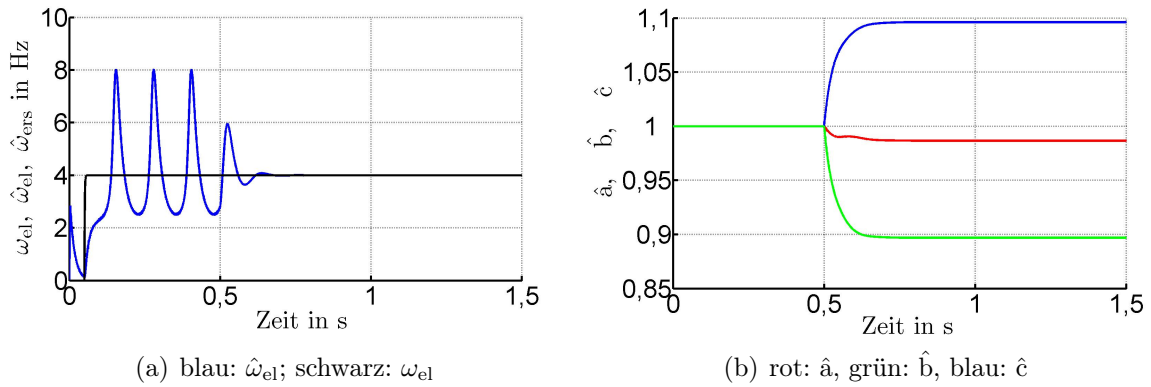
**Abbildung 8.2:** Identifikation der Skalierungsfaktoren bei drei gemessenen Strömen

kann grundsätzlich online oder auch nur initial erfolgen. Hierfür sollte ein rotierender Spannungsraumzeiger mit relativ hoher Frequenz eingepreßt werden, so dass sich der Rotor nicht bewegt. Durch die beschriebene Vorgehensweise wird nicht unbedingt erzielt, dass die absoluten Werte der Skalierungsfaktoren korrekt geschätzt werden; dies ist nur dann möglich, wenn einer der drei Skalierungsfaktoren bekannt ist. Es wird jedoch immer gewährleistet, dass die Relation der tatsächlichen Skalierungsfaktoren untereinander korrekt bestimmt wird. Bildlich gesprochen erhält die PMSYM für das SS-MRAS wieder einen symmetrischen Aufbau. Infolgedessen werden zwar auch die Absolutwerte der Systemparameter nicht korrekt bestimmt, jedoch weisen alle die gleiche proportionale Abweichung auf, so dass die Rotorlageschätzung nicht beeinflusst wird.

Die Funktionstüchtigkeit des beschriebenen Verfahrens wurde anhand von Simulationsergebnissen untermauert. Hierfür wurden die folgenden Skalierungsfaktoren gewählt:  $a = 1$ ,  $b = 0,9$ ,  $c = 1,1$ . Die Schätzung der Skalierungsfaktoren erfolgte hierbei online bei gleichzeitiger (anisotropiebasierter) Rotorlageschätzung. In Bild 8.3(a) ist der Verlauf der geschätzten Drehzahl dargestellt. Zu Anfang wird keine Identifikation des Skalierungsfehlers vorgenommen, was einen oszillierenden Schätzfehler hervorruft. Bei 0,5 s setzt das Verfahren zur Minderung des Skalierungsfehlers ein, was eine schnelle Verbesserung bewirkt<sup>4</sup>. Die geschätzten Skalierungsfaktoren in Bild 8.3(b) verdeutlichen, dass die absoluten Werte der tatsächlichen Skalierungsfaktoren nicht ganz korrekt geschätzt werden, die Relationen zueinander jedoch nahezu übereinstimmen.

Neben dem beschriebenen Verfahren besteht auch die Möglichkeit, den Skalierungsfehler zu mindern, wenn nur zwei Strangströme gemessen werden. Hierfür müssen jedoch

<sup>4</sup>Die Dynamik der Schätzung kann durch entsprechende Parametrierung beeinflusst werden.



**Abbildung 8.3:** Einfluss des Skalierungsfehlers und dessen Minderung

bestimmte Voraussetzungen erfüllt werden. Die Skalierungsfaktoren können nur dann bestimmt werden, wenn ein Stromraumzeiger erregt wird, für den das Verhältnis der beiden gemessenen Strangströme bekannt ist. Wird der Fall betrachtet, dass im Strang „a“ und Strang „b“ die Strommessung vorliegt, ist dies z.B. für einen Spannungsraumzeiger der Fall, der in Richtung der  $\alpha$ -Achse weist. Der dadurch erregte Strom weist ebenfalls in Richtung der  $\alpha$ -Achse, wenn die Strangwiderstände der PMSYM gleich groß sind. Dies ist eine Bedingung für den Erfolg des Verfahrens. Die Wechselrichterstörspannung hat keinen negativen Einfluss auf das Verfahren, da sie ebenfalls in Richtung der  $\alpha$ -Achse weist. Für den erregten Stromraumzeiger gilt, dass der Strom des Stranges „a“ zweimal so groß ist wie der negative Wert des Stromes von Strang „b“ ( $i_a = -2 \cdot i_b$ ). Die Skalierungsfaktoren werden infolgedessen solange angepasst, bis diese Bedingung erfüllt ist. Bei Anwendung des GDM ergibt sich die Struktur nach Bild 8.4.

Ein Nachteil dieser Vorgehensweise ist, dass ein bestimmter Strom erregt werden muss, was eine initiale Identifikation erfordert. Weiterhin darf nur ein Gleichstrom (bzw. Strom geringer Frequenz) erregt werden, damit die Spannung allein über den „symmetrischen Widerständen“ abfällt. Hängt der Strom ebenfalls von der Induktivität ab, wird aufgrund der unterschiedlichen d- und q-Induktivitäten auch ein Strom in Richtung der  $\beta$ -Achse erzeugt. Das Verhältnis vom Strom in Strang „a“ zum Strom in Strang „b“ ist dann nicht mehr bekannt. Der Gleichstrom in Richtung der  $\alpha$ -Achse bewirkt jedoch, dass ein Drehmoment erzeugt wird und sich der Rotor ggf. bewegt, was je nach Anwendung unerwünscht sein kann. Aus den beschriebenen Gründen ist dies jedoch nicht zu vermeiden, wenn eine Minderung der Skalierungsfehler vorgenommen werden soll.

Die Messung aller drei Strangströme weist somit einen Vorteil gegenüber der Messung von zwei Strömen auf. Nichtsdestotrotz ist die Minderung des Skalierungsfehlers für beide Fälle möglich. Die hier vorgestellten Verfahren sind einfach zu implementieren,

was sich wiederum positiv auf die Rechenintensität auswirkt.

An dieser Stelle sei auch auf das Verfahren in [97] verwiesen, das ebenfalls eine relativ einfache Implementierung ermöglicht und speziell für die HF-Injektion entwickelt wurde.

Ein Aspekt, der erst in Kapitel 11 behandelt wird, ist das Auftreten einer 0-Komponente des Stromes, so dass die Annahme aus Gleichung 8.2 nicht mehr erfüllt wird. Die 0-Komponente wird bei Sternschaltung der Maschine vor allem durch leitungsgebundene EMV-Effekte hervorgerufen, wie z.B. parasitäre Kapazitäten des Motorgehäuses gegenüber Erde. Daraus resultierend kann der Strom hochfrequente Anteil enthalten, die trotz einer symmetrischen Abtastung (zu Anfang oder in der Mitte einer PWM Periode) zu Aliasingeffekten führen können.

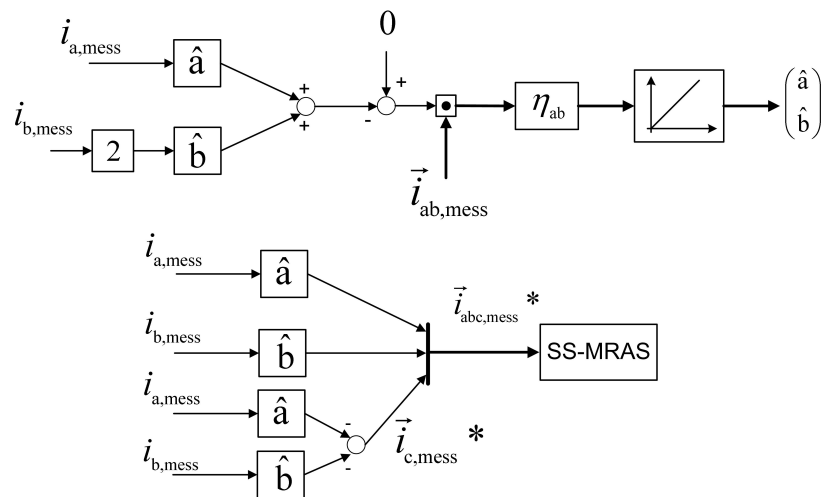


Abbildung 8.4: Identifikation der Skalierungsfaktoren bei zwei gemessenen Strömen



## 9 Simulation des geberlosen Betriebs

In den vorstehenden Kapiteln werden Simulationsergebnisse vorgestellt, die den Einfluss von Störeffekten und die grundsätzliche Funktionsweise des SS-MRAS veranschaulichen. Da eine detaillierte Beschreibung des zugrunde liegenden Simulationsmodells bisher ausblieb, erfolgt diese im vorliegenden Kapitel. Darüberhinaus wird der geberlose Betrieb bzw. die geberlose Drehzahlregelung anhand eines beispielhaften Antriebssystems simuliert, um die bisherige Analyse zu untermauern. In diesem Zusammenhang wird die Vorgehensweise der Parametrierung des SS-MRAS konkret vorgenommen, wobei vorab die Festlegung bzw. Vorgabe von Randbedingungen für das betrachtete Antriebssystem stattfindet. Wie in Kapitel 7 hergeleitet wird, ergibt sich erst dadurch eine sinnvolle Auslegung.

### 9.1 Aufbau des Simulationsmodells

Die Simulationen des Antriebssystems bzw. der geberlosen Regelung wurde mit Hilfe der Simulationssoftware MATLAB/Simulink durchgeführt. Grundlage hierfür bildet die Modellierung des Antriebssystems aus den Kapiteln 2 und 3. Die folgende Beschreibung ist dementsprechend gegliedert.

#### 9.1.1 Simulationsmodell der PMSYM

Die grundsätzliche Struktur des Simulationsmodells der PMSYM ist in Bild 9.1 dargestellt. Prinzipiell kann anstatt des ständerfesten KOS auch das rotorfeste gewählt werden. Ein wichtiger Aspekt ist die korrekte Einbindung von Sättigungseffekten. Eine mögliche Umsetzung besteht darin, die Abhängigkeit des Stromes von der Flussverkettung in einem Kennlinienfeld zu hinterlegen, welches mittels FEM-Berechnung ermittelt werden kann ([20]). Hierbei ergibt sich jedoch der Nachteil, dass eine gezielte Einflussnahme nur schlecht möglich ist. Stattdessen kann die Induktivitätsmatrix in Abhängigkeit vom Strom und der Rotorlage direkt vorgegeben werden, wie es in Bild 9.1 dargestellt ist. Die Beschreibung der Induktivitätsmatrix ist Kapitel 2 und 7 zu entnehmen. Durch diese Vorgehensweise wird es ermöglicht, einzelne Effekte gezielt zu beeinflussen und deren Auswirkung auf die geberlose Regelung zu untersuchen.

Beispielsweise kann der Wert der Gegeninduktivität oder der Anteil von Mehrfachanisotropien direkt vorgegeben werden, wie es auch in den vorangehenden Kapiteln für die entsprechenden Simulationsergebnisse gemacht wird. Wird die Stromabhängigkeit der Induktivitäten berücksichtigt, gilt es jedoch zu beachten, dass der kausale Zusammenhang zwischen Flussverkettung und Strom bestehen bleibt und keine sogenannte „algebraische Schleife“ entsteht. Dies kann bei der Simulation dadurch vermieden werden, indem für die Berechnung der Induktivität immer der Strom des vorherigen Berechnungsschrittes verwendet wird. In Bild 9.1 wird dies durch das Element „ $z^{-1}$ “ symbolisiert<sup>1</sup>. Alternativ kann hier auch ein  $PT_1$ -System mit sehr geringer Zeitkonstante verwendet werden. Auch wenn diese Art der Modellierung physikalisch nicht korrekt ist, ermöglicht sie eine ausreichend genaue Simulation bei relativ geringer Rechenintensität. Die Berechnung des Drehmoments und die eventuelle Berücksichtigung

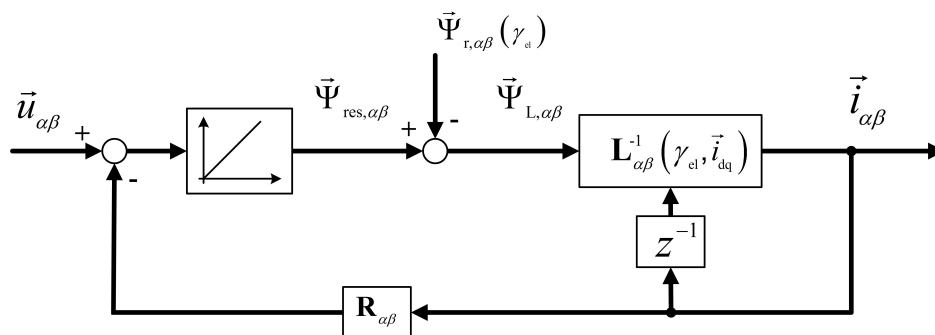


Abbildung 9.1: Simulationsmodell der PMSYM

von Wirbelströmen erfolgt wie in Kapitel 2 beschrieben wird.

Auch wenn bis hierhin nur die Sternschaltung der Maschine berücksichtigt wird, ist die Simulation auch für die Dreieckschaltung möglich. Hierzu muss lediglich die Nullkomponente der Strangströme mit berücksichtigt werden, die bei Sternschaltung nicht auftritt. Dementsprechend muss auch die Nullkomponente der Widerstands- und der Induktivitätsmatrix berechnet werden, so dass die Kopplung des Nullsystems mit den  $\alpha\beta$ -Komponenten gegeben ist.

### 9.1.2 Simulationsmodell der Leistungselektronik

Für eine möglichst genaue Simulation der Leistungselektronik muss die PWM und das schaltende Verhalten der Leistungshalbleiter eigentlich so genau wie möglich nachgebildet werden. Dies ist beispielsweise mit Hilfe der Software PLECS möglich, wodurch die LE auf einfache Weise in das MATLAB/Simulink-Modell integriert werden kann. Hierbei gilt allerdings zu berücksichtigen, dass für eine korrekte Modellierung des Totzeiteffekts auch die parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente berücksichtigt

<sup>1</sup>Hierbei handelt es sich nicht um den mit der Schaltfrequenz abgetasteten Strom.

werden müssen. Die Modellierung der LE durch simple Schalter würde ein falsches Ergebnis liefern. Werden die parasitären Kapazitäten jedoch physikalisch korrekt berücksichtigt, führt dies zu einer enormen Steigerung der benötigten Rechenzeit, da die Kapazitäten in der Regel wenige nF betragen<sup>2</sup>. Bei der Simulation des Antriebssystems mittels numerischer Methoden führt dies zu entsprechend kleinen Iterationsschritten. Dies kann dadurch vermieden werden, indem die Störspannung des Wechselrichters mit Hilfe der in Kapitel 3 hergeleiteten Funktion auf analytische Weise nachgebildet wird. Darüberhinaus kann die PWM bzw. die Leistungselektronik durch ein Halteglied erster Ordnung in Verbindung mit einem Verzögerungsglied vereinfacht werden<sup>3</sup>. Die daraus resultierende Struktur ist in Bild 9.2 dargestellt. Für die Berechnung der Störspannung wird der zeitkontinuierliche Strom verwendet.

Für die innerhalb dieser Arbeit betrachteten Antriebssysteme können durch die beschriebene Struktur die Effekte des Wechselrichters ausreichend genau simuliert werden, die für die geberlose Regelung relevant sind. In Bild 9.3 ist der Vergleich zweier Simulationsergebnisse dargestellt. Hierbei wurde der Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung mittels SS-MRAS betrachtet. Es wurde eine rotierende HF-Spannung mit einer Amplitude von 15 V und einer Frequenz von 1000 Hz eingepreßt. Es wurde keine Minderung der Störspannung vorgenommen, so dass deren Einfluss anhand der geschätzten Rotorlage gut sichtbar ist. Für die Simulation betrug die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters 200 V, die Schaltverzugszeit  $2 \mu\text{s}$  und die resultierende parasitäre Kapazität 10 nF. Zum einen wurde die Simulation bei detaillierter Nachbildung der LE mit Hilfe von PLECS durchgeführt (grüner Verlauf). Zum anderen wurde die oben beschriebene Struktur verwendet (blauer Verlauf). Die daraus resultierenden Verläufe der geschätzten Rotorlage und Drehzahl sind in Bild 9.3 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass nur ein sehr geringer Unterschied zwischen diesen besteht. Die Rechenzeit des vereinfachten Simulationsmodells hingegen ist ca. um den Faktor hundert geringer. Sicherlich kann noch eine Optimierung der Rechenzeit des detaillierten Simulationsmodells vorgenommen werden. Aufgrund der geringen Zeitkonstanten der LE wird die Rechenzeit jedoch immer wesentlich größer sein als bei der Verwendung der analytischen Beschreibung der Wechselrichterstörspannung.

Nichtsdestotrotz gilt es zu beachten, dass einzelne Effekte, wie z.B. das tatsächliche Zero Current Clamping (vgl. Kapitel 3) nur ungenau dargestellt werden. Es kann daher nicht grundsätzlich vorausgesetzt werden, dass die vereinfachte Struktur für jegliche Betriebspunkte die gleiche Genauigkeit aufweist, wie sie aus Bild 9.3 hervorgeht.

---

<sup>2</sup>Je nachdem, welche Halbleiterbauelemente bzw. welche Leistungsklasse betrachtet werden bzw. wird, können die Kapazitätswerte auch kleiner oder größer ausfallen.

<sup>3</sup>Grundsätzlich muss hierbei überprüft werden, ob die elektrische Zeitkonstante der Maschine groß genug ist, damit diese Vereinfachung getroffen werden kann.

Der grundlegende Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die Rotorlageschätzung konnte innerhalb dieser Arbeit jedoch mit der beschriebenen Struktur immer gut nachgebildet werden, wie anhand von weiteren Simulationen gezeigt werden konnte. Angesichts der enormen Rechenzeitersparnis stellt die beschriebene Vorgehensweise somit eine sinnvolle Alternative zur detaillierten Nachbildung der LE dar. Es gilt jedoch zu beachten, dass für die Beschreibung der Störspannung die in Kapitel 3 beschriebene PWM zugrunde liegt. Dementsprechend muss eine Anpassung vorgenommen werden, falls eine andere Art der Ansteuerung des VSI betrachtet wird.

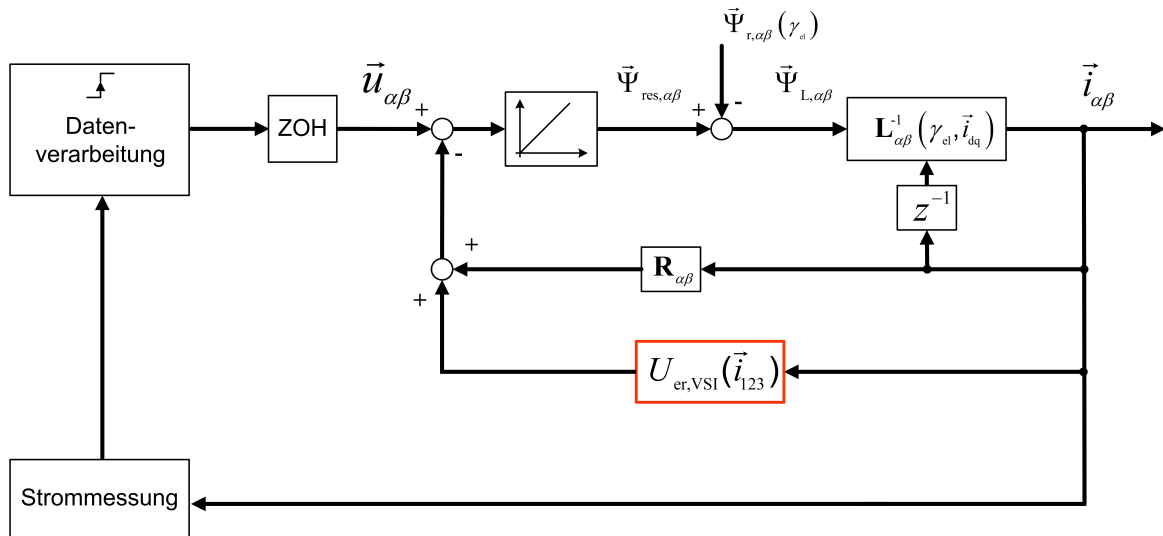


Abbildung 9.2: Simulationsmodell des Antriebssystems

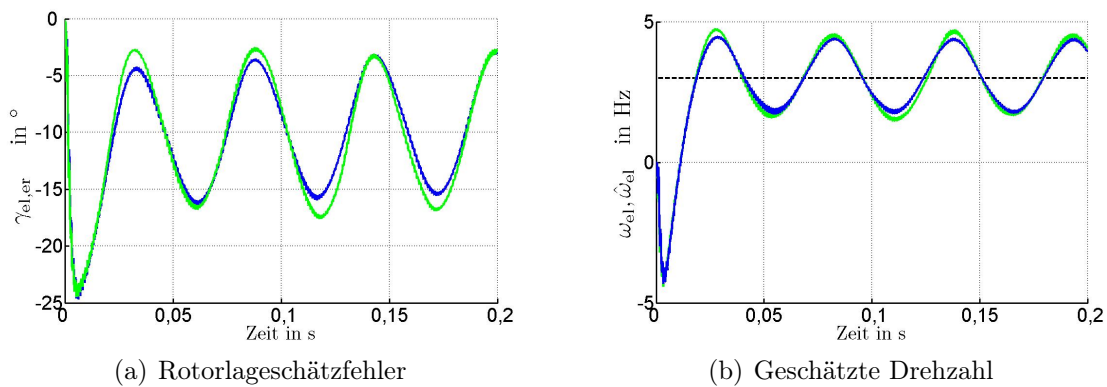


Abbildung 9.3: Vergleich der unterschiedlichen Simulationsmodelle; grün: Simulation der LE mit „PLECS“; blau: analytische Funktion der Störspannung

## 9.2 Simulation des SS-MRAS

Im bisherigen Verlauf dieser Arbeit werden einzelne Aspekte der geberlosen Regelung schon mit Hilfe von Simulationsergebnissen analysiert. Die bereits betrachteten Effek-

te sollen deshalb an dieser Stelle nicht noch einmal untersucht werden. Stattdessen erfolgt die Auslegung des SS-MRAS anhand eines konkreten Beispiels, wobei die Vorgehensweise aus Kapitel 7 zugrunde liegt. Denn wie bereits hergeleitet wird, müssen für eine sinnvolle Parametrierung der geberlosen Regelung gewisse Randbedingungen für den Betrieb festgelegt werden und bestimmte Kenndaten des Antriebssystems bekannt sein.

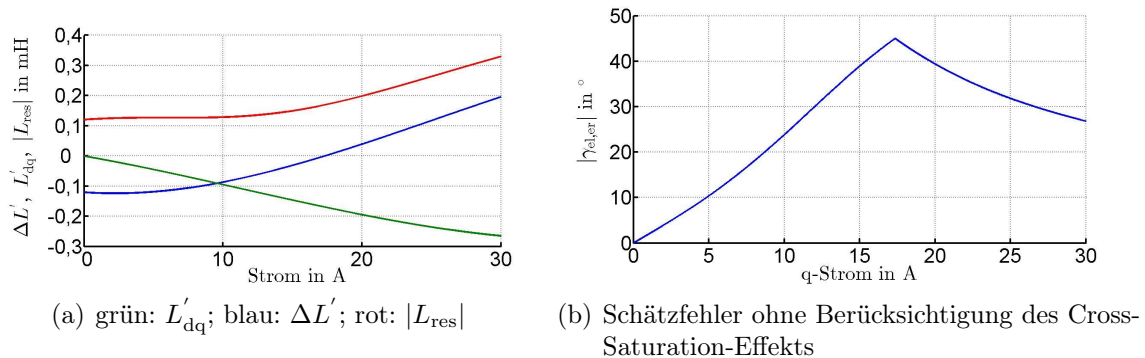
Die simulierte PMSYM hat die in Tabelle 9.1 aufgeführten Kenndaten. Die Induktivitäten haben die stromabhängigen Verläufe aus Bild 7.5 (in Kapitel 7). Für die Simulation wird nur eine Abhängigkeit der Induktivitäten vom q-Strom hinterlegt, was mit der angepassten Stromregelung einhergeht, bei der der grundfrequente d-Strom zu Null geregelt wird. In Bild 9.4(a) ist der dazu entsprechende Verlauf der Differenz der transienten d- und q-Induktivitäten ( $\Delta L'$ ) im Vergleich zur transienten Gegeninduktivität und die daraus resultierende Intensität der Anisotropie ( $|L_{\text{res}}| = \sqrt{\Delta L'^2 + L_{\text{dq}}'^2}$ ) zu sehen. Bild 9.4 (b) stellt den Betrag des stationären Schätzfehlers dar, der von  $\frac{\Delta L'}{L_{\text{dq}}'}$  abhängt und sich einstellte, wenn bei der Rotorlageschätzung die Gegeninduktivität nicht berücksichtigt werden würde<sup>4</sup>.

**Tabelle 9.1:** Kenndaten des simulierten Antriebssystems

Widerstand ( $R_f, R_{\text{HF}}$ )	=	0,4 $\Omega$
PM-Flussverkettung ( $\Psi_{\text{PM}}$ )	=	0,066 Vs
Bemessungsstrom (Amplitudenwert)	=	10 A
Bemessungsdrehmoment	=	5.8 Nm
max. Strom für Regelung (Amplitudenwert)	=	33 A
resultierendes Massenträgheitsmoment (J)	=	0,056 kg m <sup>2</sup>
Polpaarzahl	=	6
Zwischenkreisspannung ( $U_{\text{ZK}}$ )	=	200 V
Abtastzeit, Schaltperiode ( $T_s$ )	=	100 $\mu\text{s}$
Schaltverzugszeit ( $t_d$ )	=	3 $\mu\text{s}$
parasitäre Kapazitäten ( $C_{x,o}, C_{x,u}$ )	=	1 nF

Die Kenndaten der Maschine und die Induktivitätsverläufe basieren auf der realen Maschine, die innerhalb dieser Arbeit untersucht wurde, wobei jedoch auch Abweichungen vorliegen, wie in Kapitel 10 noch beschrieben wird. Bei der betrachteten Maschine handelt es sich um eine PMSYM mit Oberflächenmagneten. Die stromabhängigen Verläufe der Induktivitäten wurden mit Hilfe von FEM-Berechnungen ermittelt. Die Induktivitätsverläufe verdeutlichen, dass die PMSYM starken Sättigungseffekten unterliegt. Bei dem ca. 1,7-fachen Bemessungsstrom wirkt ausschließlich die Gegeninduktivität, was einer Verschiebung der magnetischen Anisotropie zur d-Achse (der

<sup>4</sup>Für einen negativen q-Strom ergeben sich die gleichen Verläufe.



**Abbildung 9.4:** Einfluss der Sättigungseffekte

PM-Flussverkettung) um  $90^\circ$  elektrisch gleichkommt. Wie aus Gleichung 5.25 (Kapitel 5) hervorgeht, resultiert daraus ein maximaler Schätzfehler der Rotorlage von  $45^\circ$  elektrisch. Es ist jedoch auch festzustellen, dass gleichzeitig die Intensität der Anisotropie mit steigendem Betrag des q-Stromes zunimmt. Der Cross-Saturation-Effekt, der in der Regel als negativer Effekt betrachtet wird, hat für den vorliegenden Fall somit auch positive Auswirkungen, da er eine Steigerung des Signal-Rausch-Abstandes bewirkt. Die Ausnutzung dieses Effekts setzt allerdings auch eine gute Kenntnis des Verlaufs der Gegeninduktivität voraus.

Bei der Simulation des Antriebssystems soll im Folgenden keine „worst case“-Betrachtung durchgeführt werden, die alle behandelten Störeffekte impliziert. Die Güte des SS-MRAS an sich und dessen Parametrierung stehen im Vordergrund, weshalb nur die Berücksichtigung der Sättigungseffekte von besonderer Bedeutung ist. Auf die Simulation von Wirbelstromeffekten, Mehrfachanisotropien und einen asymmetrischen Aufbau der Maschine wird verzichtet. Hinsichtlich der Strommessung wird nur Messrauschen berücksichtigt.

Für das SS-MRAS werden die approximierten Verläufe der Induktivitäten (vgl. Bild 7.5) und der Wechselrichterstörspannung verwendet, wozu eine initiale Identifikation stattfindet, wie sie in Kapitel 7 beschrieben ist. Neben den initial geschätzten Verläufen findet eine überlagerte Online-Identifikation der transienten d- und q-Induktivitäten im Arbeitspunkt statt. Der approximierte Verlauf der Gegeninduktivität bleibt unverändert. Hinzu kommt die Online-Identifikation des HF-Widerstandes und die adaptive Filterung (von Harmonischen des Schätzfehlers) durch das HANN.

