

**Fehlertolerante
Regelung der doppeltgespeisten
Asynchronmaschine bei
Sensorfehlern**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr. Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Kai Rothenhagen

Kiel

2011

1. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
3. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler

Tag der mündlichen Prüfung: 27. Mai 2011

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

Ich bedanke mich ganz herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich Wilhelm Fuchs für die Anregung zu dieser Arbeit, für die Unterstützung und Betreuung sowie für die Übernahme des Erstgutachtens.

Ebenso möchte ich mich ganz herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas von der Universität Siegen und Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler von der Technischen Universität Darmstadt für die Übernahme der Berichterstattung und das Interesse an meiner Arbeit bedanken.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die Förderung meiner Arbeit. Einen wichtigen Beitrag zum Gelingen der Arbeit haben ebenfalls Herr Bernd Doneit, Herr Dipl.-Ing. André Knop, Herr Dipl.-Ing. Sönke Thomsen und Herr Dipl.-Ing. Björn Didwischus geleistet. Ich möchte ihnen sowie allen Kollegen, Mitarbeitern und Studenten für die anregenden Diskussionen, kompetente Hilfe und die gute Zusammenarbeit sowie das gute Arbeitsklima bedanken.

Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Frau Ewa und unserer Tochter Viktoria sowie meinen Eltern für die Geduld und moralische Unterstützung.

Berlin, im Juni 2011

Kai Rothenhagen

Deutsche Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen eines durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten Projekts, dessen Ziel die Entwicklung einer Sensorfehlertoleranten Regelung eines umrichterergeregelten, doppeltgespeisten Asynchrongenerators ist.

Alle für den Betrieb benötigten Sensoren werden betrachtet. Die entworfene Regelung erkennt und isoliert einen auftretenden Fehler, und setzt daraufhin den Betrieb ohne den fehlerhaften Sensor fort. Hierzu stehen Schätzer und Beobachter zur Verfügung.

Nach einer umfassenden Analyse der einschlägigen Fachliteratur wird ein modellbasiertes System zur Fehlererkennung-, isolation und -rekonfiguration erstellt. Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird mit einem Zustandsraummodell beschrieben, zudem wird ein einfacheres Modell auf Basis des Statorflusses betrachtet.

Auf Basis der Modellierung mit Hilfe der zwei erwähnten Modelle wird eine Reihe von Schätzern und Beobachtern vorgestellt, deren Ausgangssignale als Alternativsignale zu Sensormesswerten dienen können. Eigenschaften und Einschränkungen werden für jedes dieser Alternativsignale untersucht und beschrieben.

Anhand des Residuums von Mess- und Alternativsignal werden Fehler erkannt und isoliert. Hierzu wird aus einer Reihe von Untersuchungen ein für ein breites Spektrum an Fehlerarten passendes Detektionsverfahren entwickelt, das ebenfalls unempfindlich gegenüber Störungen ist, die im fehlerfreien Betrieb der Maschine auftreten. Nach erfolgter Detektion wird ein Isolationsverfahren angewendet. Nach erfolgter Fehlerisolation wird die Regelung des Systems rekonfiguriert, indem ein Regelverfahren ausgewählt wird, dass ohne den fehlerhaften Sensor auskommt.

Das beschriebene Verfahren wurde an einem 22 kW-Laborteststand erfolgreich untersucht. Die Erkennung von Sensorfehlern in allen untersuchten Sensoren erfolgt unabhängig vom Betriebspunkt des Systems in der Regel in zwei bis drei Abtastschritten. Einzelne Einschränkungen, insbesondere beim Zwischenkreisspannungssensor, werden klar aufgeführt und untersucht. Der Betrieb der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist ohne Unterbrechung möglich.

English Summary

The presented thesis originates from a project that was financed by the German Research Foundation (Deutsch Forschungsgemeinschaft DFG), targeting to develop a sensor fault tolerant control of an inverter-controlled doubly-fed induction machine.

All sensors necessary for the control of the generator are considered. The developed control scheme detects and isolates sensor faults automatically, thereafter continuing operation in a way that does not need the faulty sensor. To achieve this, a set of alternative control schemes is available, using observer and parity equation generated signals.

After reviewing the relevant literature, a model based fault detection, isolation and reconfiguration system is developed. Firstly, the state space model of a doubly-fed induction machine and a less complex stator flux based model are described. Both models incorporate main inductance saturation to make successful use of observers and parity equations possible at all. The control scheme without fault tolerant capabilities is described.

Based on the mentioned models, observers and parity equations are presented. Their output signals are used as alternatives to sensor signals. Properties and limitations are examined for all of these alternative signals. Using residuals, faults can be detected and isolated. For this purpose a wide range of possible fault types are examined to develop one suitable detection scheme, which is also is insensitive to noise and distortion that occur in normal, fault-free operation of the drive. After detection, an isolation scheme is employed. After successful isolation of a fault, the control is reconfigured by choosing a control scheme that does not employ the faulty sensor.

The described method is successfully tested and validated on a 22 kW laboratory test rig. The detection of all examined sensor faults is independent of the system's operation point, and usually takes place within two or three sample steps. Individual limitations, especially in the case of the DC-link circuit voltage sensor, are clearly mentioned and examined. Continuous operation of the doubly-fed induction machine is possible, and no harmful discontinuity of electrical quantities has been observed between begin of fault and final reconfiguration.