Vorab muss festgelegt werden, welche Gütekriterien die geberlose Regelung erfüllen soll (vgl. Bild 7.20). Für die Simulation steht die Dynamik bzw. das Führungsverhalten im Vordergrund. Zusätzliche Verluste oder das hochfrequente Störmoment werden nur gering gewichtet. Daraus resultiert, dass die Spannungsamplitude und Art der Spannungseinprägung relativ frei gewählt werden dürfen. Für eine optimale Ausnutzung der Intensität und aufgrund der Online-Identifikation stehen somit die rotierende

HF-Injektion oder die MHF-Injektion zur Auswahl. Um die Funktionsfähigkeit der MHF-Injektion zu veranschaulichen, wird diese für die Simulation gewählt. (Da keine Wirbelstromeffekte berücksichtigt werden, ist deren Verwendung nicht unbedingt notwendig.) Die Amplitude der Spannung in Richtung der geschätzten d-Achse beträgt 20 V und die Frequenz 1 kHz. Die  $\hat{q}$ -Komponente hat 22 V und 1,1 kHz. Bei den gewählten Werten ergibt sich eine ausreichend große Signalintensität, ohne dass die Amplitude des HF-Stromes einen zu großen Wert annimmt. Im ungesättigten Zustand beträgt die Amplitude des HF-Stromes ca. 2 A (20% des Bemessungstromes). Zusätzlich zum abweichenden Verlauf der Induktivität wirkt sich die Wechselrichterstörspannung negativ auf die Rotorlageschätzung aus. Die maximale Störspannung beträgt  $u_{er, VSI} = 6$  V, wie sich aus den Kenndaten ableiten lässt (vgl. Gleichung 3.14 aus Kapitel 3). Die PM-Flussverkettung und der Gleichstromwiderstand werden als bekannt vorausgesetzt. Auf deren grundsätzliche Identifikation wird in Kapitel 10 eingegangen. Als Verstärkungsfaktor für den Flussbeobachter wird ein Wert von  $k_{obs} = 250 \cdot 2 \cdot \pi$  gewählt, so dass nur eine geringe Verzögerung hinsichtlich der EMK-basierten Rotorlageschätzung stattfindet.

Die Stromregelung wird nach dem Betragsoptimum ausgelegt, wie es auch für den geberbehafteten Betrieb üblich ist, wobei die Abtastzeit und Berechnungsdauer (bzw. Verzögerung) der PWM berücksichtigt werden muss.

Für den simulierten Betrieb wird die Maschine sowohl im Stillstand als auch bei höheren Drehzahl gleich stark belastet. Es soll jedoch keine drehzahlabhängige Adaption der Drehzahlregelung erfolgen. Infolgedessen wird durch die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung die Dynamik der Drehzahlregelung und des Trackers vorgegeben. Für die Auslegung des Trackers und der Drehzahlregelung muss festgelegt werden, welche Dynamik die geberlose Rotorlageschätzung erfüllen muss. Werden störende Einflüsse vorerst vernachlässigt, ist hierfür die maximale Beschleunigung des Rotors entscheidend. Diese ergibt sich aus dem maximalen Luftspaltdrehmoment bzw. dem maximalen Lastmoment und dem Massenträgheitsmoment. Die Dynamik des Trackers muss so ausgelegt werden, dass bei maximaler Beschleunigung ein gewisser Rotorlageschätzfehler nicht überschritten wird<sup>5</sup>. Es lässt sich pauschal nur schwer festlegen, welchen maximalen Wert der Rotorlageschätzfehler während eines Beschleunigungsvorgangs nicht überschreiten darf. Hierbei gilt zu beachten, dass sich bei steigender Dynamik des Trackers auch störende Effekte stärker ausprägen, was zur Instabilität führen kann. Innerhalb dieser Arbeit wurde während dynamischen Vorgängen ein maximaler Schätzfehler von 20° elektrisch als zulässig angesehen, womit gute Ergebnisse erzielt werden konnten. Unter Berücksichtigung der störenden Einflüsse (Schätzfehler der Induktivi-

---

<sup>5</sup>Wie in Kapitel 7 hergeleitet, muss hierbei beachtet werden, ob alternativ ein Luenberger-Beobachter als Trackerstruktur verwendet wird.

tätsverläufe, Wechselrichterstörspannung und Messrauschen) werden für den Tracker die Werte  $k_P = 800$  und  $1/T_I = 200$  gewählt (vgl. Bild 7.18). Die Gewichtung mit Hilfe des Faktors  $k_{ers}$  berücksichtigt ebenfalls eine stromabhängige Adaption, so dass die steigende Intensität ausreichend berücksichtigt wird (vgl. Bild 9.4(a)). Wie in Kapitel 7 beschrieben, wird durch die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung die Dynamik limitiert. Infolgedessen wird die Drehzahlregelung gemäß der Struktur nach Bild 7.19 ausgelegt, wobei der Tracker die obigen Werte aufweist. Die vollständige Gewichtung der EMK-basierten Rotorlageschätzung erfolgt ab einer geschätzten Drehzahl von 5 Hz elektrisch. Für die Auslegung der EMK-basierten Rotorlageschätzung ist entscheidend, auf welche maximal mögliche Drehzahl die PMSYM geregelt wird. Für die Simulation beträgt dieser Wert 150 Hz elektrisch. Infolgedessen, wird der Faktor  $k_{P,EMK}$  zu  $1/(\omega_{max} \cdot \Psi_{PM})$  gewählt. Der Faktor  $k_{D,EMK}$  beträgt 0,02, so dass sich für den gesamten Drehzahlbereich eine stabile Rotorlageschätzung mit ausreichend hoher Dynamik ergibt, ohne dass störende Effekte zu sehr verstärkt werden.

Die Bilder 9.5 bis 9.12 zeigen die Simulationsergebnisse für das oben beschriebene Antriebssystem, wobei die soeben erläuterte Parametrierung des SS-MRAS zugrunde liegt. Bild 9.5 zeigt den Verlauf der tatsächlichen Drehzahl im Vergleich zum Sollwert für die gesamte Simulationsdauer und Bild 9.6 den dazugehörigen Schätzfehler der elektrischen Rotorlage. Bild 9.7 stellt den Verlauf der tatsächlichen d- und q-Komponente des Stromes dar. In Bild 9.8 ist der Verlauf des Drehmoments zu sehen, mit dem die Maschine belastet wird. Für die Simulation wird das zweifache Bemessungsmoment gewählt, wobei der Anstieg mit Hilfe eines  $PT_1$ -Glieds leicht gedämpft wird. Die Bilder 9.9 bis 9.12 zeigen einen vergrößerten Ausschnitt des Drehzahlverlaufs und des Rotorlageschätzfehlers, wobei zum einen der untere Drehzahlbereich und zum anderen der obere Drehzahlbereich betrachtet wird.

Zur Beurteilung der Güte der geberlosen Regelung müssen sowohl der quasistationäre Betrieb als auch dynamische Vorgänge betrachtet werden, wofür sich das simulierte Drehzahlprofil gut eignet. Bei dem rampenförmigen Anstieg der Solldrehzahl wird die maximal mögliche Beschleunigung des Rotors berücksichtigt. Die Belastung der Maschine erfolgt gemäß Bild 9.8 nur dann, wenn die vorgegebene Drehzahl erreicht wurde.

Durch die beschriebene Simulation kann einerseits festgestellt werden, wie groß der quasistationäre Schätzfehler der Rotorlageschätzung bei unterschiedlichen Drehzahlen und Lastströmen ist. Andererseits kann das dynamische Verhalten beurteilt werden, wenn der Rotor beschleunigt bzw. abgebremst wird, um die Solldrehzahl zu erreichen, oder wenn die Maschine belastet wird. Während der dynamischen Vorgängen wird gut sichtbar, welchen Einfluss die Stromregelung und die transienten Sättigungseffekte ausüben bzw. wie stark sich ein Schätzfehler der Induktivitätsverläufe auswirkt.



Außerdem wird ein Reversiervorgang bzw. Nulldurchgang der Drehzahl simuliert, bei dem ein Vorzeichenwechsel der Soll Drehzahl von 1500 1/min auf -1500 1/min stattfindet. Hierdurch kann der Übergang von der EMK- zur anisotropiebasierten Rotorlage-schätzung untersucht werden.

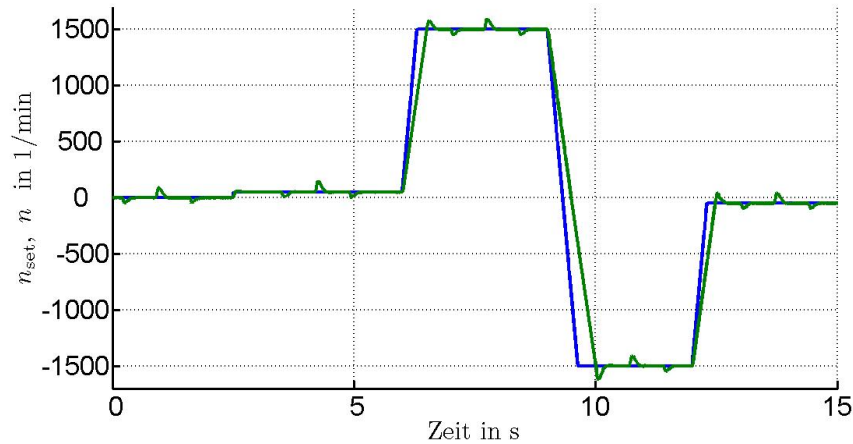


Abbildung 9.5: Drehzahlverlauf; blau:  $n_{\text{set}}$ , grün:  $n$

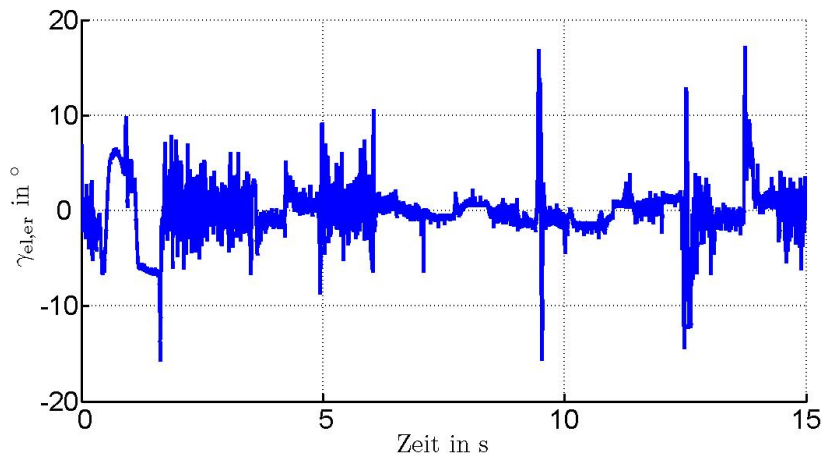


Abbildung 9.6: Rotorlageschätzfehler

Anhand der Simulationsergebnisse ist zu erkennen, dass das SS-MRAS die geforderten Gütekriterien gut einhält. Wie in Bild 9.6 zu erkennen ist, beträgt während der dynamischen Vorgänge der maximale Rotorlageschätzfehler weniger als  $20^\circ$  elektrisch. Im quasistationären Zustand ergibt sich ein geringerer Schätzfehler, der vor allem davon abhängt, ob die anisotropiebasierte oder die EMK-basierte Rotorlageschätzung überwiegt. Im Stillstand wirkt allein die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung. Während die Maschine mit dem zweifachen Bemessungsmoment belastet wird, stellt sich ein konstanter Schätzfehler von ca.  $6^\circ$  elektrisch ein. Dieser Fehler resultiert zum einen aus der abweichenden Approximation der Gegeninduktivität. Zum anderen wird der in Kapitel

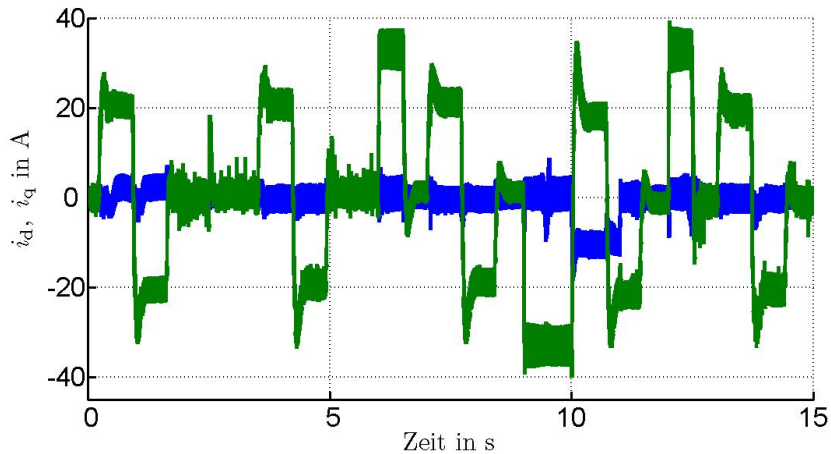


Abbildung 9.7: Stromverlauf; blau:  $i_d$ , grün:  $i_q$

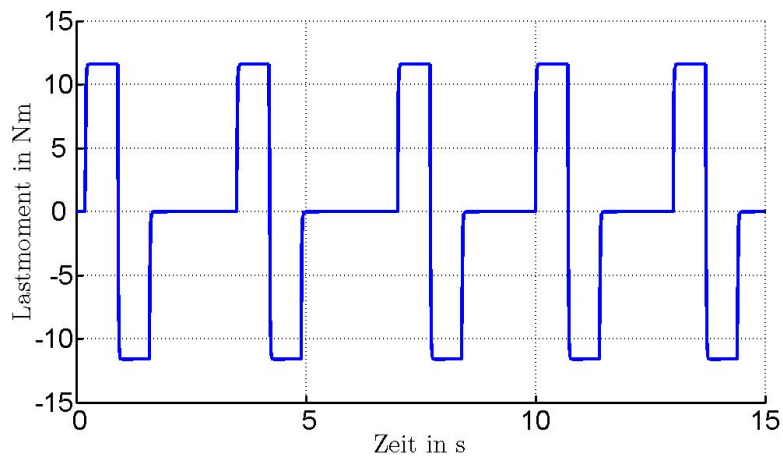


Abbildung 9.8: Verlauf des Lastmoments

7 beschriebene Effekt ersichtlich, dass sich durch die Online-Identifikation der transienten Induktivitäten im Arbeitspunkt ein bleibender Schätzfehler einstellen kann, wenn der Einfluss der Gegeninduktivität sehr groß ist und ein dynamischer Betrieb vorliegt. Bei einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch<sup>6</sup> wirkt ebenfalls die EMK-basierte Rotorlage-schätzung, so dass der Schätzfehler geringer wird, wie in den Bildern 9.9 und 9.10 zu sehen ist. Die bleibende Störung, welche sich vor allem als harmonischer Schätzfehler äußert, wird hauptsächlich durch Strommessrauschen und die Wechselrichterstörspannung hervorgerufen, die durch die adaptive Filterung leicht gemindert werden kann. Die Störung wirkt sich jedoch nur sehr gering auf den Verlauf der tatsächlichen Drehzahl aus, wie in Bild 9.9 verdeutlicht wird. Wie der störende Einfluss mit steigender Drehzahl abnimmt, ist in Bild 9.11 und 9.12 zu erkennen. Es wird weiterhin verdeutlicht, wie die Dynamik der Rotorlageschätzung mit steigender Drehzahl zunimmt. Die Lastsprünge ab 10 s rufen im Vergleich zum unteren Drehzahlbereich einen geringeren

<sup>6</sup>Da die Polpaarzahl der PMSYM 6 beträgt, muss die mechanische Drehzahl in 1/min durch den Faktor 10 geteilt werden, damit sich die elektrische Drehzahl in Hz ergibt.

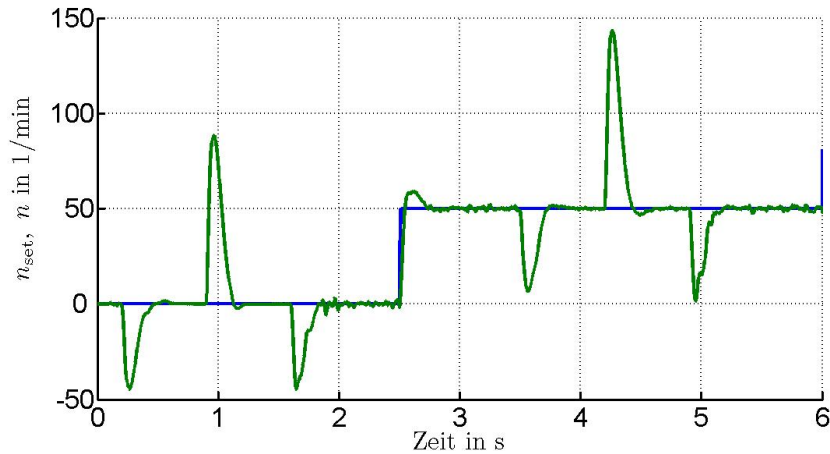


Abbildung 9.9: Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs; blau:  $n_{\text{set}}$ , grün:  $n$

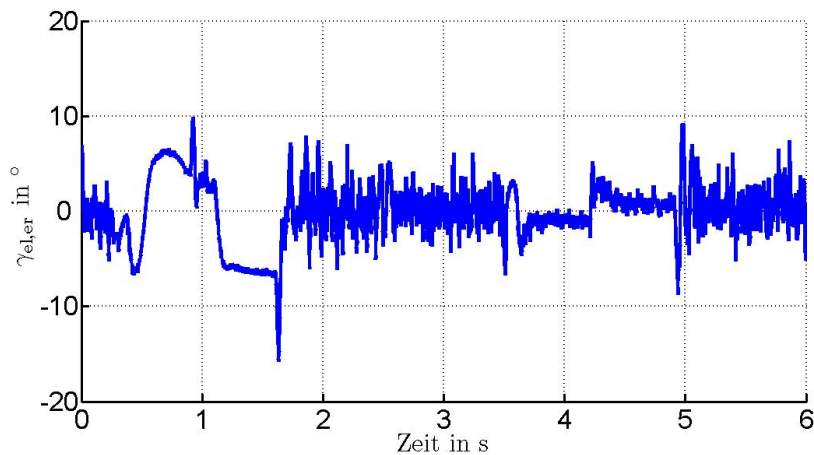


Abbildung 9.10: Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers

Rotorlageschätzfehler hervor.

Der Wechsel von positiver zu negativer Drehzahl verdeutlicht den Wechsel von EMK-basierter zu anisotropiebasierter Rotorlageschätzung, wie in Bild 9.12 bei einer Simulationszeit von ca. 9,5 s zu sehen ist. Der entstehende Schätzfehler wird jedoch hauptsächlich durch den Schätzfehler der Induktivitätsverläufe verursacht, wie an spätere Stelle noch gezeigt wird.

Anhand der Simulationsergebnisse wird deutlich, dass durch die grundlegende Funktionsweise des SS-MRAS, das den transienten Verlauf der Flussverkettung berücksichtigt, der Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung gut gemindert werden kann. Obwohl relativ steile Stromanstiege realisiert werden (Bild 9.7), rufen diese nur einen geringen Rotorlageschätzfehler hervor, was besonders für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung von Bedeutung ist. Bei höheren Drehzahlen ist der Einfluss der Stromregelung auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung fast zu vernachlässigen. Bei 10 s erfolgt ein Sollwertsprung des d-Stromes auf -10 A. Obwohl der Anstieg relativ

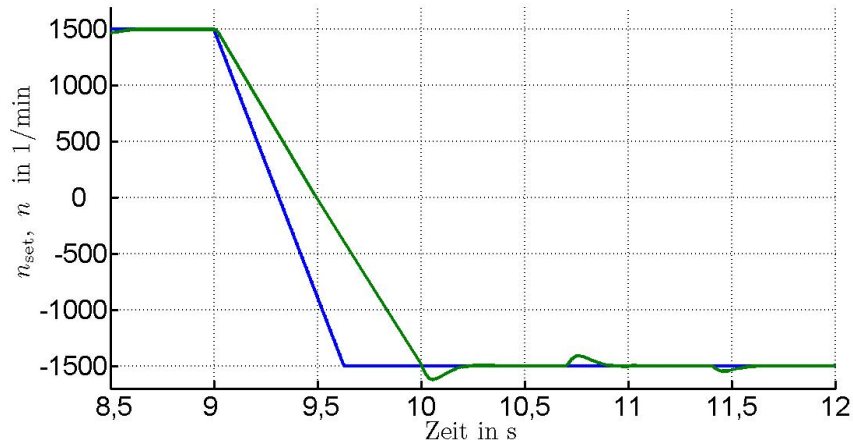


Abbildung 9.11: Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs; blau:  $n_{\text{set}}$ , grün:  $n$

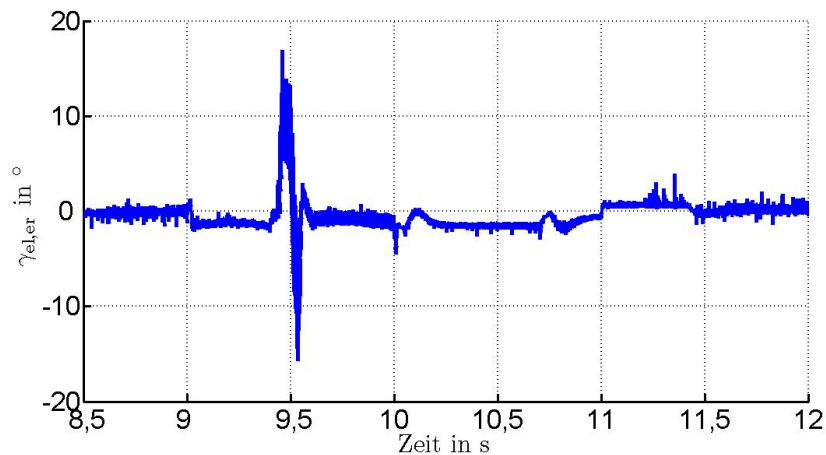


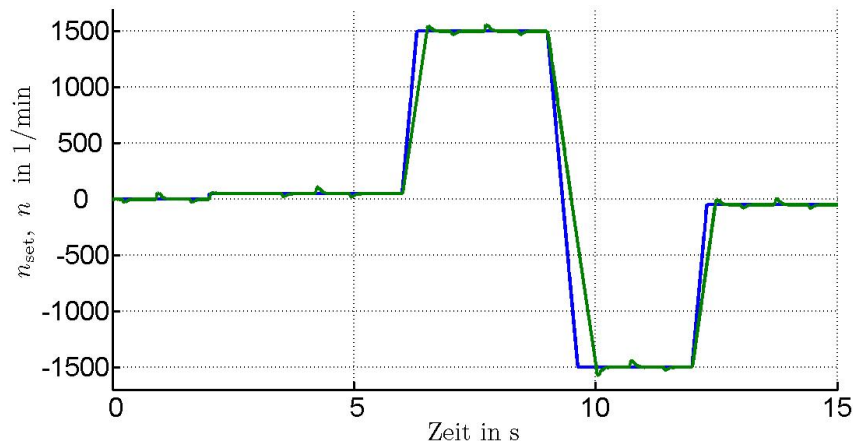
Abbildung 9.12: Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers

schnell erfolgt, sind die Auswirkungen auf den Rotorlageschätzfehler kaum sichtbar (Bild 9.12). Dies ist ein wichtiger Aspekt bezüglich des Feldschwächbetriebs.

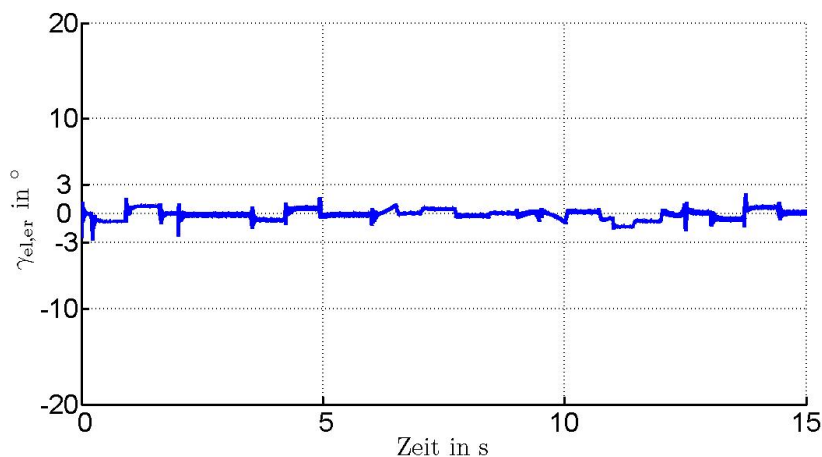
Durch das SS-MRAS kann ein geberloser Betrieb mit relativ hoher Dynamik realisiert werden. Wird keine Adaption der Regelparameter vorgenommen, so wird die Dynamik durch die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung limitiert. Für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bilden Sättigungseffekte den entscheidenden Störfaktor. Die Kenntnis des stromabhängigen Verlaufs der Gegeninduktivität ist hierbei besonders wichtig, um den Rotorlageschätzfehler zu minimieren.

Sind die stromabhängigen Verläufe der Induktivität bekannt, kann eine sehr viel besserer Dynamik der Rotorlageschätzung und damit Drehzahlregelung erzielt werden, als für die oben beschriebene Simulation. Dies wird durch die Simulationsergebnisse verdeutlicht, die in den Bildern 9.13 bis 9.19 dargestellt sind. Hierbei steht der Einfluss der Sättigungseffekte im Vordergrund, weswegen die Wechselrichterstörspannung und Messrauschen vernachlässigt wurden. Im Gegensatz zur vorherigen Simulation wurden

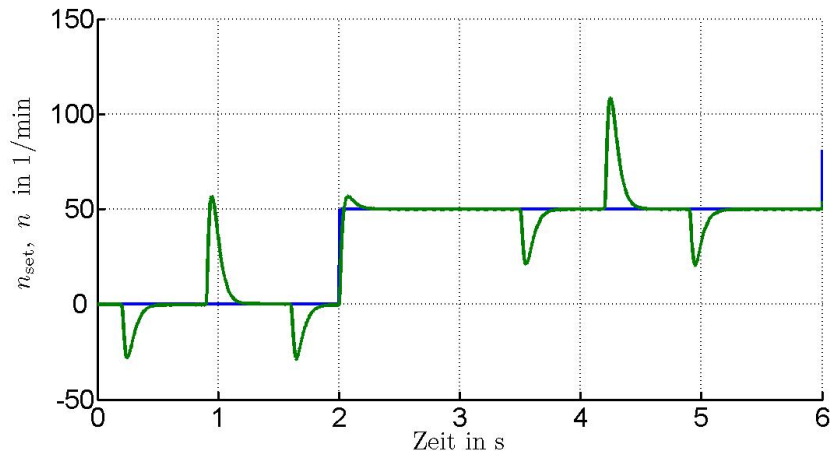
für das SS-MRAS die tatsächlichen Induktivitätsverläufe hinterlegt. Infolgedessen ist es möglich, die Dynamik des Trackers und der Drehzahlregelung zu erhöhen. Für die Simulation wurde die Dynamik des Trackers und der Drehzahlregelung verdoppelt. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass durch die Kenntnis der Sättigungsverläufe eine enorme Verbesserung der geberlosen Regelung erzielt werden kann. Für die gesamte Betriebsdauer bleibt der maximale Schätzfehler der Rotorlage unter  $2^\circ$  elektrisch. Der Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung kann praktisch vernachlässigt werden, obwohl sehr steile Stromanstiege realisiert werden (Bild 9.19). Die daraus resultierende Dynamik der Drehzahlregelung kann durchaus mit der einer geberbehafteten verglichen werden.



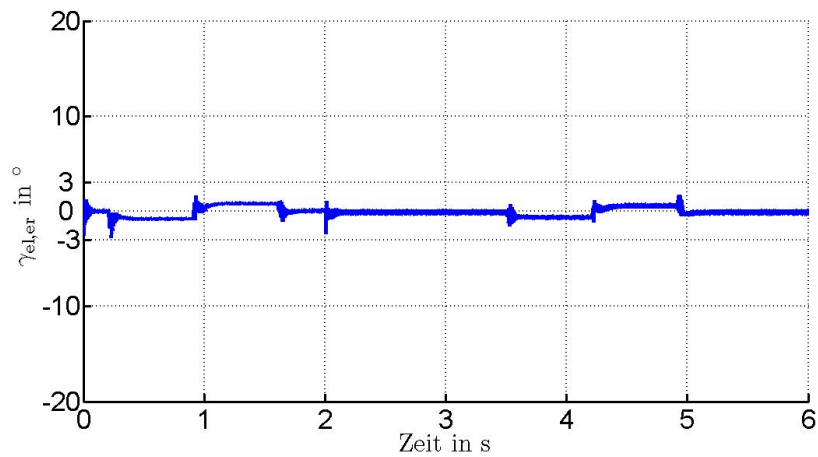
**Abbildung 9.13:** Drehzahlverlauf bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau:  $n_{set}$ , grün:  $n$



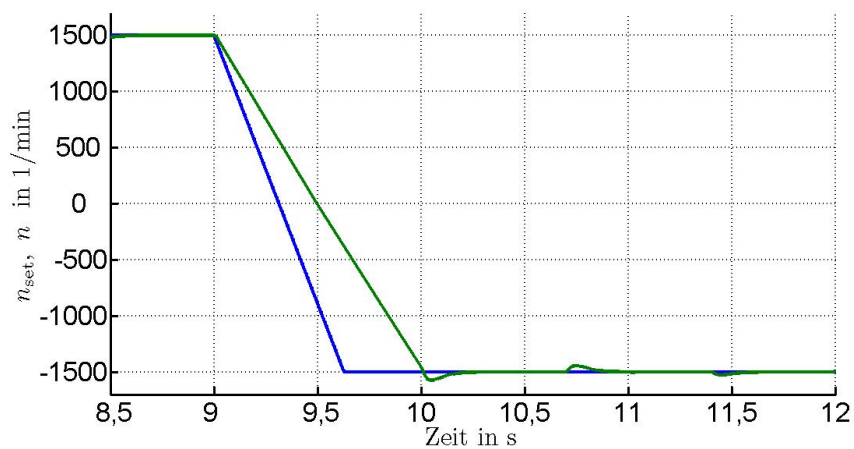
**Abbildung 9.14:** Rotorlageschätzfehler bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung



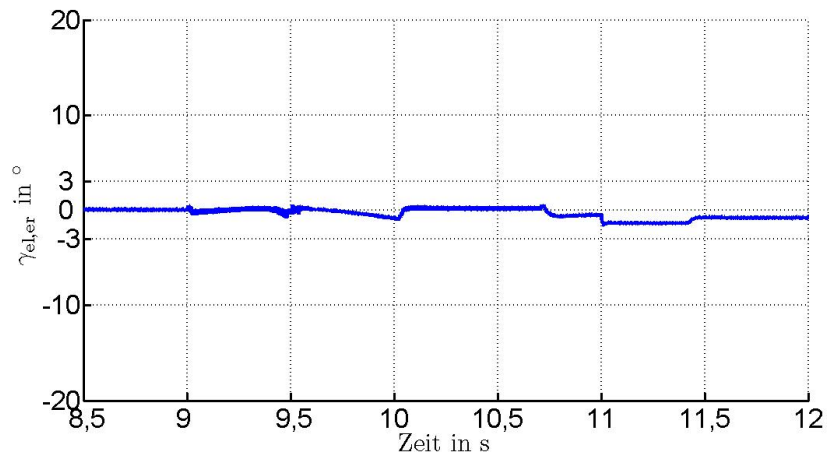
**Abbildung 9.15:** Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau:  $n_{set}$ , grün:  $n$



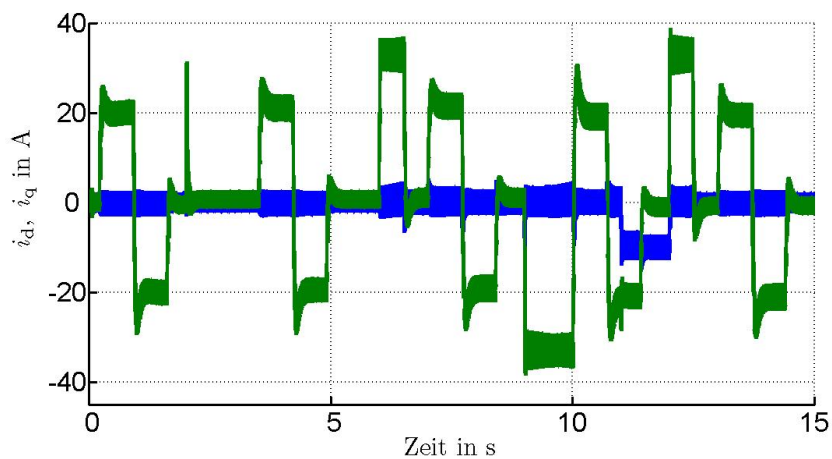
**Abbildung 9.16:** Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung



**Abbildung 9.17:** Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau:  $n_{set}$ , grün:  $n$



**Abbildung 9.18:** Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung



**Abbildung 9.19:** Stromverlauf bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau:  $i_d$ , grün:  $i_q$

### 9.3 Zusammenfassung des Kapitels

Zu Anfang des Kapitels wird beschrieben, wie mit Hilfe der Modellierung der PMSYM und der LE ein Simulationsmodell erstellt werden kann, das es erlaubt, bestimmte Effekte gezielt zu untersuchen. Darüberhinaus wird hinsichtlich der LE veranschaulicht, wie eine deutliche Reduzierung der Simulationsdauer erzielt werden kann.

Mit Hilfe dieses Simulationsmodells wird der geberlose Betrieb für ein geeignetes Drehzahlprofil bei entsprechender Belastung simuliert. In Kapitel 7 wird die Methodik für die Auslegung des SS-MRAS beschrieben, auf dessen Basis in diesem Kapitel die Parametrierung des SS-MRAS für das simulierte Antriebssystem vorgenommen wird. Hierzu werden vorab die Gütekriterien festgelegt, auf die bei der Auslegung zu achten sind, wobei eine dynamische Drehzahlregelung im Vordergrund steht. Bei dem simulierten Antriebssystem werden vor allem die Sättigungseffekte der PMSYM betrachtet, die vorwiegend auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung einen starken Einfluss ausüben.

Mit Hilfe der initialen Approximation der Induktivitätsverläufe konnte in der Simulation ein geberloser Betrieb realisiert werden, der eine ausreichend hohe Güte aufweist. Die Einschränkungen in der Dynamik der geberlosen Regelung sind vor allem durch die Schätzfehler der Induktivitätsverläufe begründet. Dies wird durch Simulationsergebnisse verdeutlicht, bei denen die tatsächliche Stromabhängigkeit der Induktivitäten für das SS-MRAS hinterlegt wurde. Unter diesen idealen Bedingungen, konnte ein geberloser Betrieb realisiert werden, auf den transiente Sättigungseffekte und eine dynamische Stromregelung nur einen vernachlässigbaren Einfluss ausüben. Die erzielte Dynamik der geberlosen Regelung wird signifikant gesteigert.

Dadurch, dass ein Flussbeobachter die Basis bildet, können Sättigungseffekt bzw. die stromabhängigen Verläufe der Induktivitäten und der Einfluss der Stromregelung auf einfache Weise berücksichtigt werden. Dies unterscheidet sich von bekannten Verfahren, die eine passive Filterung des HF-Stromes vorsehen (z.B. [15]), um eine Beeinflussung der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung zu mindern, was wiederum eine verminderte Dynamik der Rotorlageschätzung bewirkt.

Die beschriebene Auslegung des SS-MRAS ermöglicht für das betrachtete Antriebssystem eine geberlose Regelung ausreichender Genauigkeit und Dynamik. Die Vorgehensweise für die Festlegung der Gütekriterien bzw. Randbedingungen ist jedoch nicht allgemeingültig. Hier muss berücksichtigt werden, wofür das Antriebssystem eingesetzt wird bzw. welcher Betrieb vorgesehen ist. Dies kann ggf. dazu führen, dass die Dynamik der Stromregelung bzw. die Stromanstiegsgeschwindigkeit begrenzt werden muss. Weiterhin muss u.U. über die Sollwertvorgabe der Drehzahl die Beschleunigung des Rotors verringert werden.

Es ist auch entscheidend, ob im unteren Drehzahlbereich die gleiche Belastung erfolgt



wie im oberen Drehzahlbereich, oder ob für den oberen Drehzahlbereich eine höhere Dynamik der Rotorlageschätzung erforderlich ist als für den hier simulierten Fall. Abweichend von der in diesem Kapitel durchgeführten Auslegung, kann sich dann eine Parameteradaption des Trackers bzw. des Drehzahlreglers in Abhängigkeit von der Drehzahl als sinnvoll ergeben. Bei der Stabilitätsbetrachtung gilt allerdings immer zu berücksichtigen, dass hierfür dann nur die geschätzte Drehzahl zur Verfügung steht.

## 10 Experimentelle Untersuchung

Die vorangehenden Kapitel beschreiben die Funktionsweise des SS-MRAS und veranschaulichen, wie bei dessen Parametrierung für ein vorliegendes Antriebssystem vorzugehen ist. In diesem Kapitel wird die theoretische Analyse durch experimentelle Ergebnisse gestützt. Zu Anfang wird der Versuchsaufbau beschrieben, und es erfolgt eine Charakterisierung der verwendeten PMSYM. Anschließend werden die Ergebnisse der geberlosen Identifikation des Antriebssystems bzw. der geberlose Betrieb dargestellt und diskutiert. Hierbei wird einerseits auf die Güte im quasistationären Betrieb eingegangen, andererseits werden die dynamischen Eigenschaften beurteilt.

### 10.1 Versuchsaufbau

Die Struktur des Versuchsaufbaus ist in Bild 10.1 dargestellt. Die diskrete Signalver-

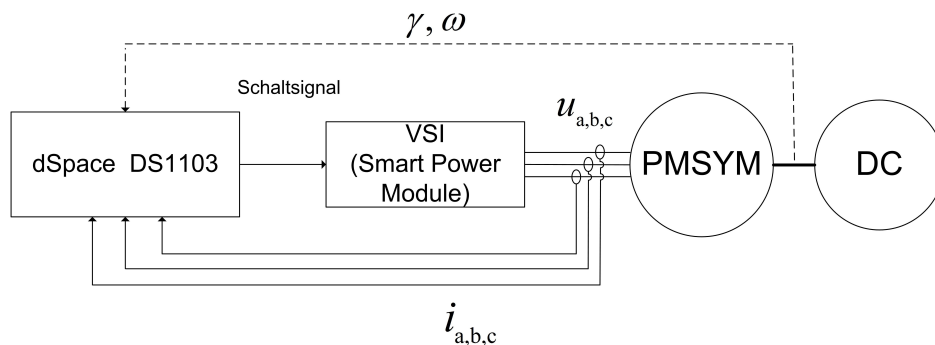


Abbildung 10.1: Struktur des Versuchsaufbaus

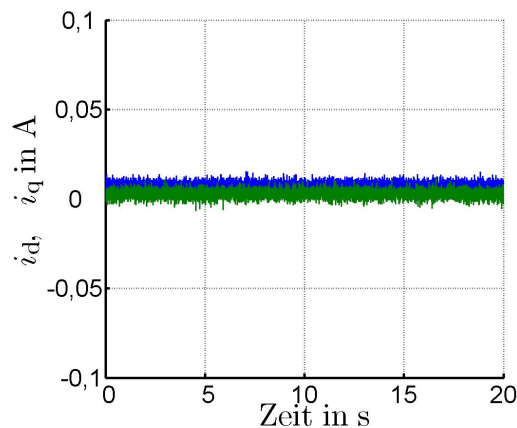
arbeitung bzw. das SS-MRAS werden auf einem Rapid-Prototyping-System realisiert (dSpace DS1103). Dieses generiert ebenfalls die Schaltsignale für den VSI auf Basis einer symmetrischen PWM mit dreiecksförmigem Verlauf des Referenzsignals. Die Frequenz der PWM beträgt 10 kHz. Die Schaltbefehle werden über einen Optokoppler an den VSI übergeben. Der VSI enthält ein Smart Power Module der Firma Fairchild (FSAM75SM60A) mit integrierter Treiberschaltung. Die vorgegebene Schaltverzugszeit beträgt  $3,5 \mu\text{s}$ .

Die Zwischenkreisspannung wird über einen Präzisions-Leistungsverstärker der Firma Rohrer (Hero Power PA2065-S) bereitgestellt. Sie kann stufenlos eingestellt und

als nahezu konstant angenommen werden. Der Leistungsverstärker ist für einen 4-Quadrantenbetrieb ausgelegt und liefert eine maximale Spannung von 380V.

Für die Strommessung werden Strommesszangen der Firma Agilent (N2782A) mit einer Bandbreite von DC bis 50 MHz verwendet. Das zum Strom proportionale Spannungssignal der Messverstärker wird über ein BNC-Kabel an die A/D-Wandler des dSpace-Systems übergeben. Die A/D-Wandlung des dSpace-Systems verfügt über eine Auflösung von 16 bit. Aufgrund von Messrauschen kann der Strom jedoch effektiv nur mit einem geringeren Wert aufgelöst werden. Dieser liegt schätzungsweise in einem Bereich von 14 bit, was trotzdem höher ist, als für standardmäßige Antriebssysteme üblich. In der Regel werden A/D-Wandler mit einer Auflösung von 10-12 bit verwendet. Bei der verwendeten Strommessung handelt es sich somit um ein sehr gute, wie sie in der Regel nicht zur Verfügung steht. Die in Kapitel 8 beschriebenen Effekte der Quantisierung lassen sich somit nicht direkt untersuchen bzw. müssen künstlich erzeugt werden. Der Einfluss der Stromquantisierung steht jedoch nicht im Vordergrund der experimentellen Untersuchung, zumal er für alle anisotropiebasierten Verfahren gleichermaßen auftritt ([96]).

Das resultierende Messrauschen der Strommessung spiegelt sich in Bild 10.2 wieder. Bild 10.2 zeigt den gemessenen d- und q-Strom, wenn die PWM nicht aktiv ist. Das resultierende Rauschen ist relativ klein. Es tritt in einem Bereich von ca.  $\pm 10$  mA auf. Es ist ebenfalls zu sehen, dass ein geringer Offset vorliegt. Für die später gezeigten Ergebnisse der geberlosen Regelung wird daher einerseits der gemessene Strom direkt verwendet. Andererseits wird dem gemessenen Strom ein künstliches Rauschen überlagert, um dessen Einfluss zu verdeutlichen.



**Abbildung 10.2:** Messrauschen

Der Prüfling, welcher im folgenden Abschnitt genauer beschrieben wird, ist mit einer Gleichstrommaschine gekoppelt, die als Last dient. Weiterhin steht ein Inkrementalencoder (4096 Inkremente pro Umdrehung) zur Verfügung, so dass die Genauigkeit der geschätzten Rotorlage bzw. Drehzahl bestimmt werden kann.

In Bild 10.3 ist eine Draufsicht des Prüflings und der Lastmaschine dargestellt. In Bild 10.4 ist eine Frontansicht des Versuchsaufbaus zu sehen, wobei der VSI, das dSpace-Interface und der Leistungsverstärker markiert sind.

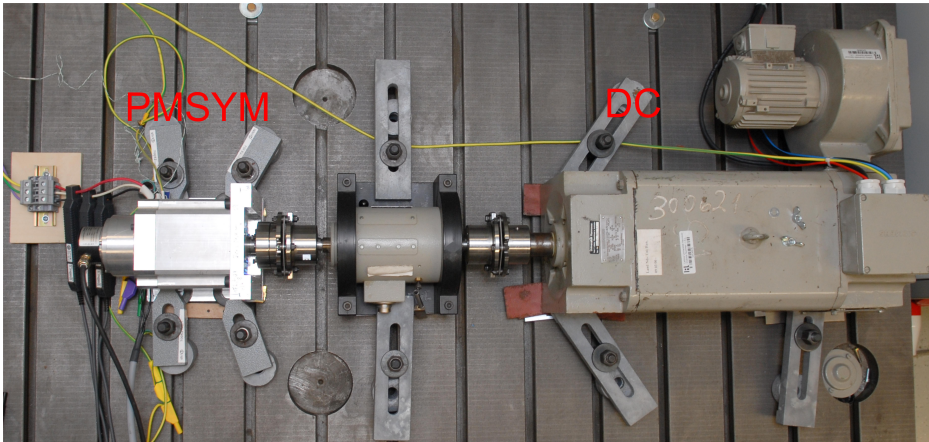


Abbildung 10.3: Draufsicht auf Prüfling und Lastmaschine

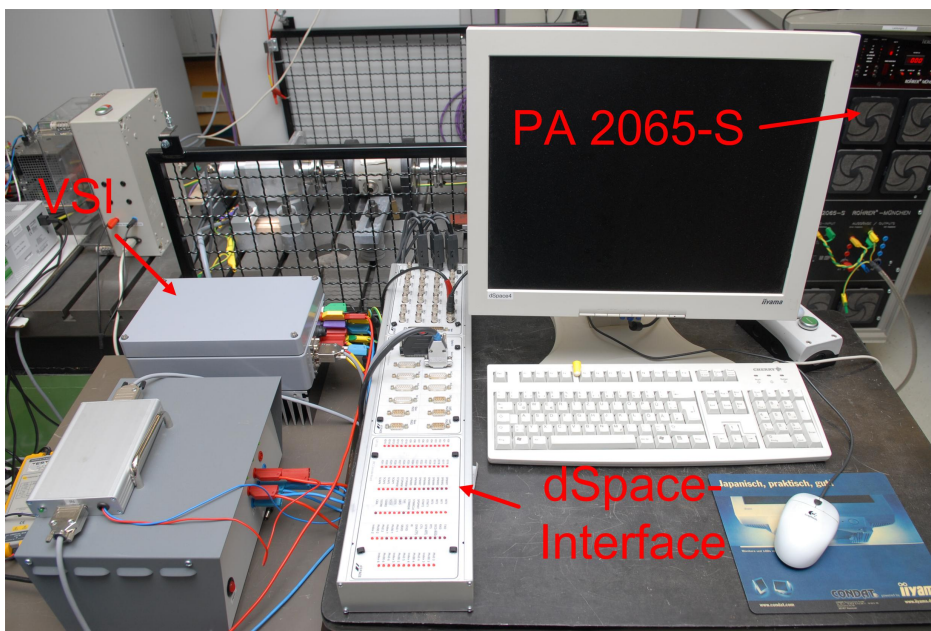


Abbildung 10.4: Frontansicht des Versuchsaufbaus

## 10.2 Charakterisierung der PMSYM

In Tabelle 10.1 sind die Bemessungsdaten der verwendeten PMSYM aufgeführt. Bei der untersuchten Maschine handelt es sich um einen Prototypen. Die PMSYM hat aufgeklebte Oberflächen-PM, die jedoch nicht bandagiert sind. Aus diesem Grund muss die Rotordrehzahl auf ca. 2000 1/min begrenzt werden, so dass für die experimentelle Untersuchung nicht die Bemessungsdrehzahl bzw. maximale Drehzahl angefahren

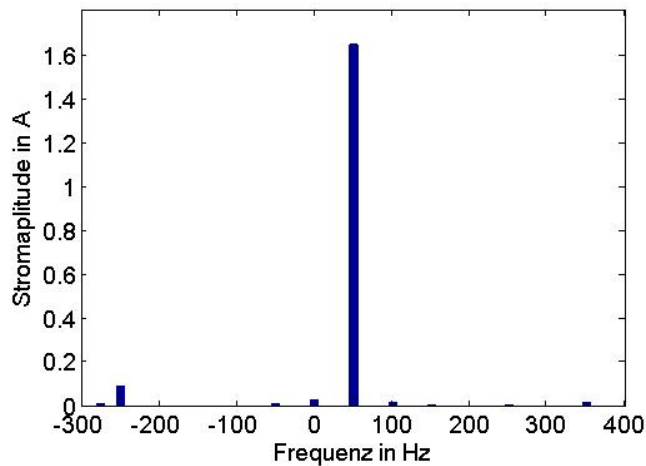
**Tabelle 10.1:** Bemessungsdaten der PMSYM

Klemmenspannung ( $U_{KL}$ )	=	560 V
Drehmomentkonstante	=	0,75 Nm/A
Bemessungsstrom (Amplitudenwert)	=	10 A
Bemessungsdrehmoment	=	5,8 Nm
Dauerstillstandsstrom (Amplitudenwert)	=	16,9 A
Dauerstillstandsdrehmoment	=	10,6 Nm
max. Strom (Amplitudenwert)	=	49,5 A
max. Drehmoment	=	22,6 Nm
Bemessungsdrehzahl	=	5850 1/min
Leerlaufdrehzahl	=	7164 1/min
Polpaarzahl	=	6
Strangwiderstand ( $R_f$ )	=	0,38 $\Omega$
Anschlussinduktivität ( $L_{tt}$ )	=	3,3 mH $\pm$ 20 %
resultierendes Massenträgheitsmoment (inkl. Lastmaschine)	=	0,056 kg m <sup>2</sup>

werden kann. Infolgedessen muss auch nicht die volle Bemessungsspannung bereitgestellt werden. Für die Untersuchungen wird daher eine Zwischenkreisspannung von 200 V eingestellt. Nichtsdestotrotz ist in Anbetracht der Polpaarzahl die resultierende, elektrische Frequenz der EMK relativ hoch (200 Hz bei 2000 1/min) und absolut ausreichend, um die EMK-basierte Rotorlageschätzung zu analysieren.

Um Oberwelleneffekte bzw. einen asymmetrischen Aufbau quantifizieren zu können bzw. deren harmonische Ordnung bestimmen zu können, wurde die PMSYM vorab mit Hilfe von Linearverstärkern vermessen. Durch die Linearverstärker wird vermieden, dass die Messungen durch die nichtlinearen Wechselrichtereffekte beeinflusst werden. Hierzu wurde die PMSYM einerseits auf eine Drehzahl von 50 Hz elektrisch geregelt und das Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers im ständerfesten KOS ermittelt, welches in Bild 10.5 dargestellt ist. Es ist zu erkennen, dass neben der grundfrequenten vor allem die -5te und 7te Ordnung vertreten ist, welche durch die Oberharmonischen der EMK hervorgerufen werden. Der Gleichanteil ist durch den Offset der Strommessung begründet. Die Maschine wurde für die Analyse nicht belastet, so dass die grundfrequente Stromamplitude relativ gering ist. Weiterhin gilt zu berücksichtigen, dass die Oberharmonischen der EMK aufgrund der Stromregelung gedämpft werden. Es gilt jedoch nicht, die absoluten Werte der Oberharmonischen zu bestimmen, sondern nur festzustellen, welche Ordnungen vertreten sind, damit diese später mit Hilfe des HANN gedämpft werden können. Die -5te und 7te Ordnung der EMK treten im dq-KOS als 6te bzw. -6te Harmonische auf, genau wie die Wechselrichterstörspannung.

Weiterhin wurden die magnetischen Anisotropien untersucht, indem die PMSYM auf 5 Hz elektrisch geregelt wurde. Zusätzlich wurde ein rotierender Spannungszeiger mit

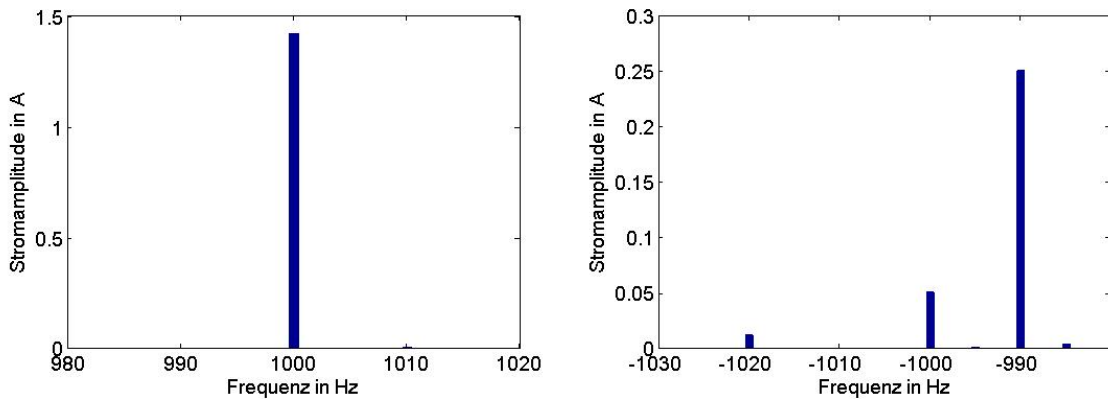


**Abbildung 10.5:** Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers der PMSYM im ständerfesten KOS bei 50 Hz Grundfrequenz

einer Trägerfrequenz von 1 kHz überlagert. Das daraus resultierende Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers im ständerfesten KOS ist in Bild 10.6 dargestellt, wobei dessen Interpretation mit Hilfe der Beschreibung der HF-Injektion aus Kapitel 5 möglich ist (vgl. Gleichung 5.6). In Bild 10.6(a) ist das Spektrum um die positive und in Bild 10.6(b) das Spektrum um die negative Trägerfrequenz dargestellt. Wie in Kapitel 5 hergeleitet, ergibt sich aus Bild 10.6(b), dass neben der Hauptanisotropie bei -990 Hz eine weitere Anisotropie der -4ten Ordnung bei -1020 Hz auftritt. Die vorhandene Anisotropie 3ter Ordnung bei -985 Hz weist eine relativ geringe Intensität auf, weshalb sie im weiteren Verlauf vernachlässigt wird<sup>1</sup>. Zusätzlich weist die PMSYM einen asymmetrischen Aufbau auf, da bei einer Frequenz von -1000 Hz ebenfalls ein Stromanteil auftritt. Die Anisotropie -4ter Ordnung bzw. die Asymmetrie rufen einen harmonischen Schätzfehler 6ter bzw. 2ter Ordnung hervor.

Laut Fourieranalyse weist der Strom bei negativer Trägerfrequenz eine relativ hohe Amplitude auf. Für den geberlosen Betrieb der Maschine konnte jedoch nicht festgestellt werden, dass sich eine adäquat große Störung in der Rotorlageschätzung widergespiegelt hat. Wie in Kapitel 8 hergeleitet, wirkt sich ein Skalierungsfehler der Strommessung ähnlich wie ein asymmetrischer Aufbau der Maschine aus. Für die Charakterisierung der PMSYM wurde die interne Strommessung der Leistungsverstärker verwendet und nicht die Strommesszangen, welche für den geberlosen Betrieb verwendet wurden. Ein Skalierungsfehler dieser internen Strommessung würde die Diskrepanz erklären. Es war jedoch leider nicht mehr möglich, eine nochmalige Vermessung der Maschine durchzuführen, bei dem der Einfluss der Strommessung gezielt untersucht werden konnte. Stattdessen ist in Bild 10.7 das Amplitudenspektrum bei Wechsel-

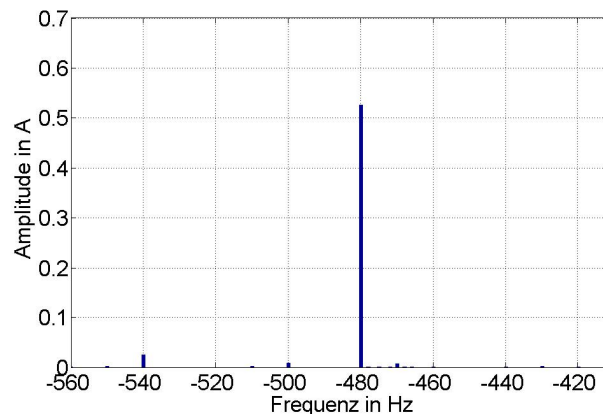
<sup>1</sup>Bei weiteren Versuchen konnte festgestellt werden, dass die Anisotropie 3ter Ordnung auch unter Belastung der PMSYM eine sehr geringe Intensität aufweist.



(a) Amplitudenspektrum um die positive Träger- (b) Amplitudenspektrum um die negative Träger-  
frequenz frequenz

**Abbildung 10.6:** Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers im ständerfesten KOS bei rotierender HF-Injektion und einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch

richterspeisung dargestellt. Hierbei betrug die Rotordrehzahl 10 Hz elektrisch und die Frequenz der HF-Spannung 500 Hz. Es ist zu erkennen, dass auch hier ein Anteil bei negativer Trägerfrequenz auftritt, dieser aber relativ klein ist. Für die Messung wurden die oben beschriebenen Strommesszangen verwendet, bei denen kein Skalierungsfehler festgestellt werden konnte. Zusätzlich tritt wieder ein Anteil der -4ten Ordnung auf, wobei dieser nun auch durch die Wechselrichterstörspannung hervorgerufen wird. Die



**Abbildung 10.7:** Amplitudenspektrum bei Wechselrichterspeisung

durchgeführten Spektralanalysen lassen keine Beurteilung zu, wie groß die Intensität der jeweiligen störenden Effekte während des Betriebs sein wird, da hier nur eine Messung im Leerlauf betrachtet wurde. Hinsichtlich der Wechselrichterstörspannung und Mehrfachanisotropien ist bekannt, dass diese vom Lastpunkt bzw. vom Strom abhängt. Die Spektralanalyse dient daher dem Zweck der Vorhersage, welche Ordnung die harmonischen Schätzfehler aufweisen können, damit deren adaptive Filterung mittels HANN ermöglicht wird. Die Messungen verdeutlichen, dass überwiegend Schätzfeh-



ler 6ter und 2ter Ordnung zu erwarten sind.

### 10.3 Initiale Identifikation des Antriebssystems

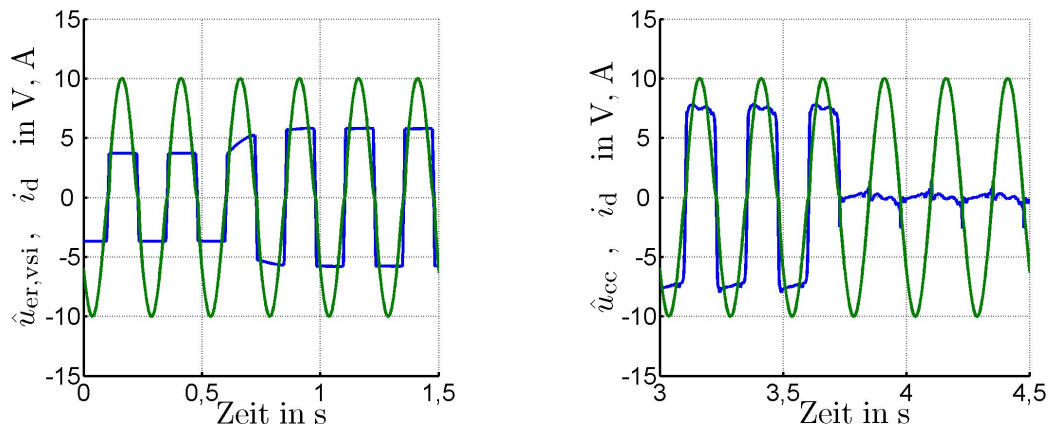
Für den geberlosen Betrieb wird keine (bzw. nur eine geringe) Vorabkenntnis des Antriebssystems vorausgesetzt. Es erfolgt daher eine initiale Identifikation, wie sie in Kapitel 7 beschrieben wird. Zuerst wird die Wechselrichterstörspannung und der grundfrequente Widerstand geschätzt. Anschließend wird der vom  $q$ -Strom abhängige Verlauf der Induktivitäten approximiert.

Der Verlauf der Störspannung wird mit Hilfe der in Kapitel 6 beschriebenen Sättigungsfunktion approximiert. Dafür muss vorab festgelegt werden, ab welchem Strom der Übergang vom linearen zum konstanten Teil stattfindet (vgl. Bild 6.33), was allerdings eine gewisse Kenntnis über den VSI erfordert. Anhand vorhandener Messergebnisse wird dieser Strom zu 0,4 A gewählt. Durch die beschriebene Form der Approximation muss nur der Betrag der maximalen Störspannung identifiziert werden, was eine Ersparnis der Rechenkapazität mit sich bringt. Alternativ kann auch die zweite Methode der Schätzung verwendet werden, wie sie in Kapitel 6 beschrieben wird (vgl. Bild 6.32), so dass keine Vorabkenntnis über den VSI notwendig ist.