Inhaltsverzeichnis

Deutsche Kurzfassung	III
English Summary	IV
Nomenklatur	VIII
1 Einleitung	1
1.1 Einleitung und Motivation	1
1.2 Grundlagen und Eigenschaften der doppeltgespeisten Asynchronmaschine .	2
1.2.1 Überblick über Anwendungsgebiete	6
1.2.2 Überblick über das Anwendungsgebiet Windturbine	6
1.3 Stand der Technik und Literatur	8
1.3.1 Fehlerdetektion und Isolation	8
1.3.2 Sensorfehler in Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen	11
1.3.3 Sensorfehler in Permanentenerregten Synchronmaschinen	17
1.3.4 Sensorfehlerdetektion für Gleichstrommaschinen	18
1.3.5 Sensorfehler in Schleifringläufer-Asynchronmaschinen	19
1.4 Zusammenfassung	20
2 Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine	21
2.1 Einleitung und Überblick	21
2.1.1 Der verwendete Laborteststand	22

2.1.2	Für den Betrieb verwendete Sensoren	22
2.1.3	Transformation von Drehstromgrößen	23
2.1.4	Wahl eines synchronen Koordinatensystems	24
2.2	Modell der Schleifringläufer-Asynchronmaschine	26
2.2.1	Annahmen	26
2.2.2	Zustandsraummodell des elektrischen Systems	27
2.2.3	Zustandsraummodell des mechanischen Systems	31
2.2.4	Modelle auf Basis des Statorflusses	32
2.3	Bestimmung der Maschinenparameter	37
2.3.1	Einleitung und Nenndaten	37
2.3.2	Leerlaufversuch	37
2.3.3	Kurzschlussversuch	41
2.3.4	Sättigung der Hauptinduktivität	41
2.4	Zusammenfassung	50
3	Regelung des doppeltgespeisten Asynchrongenerators	51
3.1	Einleitung	51
3.2	Verbreitete Regelverfahren	52
3.3	Signalverarbeitung und Winkeltransformation	52
3.3.1	Verwendete Sensoren	52
3.3.2	Einlesen der Sensorsignale und Transformation	54
3.3.3	Ausgabe der pulsweitenmodulierten Schaltsignale	56
3.3.4	Kompensation der Nichtlinearitäten des Umrichters	59
3.4	Regelkreise	62
3.4.1	Rotorstromregelkreis	62
3.4.2	Kompensation von Harmonischen im Statorstrom	66
3.4.3	Unmittelbare Statorstromregelung	68

3.4.4	Leistungsregelkreis	70
3.4.5	Drehzahlregelkreis	75
3.5	Beobachter für den konventionellen Maschinenbetrieb	78
3.5.1	Die Phasenregelschleife	78
3.5.2	Der Kreisfrequenz-Beobachter	80
3.5.3	Dualität der PLL und des Drehzahl-Beobachters	81
3.6	Zusammenfassung	82
4	Alternativsignale der Sensormesswerte	83
4.1	Einleitung	83
4.1.1	Test im Betriebsbereich des Generatorsystems	85
4.2	Alternativsignale auf Basis des Flussmodells	86
4.2.1	Lageschätzer	86
4.2.2	Statorspannungsschätzer	102
4.2.3	Rotorstromschätzer	107
4.2.4	Statorstromschätzer	110
4.3	Alternativsignale auf Basis des Zustandsraummodells	112
4.3.1	Zustandsbeobachter zur Beobachtung von Strömen	112
4.3.2	Rotorstrombeobachter	120
4.3.3	Statorstrombeobachter	126
4.3.4	Störgrößenbeobachter zur Beobachtung von Spannungen	127
4.3.5	Statorspannungsbeobachter	130
4.3.6	Rotorspannungbeobachter	138
4.4	Vergleich der Eigenschaften der Regelung durch Alternativsignale	141
4.4.1	Netzverhalten der Alternativsignale	141
4.4.2	Parameterempfindlichkeit der Alternativsignale	142
4.4.3	Einfluss der Kompensation von Störeffekten auf die Alternativsignale	145
4.4.4	Überblick zum Vergleich	146

5 Fehlererkennung, Isolation und Systemrekonfiguration	149
5.1 Einleitung und Überblick	149
5.1.1 Inhalt des Kapitels	150
5.1.2 Betrachtete Fehler	150
5.2 Fehlerdetektion	153
5.2.1 Bestimmen eines geeigneten Detektionsresiduums	153
5.2.2 Bestimmen einer geeigneten Detektionsschwelle	164
5.2.3 Nachbehandlung des Fehlersignals	168
5.3 Fehlerisolation	169
5.3.1 Sicherer Betrieb nach Fehlerdetektion	169
5.3.2 Auswahl von Isolationsresiduen	171
5.3.3 Isolationsvorgang des Mechanischen Sensors	174
5.3.4 Isolationsvorgang der Raumzeigersensoren	181
5.3.5 Behandlung von Gleichanteilen und Verstärkungsfehlern	201
5.3.6 Isolationsvorgang des Zwischenkreisspannungssensors	207
5.4 Übertragbarkeit des beschriebenen Ansatzes	210
5.5 Parametrisierung der FDI-Algorithmen	216
5.6 Zusammenfassung	217
6 Zusammenfassung, Beurteilung und Ausblick	220
6.1 Zusammenfassung der Arbeit	220
6.2 Bewertung der Ergebnisse und Ausblick	223
7 Anhang	225
7.1 Anhang zum Kapitel Modellierung	225
7.2 Anhang zum Kapitel Regelung	226
7.3 Anhang zum Kapitel Alternativsignale	229

Nomenklatur

Bezeichnungen der Antriebsregelung

\underline{I}	-	Raumzeiger eines Stromes
I	-	Betrag eines Stromes
\underline{U}	-	Raumzeiger einer Spannung
U	-	Betrag einer Spannung
$\underline{\Psi}$	-	Raumzeiger eines Flusses
Ψ	-	Betrag eines Flusses
P	-	Wirkleistung
Q	-	Blindleistung
S	-	Scheinleistung
T_T	-	Totzeit zur Verriegelung der PWM-Einschaltsignale
T_A	-	Abtastzeit des Regelsystems
T_{PWM}	-	Periodenzeit der PW modulierten Schaltsignale
D_u	-	Einschaltzeitenverhältnis der Umrichterbrücke der Phase u
D_v	-	Einschaltzeitenverhältnis der Umrichterbrücke der Phase v
D_w	-	Einschaltzeitenverhältnis der Umrichterbrücke der Phase w
s	-	Schlupf
M	-	Moment, auch Modulationsgrad
z_P	-	Polpaarzahl einer Drehstrommaschine