Zu Anfang wird die Rotorlage geschätzt, indem ein rotierender Spannungszeiger mit relativ hoher Amplitude eingepreßt wird, so dass die Wechselrichterstörspannung nur einen geringen Einfluss ausübt. Für die Bestimmung der Polarisierung wird der geschätzte  $d$ -Strom ausgewertet, wie in Kapitel 5 beschrieben wird. Anschließend wird ein alternierender Stromraumzeiger von relativ geringer Frequenz (wenige Hz) in Richtung der geschätzten  $d$ -Achse erregt. Dabei ist nicht entscheidend, dass die Rotorlage sehr genau bekannt ist, es soll lediglich vermieden werden, dass ein Drehmoment erzeugt wird. In Bild 10.8(a) ist der Verlauf der geschätzten Wechselrichterstörspannung bzw. der Verlauf des  $d$ -Stromes dargestellt. Der initiale Betrag der Wechselrichterstörspannung beträgt 4 V. Bei ca. 0,6 s wird die Identifikation aktiviert. Nach einer Dauer von ca. 0,4 s ist diese abgeschlossen und der maximale Betrag der Wechselrichterstörspannung auf ca. 5,3 V geschätzt. Der grundfrequente Widerstand wurde auf ca. 0,41  $\Omega$  geschätzt, wobei dessen zeitlicher Verlauf nicht aufgeführt ist. Dass die Wechselrichterstörspannung mit der beschriebenen Methode relativ gut geschätzt wird, spiegelt sich in der Reglerausgangsspannung wider. Die Stromregelung sieht eine Vorsteuerung des Spannungsabfalls am Widerstand und der Wechselrichterstörspannung vor, so dass die Reglerausgangsspannung Null betragen müsste, wenn die Störung korrekt geschätzt wäre. In Bild 10.8 (b) ist der Verlauf der Reglerausgangsspannung dargestellt. Ab ca. 3,7 s wird die geschätzte Wechselrichterstörspannung bzw. der ohmsche Spannungsabfall vorgesteuert. Es ist zu erkennen, dass nur eine geringe Störspannung vorhanden



bleibt, wenn der Strom kleine Werte annimmt. Wie in Kapitel 3 hergeleitet, lässt sich diese restliche Störung kaum bzw. nur sehr schlecht kompensieren (gerade bei höheren Frequenzen des Stromes). Durch die verbleibende Störspannung bei geringen Stromwerten ergibt sich somit ein harmonischer Schätzfehler der überwiegend 6ten Ordnung, wie im Verlauf dieser Arbeit bereits erläutert wurde.



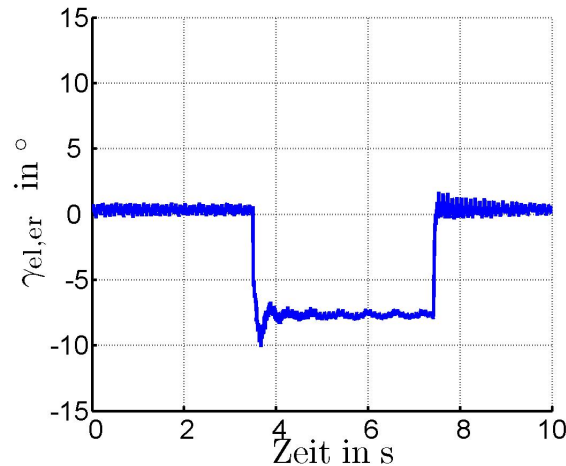
(a) grün:  $i_d$ , blau:  $\hat{u}_{er,vs1}$ ; Identifikation findet ab ca. 0,6 s statt (b) grün:  $i_d$ , blau:  $\hat{u}_{cc}$ ; Vorsteuerung der Störspannung setzt bei ca. 3,7 s ein

**Abbildung 10.8:** Identifikation der Wechselrichterstörspannung

Der Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die Rotorlageschätzung ist in Bild 10.9 verdeutlicht. Hierfür wurde eine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung durchgeführt, wobei die elektrische Drehzahl 5 Hz betrug und ein rotierender HF-Spannungsraumzeiger eingepreßt wurde. Zu Anfang berücksichtigt das SS-MRAS die geschätzte Störspannung, welche jedoch bei ca. 3,5 s zu Null gesetzt wird. Infolgedessen stellt sich ein konstanter Schätzfehler ein, der jedoch verschwindet, wenn die Störspannung bei ca. 7,5 s wieder berücksichtigt wird. Bei dem Versuch wurde die adaptive Filterung mittels HANN implementiert. Weiterhin war die Dynamik der Rotorlageschätzung relativ gering, so dass sich der harmonische Schätzfehler ebenfalls nur gering ausprägt. An späterer Stelle wird die adaptive Filterung mittels HANN jedoch noch ausführlich behandelt.

Ein ähnlicher Einfluss der Störspannung wurde auch auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung festgestellt, wenn ein d-Strom eingepreßt wird, was an dieser Stelle jedoch nicht ausführlicher behandelt wird.

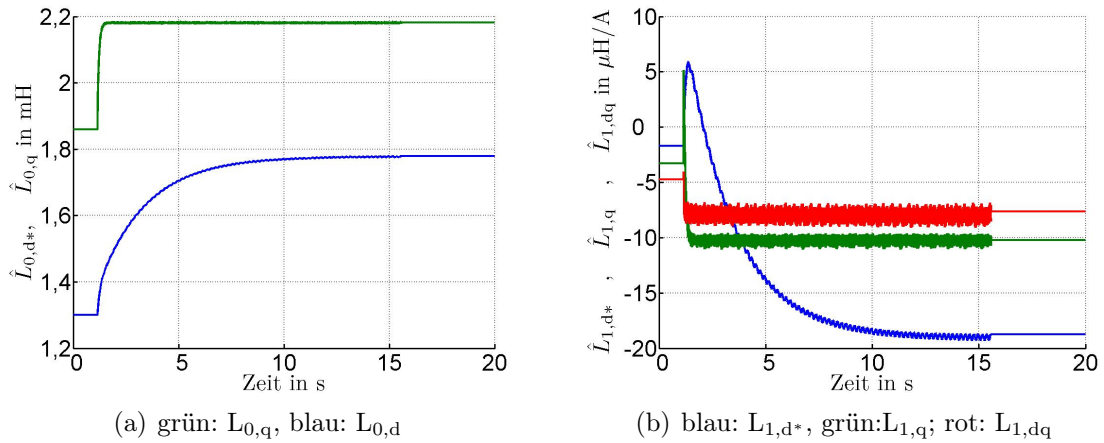
Mit der geschätzten Wechselrichterstörspannung erfolgt eine neue Schätzung der initialen Rotorlage, wobei die Amplitude der HF-Spannung wiederum relativ hoch gewählt wird. Dadurch ist es möglich, die Rotorlage mit ausreichender Genauigkeit zu schätzen, so dass im nächsten Schritt die sättigungsabhängigen Verläufe der Induktivitäten



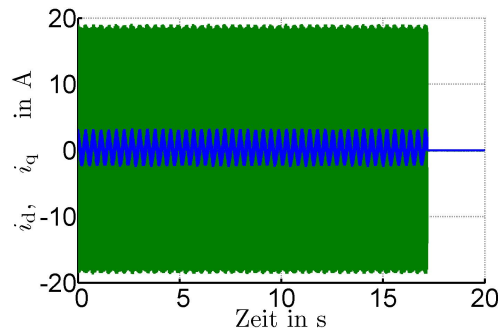
**Abbildung 10.9:** Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bei rotierender Spannungseinprägung; Minderung der Störspannung ist zwischen 3,5 s und 7,5 s ausgesetzt

bestimmt werden können. Die detaillierte Beschreibung dieser Vorgehensweise befindet sich in Kapitel 7. Um einen ausreichend großen q-Strom zu erregen, wird eine q-Spannung mit einer Amplitude von 70 V bei einer Frequenz von 265 Hz eingepreßt. Die Frequenz der d-Spannung beträgt 955 Hz und die Amplitude 20 V. Für die Frequenzen werden keine ganzzahligen Vielfachen der Schaltfrequenz gewählt, damit eine möglichst große Vielzahl an unterschiedlichen Messwertpaaren zur Verfügung steht. Die geschätzten Koeffizienten der vom q-Strom abhängigen Induktivitäten (vgl. Gleichung 7.13) sind in Bild 10.10 dargestellt. Die erregten Ströme sind in Bild 10.11 zu sehen. Da die Messwerte mit einer geringeren Frequenz als der Taktfrequenz aufgezeichnet wurden, ergeben sich Aliasingeffekte. Der gemessene d-Strom enthält neben dem Anteil, der mit Trägerfrequenz (955 Hz) auftritt, auch einen Anteil mit relativ geringer Frequenz. Dieser niederfrequente Anteil ist im tatsächlichen Strom jedoch nicht enthalten. Die abgebildeten Messergebnisse sollen daher lediglich widerspiegeln, welche Amplituden der d- und q-Strom besitzen. Ab ca. 17 s wird die Spannung zu Null gesetzt und die Identifikation beendet. Es ist zu erkennen, dass die Koeffizienten nach relativ kurzer Zeit geschätzt werden, wobei die Konvergenzdauer auch noch verringert werden kann.

Um beurteilen zu können, inwieweit der approximierter Verlauf der Induktivitäten korrekt ist, wird eine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bei einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch durchgeführt. Bei diesem Versuch wird die Maschine belastet, so dass sich ein entsprechender q-Strom einstellt, wobei die Drehzahlregelung geberbehaftet ist. Zum einen wird die Rotorlageschätzung ohne die approximierten Verläufe der Induktivitäten durchgeführt. Daraus ergibt sich der in Bild 10.12(a) dargestellte Betrag des Schätzfehlers der Rotorlage in Abhängigkeit vom Betrag des q-Stromes. Zum ande-



**Abbildung 10.10:** Identifikation der Induktivitätsverläufe

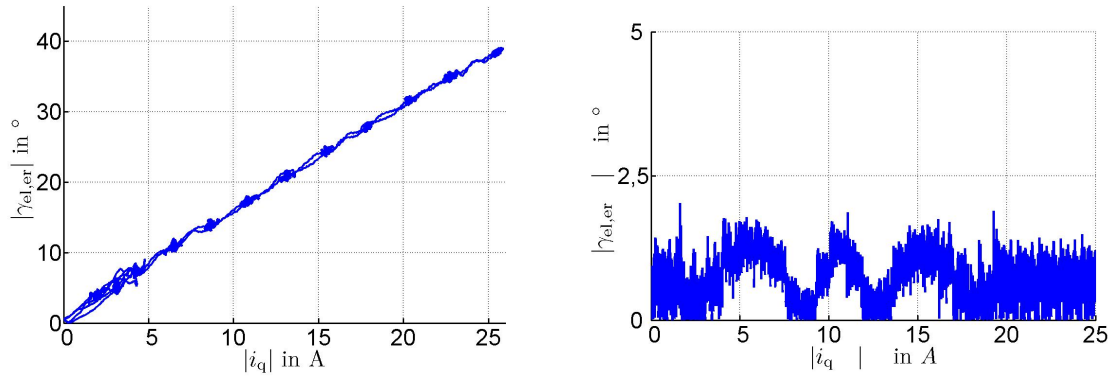


**Abbildung 10.11:** Verlauf des tatsächlichen d-Stromes (blau) und q-Stromes (grün)

ren werden beim SS-MRAS die initial geschätzten Induktivitätsverläufe berücksichtigt. Der daraus resultierende Schätzfehler ist in 10.12(b) gezeigt.

Es ist zu erkennen, dass durch die Verwendung der geschätzten Induktivitätsverläufe eine signifikante Verbesserung der Rotorlageschätzung erzielt werden kann. Ohne entsprechende Minderung der Sättigungseffekte, stellt sich bei 25 A aufgrund des Cross-Saturation-Effekts ein Schätzfehler von ca.  $40^\circ$  elektrisch ein.

Die Messergebnisse verdeutlichen eine Diskrepanz zu den FEM-Berechnungen der PM-SYM, wie sie in den vorangehenden Kapiteln verwendet wird. In Bild 9.4 aus Kapitel 9 ist der Schätzfehler dargestellt, der sich aufgrund der Gegeninduktivität bei der simulierten Maschine ohne Kompensation einstellen würde. Dieser Verlauf weist einen Unterschied zu dem gemessenen Verlauf in Bild 10.12 auf, was sich ebenfalls in den Koeffizienten widerspiegelt, die für die simulierte und reale Maschine geschätzt werden (vgl. Bild 7.5 (Kapitel 7) und Bild 10.10). Es ist wahrscheinlich, dass dieser Unterschied darin begründet ist, dass innerhalb dieser Arbeit für die simulierte Maschine nur die Sekanteninduktivitäten in Abhängigkeit vom q-Strom zur Verfügung standen.



(a) Rotorlageschätzfehler ohne Berücksichtigung der Sättigungseffekte (b) Rotorlageschätzfehler bei Berücksichtigung der Sättigungseffekte

**Abbildung 10.12:** Einfluss der Sättigungseffekte auf die Rotorlageschätzung

Für eine korrekte Nachbildung der Maschine kann es jedoch notwendig sein, dass auch die Abhängigkeit der Sekanteninduktivitäten vom d-Strom berücksichtigt wird, damit sich die transienten Induktivitäten korrekt modellieren lassen. Dieser Aspekt wird in Kapitel 7 ausführlich behandelt (vgl. Gleichung 7.4).

Für die Analysen und Ergebnisse innerhalb dieser Arbeit ist der festgestellte Unterschied jedoch ohnehin belanglos. Es ist nicht Ziel dieser Arbeit, einen geberlosen Betrieb mit Hilfe einer möglichst genauen FEM-Berechnung der Maschine durchzuführen. Für die Simulation des geberlosen Betriebs (in Kapitel 9) ist allein entscheidend, dass die Sättigungseffekte in einem ausreichenden Maß auftreten und eine realistische Charakteristik aufweisen, was auch zutrifft. Für die experimentelle Untersuchung ist allein das Verhalten der realen Maschinen ausschlaggebend und nicht deren Berechnung mittels der FEM.

Nichtsdestotrotz muss berücksichtigt werden, dass sich aus dem Rotorlageschätzfehler in Bild 10.12 nicht die Induktivitätsverläufe direkt sondern der Quotient aus der Differenz der transienten d- und q-Induktivitäten und der transienten Gegeninduktivität ergeben (vgl. Gleichung 5.25):

$$|\gamma_{\text{el,er}}| = \frac{1}{2} \arctan \left| \frac{L'_{\text{dq}}}{\Delta L'} \right|. \quad (10.1)$$

Der durchgeführte Versuch bestätigt damit lediglich, dass dieser Quotient relativ genau geschätzt wird. Es ist jedoch auch möglich, einen ähnlichen Verlauf mit unterschiedlichen Werten der Koeffizienten zu erzielen. Dieser Aspekt hat auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung im quasistationären Betrieb nur einen geringen Einfluss, wenn bei geringen Drehzahlen vorausgesetzt wird, dass die Spannung fast ausschließlich über der transienten Induktivität abfällt. Dann ist die Kenntnis des oben aufgeführ-

te Quotienten entscheidend für die Güte der Rotorlageschätzung, was auch durch die später gezeigten Versuchsergebnisse bestätigt wird. Dies gilt jedoch nicht bei höheren Drehzahlen und auch nicht wenn der HF-Widerstand nicht vernachlässigt werden darf. Weiterhin ist es für die Minderung des Einflusses der Stromregelung wichtig, den Verlauf der Induktivitäten möglichst genau zu kennen. Ebenfalls wird durch die Kenntnis der Sekanteninduktivitäten die Güte der EMK-basierten Rotorlageschätzung verbessert. Es ist daher sinnvoll, die initiale Schätzung um eine Online-Identifikation bzw. Adaption während des Betriebs zu erweitern. Zusätzliche Motivation stellen die Temperaturabhängigkeit der Induktivitäten<sup>2</sup> und der Einfluss von Wirbelstromeffekten dar, der bei der initialen Identifikation nur schwer berücksichtigt werden kann.

Darüberhinaus muss berücksichtigt werden, dass die Wechselrichterstörspannung ebenfalls auf die initiale Identifikation einen störenden Einfluss ausübt. Dieser ist umso stärker, je mehr der Raumzeiger der Störspannung in Richtung der d-Spannung weist. Die Störspannung überlagert sich dann mit der (gewünschten) HF-Spannung in Richtung der d-Achse, die ohnehin schon eine relativ geringe Intensität aufweist (gegenüber der q-Komponente). Dies führt dazu, dass sich vor allem die Approximation der d-Induktivität verschlechtert. In welche Richtung der Raumzeiger der Wechselrichterstörspannung überwiegend weist, hängt vom Strom und somit von der initialen Rotorlage ab, da überwiegend ein q-Strom erregt wird. Der ungünstigste Fall tritt somit ein, wenn die initiale Rotorlage einen Wert von  $\pm 90^\circ$  elektrisch aufweist. Bei  $0^\circ$  bzw.  $180^\circ$  elektrisch ergeben sich die günstigsten Bedingungen. Hierbei wird vorausgesetzt, dass der Rotor nicht initial ausgerichtet werden darf. Der Injektionswinkel der Spannung hängt somit von der initialen Rotorlage ab.

Anhand von Messungen konnte der beschriebene Einfluss der initialen Rotorlage festgestellt werden. Die in Bild 10.10 dargestellte Verlauf der Koeffizienten wurden bei einer initialen Rotorlage von ca.  $0^\circ$  elektrisch durchgeführt, woraus sich die relativ gute Rotorlageschätzung unter Last ergibt (Bild 10.12). Für andere Werte der initialen Rotorlage wurden weniger gute Ergebnisse erzielt, wobei jedoch der daraus resultierende, stationäre Schätzfehler nie größer als  $6^\circ$  elektrisch war. Es ergab sich, dass insbesondere die Approximation der d-Induktivität infolge der beschriebenen Aspekte Schwankungen unterlag, wohingegen die Schätzung der q-Induktivität und Gegeninduktivität relativ unempfindlich gegenüber der initialen Rotorlage war. Die im Folgenden dargestellten Messergebnisse wurden mit den initial geschätzten Verläufen der Induktivitäten nach Bild 10.10 durchgeführt.

Das beschriebene Verfahren zur initialen Approximation der Induktivitätsverläufe wurde darüberhinaus bei einem weiteren Antriebssystem getestet. Hierbei wurde jedoch festgestellt, dass die erzielten Ergebnisse wesentlich schlechter waren. Ein Grund dafür

---

<sup>2</sup>Hierbei ist vor allem die Vorsättigung aufgrund der PM entscheidend.

könnte sein, dass sich die Induktivitätsverläufe nur schlecht durch eine lineare Abhängigkeit vom  $q$ -Strom approximieren lassen. Es gilt jedoch den Einfluss störender Effekte auf die initiale Approximation noch genauer zu untersuchen, was einen Aspekt zukünftiger Forschung darstellt.

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle erwähnt, dass die PM-Flussverkettung auf einen Wert von 0,068 Vs geschätzt wurde. Hierfür wurde der Rotor auf eine Drehzahl von 20 Hz elektrisch geregelt, wobei nur die EMK-basierte Rotorlageschätzung aktiv war und die  $q$ -Komponente des Beobachterschätzfehlers nicht verwendet wurde. Wie in Kapitel 7 beschrieben, ist dies die Voraussetzung für die gleichzeitige Schätzung der Rotorlage und der PM-Flussverkettung.

## 10.4 Geberloser Betrieb mittels SS-MRAS

In diesem Abschnitt werden die Versuchsergebnisse präsentiert, die die Güte des SS-MRAS veranschaulichen. Ähnlich wie bei den durchgeführten Simulationen werden hierzu verschiedene Betriebspunkte bzw. Drehzahl- und Lastverläufe vorgegeben. Da das simulierte Antriebssystem ähnliche Kenndaten aufweist, wie das reale, erfolgte die Parametrierung des SS-MRAS auf ähnliche Art und Weise wie in Kapitel 9 und es wurden die gleichen Gütekriterien zugrunde gelegt. Aufgrund der Störeffekte, wird im Gegensatz zur Simulation das EMK-basierte Verfahren jedoch erst ab einer Drehzahl von 10 Hz (ca. 2 % der Bemessungsdrehzahl) elektrisch voll gewichtet<sup>3</sup>.

Für die HF-Spannung wurde ebenfalls die MHF-Injektion gewählt, wobei die  $d$ -Komponente eine Amplitude von 20 V bei einer Frequenz von 1 kHz besaß. Die Amplitude der  $q$ -Komponente war 22 V und deren Frequenz betrug 1,1 kHz. Auch die Dynamik des Trackers wurde gleich gewählt wie bei der Simulation. Während des geberlosen Betriebs wurden nur die  $d$ - und  $q$ -Komponenten des HF-Widerstandes online adaptiert. Für die Induktivitäten wurde der initial geschätzte Verlauf hinterlegt. Wie in Kapitel 7 erläutert, wird bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung die Online-Identifikation der transienten  $d$ - und  $q$ -Induktivitäten im Arbeitspunkt erschwert, wenn bei entsprechend starken Sättigungseffekten eine hochdynamischen Stromregelung vorliegt. In diesem Fall ist nur eine geringfügige bzw. keine Verbesserung der Rotorlageschätzung durch die Identifikation der transienten Induktivitäten zu erwarten. Stattdessen werden sowohl die transienten  $d$ - und  $q$ -Induktivitäten als auch die transiente Gegeninduktivität identifiziert, wenn die Maschine bei EMK-basierter Rotorlageschätzung belastet wird.

Bei geberlosem Betrieb erfolgt der Einfachheit halber keine Reduzierung der HF-

---

<sup>3</sup>In der Simulation erfolgte die volle Gewichtung ab einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch.

Spannung mit steigender Drehzahl. Unter realen Einsatzbedingungen wäre dies jedoch sinnvoll, um zusätzliche Verluste zu mindern. Für die Stromregelung wurde der maximale Strom auf einen Wert von 35 A begrenzt. Aufgrund der HF-Injektion und der (annähernd) sprunghaften Belastung der PMSYM kann der resultierende Strom jedoch größer sein. Eine Abschaltung des Versuchsstandes erfolgt daher erst bei ca. 42 A. Laut Bemessungsdaten der Maschine ist ein maximaler Strom von 49,5 A kurzzeitig zulässig. Dieser Wert kann u.a. hinsichtlich einer Entmagnetisierung der PM entscheidend sein. Bei der Berechnung der Maschine wurden sehr wahrscheinlich die in den PM entstehenden Verluste und damit Erwärmung der PM bei Bemessungsbetrieb berücksichtigt. Wird hingegen ein HF-Strom erregt, ist anzunehmen, dass die dadurch hervorgerufenen Wirbelströme und damit Verluste in den PM höher sind. Je nach Betriebsdauer muss somit angenommen werden, dass die Temperatur der PM höher ist als ursprünglich vorgesehen, so dass der maximal zulässige Strom reduziert werden sollte<sup>4</sup>. Es handelt sich hierbei um eine nicht verifizierte Vermutung, die sich ggf. auch als falsch erweisen kann. Eine Entmagnetisierung der PM sollte jedoch unter allen Umständen vermieden werden, weshalb während des geberlosen Betriebs der maximal zulässige Strom reduziert wird. Ein weiterer Grund hierfür ist, dass die verwendeten Strommesszangen ebenfalls nur für einen maximalen Strom von 50 A ausgelegt sind und ein gewisser Puffer eingeräumt werden sollte.

Nichtsdestotrotz stellt die Belastung der Maschine mit bis zu 400 % des Bemessungsstromes eine relativ hohe Überlastbarkeit dar, bei der starke Sättigungseffekte auftreten. Deren Einfluss auf das SS-MRAS kann somit auch für einen geringeren Maximalstrom sehr gut untersucht werden, was auch anhand von Bild 10.12 deutlich wird.

#### 10.4.1 Filterung von harmonischen Schätzfehlern

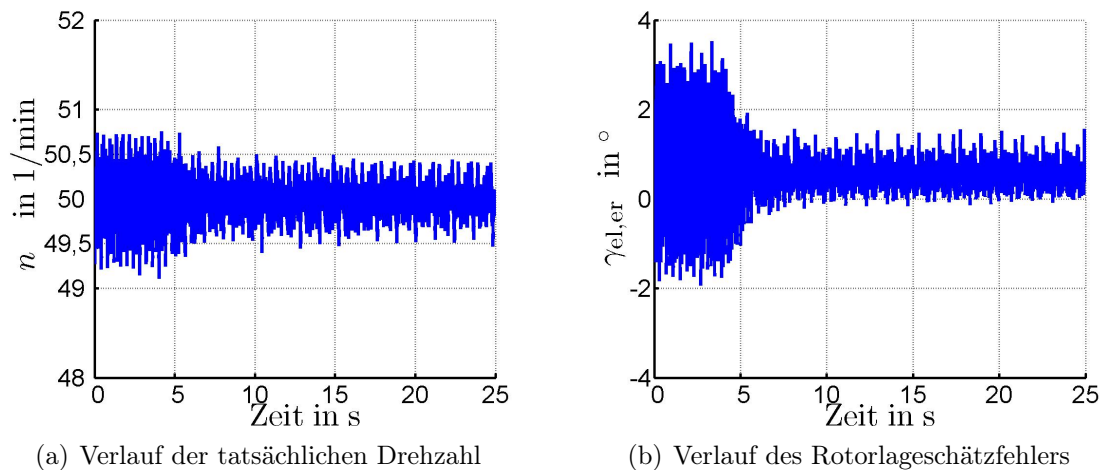
Ein wesentlicher Bestandteil des SS-MRAS ist die Filterung von harmonischen Schätzfehlern. Wie zuvor bestimmt wurde, sind vor allem störende Effekte zu erwarten, die einen harmonischen Schätzfehler der 6ten und 2ten Ordnung erzeugen. Diese Ordnungen müssen somit bei der adaptiven Filterung mittels HANN berücksichtigt werden<sup>5</sup>. Zur Interpretation der Messergebnisse und Beurteilung der geberlosen Regelung ist es wichtig, vorab den geberbehafteten Betrieb zu untersuchen. Aufgrund der Harmonischen der EMK wird zum einen ein Pendelmoment der 6ten Ordnung der Grundfrequenz (bzw. Drehzahl) erregt. Zum anderen erregt die Wechselrichterstörspannung zusätzliche Anteile des Stromes, die mit der Vielfachen der 6ten Ordnung der Grund-

<sup>4</sup>Dies ist ein Aspekt, der im Rahmen der Gütekriterien einer geberlosen Regelung in Kapitel 7 ebenfalls behandelt wird.

<sup>5</sup>Je nachdem, wie stark sich die Wechselrichterstörspannung ausprägt, können auch die Vielfachen der 6ten Ordnung berücksichtigt werden.

frequenz auftreten, was wiederum auch ein Pendelmoment erzeugt. Hinzu kommen Rastmomente bzw. ein nichtlineares Verhalten des mechanischen Antriebsstrangs (Reibung etc.). Diese Effekte bewirken, dass die Drehzahl auch bei geberbehaftetem Betrieb eine Schwingung aufweist. Wird nun auf den geberlosen Betrieb gewechselt, gilt es zu berücksichtigen, dass die Effekte, die das tatsächliche Oszillieren der Drehzahl hervorrufen (Wechselrichterstörspannung und Oberwelleneffekte), auch einen harmonischen Schätzfehler der Rotorlage bewirken, der die gleiche Frequenz aufweist. Es findet somit eine Rückkopplung statt, die bewirkt, dass die Intensität der quasistationären Schwingung der Drehzahl bzw. des Schätzfehlers vor allem von der Dynamik der Drehzahlregelung in Kombination mit der Dynamik der Rotorlageschätzung abhängt. Wird für beide eine sehr hohe Dynamik gewählt, ist es nicht möglich, eine vollständige Kompensation des harmonischen Rotorlageschätzfehlers zu erzielen. Nichtsdestotrotz können mit Hilfe des HANN sehr gute Ergebnisse erzielt werden, wie die folgenden Versuchsergebnisse veranschaulichen.

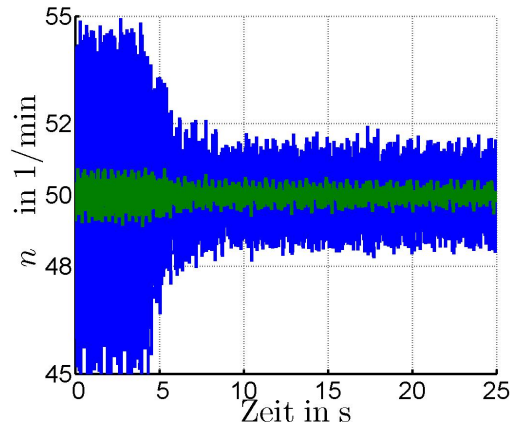
Zu Beginn wird der geberlose Betrieb ohne Belastung untersucht, wobei die elektrische Drehzahl 5 Hz beträgt. Das EMK-basierte Verfahren hat somit einen schlechten Signal-Rausch-Abstand, entsprechend der Gewichtung wirkt aber überwiegend das anisotropiebasierte Verfahren. Die Dynamik der Drehzahlregelung und der Rotorlageschätzung wird im Verhältnis zum späteren Betrieb um den Faktor 3 gemindert. Dadurch wirkt sich die oben beschriebene Rückkopplung der störenden Effekte nur sehr gering aus, wie anhand der Messergebnisse in den Bildern 10.13 und 10.14 veranschaulicht wird.



**Abbildung 10.13:** Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein

Anfangs ist die adaptive Filterung nicht aktiv, was in einem entsprechenden harmonischen Schätzfehler resultiert. Ab ca. 4 s setzt die Filterung mittels HANN ein, was eine signifikante Verbesserung erzielt. Ab ca. 16 s wird vom geberlosen auf den geberbehafteten Betrieb umgeschaltet. Trotzdem wird bei der Drehzahlregelung die gleiche



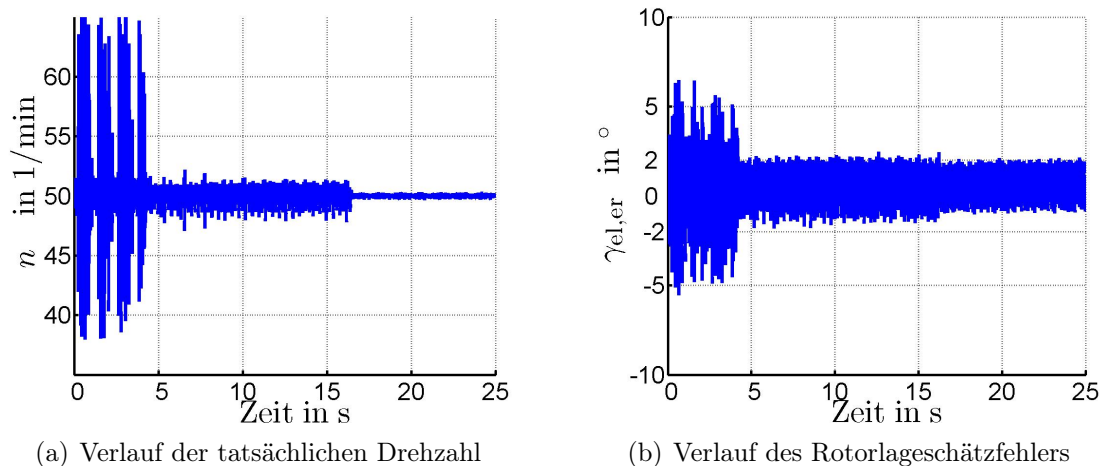


**Abbildung 10.14:** Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Drehzahl; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein; blau:  $\hat{n}$ , grün:  $n$

Güte erzielt. Anhand des tatsächlichen Drehzahlverlaufs in Bild 10.13 (b) ist kein Unterschied zwischen geberloser und geberbehafteter Regelung zu erkennen. Aufgrund der beschriebenen Effekte enthält die Drehzahl eine überlagerte Schwingung der überwiegend 6ten Ordnung. Diese beträgt jedoch lediglich 1 %. Die Amplitude des harmonischen Rotorlageschätzfehlers kann mit Hilfe der adaptiven Filterung auf unter  $1^\circ$  elektrisch ( $1/6^\circ$  mechanisch) reduziert werden. Dieser spiegelt sich ebenfalls in der geschätzten Drehzahl wider (Bild 10.14).

Wird die Dynamik der Drehzahlregelung und Rotorlageschätzung um den Faktor 3 erhöht, was der Parametrierung entspricht, wie sie für den späteren Betrieb verwendet wird, treten die oben beschriebenen Effekte der Rückkopplung ein und es ergeben sich (geringfügig) schlechtere Ergebnisse. In Bild 10.15(a) ist der Verlauf der tatsächlichen Drehzahl und in Bild 10.15(b) der Rotorlageschätzfehler zu sehen. Zu Anfang des Versuchs ist die adaptive Filterung wieder nicht aktiv. Dies resultiert in einer sehr starken Schwingung der Drehzahl. Erst nachdem das HANN bei ca. 4 s einsetzt, ist eine deutliche Verbesserung zu erkennen. Ein Wechsel auf den geberbehafteten Betrieb bei ca. 16 s lässt eine zusätzlich Verbesserung der Drehzahlregelung erkennen. Die Amplitude des harmonischen Schätzfehlers beträgt jetzt fast  $2^\circ$  elektrisch.

Die Intensität der störenden Effekte ist auch von der Belastung der Maschine bzw. vom Strom abhängig. Aus diesem Grund wurde die Funktionstüchtigkeit des HANN auch bei Belastung gesondert untersucht. In Bild 10.16 sind die daraus resultierenden Messergebnisse dargestellt. Für den Versuch betrug die elektrische Drehzahl 10 Hz und der q-Strom 20 A. Zu Anfang ist die adaptive Filterung nicht aktiv, was in einer relativ großen Schwingung der Rotorlage bzw. Drehzahl resultiert. Bei ca. 3 s wird die Filterung aktiviert, wodurch eine verbesserte Güte erzielt wird. Bei ca. 7,5 s wird die



(a) Verlauf der tatsächlichen Drehzahl

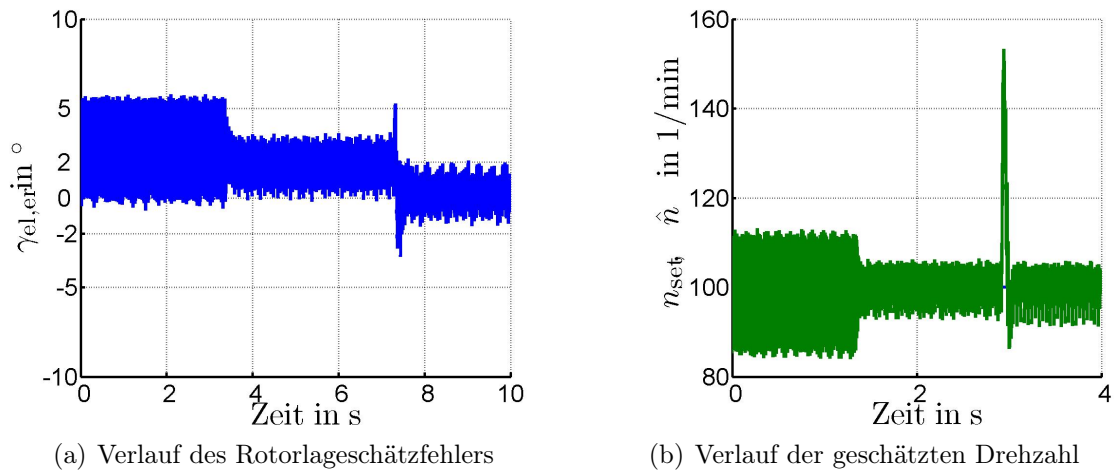
(b) Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

**Abbildung 10.15:** Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein

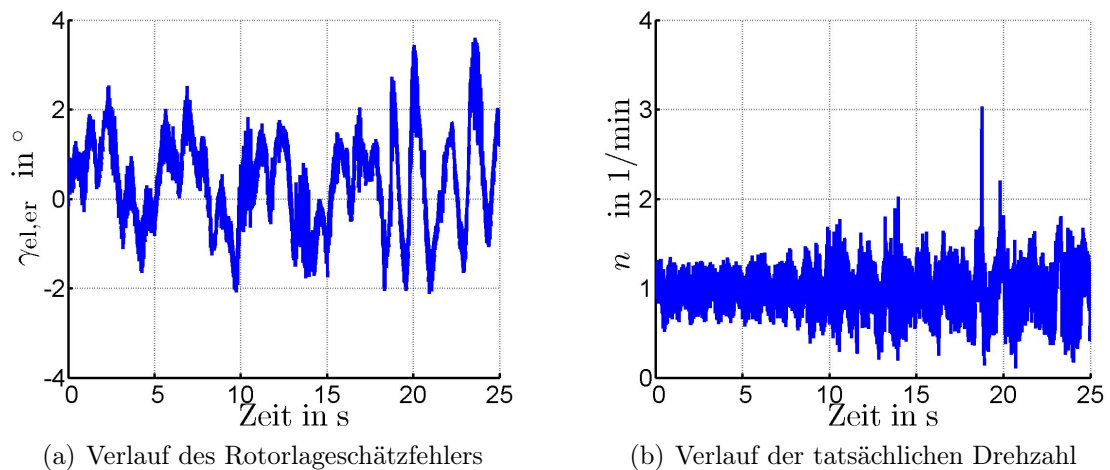
Maschine entlastet, was auch gut anhand der geschätzten Drehzahl zu erkennen ist. Trotz dieses Lastwechsels, der eine Änderung der Intensität der störenden Effekte mit sich bringt, bleibt der resultierende, harmonische Schätzfehler relativ klein bzw. wird die gleiche Güte erzielt, wie für den zuvor beschriebenen Versuch. Dies verdeutlicht den Vorteil der adaptiven Filterung, die eine Änderung der Intensität der Störung sofort ausregelt, ohne dass die Dynamik der grundfrequenten Drehzahlregelung (entscheidend) gemindert wird.

Die oben beschriebene Rückkopplung zwischen Drehmomentpendelung und harmonischem Schätzfehler kann im quasistationären Betrieb dadurch verringert werden, dass dem HANN die zuvor tiefpassgefilterte geschätzte Rotorlage zugeführt wird. Die Intensität des verbleibenden Schätzfehlers, der in den Bildern 10.15 und 10.16 gezeigt wird, wäre dadurch geringer. Nachteil dieser Vorgehensweise ist hingegen, dass die soeben beschriebene Adaption an den neuen Betriebspunkt langsamer stattfindet. Es gilt somit abzuwägen, welches Verhalten gewünscht ist: Die schnelle Detektion harmonischer Störungen bei Änderung des Arbeitspunktes oder eine möglichst große Minderung des harmonischen Schätzfehlers im quasistationären Zustand.

Ein weiterer Versuch, der die Güte der geberlosen Regelung verdeutlicht, ist der Betrieb bei sehr kleinen Drehzahlen. Hierfür wurde die Drehzahl auf 1  $1/\text{min}$  (0.1 Hz elektrisch) geberlos geregelt und mit dem geberbehafteten Betrieb verglichen. In Bild 10.17 sind die dazugehörigen Messergebnisse dargestellt. Zu Anfang erfolgt die Drehzahlregelung mit Hilfe des Rotorlagegebers. Nach ca. 8 s wird auf den geberlosen Betrieb gewechselt, wobei die adaptive Filterung aktiv ist. Diese wird bei ca. 17 s deaktiviert, wodurch sich der Betrieb verschlechtert.



**Abbildung 10.16:** Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern bei Belastung; Filterung wird bei ca. 3 s aktiviert



**Abbildung 10.17:** Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern bei sehr geringen Drehzahlen; Wechsel vom geberbehafteten auf geberlosen Betrieb bei ca. 8 s; Deaktivierung der adaptiven Filterung bei ca. 17 s

Die durchgeführten Versuche veranschaulichen sehr gut, dass die Dynamik der Drehzahlregelung und Rotorlageschätzung durch störende Effekte, die einen harmonischen Schätzfehler verursachen, begrenzt wird. Hierbei sind vor allem die Effekte zu berücksichtigen, die sowohl eine Schwingung des tatsächlichen Drehmoments als auch der geschätzten Rotorlage verursachen, wie auch in Abschnitt 6.5 in Kapitel 6 beschrieben wird. Mit Hilfe der adaptiven Filterung ist es jedoch möglich, den störenden Einfluss signifikant zu mindern, was eine höhere Dynamik der geberlosen Regelung zulässt. Die weiterführende Minderung von Drehmomentpendelungen wird jedoch erst im Rahmen noch folgender Untersuchungen behandelt. Das in [88] beschriebene Verfahren zur Min-

derung von Drehmomentpendelungen kann hierbei in Verbindung mit dem in dieser Arbeit vorgestellten HANN als vielversprechender Ansatz dienen, den Rundlauf der Maschine im geberlosen Betrieb zu verbessern, ohne die Dynamik der Drehzahlregelung zu sehr zu mindern.

An dieser Stelle wird der Vollständigkeit halber noch auf die Bewertung bzw. Interpretation von konstanten Rotorlageschätzfehlern eingegangen. Zur Bestimmung der tatsächlichen Rotorlage wird ein Inkrementalencoder verwendet, der bei der Initialisierung der Antriebsregelung „resetet“ werden muss. Zuvor wird der Rotor mit Hilfe eines Gleichstromraumzeigers entlang der ständerfesten  $\alpha$ -Achse ausgerichtet. Durch diese Vorgehensweise muss jedoch eine geringe Abweichung zur tatsächlichen Rotorlage in Kauf genommen werden, was vor allem durch mechanische Reibung oder einen asymmetrischen Aufbau der Maschine verursacht werden kann. Wie Messungen ergeben haben, kann dieser Fehler für das vorliegende Antriebssystem durchaus zwischen  $\pm 1^\circ$  elektrisch liegen. Dies gilt es zu berücksichtigen, wenn der Rotorlageschätzfehler anhand der gemessenen und geschätzten Rotorlage bestimmt wird.

#### 10.4.2 Dynamischer Betrieb

Bis hierhin werden der Mittelwert des Schätzfehlers und harmonische Schätzfehler für den quasistationären Betrieb untersucht und deren Minderung mittels initialer Identifikation des Antriebssystems bzw. adaptiver Filterung (HANN) vorgestellt. Es gilt jedoch auch die Güte der geberlosen Regelung für den dynamischen Betrieb zu untersuchen. Ähnlich wie bei den durchgeführten Simulationen muss dazu für den gesamten Drehzahlbereich einerseits die Beschleunigung des Rotors mit maximal zulässigem Strom und die (möglichst) sprunghafte Belastung der Maschine untersucht werden, was in diesem Abschnitt geschieht.

In den Bildern 10.18 bis 10.21 sind die Messergebnisse für einen Reversiervorgang dargestellt. Wie in Bild 10.18 zu erkennen ist, beträgt zu Anfang der Sollwert der Drehzahl 5 Hz elektrisch (entspricht 0,85 % der Bemessungsdrehzahl). Dann wird die Maschine auf 150 Hz elektrisch beschleunigt (entspricht 25,6 % der Bemessungsdrehzahl). Von dieser Drehzahl erfolgt der Wechsel auf -150 Hz und anschließend auf -5 Hz. In Bild 10.19 ist der daraus resultierende Schätzfehler der Drehzahl dargestellt. Bild 10.20 zeigt den Rotorlageschätzfehler, der für die gesamte Versuchsdauer einen maximalen Wert von ca.  $14^\circ$  elektrisch nicht überschreitet, obwohl die Regelung bzw. Beschleunigung mit maximal zulässigem Strom erfolgt (Bild 10.21). Die starken Sättigungseffekte, die bei diesen Strömen eintreten, werden durch die initiale Schätzung der Induktivitäten gemindert.

Es konnte anhand verschiedener Versuche gezeigt werden, dass der maximale Schätz-

fehler während der anisotropiebasierte Rotorlageschätzung vor allem durch den d-Strom hervorgerufen wird. Wie auch beim Vergleich von Bild 10.20 mit Bild 10.21 zu sehen ist, prägt sich der maximale Schätzfehler immer dann aus, wenn auch ein Anstieg des d-Stromes zu verzeichnen ist. In Bild 10.21 werden die Verläufe der Ströme im tatsächlichen dq-KOS dargestellt. Es wird hingegen immer nur der d-Strom im geschätzten dq-KOS zu Null geregelt. Dementsprechend kann sich auch ein geringer d-Strom ausprägen, wenn eine Schätzfehler der Rotorlage vorliegt<sup>6</sup>.

Bei der initialen Schätzung der Induktivitätsverläufe wird eine Abhängigkeit vom d-Strom nicht berücksichtigt. Es gilt daher innerhalb zukünftiger Untersuchungen festzustellen, ob der maximale Schätzfehler reduziert werden kann, wenn ein Abhängigkeit der Induktivitäten vom d-Strom ebenfalls berücksichtigt wird.

Nichtsdestotrotz ist für das vorliegende System ein sehr dynamischer Betrieb möglich, der sich nur geringfügig von einer geberbehafteten Regelung unterscheidet.

In Bild 10.21 ist weiterhin der dem grundfrequenten Strom überlagerte HF-Strom zu erkennen, dessen Amplitude ebenfalls vom Sättigungsgrad der Maschine abhängt. Im ungesättigten Zustand beträgt dessen Amplitude ca. 2 A.

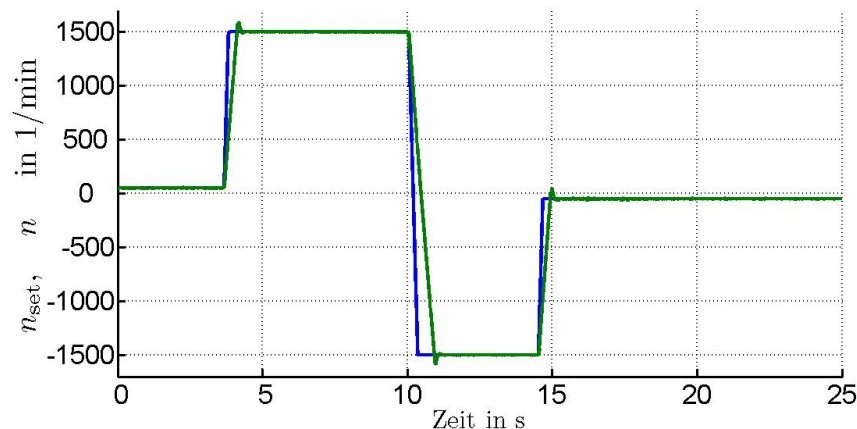


Abbildung 10.18: Verlauf der tatsächlichen Drehzahl (grün); blau:  $n_{set}$

Als nächstes wird die geberlose Regelung bei zusätzlicher Belastung analysiert. Die Maschine wird so belastet, dass sich im quasistationären Zustand ein grundfrequenter q-Strom von ca. 28 A einstellt. Dadurch wird ein hoher Grad an Sättigung erreicht, es ist jedoch noch genügend Stromreserve vorhanden, um eine Drehzahlregelung ausreichender Dynamik zu garantieren, ohne dass der Maximalstrom überschritten wird. Während der Beschleunigungsvorgänge wird daher kurzzeitig ein höherer Sättigungsgrad erreicht, als im quasistationären Fall.

<sup>6</sup>Warum der d-Strom um den Nulldurchgang der Drehzahl ansteigt, ist pauschal nur schwer zu beurteilen. Es könnten sich beispielsweise auch mechanische Effekte des Antriebsstrangs (nichtlineare Reibung, etc.) auswirken, die eine ruckartige Änderung des Reibmoments zur Folge hätten.

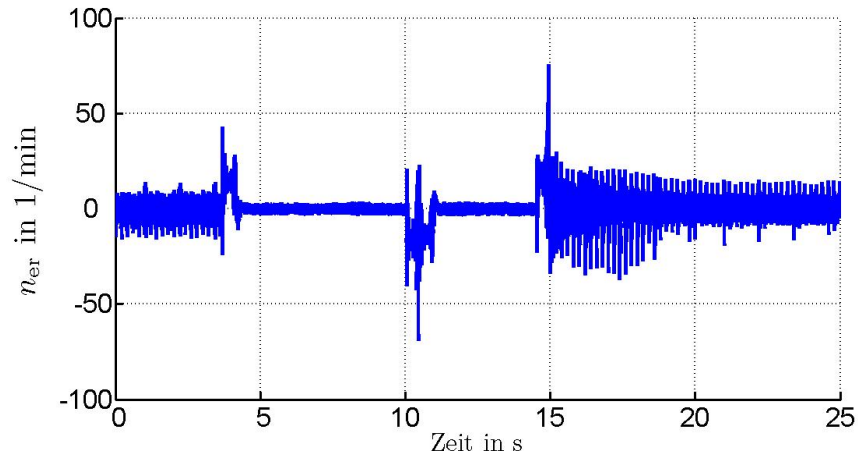


Abbildung 10.19: Schätzfehler der Drehzahl

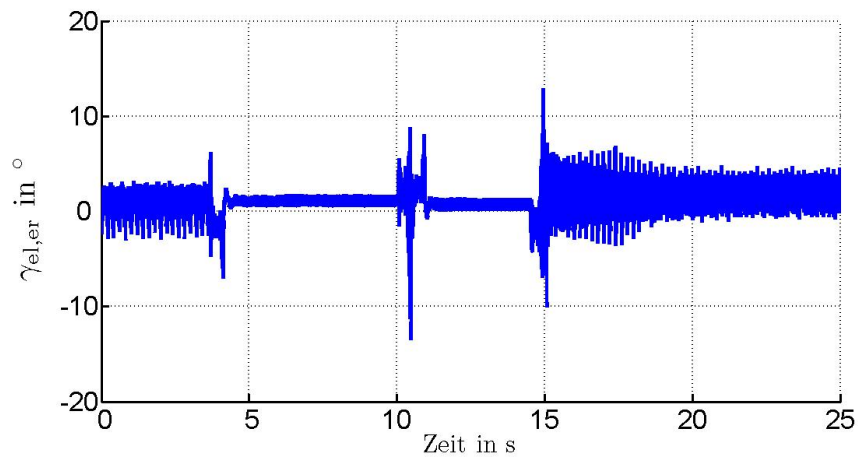
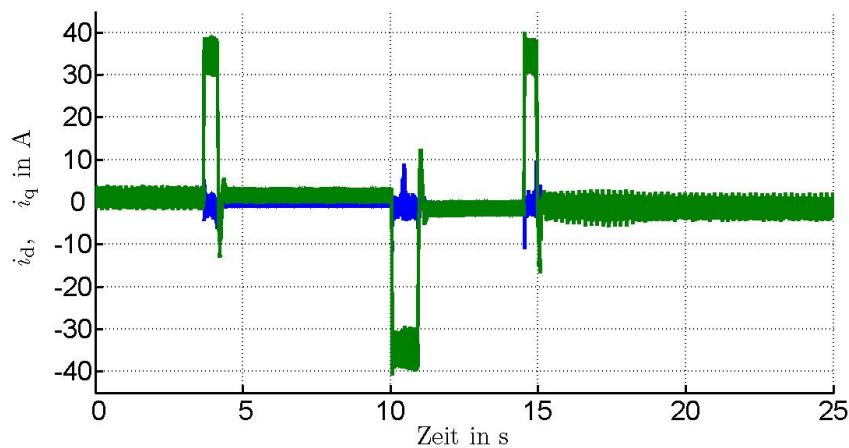


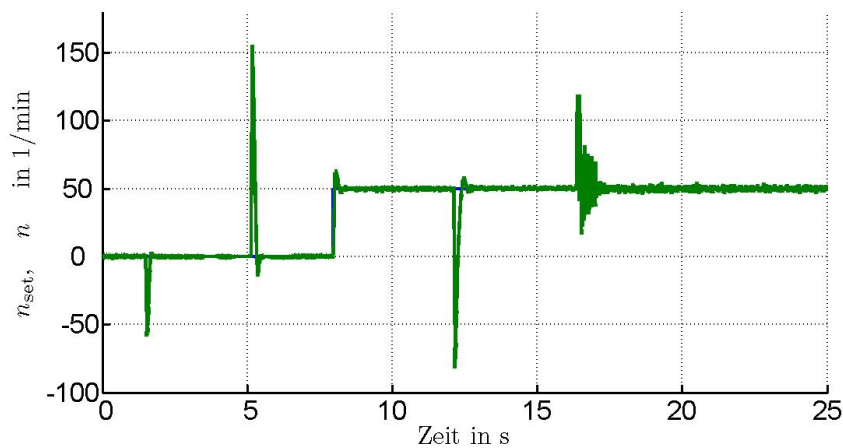
Abbildung 10.20: Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

In den Bildern 10.22 bis 10.24 sind die Messergebnisse für den geringen Drehzahlbereich dargestellt. Wie in Bild 10.22 zu erkennen ist, wird die Maschine anfangs auf Drehzahl Null geregelt. Bei ca. 2 s erfolgt ein positiver Lastsprung. Bei ca. 5 s erfolgt ein Wechsel des Lastmoments auf dessen negativen Wert, so dass der Betrag des Lastwechsels doppelt so hoch ist wie anfänglich. Daraus ergibt sich auch der größere Wert der maximalen Abweichung der Drehzahl vom Sollwert. Wann die Lastsprünge erfolgen und mit welcher Steilheit, ist gut anhand der Stromverläufe in Bild 10.24 zu sehen. Bei ca. 7 s erfolgt die Regelung der Drehzahl auf einen Wert von 5 Hz elektrisch, wobei die Maschine noch immer belastet wird. Bei einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch erfolgt ein Lastwechsel bei ca. 12 s. Bei ca. 16 s wird die Maschine entlastet.

Die Messergebnisse verdeutlichen, dass der geberlose Betrieb bei geringen Drehzahlen auch unter Belastung sehr gut funktioniert. Wie in Bild 10.23 dargestellt ist, beträgt der maximale Schätzfehler während der dynamischen Vorgänge wiederum nicht mehr



**Abbildung 10.21:** Verlauf der tatsächlichen d- und q-Ströme beim Reversiervorgang;  
blau:  $i_d$ , grün:  $i_q$



**Abbildung 10.22:** Verlauf der tatsächlichen Drehzahl

als ca.  $14^\circ$  elektrisch. Es fällt auf, dass der Mittelwert des Fehlers im Stillstand jedoch größer ist als bei drehender Maschine. Dies liegt vor allem darin begründet, dass die oben beschriebenen harmonischen Schätzfehler nur bei drehendem Rotor identifiziert werden können. Der daraus resultierende Schätzfehler im Stillstand ist jedoch trotzdem relativ gering ( $< 5^\circ$ ).

Der Einfluss der adaptiven Filterung mittels HANN ist gut zu erkennen, wenn die Maschine bei ca. 12 s bei einer Drehzahl von 5 Hz belastet wird. Anhand des Rotorlageschätzfehlers ist zu sehen, wie die Amplitude des harmonischen Schätzfehlers sich langsam verringert. Dies spiegelt sich ebenfalls im Verlauf der Ströme wider. Wegen der zeitlichen Auflösung kann in Bild 10.24 nur schwer unterschieden werden, ob die höherfrequenten Anteile des Stromes durch den harmonischen Schätzfehler der Drehzahl (bzw. Rotorlage) oder den HF-Strom (mit einer Frequenz von 1 kHz) hervorgerufen werden. Es ist jedoch zu erkennen, dass bei Belastung der Maschine (ab ca. 12 s) analog zur Minderung des harmonischen Schätzfehlers auch die Amplitude des höherfrequenten-



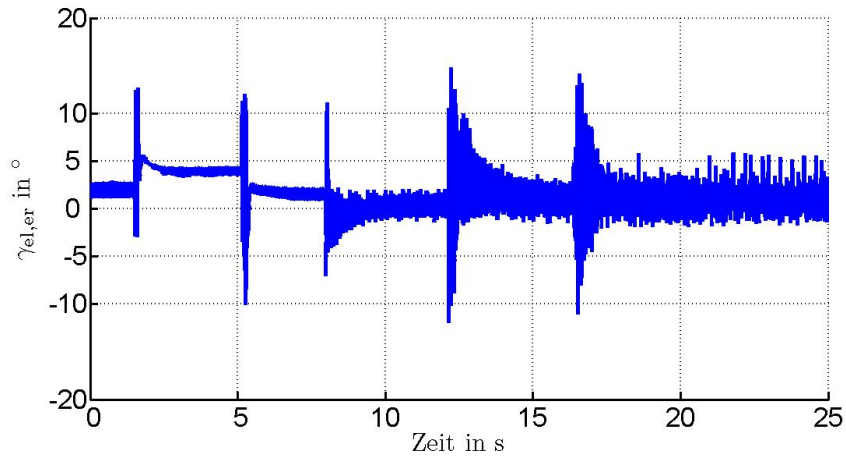


Abbildung 10.23: Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

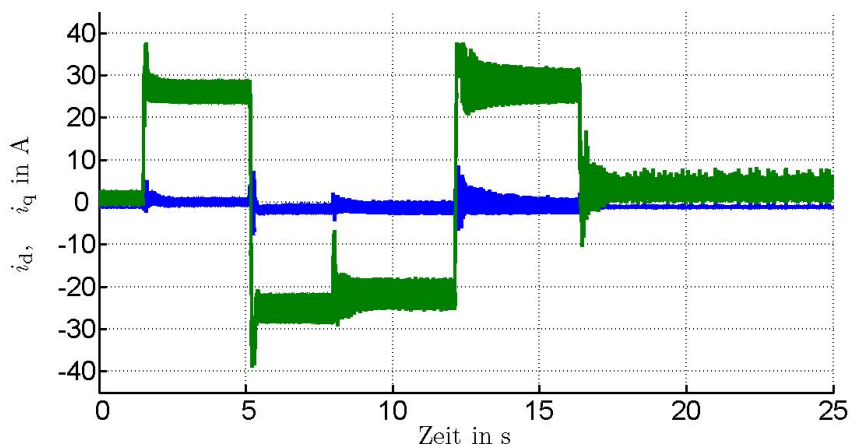


Abbildung 10.24: Verlauf des d- und q-Stromes

ten Stromes geringer wird.

Weiterhin wurde die Güte des SS-MRAS bei Belastung auch bei höheren Drehzahlen untersucht. Die Messergebnisse hierzu sind in den Bildern 10.25 bis 10.27 dargestellt. Zu Anfang wird die Maschine auf eine Drehzahl von 5 Hz elektrisch geregelt und belastet. Bei ca. 10 s erfolgt ein Sollwertsprung der Drehzahl auf 50 Hz elektrisch, wobei noch immer das volle Lastmoment der Beschleunigung entgegenwirkt. Nachdem die Maschine die Solldrehzahl erreicht hat, erfolgen einige Lastwechsel, wie auch anhand des Stromverlaufs in Bild 10.27 zu erkennen ist. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass die Dynamik bzw. Güte der Rotorlageschätzung mit zunehmender Drehzahl steigt. Bei einer Drehzahl von 50 Hz elektrisch beträgt der maximale Schätzfehler nur noch  $5^\circ$  elektrisch. Dieser Fehler entspricht jedoch dem quasistationären Schätzfehler und wird vor allem durch einen Schätzfehler der Induktivitäten oder des grundfrequenten Widerstandes hervorgerufen. Die transienten Stromverläufe oder das Abbremsen bzw. Beschleunigen des Rotors an sich haben nahezu keinen Einfluss auf die Rotorlage-



schätzung.

Wie in Kapitel 7 beschrieben, wäre es dadurch möglich, die Dynamik der Rotorlage-schätzung und damit der Drehzahlregelung mit steigender Drehzahl zu erhöhen. Hierbei ist jedoch darauf zu achten, dass für diese Adaption nur die geschätzte Drehzahl zur Verfügung steht, was wiederum zur Instabilität des geberlosen Betriebs führen kann. Dies kann z.B. eintreten, wenn die Drehzahlgrenze, ab der eine Zunahme der Reglerverstärkung erfolgt, zu klein gewählt werden würde, in Verbindung mit einer dazu relativ langsamen Rotorlage- bzw. Drehzahlschätzung. Bei abfallender Drehzahl kann dann der Fall eintreten, dass die tatsächliche Drehzahl sehr viel geringer ist als die geschätzte. Für den daraus resultierenden Signal-Rausch-Abstand der Rotorlageschätzung, wäre die Reglerverstärkung dann zu hoch. Nichtsdestotrotz wurde im Rahmen dieser Arbeit auch eine drehzahlabhängige Anpassung der Parametrierung erfolgreich implementiert, was an dieser Stelle jedoch nicht näher behandelt wird.