Bezeichnungen der Regelungstechnik

- A - Systemmatrix eines Zustandsraummodells
- B - Eingangsmatrix eines Zustandsraummodells
- C - Ausgangsmatrix eines Zustandsraummodells
- D - Durchgriffmatrix eines Zustandsraummodells
- L - Rückführmatrix eines Zustandsraumbeobachters
- \underline{x} - Zustandsgrößenvektor eines Zustandsraummodells
- \underline{u} - Eingangsgrößenvektor eines Zustandsraummodells
- \underline{y} - Ausgangsgrößenvektor eines Zustandsraummodells
- R - Residuenvektor einer Beobachterbank
- T - Zeitkonstante
- V - Streckenverstärkung
- F - Übertragungsfunktion
- K_P - Proportional-Reglerverstärkung
- K_I - Integral-Reglerverstärkung

Bezeichnungen elektrischer Parameter

- Z - Impedanz, auch Zähler
- X - Reaktanz
- R - ohmscher Widerstand
- L - Induktivität
- σ - Blondelscher Streufaktor
- σ_S - Streufaktor des Stators
- σ_R - Streufaktor des Rotors

Bezeichnungen der Winkellage und -geschwindigkeiten

- ω_K - Kreisfrequenz eines allg. Referenzsystems K
- γ_m - wirkliche elektrisch wirksame mechanische Rotorlage
- $\hat{\gamma}_m$ - beobachtete Rotorlage als Zustandsgröße des Drehzahlbeobachters
- $\tilde{\gamma}_m$ - geschätzte Rotorlage
- ω_m - wirkliche elektrisch wirksame mechanische Rotorkreisfrequenz
- $\hat{\omega}_m$ - beobachtete Rotorkreisfrequenz als Zustandsgröße des Drehzahlbeobachters
- ω_S - elektrische Statorkreisfrequenz
- $\hat{\omega}_S$ - beobachtete Statorkreisfrequenz als Zustandsgröße der Phasenregelschleife
- ω_R - elektrische Rotorkreisfrequenz
- γ_S - Winkel des Statorspannungsraumzeigers zu Statorphase a , auch Statorwinkel
- $\hat{\gamma}_S$ - beobachteter Statorwinkel als Zustandsgröße der Phasenregelschleife

Indizes und sonstige Bezeichnungen

S	-	Stator
R	-	Rotor
U	-	Umrichter
$m, mech$	-	mechanisch
$elektr.$	-	elektrisch
N	-	Netz
Zk	-	Zwischenkreis
eff	-	Effektivwert
$*$	-	Referenzwert
\wedge	-	beobachteter Wert
\sim	-	geschätzter Wert
σ	-	Streu
$'$	-	bezogen auf Stator
h	-	Haupt
μ	-	Magnetisierung
RFe	-	Eisenwiderstand
NPR	-	Netzpulsrichter
VF	-	Vorfilter
RF	-	Rückführfilter
W	-	Wind
T	-	Turbine
c_p	-	Leistungskoeffizient bei Windturbinen
β_p	-	Anstellwinkel eines Rotorblattes
λ	-	Schnelllaufzahl
ρ	-	Luftdichte

Verwendete Nomenklatur der Referenzsysteme

Die Bezeichnungen der Koordinatensysteme werden hochgestellt verwendet, die Kennzeichnung der Koordinaten in diesen Systemen erfolgt mit den tiefgestellten Indizes.

- K - allgemeines Koordinatensystem
- x, y - orthogonale Koordinaten des K -Koordinatensystems

- S - statorwindungsfestes Koordinatensystem
- α, β - orthogonale Koordinaten des S -Koordinatensystems
- a, b, c - Koordinaten in 3-phasiger Darstellung

- R - rotorwindungsfestes Koordinatensystem
- δ, ϵ - orthogonale Koordinaten des R -Koordinatensystems
- u, v, w - Koordinaten in 3-phasiger Darstellung

- US - statorspannungsfestes Koordinatensystem
- U - statorspannungsfestes Koordinatensystem
- d, q - orthogonale Koordinaten des U_S -Koordinatensystems

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Einleitung und Motivation

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Regelung eines doppeltgespeisten Asynchronengenerators, die sich tolerant zu Fehlern in den verwendeten Sensoren verhält, so dass nach einem Fehler ein unterbrechungsfreier Weiterbetrieb möglich ist.

Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Frequenzumrichtern haben eine breite industrielle Anwendung erfahren. Viele Gebiete sind weit erforscht und entwickelt, wenn auch kontinuierlich weitere Forschungsarbeiten durchgeführt werden müssen. Aktuelle Arbeiten dienen insbesondere auch der Erweiterung der Eigenschaften dieser Antriebe, wie zum Beispiel der Beherrschung nichtlinearer oder schwingungsfähiger Lasten, sensorloser Regelung oder der Erhöhung der Zuverlässigkeit. Auch Antriebe und Generatoren mit fehlertolerantem Verhalten, d.h. solche, die trotz Fehlern weiter in Betrieb bleiben, gehören zu den aktuellen Forschungszielen.

Redundante und fehlertolerante Konzepte werden bei Großantrieben seit langem verwendet [1], [2], [3], und basieren in der Regel auf redundanter oder teilredundanter Auslegung von Schlüsselkomponenten, so zum Beispiel der Stromrichter.

Idealerweise wird mehr Fehlertoleranz ohne weitere Zusatzkosten gefordert, also ohne weitere Redundanz und andere bauliche Veränderungen. Hier sind also vor allem Eingriffe in die Steuerung und Regelung interessant.