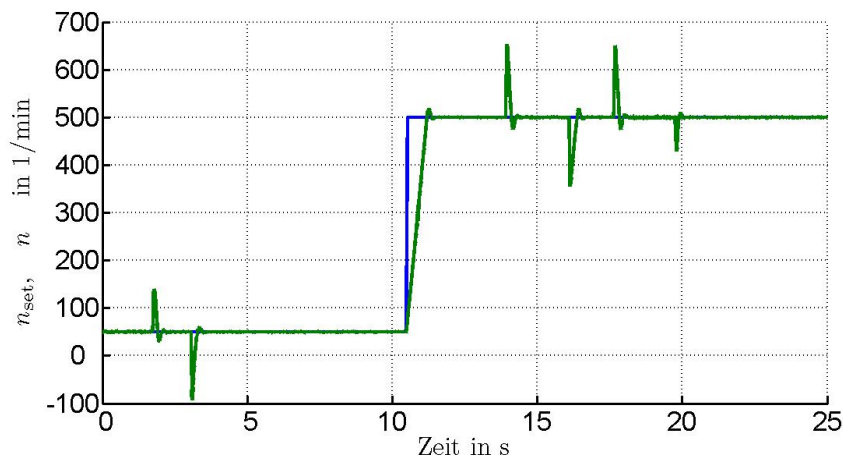


Abbildung 10.25: Verlauf der tatsächlichen Drehzahl

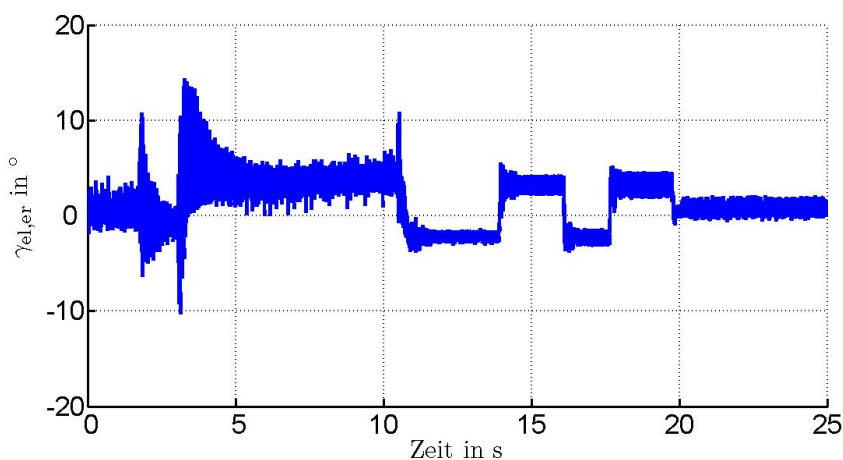


Abbildung 10.26: Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

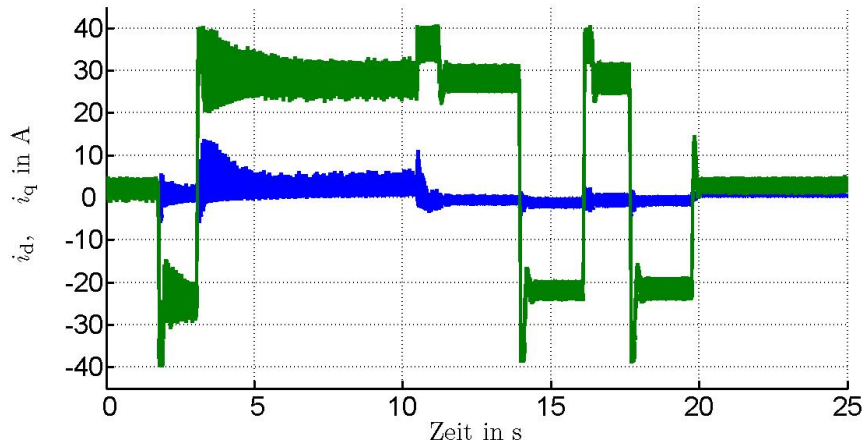


Abbildung 10.27: Verlauf des d- und q-Stromes

### 10.4.3 Einfluss von Messrauschen

Wie zu Anfang des Kapitels erwähnt wird, weist das Messrauschen der Strommessung nur eine relativ geringe Intensität auf. Daraus folgt, dass die Dynamik der Rotorlage-schätzung und Drehzahlregelung relativ hoch gewählt werden kann. Aus diesem Grund wurden weitere Versuche durchgeführt, bei denen die gemessenen Ströme mit einem künstlichen Messrauschen beaufschlagt wurden. In Bild 10.28 ist der daraus resultierende Strom dargestellt, der gemessen wird, wenn die PMW nicht aktiv ist.

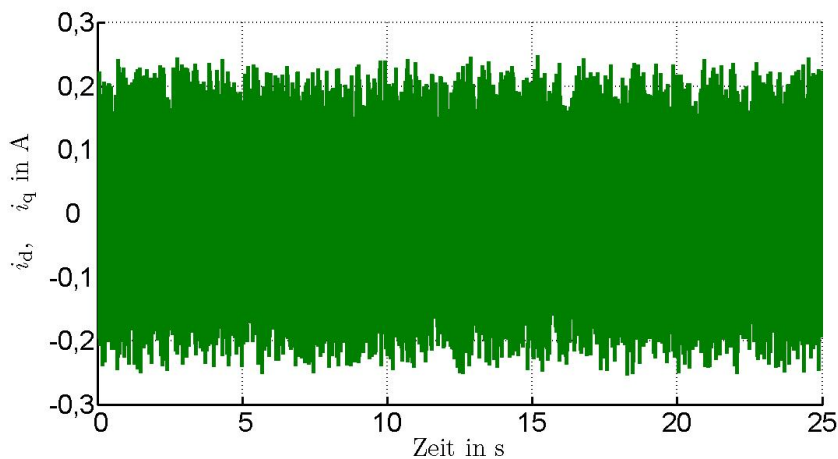
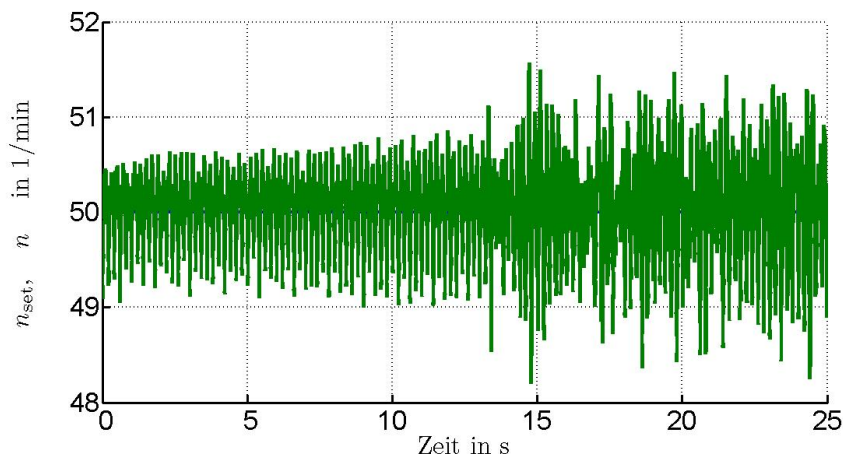


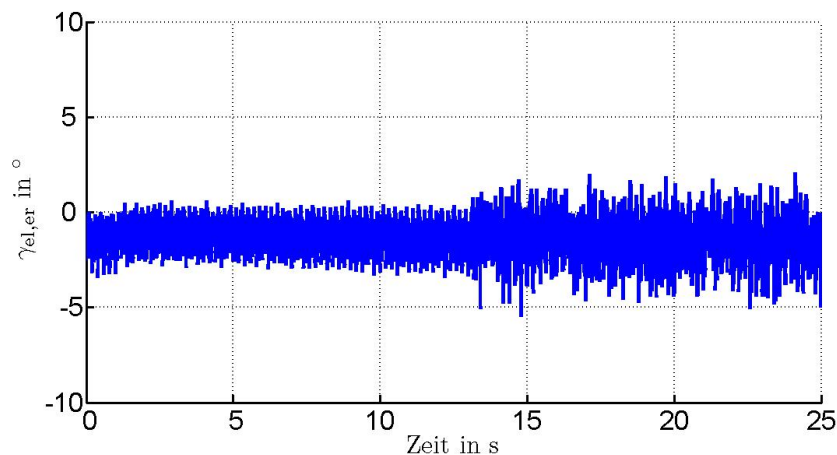
Abbildung 10.28: Messrauschen

Der maximale Wert des Messrauschens beträgt ca. 200 mA und ist somit ca. 20 mal größer als bei der ursprünglichen Messung. Um den Einfluss des Messrauschens zu verdeutlichen, wird die Maschine auf eine Drehzahl von 5 Hz geregelt, wie in Bild 10.29 dargestellt ist. Infolge des Messrauschens wurde die Dynamik der Rotorlageschätzung und der Drehzahlregelung um 16 % reduziert. Zu Anfang ist die geberbehaftete Regelung aktiv. Bei ca. 14 s wird auf den geberlosen Betrieb gewechselt, was eine Ver-

schlechterung bewirkt. Im Vergleich zu den vorherigen Versuchen (vgl. Bild 10.13) ist eine geringfügig schlechtere Güte zu erkennen. Wie in Kapitel 8 erläutert, kann der Einfluss von Messrauschen mit dem Einfluss von Mehrfachanisotropien verglichen werden, deren Intensität jedoch ständig schwankt. Der Einfluss kann daher nicht gefiltert werden, was sich auch in den Messergebnissen widerspiegelt, so dass die Dynamik der geberlosen Regelung (zumindest für den geringen Drehzahlbereich) gemindert werden muss.

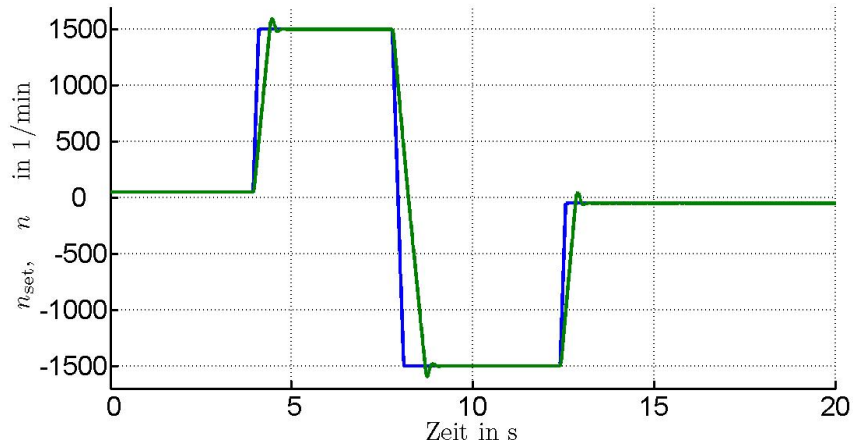


**Abbildung 10.29:** Verlauf der Drehzahl; Zuschalten des künstlichen Messrauschens bei ca. 14 s

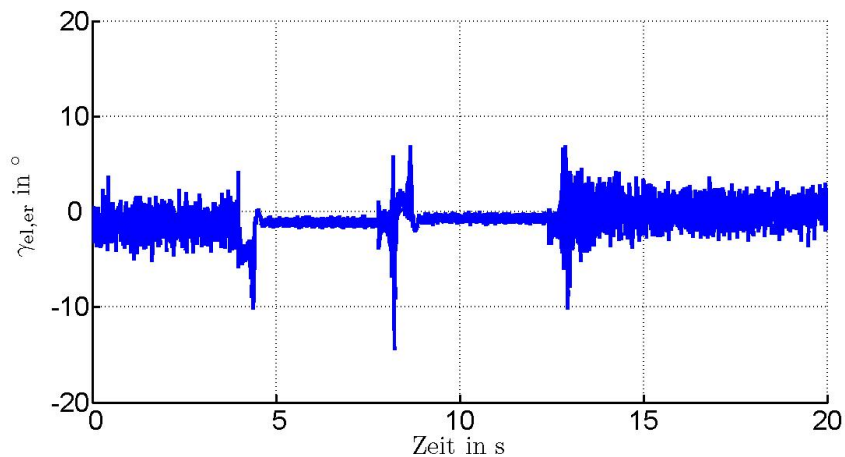


**Abbildung 10.30:** Verlauf des Rotorlageschätzfehlers; Zuschalten des künstlichen Messrauschens bei ca. 14 s

In den Bildern 10.29 bis 10.32 sind die Messergebnisse für einen Reversiervorgang dargestellt, wie er schon oben beschrieben wird. Es ist zu erkennen, dass das Messrauschen (fast) nur einen Einfluss auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ausübt. Aufgrund der verminderten Dynamik der Drehzahlregelung sind die Stromanstiege und



**Abbildung 10.31:** Verlauf der Drehzahl unter Berücksichtigung von künstlichem Messrauschen



**Abbildung 10.32:** Verlauf des Rotorlageschätzfehlers unter Berücksichtigung von künstlichem Messrauschen

damit der Ruck, der auf den Rotor wirkt, geringer, wodurch sich ein geringerer maximaler Rotorlageschätzfehler ergibt, als er in den vorherigen Versuchen festgestellt wurde. Durch die weniger steilen Stromanstiege wirken sich auch die transienten Sättigungseffekte schwächer aus.

Nichtsdestotrotz ist die erzielte Dynamik relativ hoch. Ein Unterschied im unbelasteten Fall ist kaum zu erkennen. Die Verringerung der Dynamik macht sich jedoch darin bemerkbar, dass die maximale Abweichung zur Solldrehzahl bei Lastsprüngen größer ist, was an dieser Stelle jedoch nicht weiter ausgeführt wird.

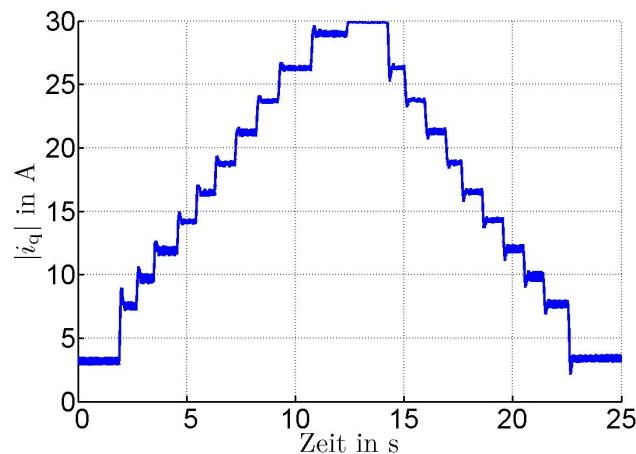
#### 10.4.4 Online-Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung

Die Messergebnisse haben gezeigt, dass die Güte der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung vor allem von Sättigungseffekten beeinflusst wird. Durch die initiale Schätzung der Induktivitätsverläufe ist ein geberloser Betrieb möglich, der schon eine relativ hohe Dynamik bzw. Güte aufweist. Die maximalen Schätzfehler der Rotorlage treten während dynamischen Vorgängen auf und resultieren überwiegend aus schnellen Stromanstiegen in Verbindung mit Schätzfehlern der Induktivitätsverläufe. Diesbezüglich gilt es zu bedenken, dass die initiale Schätzung der Induktivitätsverläufe auch schlechter ausfallen kann als für die betrachteten Versuche, sich die Verläufe aber auch grundsätzlich während des Betriebs ändern können. Aus diesem Grund kann es sinnvoll sein, eine zusätzliche Online-Identifikation der transienten Induktivitäten für bestimmte Arbeitspunkte durchzuführen. Mit Hilfe der gespeicherten Messwertpaare, bestehend aus transienten Induktivitäten und dq-Strömen, kann dann in einer unterlagerten Routine eine Anpassung der Koeffizienten erfolgen, mit deren Hilfe die Induktivitätsverläufe approximiert werden<sup>7</sup>. Diese Adaption kann relativ langsam erfolgen und muss nicht innerhalb einer Abtastperiode abgeschlossen sein, wodurch es zulässig ist, dass der zur Adaption verwendete Algorithmus etwas rechenintensiver ist (als das SS-MRAS an sich). In diesem Zusammenhang kann auch eine Nachbildung der Induktivitätsverläufe in Abhängigkeit vom d-Strom erfolgen.

Wie in Kapitel 7 beschrieben, erfolgt die Identifikation der transienten Induktivitäten bei höheren Drehzahlen, wenn allein die EMK-basierte Rotorlageschätzung wirkt. Für den durchgeführten Versuch betrug die Drehzahl daher 20 Hz elektrisch (entspricht 3,4 % der Bemessungsdrehzahl). Die Maschine wurde dann mit unterschiedlichen Drehmomenten belastet, woraus sich der in Bild 10.33 dargestellte tiefpassgefilterte Verlauf des tatsächlichen q-Stromes ergab. Der Schätzfehler der Rotorlage ist in Bild 10.34 gezeigt. Für die EMK-basierte Schätzung wurde noch immer der initial geschätzte Verlauf der Induktivitäten verwendet, woraus sich der Schätzfehler ableitet. Da jedoch die EMK überwiegt, ist der Fehler relativ gering. Die für die unterschiedlichen Ströme geschätzten transienten Induktivitäten sind in Bild 10.35 dargestellt. Anhand dieser Wert wurde vorhergesagt, welcher Schätzfehler sich ohne entsprechende Kompensation bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung einstellen würde und mit dem tatsächlichen Schätzfehler verglichen, der auch schon in Bild 10.12 gezeigt wird. In Bild 10.36 basiert der rote Verlauf des vorhergesagten Schätzfehlers auf der EMK-basierten Rotorlageschätzung bzw. den in Bild 10.35 gezeigten Induktivitätsverläufen. Der grüne Verlauf stellt den vorhergesagten Schätzfehler dar, wenn die Identifikation

<sup>7</sup>Wie in Kapitel 7 hergeleitet, kann die Bestimmung der Koeffizienten mit Hilfe der Sekanteninduktivitäten oder der transienten Induktivitäten erfolgen.

der Induktivitäten bei bekannter Rotorlage durchgeführt wird<sup>8</sup>. Dieser Verlauf stimmt sehr gut mit dem gemessenen überein. Wie in Kapitel 7 beschrieben wird, muss die EMK-basierte Rotorlageschätzung mit den neu identifizierten Induktivitätswerten wiederholt werden. Durch diesen iterativen Prozess ergibt sich letzten Endes der Verlauf wie bei bekannter Rotorlage. Anhand der zeitlichen Verläufe der geschätzten, transienten Induktivitäten in Verbindung mit den Stromverläufen ist auch gut zu erkennen, dass vor allem der initial geschätzte Verlauf der d-Induktivität relativ ungenau ist (vgl. Bild 10.10). Wie jedoch auch zu Anfang erläutert, übt dies auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung nur einen geringen Einfluss aus, da für diese vor allem der Quotient aus Differenz der d- und q-Induktivität und Gegeninduktivität ( $\frac{L'_{dq}}{\Delta L}$ ) bekannt sein muss. Durch die initiale Schätzung wird dieser Quotient trotzdem relativ genau approximiert. Die Online-Identifikation der transienten Induktivitäten im Arbeitspunkt kann selbstverständlich auch durchgeführt werden, wenn die d-Komponente des grundfrequenten Stromes nicht Null beträgt, wie entsprechende Versuche gezeigt haben.



**Abbildung 10.33:** Tiefpassgefilterter Verlauf des q-Stromes

Innerhalb dieser Arbeit wurde nur die Identifikation der transienten Induktivitäten im Arbeitspunkt durchgeführt. Hierbei stand im Vordergrund, die grundsätzliche Machbarkeit der geräuscharmen Identifikation der Induktivitätsverläufe zu untermauern. Die Anpassung der Approximation der Sekanteninduktivitäten mit Hilfe dieser Messungen wurde nicht durchgeführt. Die Entwicklung eines Verfahrens, das diese Adaption in einer unterlagerten Routine während des weiteren Betriebs durchführt, stellt einen Aspekt zukünftiger Forschungsarbeiten dar.

<sup>8</sup>Der dazugehörige, zeitliche Verlauf der Induktivitäten wird an dieser Stelle nicht abgebildet.

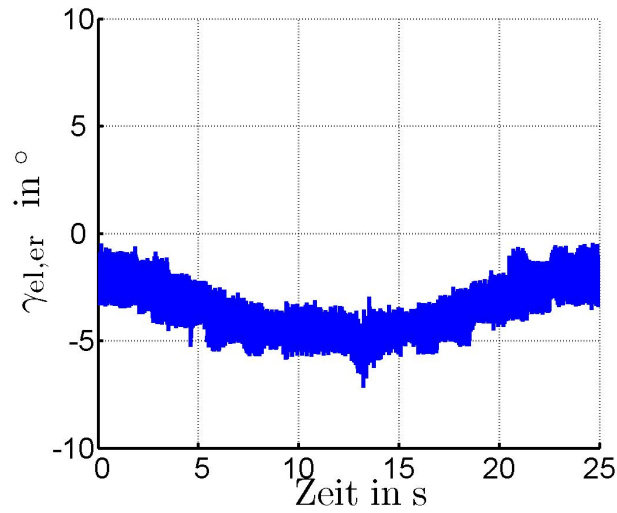


Abbildung 10.34: Verlauf des Rotorlageschätzfehlers

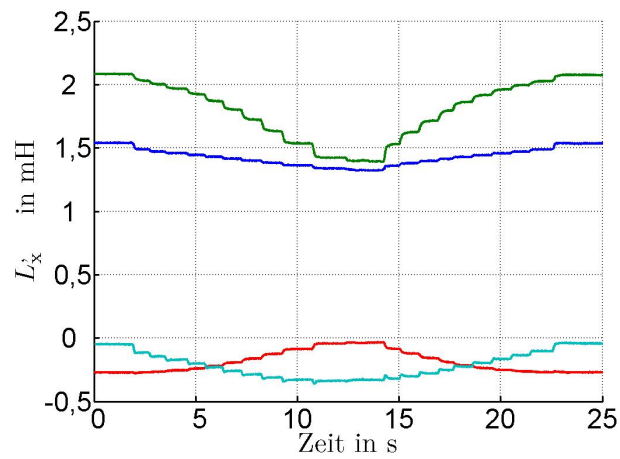
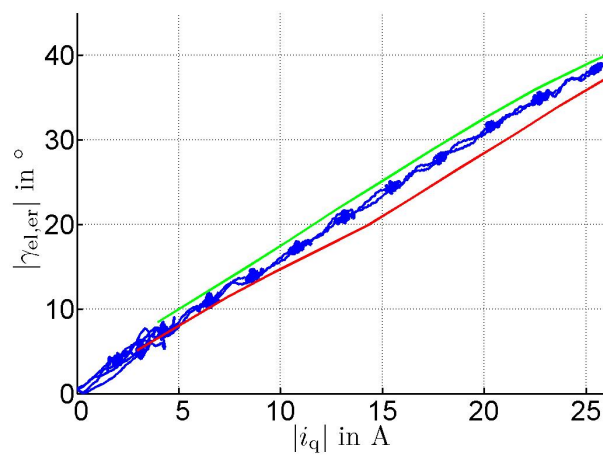
Abbildung 10.35: Verlauf der geschätzten transienten Induktivitäten; grün:  $\hat{L}'_q$ , blau:  $\hat{L}'_d$ , rot:  $\Delta\hat{L}'$ , türkis:  $\hat{L}'_{dq}$ 

Abbildung 10.36: Vergleich zwischen tatsächlichem und vorhergesagtem Schätzfehler; blau: tatsächlicher Schätzfehler; rot: bei EMK-basierter Rotorlageschätzung; grün: bei bekannter Rotorlage

## 10.5 Zusammenfassung des Kapitels

In diesem Kapitel wird die Funktionstüchtigkeit des SS-MRAS anhand von experimentellen Ergebnissen untermauert und es lässt sich eine Beurteilung der Güte vornehmen. Dabei gilt es hervorzuheben, dass keine Vorabkenntnis über die Systemparameter vorhanden war. Aus diesem Grund wurde eine initiale Identifikation vorgenommen, bei der die Wechselrichterstörspannung, der grundfrequente Widerstand, die PM-Flussverkettung und der Verlauf der Induktivitäten in Abhängigkeit vom  $q$ -Strom geschätzt wurden. Die Identifikation fand im Stillstand der Maschine statt und setzte nicht voraus, dass bestimmte Betriebspunkte angefahren werden mussten<sup>9</sup>.

Aus den geschätzten Induktivitätsverläufen lässt sich ableiten, dass die betrachtete Maschine starken Sättigungseffekten unterliegt. So wirkt bei 2,5-fachem Bemessungsstrom fast ausschließlich die Gegeninduktivität, wodurch eine Online-Identifikation der transienten  $d$ - und  $q$ - Induktivitäten bei gleichzeitiger anisotropiebasierter Rotorlage-schätzung nur wenig erfolgversprechend ist. Diese Option des SS-MRAS ließ sich somit nicht auf experimenteller Basis untersuchen. Hierfür wäre ein Maschine Voraussetzung gewesen, bei der der Cross-Saturation-Effekt weniger intensiv eintritt, welche im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht zur Verfügung stand.

Weiterhin wird die Funktionstüchtigkeit der adaptiven Filterung von harmonischen Schätzfehlern mittels HANN veranschaulicht. Diesbezüglich wird die Begrenzung der Dynamik der Rotorlageschätzung aufgrund von störenden Effekten wie z.B. der Wechselrichterstörspannung oder von Messrauschen untersucht.

Darüberhinaus wird die Möglichkeit der Identifikation der transienten Induktivitäten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung präsentiert, was die Voraussetzung für eine Anpassung der initial geschätzten Induktivitätsverläufe für den weiteren Betrieb ist. Diese Adaption wurde bisher jedoch nicht durchgeführt, sondern stellt einen Aspekt zukünftiger Arbeiten dar. Durch die Adaption der Induktivitätsverläufe während des Betriebs ist eine weitere Verbesserung der geberlosen Rotorlageschätzung zu erwarten. Nichtsdestotrotz konnte mit Hilfe der initial geschätzten Induktivitätsverläufe ein geberloser Betrieb hoher Güte realisiert werden. Die untersuchte PMSYM konnte für den gesamten Drehzahlbereich mit maximal zulässigem Strom beschleunigt bzw. abgebremst werden. Hierbei ergibt sich im Vergleich zur geberbehafteten Regelung nur ein vernachlässigbarer Unterschied. Des Weiteren konnte die Maschine für den gesamten Drehzahlbereich dynamisch belastet werden, ohne dass ein bestimmter Rotorlageschätzfehler überschritten wurde.

---

<sup>9</sup>Für die Schätzung der PM-Flussverkettung wurde jedoch ein bestimmte Drehzahl angefahren.



# 11 Übertragbarkeit des SS-MRAS und Möglichkeiten zur Erweiterung

Das in dieser Arbeit hergeleitete SS-MRAS ist für den geberlosen Betrieb einer PM-SYM entwickelt worden, wobei bestimmte Rahmenbedingungen des Antriebssystems berücksichtigt werden, wie z.B. die Ansteuerung des VSI mittels PWM. Nichtsdestotrotz ist es möglich, dass SS-MRAS bzw. die Methodik, die dem SS-MRAS zugrunde liegt, auf andere Maschinentypen zu übertragen oder es bei abgeänderten Rahmenbedingungen einzusetzen. In diesem Kapitel wird beschrieben, wie hierbei vorzugehen ist, so dass die erzielten Ergebnisse auch für andere Problemstellungen genutzt werden können.

Für die behandelten Aspekte wurden keine experimentellen Untersuchungen durchgeführt. Teilweise werden die Thesen jedoch durch Simulationsergebnisse gestützt. Die Herleitungen sind daher als Ansätze zu verstehen, wie bei der Modifikation des SS-MRAS grundsätzlich vorzugehen ist. Sie bilden den Ausgangspunkt für noch folgende Untersuchungen und lassen daher keine abschließende Beurteilung ihrer Funktionstüchtigkeit zu.

## 11.1 Geberloser Betrieb von Synchronreluktanzmaschinen

Das entwickelte SS-MRAS kann auch für eine Synchronreluktanzmaschine eingesetzt werden. Bei diesem Maschinentyp ist die magnetische Anisotropie ausgeprägter als bei PMSYM, da die Drehmomentbildung ausschließlich auf der Reluktanz der Maschine beruht. Das anisotropiebasierte Verfahren, das die zeitliche Ableitung des  $d$ - bzw.  $q$ -Stromes voraussetzt, eignet sich dementsprechend besonders gut und kann aufgrund des besseren Signal-Rausch-Abstandes auch für höhere Drehzahlen eingesetzt werden. Bei höheren Drehzahlen steht nun die EMK jedoch nicht mehr zur Verfügung, weshalb die anisotropiebasierte Rotorlageinformation des grundfrequenten Schätzfehlers ebenfalls ausgewertet wird. Im Folgenden ist noch einmal der grundfrequente Schätzfehler

des Flussbeobachters (der PMSYM) dargestellt<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\text{obs},f} = & \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \left( \omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} \\ 1 \end{pmatrix} - \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \hat{\Psi}_{\text{PM}} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right) \\ & + \left( 2 \cdot \Delta L \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} -\gamma_{\text{el,er}} & 0 \\ 0 & \gamma_{\text{el,er}} \end{pmatrix} \right) \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \end{aligned} \quad (11.1)$$

Für die PMSYM wird der zweite Teil des Schätzfehlers vernachlässigt, da dieser im Verhältnis zum EMK-abhängigen Schätzfehler sehr viel geringer ist. Für die Synchronreluktanzmaschine ist dies nun jedoch der einzige Anteil des grundfrequenten Schätzfehlers, der die Rotorlageinformation enthält. Für deren Berechnung wird auf den grundfrequenten Schätzfehler wiederum das GDM angewendet:

$$\frac{\partial \vec{e}_{\text{obs},f}}{\partial \hat{\gamma}_{\text{el}}} = -2 \cdot \Delta L \cdot \hat{\omega}_{\text{el}} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \frac{k_{\text{obs}}}{p + k_{\text{obs}}} \cdot \vec{i}_{\hat{d}\hat{q}} \quad . \quad (11.2)$$

Analog zur Berechnung der Rotorlage anhand des hochfrequenten Schätzfehlers muss der Gradient aus Gleichung 11.2 mit dem Beobachterschätzfehler verrechnet und anschließend dem Tracker zugeführt werden.

Hinsichtlich der Identifikation der Induktivitäten ist es nicht mehr möglich, die Gegeninduktivität bei EMK-basierter Rotorlageschätzung zu ermitteln, da die Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich anisotropiebasiert durchgeführt wird. Die Vorgehensweise für die Online-Identifikation der Induktivitäten, die in dieser Arbeit hergeleitet wurde, kann somit nicht direkt übernommen werden und erfordert weitere Untersuchungen<sup>2</sup>.

## 11.2 Modifikation des Antriebssystems

Für die bisherige Betrachtung wird die Ansteuerung des VSI mittels PWM vorgesehen. Der Flussbeobachter erhält den Sollwert des zeitlichen Mittelwerts der Strangspannungen über eine Abtastperiode. Für die klassische HF-Injektion ist entscheidend, dass ein möglichst harmonischer Verlauf<sup>3</sup> der HF-Spannung und somit des HF-Stromes erzeugt wird. Für das SS-MRAS (und auch die direkte Berechnung der Rotorlage) kann der Verlauf der transienten Spannung jedoch relativ beliebig gewählt werden, wie in Kapitel 6 ausführlich analysiert wird. Demzufolge ist es auch möglich, eine andere Art der Ansteuerung des VSI zu wählen als die PWM. Wie in [67] beschrieben, kann z.B.

<sup>1</sup>Der durch die Systemparameter verursachte Schätzfehler ist nicht aufgeführt.

<sup>2</sup>Hierbei wird vorausgesetzt, dass grundsätzlich auch bei Synchronreluktanzmaschinen der Cross-Saturation-Effekt auftritt und nicht vernachlässigt werden kann.

<sup>3</sup>bzgl. der zeitlichen Diskretisierung

auch eine der Direct-Flux-Control (DFC) ähnliche Form der Ansteuerung eingesetzt werden. Dabei wird für die Dauer der Abtastzeit einer der acht möglichen Schaltzustände konstant gehalten, was mit einer Art Zweipunkt-Regelung der Spannung verglichen werden kann. Dementsprechend wird schon allein durch die Regelung des grundfrequenten Stromes ein zusätzlicher Stromrippel erzeugt, der für die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung genutzt werden kann. Es muss nicht unbedingt eine zusätzliche HF-Spannung überlagert werden, um einen gerberlosen Betrieb zu ermöglichen. Ein Vorteil besteht somit darin, dass weniger Schaltverluste erzeugt werden, da die DFC weniger Schaltungen erfordert als die PWM. In diesem Zusammenhang kann die Schaltfrequenz auch noch zusätzlich verringert werden, was zu einer Zunahme des Stromanstiegs (pro Schaltperiode) und damit des Signal-Rausch-Abstandes führt. Die Schaltverluste werden hingegen weiter reduziert<sup>4</sup>. Bei einer Modifizierung der VSI-Ansteuerung muss jedoch berücksichtigt werden, dass sich der Einfluss der Schaltverzugszeit bzw. die Wechselrichterstörspannung anders ausprägt, als für die bisher betrachtete PWM.

Ebenfalls gilt es zu beachten, dass die beschriebene Art der Ansteuerung relativ große Stranginduktivitäten voraussetzt, da andernfalls der Stromanstieg innerhalb einer Abtastung zu groß wäre. Für die in dieser Arbeit betrachtete PMSYM eignet sich die DFC daher nicht.

Eine weitere Modifikation des Antriebssystems kann durch die Strommessung bedingt sein. Bisher wird vorausgesetzt, dass die Strommessung über eine ausreichend hohe Bandbreite verfügt, so dass deren zeitliche Verzögerung vernachlässigt werden kann. Dies muss jedoch nicht grundsätzlich der Fall sein, da z.B. auch eine zusätzliche, analoge Tiefpassfilterung des Stromes notwendig sein kann, um Aliasing-Effekte zu verhindern. Dies ist z.B. dann der Fall, wenn die elektrische Zeitkonstante der PMSYM in Relation zur Abtastzeit relativ klein ist oder EMV-Effekte auftreten. Wie auch in [98] beschrieben, kann bei Einprägung einer Nullkomponente der Spannung (trotz Sternschaltung) auch ein Nullstrom erregt werden, was vor allem durch die kapazitive Kopplung der PMSYM mit Erdpotential<sup>5</sup> begründet ist. Der dadurch erregte Nullstrom kann jedoch nicht korrekt erfasst werden, wenn der Strom immer nur zu Anfang oder in der Mitte einer Abtastperiode erfasst wird. Dies kann zu Aliasing-Effekten führen, die sich z.B. darin äußern, dass ein konstanter Offset des Stromes gemessen wird, obwohl der Mittelwert der eingepprägten Spannung Null beträgt. Dieser Offset hängt vom Betrag der Nullspannung ab und schwankt somit während des Betriebs der Maschine. Der Nullstrom ist am größten, wenn auch der Betrag der Nullspannung

<sup>4</sup>Hierbei muss jedoch gewährleistet sein, dass die Dynamik der Strom- bzw. Drehzahlregelung bei einer Absenkung der Schaltfrequenz noch ausreicht.

<sup>5</sup>bzw. kapazitive Kopplung der Leiter und des Gehäuses der PMSYM

am größten ist, was logischerweise dann eintritt, wenn der Sollwert des Mittelwerts der Leiterspannung Null beträgt. Für das in dieser Arbeit verwendete Antriebssystem konnte dieser Effekt ebenfalls gemessen werden. Allerdings betrug der durch die Nullspannung erzeugte Messfehler des Stromes maximal nur ca. 20 mA, so dass er praktisch vernachlässigt werden konnte. Nichtsdestotrotz wurden die Ströme am ausgeführten Sternpunkt der PMSYM gemessen. Der Nullstrom hat dann (nahezu) keinen Einfluss auf die Strommessung, da er vorher über das Gehäuse der Maschine abfließt.

Wie oben schon angedeutet, besteht eine weitere Möglichkeit, den störenden Einfluss zu mindern, darin, dass eine analoge Tiefpassfilterung des gemessenen Stromes vorgenommen wird, wobei die Eckfrequenz des Tiefpasses relativ hoch gewählt werden kann. Trotzdem hat die zeitliche Verzögerung der Strommessung einen Einfluss auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung, da sie eine Phasenverschiebung des gemessenen Stromes bewirkt. Dieser Effekt kann jedoch relativ leicht mit Hilfe des SS-MRAS berücksichtigt werden, indem eine Modellierung der Strommessung (z.B. mit Hilfe eines  $PT_1$ -Systems) vorgenommen wird. Da die Strommessung bzw. deren Filterung ein lineares Übertragungsverhalten aufweist, kann sie auf einfache Weise berücksichtigt werden, indem die Spannung anstatt des Stromes verzögert wird. Infolgedessen wird die Spannung nicht mehr einfach nur mit Hilfe des Euler-Vorwärts-Verfahrens integriert, wie in Kapitel 4 (Bild 4.29) dargestellt ist. Aufgrund der zeitverzögerten Strommessung muss die Spannung nun einem zeitverzögerten Integrationsglied erster Ordnung ( $IT_1$ ) zugeführt werden. Hierbei ist unbedingt darauf zu achten, dass eine korrekte Diskretisierung des  $IT_1$ -Systems mit Hilfe der z-Transformation ([55]) erfolgt.

Eine weitere Modifikation des Antriebssystems ist die Berücksichtigung langer Zuleitungen vom VSI zur Maschine. Ein klassisches Einsatzgebiet, auf das dieser Fall zutrifft, sind beispielsweise Tiefseebohrungen. Dies führt dazu, dass die Zuleitung nicht mehr einfach nur als ohmscher Widerstand modelliert werden kann, da sie zusätzlich ein kapazitives und induktives Verhalten aufweist ([98]). Der im VSI gemessene Strom und die vorgegebene Spannung entsprechen damit nicht mehr den tatsächlichen Stranggrößen. Die Berücksichtigung langer Zuleitungen im SS-MRAS ist jedoch nicht auf einfache Weise möglich. Dies liegt unter anderem daran, dass dem SS-MRAS ein Zustandsraumsystem zweiter Ordnung zugrunde liegt, was nun jedoch erweitert werden muss. Die grundsätzliche Vorgehensweise, für die Berechnung der Rotorlage das GDM anzuwenden, bleibt jedoch erhalten. Es kann lediglich nicht mehr garantiert werden, dass alle Systemparameter geschätzt werden können, wie es bisher der Fall war. Diesbezüglich ist eine gute Kenntnis der elektrischen Eigenschaften der verwendeten Zuleitungen notwendig. Die grundsätzliche Verwendung des GDM bei Zustandsraumsystemen höherer Ordnung ist u.a. in [84] beschrieben. Im Rahmen dieser Arbeit wurde

die Untersuchung für lange Zuleitungen nicht durchgeführt, da dies eine sehr komplexe Aufgabe darstellt. Die beschriebene Vorgehensweise stellt somit einen möglichen Ansatz dar, dessen Gültigkeit noch überprüft werden muss.

### 11.3 Dreieckschaltung der Maschine

Bis hierhin wird vorausgesetzt, dass die PMSYM im Stern geschaltet ist. Daraus ergibt sich, dass keine Nullkomponente des Stromes auftritt<sup>6</sup>. Bei Dreieckschaltung der PMSYM muss dies jedoch nicht der Fall sein. Dann prägt sich ebenfalls eine Nullkomponente des Stromes aus, wenn ein asymmetrischer Aufbau der Maschine vorliegt<sup>7</sup>. Durch die PM hervorgerufene Sättigungseffekte können diesbezüglich ebenfalls Asymmetrien bewirken. Wie in [4] und [6] beschrieben, ergibt sich dann für die Induktivitätsmatrix im ständerfesten KOS der folgende Ausdruck:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0} = \Sigma L \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \Delta L \cdot \begin{pmatrix} \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & \sin(2 \cdot \gamma_{el}) & 2 \cdot \cos(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \sin(2 \cdot \gamma_{el}) & -\cos(2 \cdot \gamma_{el}) & -2 \cdot \sin(2 \cdot \gamma_{el}) \\ \cos(2 \cdot \gamma_{el}) & -\sin(2 \cdot \gamma_{el}) & 0 \end{pmatrix}. \quad (11.3)$$

Theoretisch kann die Nullkomponente innerhalb der SS-MRAS durch die entsprechende Modellierung der PMSYM berücksichtigt werden. Hierfür müsste dann jedoch auch die Nullkomponente des Stromes zur Verfügung stehen. In der Regel werden jedoch nur die Ströme der Leiter bzw. an den Klemmen gemessen. Aus diesen lässt sich der Nullstrom jedoch nicht berechnen<sup>8</sup>, weshalb der Einfluss der Nullkomponente mit Hilfe des SS-MRAS nicht direkt berücksichtigt werden kann.

Simulationen, bei denen die Induktivitätsmatrix nach Gleichung 11.3 modelliert war, haben gezeigt, dass das Auftreten der Nullkomponente einen harmonischen Schätzfehler der 6ten Ordnung hervorruft, der durch die adaptive Filterung mittels HANN gut gemindert werden kann. Gleiches konnte im Rahmen von Experimenten festgestellt werden, bei denen die Klemmenspannung durch Linearverstärker bereitgestellt wurde, um einen harmonischen Schätzfehler 6ter Ordnung zu vermeiden, wie er durch die Wechselrichterstörspannung hervorgerufen wird. Die analytische Untersuchung dieses Effekts wurde im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt. Es konnte ebenfalls keine Publikation ermittelt werden, die den beschriebenen Einfluss der Nullkomponente bei Dreieckschaltung beschreibt bzw. mindert, ohne dass eine Messung der Strangströme

<sup>6</sup>EMV-bedingtes Auftreten von Nullströmen wird an dieser Stelle nicht betrachtet.

<sup>7</sup>Hierbei wird die Definition von Asymmetrien nach Kapitel 2 herangezogen.

<sup>8</sup>Der Begriff „Kreisstrom“, der oftmals für die Nullkomponente des Stromes verwendet wird, verdeutlicht diesen Aspekt.

vorliegt.

## 11.4 Verwendung des HANN

Das für die Filterung von harmonischen Schätzfehlern verwendete HANN ist nicht direkter Bestandteil des Flussbeobachters, sondern wird dem Tracker vorgeschaltet. Es kann daher auch prinzipiell bei anderen, aus der Literatur bekannten Verfahren eingesetzt werden (HF-Injektion, etc.), die ebenfalls eine Trackerstruktur verwenden. Für den Tracker können auch andere Strukturen verwendet werden, wie z.B. der Luenberger-Beobachter des mechanischen Systems (vgl. Kapitel 7). Hierbei beschränkt sich der Einsatz selbstverständlich nicht nur auf die PMSYM. So stellt z.B. auch bei der geberlosen Regelung von Induktionsmaschinen das Auftreten von harmonischen Schätzfehlern ein gängiges Problem dar.

## 11.5 Geberbehaftete Systemidentifikation

Die Identifikation des Antriebssystems wird innerhalb dieser Arbeit ohne Rotorlagegeber durchgeführt. Selbstverständlich kann die Vorgehensweise auch für den geberbehafteten Betrieb eingesetzt werden. Dies bringt eine enorme Vereinfachung mit sich, da die eindeutige Identifikation nicht mehr so stark vom Betriebspunkt abhängt. So kann z.B. zu jedem Zeitpunkt auch die transiente Gegeninduktivität bestimmt werden, da keine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung durchgeführt wird. Bei der Identifikation sollte trotzdem die Aufteilung in das grundfrequente und das hochfrequente Verhalten der Maschine erfolgen, wodurch die Identifikation der Sekanteninduktivität über die transienten Induktivitäten vereinfacht wird.

Aufgrund der bekannten Rotorlage ist es auch einfacher möglich, Oberwelleneffekte zu bestimmen, wobei hierfür die in Kapitel 6 beschriebene Vorgehensweise dient. Die geschätzten oberharmonischen der EMK können dann beispielsweise bei der feldorientierten Regelung berücksichtigt werden, um Drehmomentpendelungen zu verringern. Auch kann die Identifikation der Systemparameter für einen wirkungsgradoptimierten Betrieb der PMSYM dienen. Der Vorteil der geringen Rechenkapazität gegenüber bekannten Verfahren erhöht auch hier wieder die Wahrscheinlichkeit der Implementierbarkeit in das vorhandene Datenverarbeitungssystem.

# 12 Zusammenfassung und Ausblick

## 12.1 Zusammenfassung der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist der positionsgeberlose Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen für den gesamten Drehzahlbereich. Dieses Ziel wird durch die Entwicklung eines bzgl. der geberlosen Regelung neuartigen Model Reference Adaptive System (MRAS) - dem Self-Sensing MRAS (SS-MRAS) - erreicht.

Grundlage für die Herleitung des SS-MRAS bildet die Modellierung des Antriebssystems in Kapitel 2 und 3, wobei alle aus der Literatur bekannten Effekte, die den geberlosen Betrieb beeinflussen, berücksichtigt werden. Hierbei wird die analytische Beschreibung dieser Effekte teilweise aus bekannten Arbeiten übernommen.

Bevor die eigentliche Herleitung des SS-MRAS erfolgt, wird der Stand der Technik für EMK-basierte und anisotropiebasierte Verfahren der Rotorlageschätzung untersucht. Hierbei steht im Vordergrund, das grundlegende Prinzip der Verfahren zu verdeutlichen, wodurch ein Vergleich untereinander möglich wird und sich entscheidende Merkmale herausstellen lassen.

Für die EMK-basierten Verfahren wird deutlich, dass sich diese oftmals nur geringfügig voneinander unterscheiden, teilweise sogar ineinander überführen lassen. Wesentliche Merkmale sind, ob dem Verfahren die Spannungsdifferentialgleichung im ständerfesten KOS oder im geschätzten dq-KOS zugrunde liegt und ob die geschätzte PM-Flussverkettung verwendet wird. Daraus abgeleitet wird ein Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS vorgestellt, der die Vorteile bekannter Verfahren in sich vereint und gleichzeitig die Grundlage des SS-MRAS bildet. Die Herleitung dieses Flussbeobachters stellt die Modellierung des Referenzsystems dar und bildet damit den Ausgangspunkt für die Herleitung des SS-MRAS. Die Untersuchung bekannter Verfahren der EMK-basierten Rotorlageschätzung wird hierbei bewusst vorangestellt. Denn dadurch wird verdeutlicht, dass sich bei höheren Drehzahlen durch das SS-MRAS die gleiche bzw. eine bessere Performance der Rotorlageschätzung erzielen lässt.

In Kapitel 5 werden die aus der Literatur bekannten Verfahren der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung behandelt, wobei insbesondere der Einfluss störender Effekte untersucht wird.

Auf Basis der vorangehenden Untersuchungen lassen sich konkrete Merkmale formu-

lieren, die das SS-MRAS erfüllen muss:

- Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich
- beliebige Form der hochfrequenten Spannung bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung
- (damit einhergehend) geringer Einfluss der Strom- bzw. Drehzahlregelung auf die Rotorlageschätzung
- Identifikation der (entscheidenden) Systemparameter und Minderung störender Effekte
- möglichst geringer Rechenaufwand.

Durch welche Vorgehensweise die aufgelisteten Aspekte erfüllt werden können, wird in Kapitel 6 beschrieben. Ausgangspunkt hierfür ist die Beschreibung des grundlegenden Prinzips des SS-MRAS, das darin besteht, den Flussbeobachterschätzfehler mit Hilfe des Gradientenabstiegsverfahrens zu minimieren. Dadurch können sowohl die Rotorlage auf Basis der magnetischen Anisotropie als auch auf Basis der EMK und Systemparameter geschätzt werden, ohne dass die grundlegende Struktur des Flussbeobachters modifiziert werden muss. Die Verwendung des GDM mit konstanter Schrittweite wirkt sich weiterhin positiv auf die benötigte Rechenkapazität aus. Darüberhinaus wird in Kapitel 6 auch ein adaptives Filter vorgestellt, das für die Minderung von oberharmonischen Schätzfehlern der Rotorlage eingesetzt wird und auf einem Harmonic Activated Neural Network (HANN) basiert.

In Kapitel 6 wird die grundsätzliche Funktionsweise des SS-MRAS erläutert. Hierbei wird deutlich, dass eine bestimmte Strategie für die gleichzeitige Identifikation der Systemparameter und der Rotorlage notwendig ist, um einen stabilen Betrieb zu gewährleisten. Wie hierbei vorzugehen ist, wird in Kapitel 7 erläutert. Ein Grundgedanke ist die Aufteilung der Systemparameteridentifikation in ein Autocommissioning und eine Online-Identifikation, wobei das Autocommissioning die Möglichkeit bietet, die stromabhängigen Sättigungseffekte der PMSYM nachzubilden. Ein wesentlicher Aspekt der Online-Identifikation ist die Schätzung der transienten Induktivitäten im Arbeitspunkt der Maschine bei höheren Drehzahlen, wenn die Rotorlage auf Basis der EMK erfolgt. Dies ermöglicht eine Entkopplung von Rotorlage- und Parameterschätzung und trägt zur Steigerung der Stabilität bei. Kapitel 7 beinhaltet weiterhin, wie bei der Parametrierung des SS-MRAS vorzugehen ist und wie sich das Übertragungsverhalten der Rotorlageschätzung approximieren lässt, was wiederum für die Auslegung der überlagerten Drehzahlregelung von Bedeutung ist.

Da das SS-MRAS auf einer Messung der Klemmenströme basiert, wird der Einfluss der



Strommessung in Kapitel 8 behandelt. Unter anderem wird ein Verfahren beschrieben, dass zur Minderung des Skalierungsfehlers der Strommessung beiträgt.

In den Kapiteln 9 und 10 werden Simulationsergebnisse bzw. Ergebnisse der experimentellen Untersuchung präsentiert, die die Funktionstüchtigkeit des SS-MRAS verdeutlichen. Durch das SS-MRAS konnte an einem Teststand ein geberloser Betrieb für den gesamten Drehzahlbereich in ausreichender Güte implementiert werden. Dies war möglich, obwohl keine Vorabkenntnis über das Antriebssystem vorlag.

Durch einen Vergleich des SS-MRAS mit dem Stand der Technik lässt sich zusammenfassend feststellen, dass durch die Kombination bekannter Verfahren der Rotorlageschätzung und Systemparameteridentifikation ein gleich guter oder auch besserer geberloser Betrieb erzielt werden kann, als dies durch das SS-MRAS möglich ist. Das SS-MRAS hingegen stellt ein auf Rechenleistung optimiertes Verfahren der geberlosen Regelung dar, durch das alle bekannten Einflüsse auf die Rotorlageschätzung berücksichtigt bzw. gemindert werden und das die Vorteile mehrerer bekannter Verfahren in sich vereint.

## 12.2 Ausblick

In Kapitel 11 wird bereits dargestellt, wie sich die Ergebnisse dieser Arbeit transferieren lassen. Ein weiterer Aspekt, der innerhalb dieser Arbeit bisher jedoch nicht berücksichtigt wurde, ist die hardwareseitige Modifikation der Signalverarbeitung. Eine Rahmenbedingung dieser Arbeit besteht darin, dass die Struktur des vorhandenen Antriebssystems nicht modifiziert werden darf. Wie jedoch bereits in [45] beschrieben wird, kann durch eine Modifikation der Strommessung auch eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes bzgl. der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung erzielt werden. Zwar fallen durch die Modifikation der Signalverarbeitung zusätzlich Kosten an, der Vorteil einer höheren Robustheit gegenüber der Verwendung eines mechanischen Rotorlagegebers bleibt jedoch erhalten<sup>1</sup>. In diesem Zusammenhang lässt sich feststellen, dass in den letzten Jahren immer wieder Arbeiten veröffentlicht wurden, die eine Verbesserung der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung durch eine modifizierte Signalverarbeitung zum Ziel haben (u.a. [99], [100], [101]).

Es gilt daher auch für das in dieser Arbeit vorgestellte SS-MRAS zu untersuchen, durch welche Modifikation der Signalverarbeitung eine Steigerung der Güte erzielt werden kann und wie infolgedessen die grundsätzliche Struktur angepasst werden muss.

Neben der Anpassung der Signalverarbeitung stellt die gezielte Anpassung des Ma-

---

<sup>1</sup>Hierbei wird davon ausgegangen, dass die Signalverarbeitung in der Regel nicht den gleichen Umwelteinflüssen ausgesetzt ist wie der Rotorlagegeber.

schinendesigns ein weiteres Forschungsgebiet dar, das in den nächsten Jahren maßgeblich dazu beitragen kann, die Güte des geberlosen Betriebs signifikant zu steigern und somit die Akzeptanz und Verbreitung der geberlosen Regelung von PMSYM zu fördern. Hinsichtlich des angepassten Maschinendesigns bestehen bisher nur wenige Forschungsarbeiten, aus denen sich allgemeingültige Designregeln ableiten lassen, wobei die Arbeiten unter Beteiligung des WEMPEC hervorzuheben sind.

## Literaturverzeichnis

- [1] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer Verlag, 2009
- [2] OSWALD, B.R.: *Elektrische Energieversorgung*. Vorlesungsskript, 2005
- [3] KLEPSCH, Thorsten: *Sensorlose Lageregelung permanenterregter Synchronservomotoren*, RWTH Aachen, Dissertation, 1995
- [4] LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: Sensorless position detection in PM synchronous motors by injecting a high-frequency zero-sequence carrier. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, S. 1–10
- [5] KOVACS, Karl P.: *Symmetrische Komponenten in Wechselstrommaschinen*. Birkhäuser Verlag Basel und Stuttgart, 1962
- [6] RACA, Dejan: *Permanent Magnet Synchronous Machines Terminal Attributes for Self-Sensing and Automatic Identification*, University of Wisconsin-Madison, Dissertation, 2009
- [7] DEGNER, Michael W.: *Flux, Position, and Velocity Estimation in AC Machines Using Carrier Signal Injection*, University of Wisconsin-Madison, Dissertation, 1998
- [8] MERTENS, Axel: *Regelung elektrischer Drehfeldmaschinen*. Vorlesungsskript, 2008
- [9] MICHEL, Robert: *Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Maschinen*, TU Dresden, Dissertation, 2009
- [10] MÜLLER, Gernar ; PONICK, Bernd: *Theorie elektrischer Maschinen*. WILEY-VCH, 2009
- [11] SEINSCH, Hans O.: *Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen - Grundlagen zur analytischen und numerischen Berechnung*. B. G. Teubner Stuttgart, 1992

- [12] DEGNER, M. W. ; LORENZ, R. D.: Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines. In: *Proc. Conf Industry Applications Conf. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. Record of the 1997 IEEE* Bd. 1, 1997, S. 760–767
- [13] 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: *Proc. Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC 2008*, 2008, S. 879–885
- [14] GUGLIELMI, P. ; PASTORELLI, M. ; VAGATI, A.: Cross saturation effects in IPM motors and related impact on zero-speed sensorless control. In: *Proc. Fourtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2005* Bd. 4, 2005, S. 2546–2552
- [15] FERREIRA, Oscar C.: *Kompensation der Betriebsabhängigkeit der Anisotropie im Hinblick auf die geberlose Regelung von Synchronmaschinen*, Bergische Universität Wuppertal, Dissertation, 2007
- [16] REIGOSA, D. ; GARCIA, P. ; RACA, D. ; BRIZ, F. ; LORENZ, R. D.: Measurement and Adaptive Decoupling of Cross-Saturation Effects and Secondary Saliencies in Sensorless-Controlled IPM Synchronous Machines. In: *Proc. 42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2007 IEEE*, 2007, S. 2399–2406
- [17] GARBE, E. ; HELMER, R. ; PONICK, B.: Modelling and fast calculating the characteristics of synchronous machines with the finite element method. In: *Proc. 18th Int. Conf. Electrical Machines ICEM 2008*, 2008, S. 1–6
- [18] HAASE, Helmut ; GARBE, Heyno: *Elektrotechnik - Theorie und Grundlagen*. Springer Verlag, 1998
- [19] LILGE, T.: *Regelungstheorie: Nichtlineare Systeme*. Arbeitsblätter zur Vorlesung, 2007
- [20] MATZEN, T. N. ; RASMUSSEN, P. O.: Modelling magnetic saturation effects in IPMSMs for use in sensorless saliency based methods. In: *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2007, S. 1–8
- [21] SEINSCH, Hans O.: *Grundlagen elektrischer Maschinen und Antriebe*. B. G. Teubner Stuttgart, 1993

- [22] MÜLLER, Germar ; VOGT, Karl ; PONICK, Bernd: *Berechnung elektrischer Maschinen*. WILEY-VCH, 2008
- [23] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 2 - Mehrgrößenregelung, Digitale Regelung*. Springer Verlag, 2008
- [24] 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: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, S. 1–10
- [25] LINKE, Marco: *Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen*, Bergische Universität Wuppertal, Dissertation, 2003
- [26] GUERRERO, J. M. ; LEETMAA, M. ; BRIZ, F. ; ZAMARRON, A. ; LORENZ, R. D.: Inverter nonlinearity effects in high frequency signal injection-based, sensorless control methods. In: *Proc. 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the Bd. 2*, 2003, S. 1157–1164
- [27] MURAI, Y. ; RIYANTO, A. ; NAKAMURA, H. ; MATSUI, K.: PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current clamps during switching dead-time. In: *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1992 IEEE*, 1992, S. 317–322
- [28] CHOI, Jong-Woo ; SUL, Seung-Ki: New dead time compensation eliminating zero current clamping in voltage-fed PWM inverter. In: *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1994 IEEE*, 1994, S. 977–984
- [29] MERTENS, Axel: *Leistungselektronik 2*. Vorlesungsskript, 2011
- [30] 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: *Proc. Power Conversion Conf. - Nagaoka 1997 Bd. 2*, 1997, S. 777–782
- [31] CHOI, Chan-Hee ; SEOK, Jul-Ki: Compensation of Zero-Current Clamping Effects for Sensorless Drives Based on High-Frequency Signal Injection. In: *Proc. 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2006 IEEE Bd. 5*, 2006, S. 2466–2471
- [32] SATO, S. ; IURA, H. ; IDE, K. ; SUL, Seung-Ki: Three years of industrial experience with sensorless ipmsm drive based on high frequency injection method. In: *Proc. Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011, S. 74–79

- [33] KIM, Hyunbae: *On-Line Parameter Estimation, Current Regulation, and Self-Sensing FOR IPM Synchronous Machine Drives*, University of Wisconsin-Madison, Dissertation, 2004
- [34] HARKE, Michael C.: *Fundamental Sensing Issues in Motor Control*, University of Wisconsin-Madison, Dissertation, 2006
- [35] PERASSI, Hector D.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschinen ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*, TU Ilmenau, Dissertation, 2007
- [36] KIEL, Jürgen: *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*, Universität Paderborn, Dissertation, 2005
- [37] FRENZKE, Thorsten: *Geberlose Drehmoment-Regelung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen in der Bahntraktion*, Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 2007
- [38] HEJNY, Robert W.: *Degradation of Dynamic Stiffness at Low Speeds When Using Back-emf Tracking for Closed Loop Speed Control*, University of Wisconsin - Madison, Masterarbeit, 2008
- [39] KIM, Hyunbae ; HARKE, M. C. ; LORENZ, R. D.: Sensorless control of interior permanent magnet machine drives with zero-phase-lag position estimation. In: *Proc. 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the Bd. 3*, 2002, S. 1661–1667
- [40] ICHIKAWA, S. ; CHEN, Zhiqian ; TOMITA, M. ; DOKI, S. ; OKUMA, S.: Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor on the rotating coordinate using an extended electromotive force. In: *Proc. 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '01 Bd. 3*, 2001, S. 1667–1672
- [41] FRENZKE, T. ; PIEPENBREIER, B.: Position-sensorless control of direct drive permanent magnet synchronous motors for railway traction. In: *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04 Bd. 2*, 2004, S. 1372–1377
- [42] PAULUS, D. ; STUMPER, J.-F. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-EMF angle without observer. In: *Proc. First Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 8–13

- [43] 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: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009*, 2009, S. 2481–2488
- [44] JANSEN, P. L. ; LORENZ, R. D.: Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. In: *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1994 IEEE*, 1994, S. 488–495
- [45] BRIZ, F. ; DIEZ, A. ; DEGNER, M. W.: Dynamic operation of carrier signal injection based sensorless, direct field oriented AC drives. In: *Proc. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 1999 IEEE* Bd. 4, 1999, S. 2313–2320
- [46] MORIMOTO, S. ; KAWAMOTO, K. ; SANADA, M. ; TAKEDA, Y.: Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. In: *Proc. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2001 IEEE* Bd. 4, 2001, S. 2637–2644
- [47] RASMUSSEN, H. ; VADSTRUP, P. ; BORSTING, H.: Adaptive sensorless field oriented control of PM motors including zero speed. In: *Proc. IEEE Int Industrial Electronics Symp* Bd. 2, 2004, S. 1191–1196
- [48] ANDREESCU, G.-D. ; PITIC, C. I. ; BLAABJERG, F. ; BOLDEA, I.: Combined Flux Observer With Signal Injection Enhancement for Wide Speed Range Sensorless Direct Torque Control of IPMSM Drives. 23 (2008), Nr. 2, S. 393–402. <http://dx.doi.org/10.1109/TEC.2007.914386>. – DOI 10.1109/TEC.2007.914386
- [49] GIANGRANDE, P. ; RONCHETTO, D. ; PELLEGRINO, G. ; CUPERTINO, F. ; GERADA, C. ; SUMNER, M.: Hybrid sensorless control of axial flux permanent magnet motor drives, including zero speed. In: *Proc. 2011-14th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, S. 1–8
- [50] SCHRODL, M. ; SIMETZBERGER, C.: Sensorless control of PM synchronous motors using a predictive current controller with integrated INFORM and EMF evaluation. In: *Proc. 13th Power Electronics and Motion Control Conf. EPE-PEMC 2008*, 2008, S. 2275–2282
- [51] LEE, Jae S. ; CHOI, Chan-Hee ; SEOK, Jul-Ki ; LORENZ, R. D.: Deadbeat direct torque and flux control of interior permanent magnet machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009*, 2009, S. 2504–2511