Insbesondere Windkraftanlagen auf See werden immer wieder als Beispiel für die Notwendigkeit von höherer Zuverlässigkeit genannt [4], [5], [6], da sie zeitweise schlecht erreichbar sind und daher nach einem Ausfall lange stillstehen. Aber auch für andere Anwendungen

ist eine höhere Fehlertoleranz wünschenswert. Kann zum Beispiel ein Pumpspeicherwerk zur Spitzenlastzeit nicht in das elektrische Versorgungsnetz einspeisen, entstehen hohe Einnahmeausfälle.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine gegenüber Sensorfehlern tolerante Regelung für einen Schleifringläufer-Asynchrongenerator zu entwerfen, zu testen und mit einer herkömmlichen Regelung zu vergleichen. Dabei sollen alle Sensoren betrachtet werden, die für den Betrieb des Generators benötigt werden. Die Regelung des Netzpulsstromrichters wird nicht betrachtet. Die zu entwerfende Regelung soll einen auftretenden Fehler selbsttätig erkennen und isolieren können, und daraufhin den Betrieb in einer Weise fortsetzen, die ohne den fehlerhaften Sensor auskommt. Hierzu soll der Regelung eine Auswahl von Alternativsignalen zur Verfügung stehen, die zum Beispiel durch Schätzer oder Beobachter berechnet werden. Alternativ dazu sollen Regelverfahren gesucht werden, die nicht den vollen Sensorsatz benötigen.

Die zu erkennenden Fehlerarten werden im Vorfeld nicht eingeschränkt. Es ist auch Ziel dieser Untersuchungen zu ergründen, für welche Fehlerarten eine Fehlertoleranz zu erreichen ist. Die entworfene Regelung soll an einem Laborteststand in Betrieb genommen werden, um sie ausführlich testen zu können.

1.2 Grundlagen und Eigenschaften der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

Die Bezeichnung doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird für eine Schleifringläufer-Drehfeldmaschine verwendet, deren in der Regel dreiphasige Stator- und Rotorwicklungen elektrisch zugänglich sind und die per Frequenzumrichter über den Rotor betrieben wird. Der Stator der Maschine wird üblicherweise direkt mit dem Netz verbunden, während die Anbindung des Rotors über Bürsten und Schleifringe erfolgt. Es werden überwiegend Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung eingesetzt, mit denen eine Spannung von variabler Amplitude und Frequenz in den Rotor eingeprägt wird. Dadurch ist es möglich, die Maschine vom Rotor her zu regeln, wie in Abbildung 1.1 zu sehen ist.

Zusammengefasst kann gesagt werden, dass der Netzpulsstromrichter die Zwischenkreisspannung regelt und bei Bedarf Blindleistung in das Netz einspeisen oder aus diesem entnehmen kann. Mit dem maschinenseitigen Umrichter an den Rotorwicklungen kann die Wirk- und Blindleistung der Maschine am Stator eingestellt werden.

Diese Konfiguration erlaubt es, einen Umrichter mit einer Bauleistung unterhalb der Gesamtscheinleistung zu verwenden, wenn für den Betrieb der Maschine nur ein begrenzter Drehzahlbereich verwendet werden soll. Dies ist der wichtigste Grund für die Verwendung dieser Topologie. Im Folgenden wird diese Eigenschaft kurz begründet. Diese Begründung soll nicht die ausführliche Beschreibung der Maschine in Kapitel 2 ersetzen.

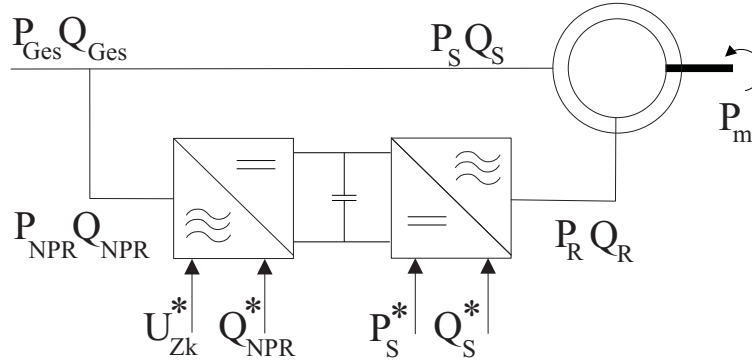


Abbildung 1.1: Doppeltgespeiste Schleifringläufer-Asynchronmaschine, geregelt durch einen Frequenzumrichter im Rotorkreis

Zur Verwendung in elektrischen Gleichungen berechnet sich die mechanische Kreisfrequenz nach Gleichung (1.1) aus der mechnischen Drehzahl N in Umdrehungen pro Sekunde sowie der Anzahl der Polpaare z_P . Die Rotorkreisfrequenz ergibt sich aus (1.2).

$$\omega_m = 2\pi N z_P \quad (1.1)$$

$$\omega_R = \omega_S - \omega_m \quad (1.2)$$

Der Schlupf s ist allgemein als Verhältnis von Rotor- zu Statorkreisfrequenz definiert, wie in Gleichung (1.3) beschrieben. Im Unterschied zu Kurzschlussläufer-Induktionsmaschinen ist sowohl für motorischen als auch generatorischen Betrieb sowohl positiver als auch negativer Schlupf möglich.

$$s = \frac{\omega_R}{\omega_S} \quad (1.3)$$

Weil die Statorkreisfrequenz im Netzbetrieb fest vorgegeben ist und die mechanische Kreisfrequenz durch das meist große Trägheitsmoment des Rotors in erster Näherung auch bestimmt ist bzw. sich nur langsam ändert, muss die Rotorkreisfrequenz durch den Regelalgorithmus des maschinenseitigen Pulsstromrichters so gewählt werden, dass die Gleichung (1.2) erfüllt ist. Ist dies nicht der Fall, wird die Maschine transient betrieben.

Der Statorfluss der Maschine wird in guter Näherung durch Amplitude und Frequenz der Statorspannung vorgegeben (1.4). Stator- und Rotorwicklungen sind durch den Hauptfluss

miteinander gekoppelt. Dieser ist in dem anschaulichen Spezialfall bei einem Rotorstrom von Null proportional zu dem Statorfluss (1.5). Die Beeinflussung erfolgt dabei durch Induktion, die proportional zur Ableitung des Hauptflusses ist. Fließt kein Rotorstrom, so entspricht der Hauptfluss dem Rotorfluss. Weil die Amplitude des Hauptflusses in netzgebundenem Betrieb weitestgehend durch die Netzspannung vorgegeben ist, ist die Ableitung des Rotorflusses bzw. Hauptflusses weitestgehend proportional zur Rotorkreisfrequenz ω_R , mit der der Hauptfluss sich über die Rotorwicklungen bewegt (1.6).