- [52] FUKUMOTO, T. ; HAMANE, H. ; HAYASHI, Y.: Performance Improvement of the IPMSM Position Sensor-less Vector Control System by the On-line Motor Parameter Error Compensation and the Practical Dead-time Compensation. In: *Proc. Power Conversion Conf. - Nagoya PCC '07*, 2007, S. 314–321
- [53] BRUNSBACH, B.-J. ; HENNEBERGER, G. ; KLEPSCH, T.: Position controlled permanent excited synchronous motor without mechanical sensors. In: *Proc. Fifth European Conf. Power Electronics and Applications*, 1993, S. 38–43
- [54] FOO, G. ; RAHMAN, M. F.: Sensorless adaptive sliding mode control of an IPM synchronous motor drive using a sliding mode observer and HF signal injection. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, S. 1–11
- [55] ISERMANN, Rolf: *Digitale Regelsysteme - Band1: Grundlagen Deterministische Regelung*. Springer Verlag, 1987
- [56] LEVINE, William S.: *The Control Handbook (Volume 1)*. Jaico Publishing House, 1999
- [57] CORLEY, M. J. ; LORENZ, R. D.: Rotor position and velocity estimation for a permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In: *Proc. Conf Industry Applications Conf. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. Record of the 1996 IEEE* Bd. 1, 1996, S. 36–41
- [58] SCHROEDL, M.: Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor. In: *Proc. Fourth Int Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991. Conf*, 1990, S. 51–56
- [59] CONSOLI, A. ; SCARCELLA, G. ; TESTA, A.: A new zero frequency flux position detection approach for direct field oriented control drives. In: *Proc. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 1999 IEEE* Bd. 4, 1999, S. 2290–2297
- [60] CARUANA, C. ; ASHER, G. M. ; CLARE, J.: Sensorless vector control at low and zero frequency considering zero-sequence current in delta connected cage induction motors. In: *Proc. 29th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '03* Bd. 2, 2003, S. 1460–1465
- [61] BRIZ, F. ; DEGNER, M. W. ; GARCIA, P. ; DIEZ, A. B.: Rotor and flux position estimation in delta-connected AC machines using the zero sequence carrier signal current. In: *Proc. Fourtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2005* Bd. 1, 2005, S. 281–288



- [62] VOGELSBERGER, M. A. ; GRUBIC, S. ; HABETLER, T. G. ; WOLBANK, T. M.: Using PWM-Induced Transient Excitation and Advanced Signal Processing for Zero-Speed Sensorless Control of AC Machines. 57 (2010), Nr. 1, S. 365–374. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2029578>. – DOI 10.1109/TIE.2009.2029578
- [63] YANG, Shih-Chin: *Position Sensing of Surface Permanent Magnet Machine Using High Frequency Signal Injection*, University of Wisconsin-Madison, Dissertation, 2011
- [64] WIEDMANN, K. ; MERTENS: Analysis and comparison of sensorless control methods for permanent magnet drives at low speed. In: *Acta Technica* 54 (2009), Nr. 1, S. 19–33
- [65] SCHROEDL, M.: Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method. In: *Proc. Conf Industry Applications Conf. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. Record of the 1996 IEEE* Bd. 1, 1996, S. 270–277
- [66] KULKARNI, A. B. ; EHSANI, M.: A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive. In: *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1989 IEEE*, 1989, S. 773–779
- [67] LANDSMANN, P. ; PAULUS, D. ; STOLZE, P. ; KENNEL, R.: Saliency based encoderless predictive torque control without signal injection. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC)*, 2010, S. 3029–3034
- [68] PAULUS, D. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Sensorless field- oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation. In: *Proc. Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011, S. 41–46
- [69] KIM, Hyunbae ; HUH, Kum-Kang ; LORENZ, R. D. ; JAHNS, T. M.: A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives. In: *Proc. 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the Bd. 2*, 2003, S. 1173–1180
- [70] LANDSMANN, P. ; PAULUS, D. ; STOLZE, P. ; KENNEL, R.: Reducing the parameter dependency of Encoderless Predictive Torque Control for reluctance machines. In: *Proc. First Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 93–99

- [71] CHOI, Chan-Hee ; SEOK, Jul-Ki: Pulsating Signal Injection-Based Sensorless Control of PMSM Using Injection Axis Switching Scheme without Additional Offline Commissioning Test. In: *Proc. 42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2007 IEEE*, 2007, S. 2365–2370
- [72] ICHIKAWA, S. ; TOMITA, M. ; DOKI, S. ; OKUMA, S.: Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 42 (2006), sept.-oct., Nr. 5, S. 1264–1274. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2006.880848>. – DOI 10.1109/TIA.2006.880848. – ISSN 0093–9994
- [73] LANDSMANN, P. ; HACKL, C. M. ; KENNEL, R.: Eliminating all machine parameters in Encoderless Predictive Torque Control without signal injection. In: *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC)*, 2011, S. 1259–1264
- [74] REIGOSA, D. ; GARCIA, P. ; BRIZ, F. ; RACA, D. ; LORENZ, R. D.: Modeling and Adaptive Decoupling of Transient Resistance and Temperature Effects in Carrier-Based Sensorless Control of PM Synchronous Machines. In: *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '08*, 2008, S. 1–8
- [75] YANG, Shih-Chin ; LORENZ, R. D.: Surface permanent magnet synchronous machine self-sensing position estimation at low speed using eddy current reflected asymmetric resistance. In: *Proc. 2011-14th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, S. 1–10
- [76] TESKE, N. ; ASHER, G. M. ; SUMNER, M. ; BRADLEY, K. J.: Analysis and suppression of high-frequency inverter modulation in sensorless position-controlled induction machine drives. 39 (2003), Nr. 1, S. 10–18. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2002.807217>. – DOI 10.1109/TIA.2002.807217
- [77] BIANCHI, N. ; BOLOGNANI, S.: Sensorless-Oriented-Design of PM Motors. In: *Proc. 42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2007 IEEE*, 2007, S. 668–675
- [78] LIMSUWAN, N. ; SHIBUKAWA, Y. ; REIGOSA, D. ; LORENZ, R. D.: Novel design of flux-intensifying interior permanent magnet synchronous machine suitable for power conversion and self-sensing control at very low speed. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, S. 555–562
- [79] LIMSUWAN, Natee: *Field Intensifying Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Power Conversion and Self-Sensing Control*, University of Wisconsin - Madison, Masterarbeit, 2009

- [80] WOLBANK, T. M. ; METWALLY, M. K.: Saliency tracking-based sensorless control of induction machines using artificial neural networks. In: *Proc. 12th Int. Middle-East Power System Conf. MEPCON 2008*, 2008, S. 377–381
- [81] LANDSMANN, P. ; PAULUS, D. ; KENNEL, R.: Online identification of load angle compensation for anisotropy based sensorless control. In: *Proc. Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011, S. 80–84
- [82] JEONG, Y. ; SUL, S.: Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation. In: *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conf. PESC '05*, 2005, S. 2467–2473
- [83] NELLES, Oliver: *Nonlinear System Identification*. Springer Verlag, 2001
- [84] RAU, Martin: *Nichtlineare modellbasierte prädiktive Regelung auf Basis lernfähiger Zustandsraummodelle*, TU München, Dissertation, 2003
- [85] FAGGION, A. ; BOLOGNANI, S. ; BIANCHI, N.: Ringed-pole permanent magnet synchronous motor for position sensorless drives. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009*, 2009, S. 3837–3844
- [86] JIANG, Hui ; SUMNER, M.: Sensorless torque control of a PM motor using modified HF injection method for audible noise reduction. In: *Proc. 2011-14th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, S. 1–8
- [87] NAOUSSI, S. ; BERVILLER, H. ; BLONDE, J.-P. ; KOM, C.-H. ; KOM, M. ; BRAUN, F.: FPGA implementation of harmonic detection methods using Neural Networks. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, S. 1–10
- [88] YANG, Shih-Chin ; LORENZ, R. D.: Surface permanent magnet machine self-sensing at zero and low speeds using improved observer for position, velocity, and disturbance torque estimation. In: *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC)*, 2011, S. 35–40
- [89] FRENZKE, T.: Impacts of cross-saturation on sensorless control of surface permanent magnet synchronous motors. In: *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2005
- [90] PIIPPO, A. ; HINKKANEN, M. ; LUOMI, J.: Adaptation of Motor Parameters in Sensorless PMSM Drives. 45 (2009), Nr. 1, S. 203–212. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2008.2009614>. – DOI 10.1109/TIA.2008.2009614

- [91] WU, Shanshan ; REIGOSA, D. D. ; SHIBUKAWA, Y. ; LEETMAA, M. A. ; LORENZ, R. D. ; LI, Yongdong: Interior permanent magnet synchronous motor design for improving self-sensing performance at very low speed. In: *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2008*, 2008, S. 3278–3283
- [92] SILVA, C. ; ASHER, G. M. ; SUMNER, M.: Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed. 53 (2006), Nr. 2, S. 373–378. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.870867>. – DOI 10.1109/TIE.2006.870867
- [93] MIZUTANI, R. ; TAKESHITA, T. ; MATSUI, N.: Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill. In: *Proc. Conf Industry Applications Conf. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. Record of the 1997 IEEE* Bd. 1, 1997, S. 445–450
- [94] FENG, Zhao ; XUHUI, Wen ; SHAN, Xue ; JINWEN, Gao ; JUN, Liu: A Novel Position Observer for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine. In: *Proc. th IEEE Int. Power Electronics Congress*, 2006, S. 1–6
- [95] XINGMING, Zhuang ; XUHUI, Wen ; FENG, Zhao ; XINHUA, Guo ; PENG, Zhang: Wide-speed-range sensorless control of Interior PMSM based on MRAS. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, 2010, S. 804 –808
- [96] JANG, Ji-Hoon ; SUL, Seung-Ki ; SON, Yo-Chan: Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method. In: *Proc. 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the* Bd. 2, 2003, S. 1134–1141
- [97] HARKE, M. C. ; GUERRERO, J. M. ; DEGNER, M. W. ; BRIZ, F. ; LORENZ, R. D.: Current Measurement Gain Tuning Using High Frequency Signal Injection. In: *Proc. 42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2007 IEEE*, 2007, S. 2058–2065
- [98] HOLTZ, J. ; PAN, Hangwen: Acquisition of rotor anisotropy signals in sensorless position control systems. In: *Proc. 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the* Bd. 2, 2003, S. 1165–1172
- [99] HAMMEL, W. ; KENNEL, R. M.: Position sensorless control of PMSM by synchronous injection and demodulation of alternating carrier voltage. In: *Proc. First Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 56–63

- [100] HAMMEL, W. ; KENNEL, R. M.: High-resolution sensorless position estimation using delta-sigma-modulated current measurement. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, S. 2717–2724
- [101] MA, Zhixun ; FRIEDERICH, T. ; GAO, Jianbo ; KENNEL, R.: Model based design for System-On-Chip sensorless control of Synchronous Machine. In: *Proc. Symp. Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011, S. 85–89

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Struktur eines Antriebssystems . . . . .	3
2.1	Elektrisches ESB der PMSYM in Sternschaltung . . . . .	9
2.2	Exemplarischer Rotorquerschnitt einer PMSYM . . . . .	15
2.3	Darstellung des dq0-KOS in Bezug zum $\alpha\beta$ 0-KOS und abc-KOS . . . . .	15
2.4	Prinzipieller Verlauf des magnetischen Leitwerts unter Berücksichtigung von Oberwellen . . . . .	25
2.5	BSB mit Strom als Zustandsvariable . . . . .	29
2.6	BSB für das dq-KOS mit Flussverkettung als Zustandsvariable . . . . .	30
2.7	BSB für das $\alpha\beta$ -KOS mit Flussverkettung als Zustandsvariable . . . . .	31
2.8	BSB der rotorseitigen Flussverkettung unter Berücksichtigung von Wirbelströmen . . . . .	32
3.1	Struktur eines dreiphasigen Wechselrichters . . . . .	35
3.2	ESB eines Brückenweigepaares des Wechselrichters . . . . .	36
3.3	Schaltverhalten eines Brückenweigepaares unter Berücksichtigung der Schaltverzugszeit . . . . .	36
3.4	Mögliche Raumzeiger der Störspannung . . . . .	40
3.5	ESB eines Brückenweigepaares unter Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten . . . . .	41
3.6	Verlauf der Klemmenspannung unter Berücksichtigung von parasitären Kapazitäten . . . . .	42
3.7	Schaltverhalten eines Brückenweigepaares unter Berücksichtigung der Schaltverzugszeit . . . . .	43
3.8	Bereiche, nach denen die Fehlspannung aufgrund der parasitären Kapazitäten unterschieden wird . . . . .	45
3.9	Resultierende Störspannung eines Leiters des VSI . . . . .	45
3.10	Mögliche Ortskurven der Störspannung bei Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten . . . . .	46
3.11	Zero-Current-Clamping Effekt . . . . .	47
3.12	Fehlerhafte Berechnung der Störspannung . . . . .	50
3.13	Vergleich vom simulierten und gemessenen Stromverlauf . . . . .	50

4.1	Struktur der geberlosen Regelung des Antriebssystems . . . . .	53
4.2	BSB der Regelstruktur . . . . .	53
4.3	Resultierende Übertragungsfunktion der Rotorlage- bzw. Drehzahl- schätzung . . . . .	55
4.4	BSB der direkten Berechnung der PM-Flussverkettung . . . . .	58
4.5	Verlauf der berechneten Flussverkettung der PM . . . . .	58
4.6	BSB des Strombeobachters . . . . .	60
4.7	BSB des Strombeobachters mit PI-Rückführung . . . . .	61
4.8	Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe der geschätzten EMK . . . .	62
4.9	Alternative Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe der geschätzten EMK . . . . .	62
4.10	Struktur der Rotorlageschätzung mit Hilfe des Schätzfehlers der EMK .	64
4.11	BSB des Strombeobachters im $\hat{d}q$ -KOS . . . . .	67
4.12	Modifizierter Strombeobachter im geschätzten dq-KOS . . . . .	68
4.13	Berechnungsvorschrift für die Rotorlageschätzung bei modifiziertem Strom- beobachter . . . . .	68
4.14	BSB der resultierenden Rotorlageschätzung . . . . .	69
4.15	Berechnungsvorschrift für die Rotorlageschätzung unter Verwendung des $\hat{q}$ -Anteils des Beobachterschätzfehlers inklusive Bestimmung der Dreh- richtung des Rotors . . . . .	70
4.16	BSB der resultierenden Rotorlageschätzung unter Verwendung des $\hat{q}$ - Anteils des Beobachterschätzfehlers . . . . .	71
4.17	BSB der resultierenden Rotorlageschätzung; Verdeutlichung des nicht- linearen Übertragungsverhaltens . . . . .	71
4.18	Direkte Berechnung der PM-Flussverkettung bei modifiziertem Integra- tionsglied . . . . .	72
4.19	Verlauf der geschätzten Flussverkettung mit modifizierter Integration .	73
4.20	Modifizierte Struktur zur direkten Berechnung der EMK . . . . .	74
4.21	Modifizierte Struktur zur direkten Berechnung der PM-Flussverkettung	75
4.22	Beobachter der resultierenden Flussverkettung im ständerfesten KOS .	77
4.23	Flussbeobachter im ständerfesten KOS . . . . .	78
4.24	Äquivalente Darstellung von Flussbeobachter und Strombeobachter . .	79
4.25	Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS . . . . .	80
4.26	Flussbeobachter im geschätzten dq-KOS unter Berücksichtigung von Mehrfachanisotropien . . . . .	83
4.27	Struktur des Flussbeobachters im geschätzten dq-KOS . . . . .	84
4.28	Darstellung des Antriebssystems als Abtastsystem . . . . .	91
4.29	Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters . . . . .	93

4.30	Zeitliche Diskretisierung des Flussbeobachters . . . . .	94
4.31	Vergleich zwischen zeitkontinuierlicher und abgetasteter EMK . . . . .	94
5.1	Verlauf der sättigungsabhängigen Flussverkettung . . . . .	101
5.2	Rotorlageschätzung mit Hilfe der alternierenden HF-Injektion . . . . .	104
5.3	Raumzeiger der Störspannung des VSI bei HF-Injektion . . . . .	116
5.4	Auswirkung des Mehrfachanisotropie-Effektes auf die Rotorlageschätzung	117
6.1	Struktur des MRAS . . . . .	124
6.2	Struktur zur Schätzung einer skalaren Größe . . . . .	127
6.3	Struktur zur Schätzung einer skalaren Größe bei modifizierter Eingangsgröße . . . . .	127
6.4	BSB des MRAS bestehend aus Flussbeobachter und Parameter- bzw. Rotorlageschätzung . . . . .	128
6.5	Hybride Beobachterstruktur . . . . .	131
6.6	Identifikation der Rotorlage, des Widerstandes und der PM-Flussverkettung anhand des grundfrequenten Schätzfehlers . . . . .	136
6.7	Identifikation der Rotorlage, des Widerstandes und der transienten Induktivitäten anhand des hochfrequenten Schätzfehlers . . . . .	138
6.8	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei rotierender Spannungseinprägung . . . . .	140
6.9	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei rotierender Spannungseinprägung . . . . .	140
6.10	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei alternierender Spannungseinprägung . . . . .	141
6.11	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei alternierender Spannungseinprägung . . . . .	141
6.12	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine alternierende Spannungseinprägung bei gleichbleibender Orientierung . . . . .	142
6.13	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine alternierende Spannungseinprägung bei gleichbleibender Orientierung . . . . .	143
6.14	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel . . . . .	143
6.15	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel . . . . .	144



6.16	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine wechselnde Spannungseinprägung; Wechsel von rotierender zur alternierenden Spannungseinprägung bei 0,1s; Wechsel von alternierender Spannungseinprägung zur Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel bei 0,2 s . . . . .	144
6.17	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel ohne Parameteridentifikation . . . . .	146
6.18	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter für eine Spannungseinprägung mit zufälligem Injektionswinkel ohne Parameteridentifikation . . .	146
6.19	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei rotierender Spannungseinprägung ohne Parameteridentifikation . . . . .	147
6.20	Zeitlicher Verlauf des Rotorlageschätzfehlers und der geschätzten Drehzahl bei alternierender Spannungseinprägung ohne Parameteridentifikation . . . . .	147
6.21	Identifikation der d- und q-Komponente des Widerstandes . . . . .	149
6.22	Zeitlicher Verlauf des geschätzten Widerstandes bei Unterteilung in d- und q-Komponente bei rotierender Spannungseinprägung . . . . .	150
6.23	BSB des GDM bei Nutzung des Wirbelstromeffekts zur Rotorlageschätzung . . . . .	152
6.24	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Drehzahl und des Rotorlageschätzfehlers bei MHF-Injektion; Wirbelstromeffekt wird ab 0,2 s in der Simulation berücksichtigt; bei 0,4 s erfolgt eine Änderung der q-Induktivität .	152
6.25	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Parameter bei MHF-Injektion; Wirbelstromeffekt wird ab 0,2 s in der Simulation berücksichtigt; bei 0,4 s erfolgt eine Änderung der q-Induktivität . . . . .	153
6.26	Struktur der Identifikation unter Berücksichtigung der transienten Gegeninduktivität . . . . .	154
6.27	Gleichzeitige Identifikation der Rotorlage und Gegeninduktivität . . .	155
6.28	Verlauf des Rotorlageschätzfehlers bei bekannter Gegeninduktivität . .	155
6.29	EMK-basierte Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Identifikation der transienten Gegeninduktivität . . . . .	156
6.30	Resultierende Störspannung eines Leiters des VSI . . . . .	156
6.31	Identifikation der Wechselrichterstörspannung . . . . .	158
6.32	Verlauf der geschätzten Störspannung und deren geschätzte Parameter	159
6.33	Verlauf der geschätzten Störspannung und der geschätzten maximalen Amplitude . . . . .	160

6.34	Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die EMK-basierte Rotorlageschätzung und deren Minderung; Minderung der Wechselrichterstörspannung ab 0,1 s . . . . .	161
6.35	Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung ohne Minderung; Wechsel von der rotierenden Spannungseinprägung zur MHF-Injektion bei 0,5 s . . . . .	162
6.36	Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bei gleichzeitiger Minderung; Wechsel von der rotierenden Spannungseinprägung zur MHF-Injektion bei 0,5 s . . . . .	163
6.37	Identifikation der Oberharmonischen der PM-Flussverkettung . . . . .	164
6.38	Identifikation der Oberharmonischen der Induktivität . . . . .	165
6.39	Struktur der resultierenden Rotorlageschätzung . . . . .	167
6.40	Übertragungsverhalten des Rotorlageschätzfehlers und Struktur des HANN	169
6.41	Adaption des HANN . . . . .	170
6.42	Vereinfachung der Übertragungsfunktion . . . . .	171
6.43	Adaptive Filterung der Oberwelleneffekte bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein . . . . .	171
6.44	Adaptive Filterung der Oberwellen- und Wechselrichtereffekte bei anisotropiebasierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein . . . . .	172
6.45	Verlauf der geschätzten Störgröße . . . . .	172
6.46	Adaptive Filterung der Oberwellen- und Wechselrichtereffekte bei EMK-basierter Rotorlageschätzung; Filterung setzt bei 0,2 s ein . . . . .	173
6.47	Kombination der EMK-basierten und anisotropiebasierten Rotorlageschätzung . . . . .	175
6.48	Rotorlageschätzung für den gesamten Drehzahlbereich . . . . .	176
7.1	Flussbeobachter bei stromabhängigem Verlauf der Flussverkettung . . . . .	180
7.2	Beispielhafter Verlauf der q-Komponente der Flussverkettung . . . . .	181
7.3	Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten . . . . .	186
7.4	Struktur zur Identifikation der stromabhängigen Induktivität . . . . .	189
7.5	Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Induktivitäten in Abhängigkeit von $i_q$ . . . . .	190
7.6	Zeitlicher Verlauf der geschätzten Koeffizienten . . . . .	190
7.7	Beobachterstruktur bei Online-Identifikation der transienten Induktivitäten . . . . .	192
7.8	Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten . . . . .	193
7.9	Rotorlageschätzung unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten . . . . .	193
7.10	Trackerstruktur bestehend aus PI-Regler und Integrationsglied . . . . .	197
7.11	Luenberger-Beobachter als Trackerstruktur . . . . .	197

7.12	Resultierende Struktur der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung . . .	198
7.13	Struktur der Simulation . . . . .	201
7.14	Übertragungsverhalten der geschätzten Drehzahl . . . . .	201
7.15	BSB der EMK-basierten Rotorlageschätzung . . . . .	206
7.16	Übertragungsverhalten bei EMK-basierter Rotorlageschätzung . . . . .	207
7.17	Einfluss der Stromregelung auf die Rotorlageschätzung bei bekannten Induktivitäten (a) und Schätzfehlern der Induktivitäten (b); Sollwertsprung des d-Stromes auf 5 A bei 0,2 s; Sollwertsprung des q-Stromes auf 5 A bei 0,25 s . . . . .	210
7.18	Synthese der anisotropiebasierten und der EMK-basierten Rotorlageschätzung . . . . .	213
7.19	Resultierende Drehzahlregelung . . . . .	214
7.20	Überblick zur geberlosen Regelung mittels SS-MRAS . . . . .	224
8.1	Einfluss von Messrauschen auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung . . . . .	227
8.2	Identifikation der Skalierungsfaktoren bei drei gemessenen Strömen . . .	230
8.3	Einfluss des Skalierungsfehlers und dessen Minderung . . . . .	231
8.4	Identifikation der Skalierungsfaktoren bei zwei gemessenen Strömen . . .	232
9.1	Simulationsmodell der PMSYM . . . . .	234
9.2	Simulationsmodell des Antriebssystems . . . . .	236
9.3	Vergleich der unterschiedlichen Simulationsmodelle; grün: Simulation der LE mit „PLECS“; blau: analytische Funktion der Störspannung . . .	236
9.4	Einfluss der Sättigungseffekte . . . . .	238
9.5	Drehzahlverlauf; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	241
9.6	Rotorlageschätzfehler . . . . .	241
9.7	Stromverlauf; blau: $i_d$ , grün: $i_q$ . . . . .	242
9.8	Verlauf des Lastmoments . . . . .	242
9.9	Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	243
9.10	Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	243
9.11	Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	244
9.12	Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	244
9.13	Drehzahlverlauf bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	245
9.14	Rotorlageschätzfehler bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung . . . . .	245

9.15	Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	246
9.16	Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung	246
9.17	Vergrößerter Ausschnitt des Drehzahlverlaufs bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau: $n_{\text{set}}$ , grün: $n$ . . . . .	246
9.18	Vergrößerter Ausschnitt des Rotorlageschätzfehlers bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung	247
9.19	Stromverlauf bei Kenntnis der Sättigungseffekten und Vernachlässigung der Wechselrichterstörspannung; blau: $i_d$ , grün: $i_q$ . . . . .	247
10.1	Struktur des Versuchsaufbaus . . . . .	250
10.2	Messrauschen . . . . .	251
10.3	Draufsicht auf Prüfling und Lastmaschine . . . . .	252
10.4	Frontansicht des Versuchsaufbaus . . . . .	252
10.5	Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers der PMSYM im ständerfesten KOS bei 50 Hz Grundfrequenz . . . . .	254
10.6	Amplitudenspektrum des Stromraumzeigers im ständerfesten KOS bei rotierender HF-Injektion und einer Drehzahl von 5 Hz elektrisch . . . . .	255
10.7	Amplitudenspektrum bei Wechselrichterspeisung . . . . .	255
10.8	Identifikation der Wechselrichterstörspannung . . . . .	257
10.9	Einfluss der Wechselrichterstörspannung auf die anisotropiebasierte Rotorlageschätzung bei rotierender Spannungseinprägung; Minderung der Störspannung ist zwischen 3,5 s und 7,5 s ausgesetzt . . . . .	258
10.10	Identifikation der Induktivitätsverläufe . . . . .	259
10.11	Verlauf des tatsächlichen d-Stromes (blau) und q-Stromes (grün) . . . . .	259
10.12	Einfluss der Sättigungseffekte auf die Rotorlageschätzung . . . . .	260
10.13	Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein . . . . .	264
10.14	Verlauf der geschätzten und tatsächlichen Drehzahl; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein; blau: $\hat{n}$ , grün: $n$ . . . . .	265
10.15	Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern; Filterung wird bei ca. 4 s aktiviert; ab ca. 16 s setzt geberbehafteter Betrieb ein . . . . .	266
10.16	Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern bei Belastung; Filterung wird bei ca. 3 s aktiviert . . . . .	267

10.17 Adaptive Filterung von harmonischen Schätzfehlern bei sehr geringen Drehzahlen; Wechsel vom geberbehafteten auf geberlosen Betrieb bei ca. 8 s; Deaktivierung der adaptiven Filterung bei ca. 17 s . . . . .	267
10.18 Verlauf der tatsächlichen Drehzahl (grün); blau: $n_{\text{set}}$ . . . . .	269
10.19 Schätzfehler der Drehzahl . . . . .	270
10.20 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	270
10.21 Verlauf der tatsächlichen d- und q-Ströme beim Reversiervorgang; blau: $i_d$ , grün: $i_q$ . . . . .	271
10.22 Verlauf der tatsächlichen Drehzahl . . . . .	271
10.23 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	272
10.24 Verlauf des d- und q-Stromes . . . . .	272
10.25 Verlauf der tatsächlichen Drehzahl . . . . .	273
10.26 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	273
10.27 Verlauf des d- und q-Stromes . . . . .	274
10.28 Messrauschen . . . . .	274
10.29 Verlauf der Drehzahl; Zuschalten des künstlichen Messrauschens bei ca. 14 s . . . . .	275
10.30 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers; Zuschalten des künstlichen Messrauschens bei ca. 14 s . . . . .	275
10.31 Verlauf der Drehzahl unter Berücksichtigung von künstlichem Messrauschen . . . . .	276
10.32 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers unter Berücksichtigung von künstlichem Messrauschen . . . . .	276
10.33 Tiefpassgefilterter Verlauf des q-Stromes . . . . .	278
10.34 Verlauf des Rotorlageschätzfehlers . . . . .	279
10.35 Verlauf der geschätzten transienten Induktivitäten; grün: $\hat{L}'_q$ , blau: $\hat{L}'_d$ , rot: $\Delta\hat{L}'$ , türkis: $\hat{L}'_{dq}$ . . . . .	279
10.36 Vergleich zwischen tatsächlichem und vorhergesagtem Schätzfehler; blau: tatsächlicher Schätzfehler; rot: bei EMK-basierter Rotorlageschätzung; grün: bei bekannter Rotorlage . . . . .	279

# Tabellenverzeichnis

9.1	Kenndaten des simulierten Antriebssystems . . . . .	237
10.1	Bemessungsdaten der PMSYM . . . . .	253

## Wissenschaftlicher Werdegang

Name: Karsten Wiedmann  
Geburtstag: 28. Februar 1981  
Geburtsort: München  
Familienstand: verheiratet, ein Kind  
Staatsangehörigkeit: Deutsch

## Akademische Ausbildung

07/1993 - 07/2000 Matthias-Claudius-Gymnasium Gehrden, Abschluss  
Abitur  
10/2001 - 10/2006 Studium der Elektrotechnik an der Leibniz Universi-  
tät Hannover, Studienrichtung: Automatisierungstech-  
nik, Abschluss: Dipl.-Ing.  
seit 11/2006 Promotionsstudium Elektrotechnik an der Fakultät  
für Elektrotechnik und Informatik, Leibniz Universität  
Hannover

## Beruf

seit 11/2006 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebs-  
systeme und Leistungselektronik (IAL) der Leibniz Uni-  
versität Hannover  
02/2009 - 05/2009 Visiting Research Assistant am Wisconsin Electric Ma-  
chines and Power Electronics Consortium (WEMPEC),  
Madison WI, USA

## Auszeichnungen

VDE-Studienpreis 2006  
E.ON Future Award 2007