Somit ergibt sich, dass die in den Rotorwicklungen induzierte Spannung weitestgehend aus der Amplitude der Statorspannung und dem Schlupf bestimmt ist, wie auch in Abbildung 1.2 gezeigt.

$$\Psi_S(t) \approx \frac{|U_S|}{\omega_S} \cos(\omega_S t) \quad (1.4)$$

$$|\Psi_h| = \frac{L_h}{L_S} \Psi_S \big|_{I_R=0} \quad (1.5)$$

$$|U'_R| \approx \omega_R |\Psi_h| \big|_{I_R=0} \quad (1.6)$$

$$|U'_R| \approx s \frac{L_h}{L_S} |U_S| \quad (1.7)$$

Um die Maschine in einem stationären Zustand zu halten, muss die von dem Umrich-

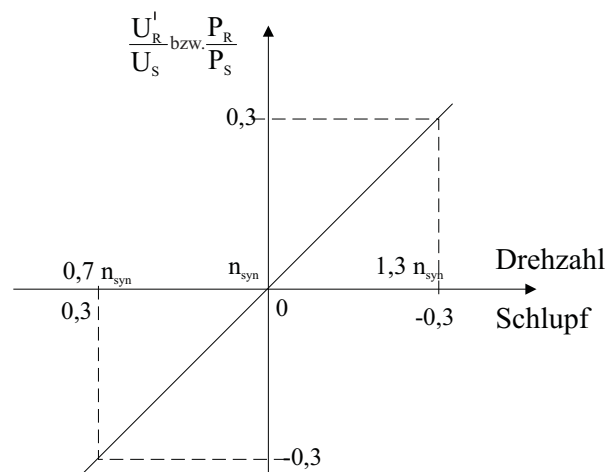


Abbildung 1.2: Die anzulegende Rotorspannung U'_R und die aufzubringende Rotorwirkleistung P_R ist weitgehend proportional zum Schlupf s

ter an den Rotor angelegte Spannung der induzierten Spannung entsprechen, plus einem stromabhängigen Spannungsabfall an den Streuimpedanzen. Die anzulegende Rotorspannung ist also weitgehend proportional zum Schlupf, wie in Abbildung 1.2 dargestellt ist. In dem Synchronpunkt, das heißt in dem Betriebspunkt, in dem der Rotor synchron zur

Statorspannung umläuft, gilt $\omega_R = 0$. Hier ist die induzierte Spannung in den Rotorwicklungen gleich Null.

Aus der Verwandtschaft der Asynchronmaschine mit einem Transformator ergibt sich, dass das Verhältnis von Stator- zu Rotorgrößen zusätzlich durch das Verhältnis der Windungszahlen und die gewählte Schaltgruppe der Wicklungen bestimmt wird. Dies wird durch das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} der Maschine beschrieben, mit dem die Rotorspannung hoch- oder heruntergespannt werden kann. Gleichungen (1.8) und (1.9) zeigen, dass dadurch die Rotorspannung von s und \ddot{u} abhängig ist, und die Rotorleistung proportional zu $s \cdot P_S$. Der Strom der Maschine wird nur über \ddot{u} beeinflusst, nicht aber von s . Hieraus ergibt sich, dass zwar die durch den Umrichter zur Verfügung zu stellende Blindleistung vom Schlupf abhängt, nicht aber der Blindstrom. Die Blindstrombilanz ist zusammen mit der Wirkleistungsbilanz in Abbildung 1.3 angegeben. Untersynchron wird Leistung in den Rotor eingespeist, übersynchron wird Leistung aus dem Rotor entnommen. In der Summe ergibt sich die mechanische Wirkleistung. Untererregt wird Blindstrom über den Stator und den Rotor aufgenommen, übererregt wird Blindstrom über den Rotor aufgenommen und über den Stator abgegeben. Zusammen ergeben sie den Magnetisierungsstrom I_μ .

$$U_R = s \frac{1}{\ddot{u}} U_S \tag{1.8}$$

$$P_R = s P_S \tag{1.9}$$

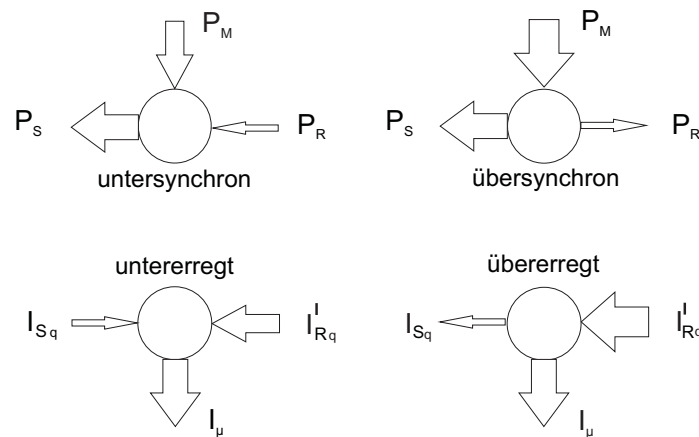


Abbildung 1.3: Wirkleistungsbilanz (oben) und Blindstrombilanz (unten) der doppeltgespeisten Asynchronmaschine im Generatorbetrieb, Wirkleistung und Blindstrom sind unabhängig voneinander einstellbar

1.2.1 Überblick über Anwendungsgebiete der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

In Anwendungsfällen, in denen nur ein begrenzter Drehzahlbereich um die Synchrondrehzahl der Maschine herum benötigt wird, kann wegen (1.8) und (1.9) die Baugröße des rotorseitigen Umrichters geringer ausfallen. In der Regel wird das Übersetzungsverhältnis genutzt, um die Rotorspannung herauf- und den Rotorstrom herabzusetzen, und auf diesem Wege die Spannungsfestigkeit des Umrichters ganz auszunutzen. Die notwendige Sperrfähigkeit der Leistungshalbleiter des maschinenseitigen Umrichters muss in jedem Fall über der Zwischenkreisspannung liegen, welche wiederum über der verketteten Netzspannung liegen muss [7].

Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird häufig als Generator in Windenergieanlagen angewendet [8], [9]. Zur optimalen Energieausbeute muss die Generatordrehzahl an die Windgeschwindigkeit angepasst werden [10]. Da die dem Wind entnehmbare Leistung mit der dritten Potenz der Windgeschwindigkeit zunimmt [11], kann mit einem relativ kleinen Geschwindigkeits-Stellbereich ein ausreichender Leistungsbereich abgedeckt werden. In Spezialfällen ist es möglich und sinnvoll den Stator vom Netz zu trennen und kurzzuschliessen [12], [13], um die Magnetisierungsverluste zu verringern. Somit wird die Maschine als eine Art Kurzschlussläufer betrieben.

Ähnliche Gesetzmäßigkeiten wie für Windkraftanlagen gelten auch für Wasserturbinen, so dass auch hier die doppeltgespeiste Asynchronmaschine Verwendung findet [14]. Analog dazu kann eine doppeltgespeiste Asynchronmaschine auch in Ventilations- und Pumpenanwendungen und somit motorisch verwendet werden.

Kleinere Anwendungsgebiete finden sich als Generator für einen beschränkten Drehzahlbereich zum Beispiel an der Hauptwelle eines Schiffes [15], [16] einer Lokomotive oder als Energiewandler für Schwungradspeicher [17]. Auch als Generator im Luftfahrtbereich wurden doppeltgespeiste Asynchronmaschinen vorgeschlagen [18], hier allerdings in einer bürstenlosen Variante.

1.2.2 Überblick über das Anwendungsgebiet Windturbine

Die Untersuchungen in dieser Arbeit sind unabhängig von dem Anwendungsgebiet des doppeltgespeisten Generators durchgeführt worden. In der Praxis findet sich die doppeltgespeiste Asynchronmaschine allerdings zum sehr überwiegenden Teil in Anwendungen als Energiewandler in Windenergieanlagen. Dies liegt daran, dass die Randbedingungen

des Betriebes einer Windenergieanlage sehr gut mit den Betriebseigenschaften eines doppeltgespeisten Asynchrongenerators übereinstimmen.

Die aus dem Wind entnommene Leistung P_W ist proportional zu der dritten Potenz der Windgeschwindigkeit v_W (1.10). Hierbei stellt ρ die Dichte der Luft dar, R_T ist der Radius der Turbinenblätter und der Leistungskoeffizient c_p ist abhängig von der Schnelllaufzahl λ und dem Anstellwinkel β_p der Rotorblätter zum Wind, dem sogenannten Pitchwinkel.

$$P_W = \frac{1}{2} \rho R_T^2 c_p(\lambda, \beta_p) v_W^3 \quad (1.10)$$

$$\lambda = \frac{\omega_W R}{v_W} \quad (1.11)$$

Der Koeffizient c_p hängt von der Schnelllaufzahl ab und hat für dreiflügelige Windkraftanlagen sein Maximum in der Regel für einen Wert zwischen sechs und acht. Neben dem besseren Netzverhalten ist eines der Argumente für drehzahlveränderliche Windenergieanlagen, dass die Schnelllaufzahl durch Nachführen der Rotordrehzahl nach der Windgeschwindigkeit eingeregelt werden kann, um c_p zu maximieren.

In der Regel wird der Betrieb von Windkraftanlagen in einen Leistungsoptimierungsbereich und einen Leistungsbegrenzungsbereich unterteilt. Die Leistungsbegrenzung findet für hohe Windgeschwindigkeiten durch Pitch-Verstellung statt. Für hohe Windgeschwindigkeiten ist ein hoher Wirkungsgrad also nicht erforderlich. Da die entnommene Leistung mit der dritten Potenz der Windgeschwindigkeit ansteigt, ist der Betrieb bei niedrigen Windgeschwindigkeiten in der Regel nicht lohnend. Die Windenergieanlage wird nur oberhalb einer Einschaltwindgeschwindigkeit betrieben. Es reicht also aus, den Leistungsbeiwert c_p innerhalb eines Geschwindigkeitsbandes zwischen Einschalt- und Begrenzungswindgeschwindigkeit zu maximieren. Dies bedeutet, dass die Generator Drehzahl ebenso nur in diesem Drehzahlband verstellbar sein muss.

Daneben ist bei Verwendung eines Umrichters die Regelung der Blindleistungsaufnahme der Maschine möglich. Die Maschine kann über den Rotor durch Einspeisen von Blindstrom erregt werden. Wird die Maschine derart erregt, so dass zusätzlicher Blindstrom über den Stator der Maschine aufgenommen wird, spricht man von untererregtem Betrieb. Wird die Maschine übererregt, so wird in den Rotor mehr Blindstrom als erforderlich eingespeist, so dass der Überschuss über den Stator an das Netz abgegeben wird.

Häufig wird gefordert, dass sich Windkraftanlagen an der Blindleistungsregelung des Netzes beteiligen. Nach [19] wird gefordert, dass Windenergieanlagen im stationären Betrieb über einen weiten Betriebsbereich 30 % der Nenn-Wirkleistung untererregt als Blindleistung aufnehmen können und 40 % der Nenn-Wirkleistung übererregt als Blindleistung

abgeben können. Dies stellt im Vergleich zu anderen Anschlussbedingungen eine hohe Anforderung dar. Es ist Ziel dieser Arbeit, eine fehlertolerante Regelung zu realisieren, die innerhalb eines sinnvollen Bereiches betriebsfähig ist. Daher wird in Abschnitt 4.1.1 auf diese Anforderungen verwiesen.

Ein sehr wichtiges Forschungsthema ist das Verhalten von Windkraftanlagen bei Netzfehlern, also dem Einbrechen der Netzspannung. Hierbei ist insbesondere das Erkennen eines solchen Fehlers sowie das Verhalten während des Fehlers wichtig. Dieses Thema wird in dieser Arbeit nicht behandelt.

1.3 Stand der Technik und Literatur

1.3.1 Fehlerdetektion und Isolation

Eine hervorragende, aktuelle Zusammenfassung des Standes der Technik in der modellbasierten Erkennung und Behandlung von Fehlern ist in [20] gegeben. Dort wird für dieses Gebiet die sehr verbreitete Bezeichnung FDI, englisch für "Fault Detection and Isolation", eingeführt, die auch in dieser Arbeit verwendet wird. Laut [20] bestehen zwei prinzipielle Möglichkeiten der modellbasierten FDI, wie in Abbildung 1.4 dargestellt.

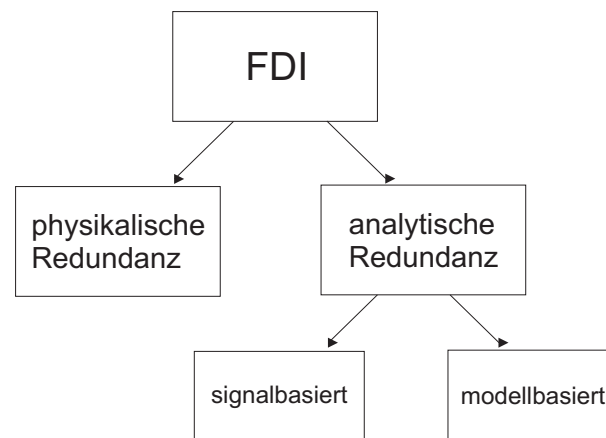


Abbildung 1.4: Fehlerdetektion und -isolation (FDI) durch physikalische oder analytische Redundanz. Analytische Redundanz kann auf Modellen basieren, oder auf der Auswertung von Signalen

Es handelt sich zum einen durch physisch redundante Auslegung des zu überwachten Systems, die zum Beispiel durch zusätzliche Sensoren oder Aktoren hergestellt werden kann, sowie zum anderen durch analytische Redundanz, die durch Beobachter oder

Schätzer, in der englischen Fachliteratur auch "Parity Equations" genannt [21], erreicht werden kann. Hierbei hat physische Redundanz den Nachteil, höhere Kosten zu verursachen, im Gegensatz zu der analytischen Redundanz, die normalerweise mit geringeren zusätzlichen Kosten einhergeht. In einer interessanten Arbeit [22] werden die Eigenschaften und Beschränkungen von fehlertoleranten Antrieben in Bezug zu den durch diese Maßnahmen entstehenden Kosten gesetzt.

Beiden Ansätzen, physische wie analytische Redundanz, ist gemein, dass Informationen über das zu überwachende System auf unabhängigen Wegen gesammelt werden, um aus dem Vergleich einen Rückschluss auf den Systemzustand zu ziehen. Innerhalb der Gruppe der analytischen Redundanz, die in der Regel ausgeprägte Kenntnis des Systems erfordert, wird zwischen modellbasierten und signalbasierten Verfahren unterschieden. Dieser Ansatz wird zum Beispiel in [23] beschrieben, der zwischen deterministischen und stochastischen Modellen unterscheidet. In [24] und [21] wird ähnlich vorgegangen und die Modelle werden in analytische und nichtparametrische Modelle unterschieden.

Modellbasierte Verfahren basieren auf einer Beschreibung des Systems anhand seiner physikalischen Eigenschaften, zum Beispiel durch Differenzialgleichungen, aus denen Beobachter oder Schätzer entwickelt werden. Durch paralleles Berechnen des Modells kann ein Residuum zwischen gemessenen und berechneten Werten zur Fehlerdetektion genutzt werden. Zu diesem modellbasierten Ansatz gehört das Konzept der Beobachterbank, bei dem mehrere Beobachter mit jeweils unterschiedlichen Eingangssignalen berechnet werden. In einem Fehlerfall kann so auf das fehlerhafte Signal geschlossen werden, wie in [25] beschrieben. Für modellbasierte Verfahren ist die Kenntnis der physikalischen Modellgleichungen und der Parameter des Systems wichtig.

Signalbasierte Methoden basieren auf einer Analyse der messbaren Ausgangssignale des Systems. Bei diesem Ansatz wird das gemessene Signal aufbereitet, zum Beispiel mit Hilfe von statistischen Verfahren. Aus den sich ergebenden Kennwerten, zum Beispiel Mittelwerten, Varianzen oder Fourierkoeffizienten, können mit Hilfe von vorab definierten Kriterien Residuen erstellt werden. In [26] und [27] wird darauf eingegangen, wie Änderungen in dem Ausgangssignal von Sensoren erkannt werden können. Eine sehr umfangreiche Darstellung gibt [28]. Für signalbasierte Ansätze ist in der Regel ein großer Erfahrungsschatz nötig, der erlaubt, zwischen fehlerfrei und fehlerhaft zu unterscheiden. Zudem entsteht durch die Berechnung von Größen aus den Signalen häufig ein Zeitversatz, so dass eine Fehlerdetektion im Vergleich zu den modellbasierten Verfahren langsamer erfolgt.

Sowohl bei physischer als auch bei analytischer Redundanz, und bei letzterer unabhängig von modellbasierter oder signalbasierter Betrachtung, ist die Erzeugung und geeignete Auswertung eines oder mehrerer Residuen notwendig [24]. Basierend auf der Auswertung

der Residuen findet die Analyse des Fehlers statt. Eine geeignete Auswertung des Residuums oder der Residuen zur Detektion oder Isolation eines Fehlers muss in der Praxis damit zurecht kommen, dass das Residuum auch im fehlerfreien Zustand nicht genau Null ist und das Verhalten eines Residuums nach einem Fehler unter verschiedenen Betriebsbedingungen und Fehlerarten unterschiedlich sein kann. Laut [20], [21] können sehr verschiedene Ansätze zur Residuenauswertung verwendet werden, die von einfachen Schwellwertauswertungen über signalbasierte, statistische Methoden bis zu wissensbasierten Methoden reichen.

Die Erkennung von Fehlern in komplexen technischen Systemen ist häufig eine sehr anwendungsspezifische Aufgabe. Häufig sind die angewandten Methoden schwierig auf andere Fälle übertragbar. Ein Vergleich ist selten sinnvoll zu bewerkstelligen. Einhergehend mit der Vielfalt der Methoden und Anwendungen hat sich eine Vielfalt von Begriffen entwickelt, die nicht selten inkonsistent verwendet werden. In vielen Arbeiten lässt sich der Prozess der Fehlerbehandlung in einzelne Schritte unterteilen. Nach dem in [29] beschriebenen Konzept können die folgenden vier Schritte definiert werden, zu denen explizit in [30] eine Nomenklatur vorgeschlagen wird, die im Weiteren verwendet wird.

Fehler:

Unerlaubte Abweichung von mindestens einer charakteristischen Eigenschaft oder eines Parameters von dem akzeptablen / normalen Wert.

Residuum:

Fehlerindikator, basierend auf der Abweichung zwischen einem Messwert und einer modellbasierten Berechnung.

Fehlerdetektion:

Bestimmung, dass ein Fehler im System aufgetreten ist, und des Zeitpunktes.

Fehlerisolation:

Bestimmung des Typs, des Orts und des Detektionszeitpunktes eines Fehlers. Folgt der Fehlerdetektion.

Nicht durch [30] vorgeschlagen, aber die obige Definitionen sinnvoll ergänzend kann die Liste durch den Begriff Rekonfiguration erweitert werden [20].

Rekonfiguration:

Umstellen der Regelstruktur oder des physischen Aufbaus eines Systems in einer Weise, so dass der Weiterbetrieb trotz eines Fehlers möglich ist.

In [31] wird ebenfalls eine sehr ausführliche Begriffsdefinition eingeführt, die sich auf [30] bezieht und die obigen Definitionen ergänzt. Die Begriffe Fehler, Fehlerdetektion und

Fehlerisolation werden deckungsgleich verwendet. Daneben wird dort eine Definition eines fehlertoleranten Systems gegeben und zwischen aktiven und passiven fehlertoleranten Systemen unterschieden.

Fehlertolerantes System:

Ein System, in dem ein Fehler mit oder ohne Verschlechterung des Verhaltens behandelt wird, welches aber durch Auftreten eines einzelnen Fehlers nicht ausfällt.

Aktives Fehlertolerantes System:

Ein fehlertolerantes System, in dem Fehler explizit erkannt und behandelt werden.

Passives Fehlertolerantes System:

Ein fehlertolerantes System, in dem Fehler nicht explizit erkannt und behandelt werden, sondern welches durch Auslegung durch einige gewisse Fehler nicht beeinflusst wird.

An dieser Stelle sei angemerkt, dass eine erschöpfende Untersuchung der Fehlerdetektion an einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine schwer möglich scheint, da die Anzahl der denkbaren Fehler und deren Abstufungen kombiniert mit den Möglichkeiten der Auslegung und Parametrierung des betrachteten Systems und dessen Regelung und kombiniert mit allen denkbaren Betriebspunkten zu einer unüberschaubaren Vielzahl von Einzelfällen führt.

Weiterhin ist auch bei genauer Untersuchung in der Literatur keine verlässliche Angabe zu finden, mit der die Ausfallwahrscheinlichkeit oder die häufigsten Fehlerarten in Umrichtern und deren Sensoren belegt werden können.

Im Weiteren wird eine modellbasierte Fehlerdetektion und -isolation für Sensorfehler angewandt. Zum einen sind die physikalischen Eigenschaften eines Drehstromgenerators durch Differentialgleichungen gut beschrieben und können ausreichend genau parametriert werden. Außerdem wird für die Fehlerdetektion und -isolation eine sehr schnelle Residuenbildung benötigt, da die elektrischen Vorgänge in der Maschine ebenfalls sehr schnell sind. Beide Eigenschaften sprechen für ein modellbasiertes Vorgehen. Eine genaue Beschreibung des in dieser Arbeit verwendeten aktiven fehlertoleranten Ansatzes wird in Kapitel 5 gegeben.

Nachfolgend wird, unterschieden nach dem jeweiligen Maschinentyp, ein Überblick über fehlertolerante Antriebsregelungen gegeben.

1.3.2 Sensorfehler in Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen

Die Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine stellt den am weitesten verbreiteten Maschinentyp dar. Dies spiegelt sich auch darin wieder, dass zu diesem Maschinentyp die mei-

sten Veröffentlichungen vorhanden sind, die sich mit der Detektion, Isolation und Rekonfiguration von Sensorfehlern in geschlossenen Regelkreisen beschäftigen. Im Folgenden sollen beispielhaft einige Ansätze beschrieben werden. Da sich die Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine im Aufbau und in der Regelung von der doppeltgespeisten Asynchronmaschine unterscheidet, können die Ergebnisse dieser Ansätze nur bedingt verwendet werden.

1.3.2.1 Sensorfehlertolerante Regelung von Elektrofahrzeugen

In [32] wird für die Anwendung in elektrischen Fahrzeugen ein Regelverfahren beschrieben, das auf vier unterschiedlichen Regelverfahren basiert. Die verwendeten Sensoren sind Stromsensoren und Lagegeber. Darüber hinaus muss die Phasenspannung an den Maschinenklemmen entweder durch Spannungssensoren an der Maschine oder durch Zwischenkreisspannungsmessung bekannt sein. Aus dem Lagegeber wird die Drehzahl berechnet, da die absolute Lage für die Regelung des Antriebs nicht verwendet wird. Außer als Rückführgröße für einen Drehzahlregelkreis wird die Drehzahl auch zur Berechnung eines Rotorflusswinkels benötigt.

Für den Betrieb mit Strom- und Drehzahlsensoren wird eine indirekte Feldorientierte Regelung verwendet. Für den Betrieb ohne Drehzahlsensor, aber mit Spannungs- und Strommessung, wird ein Flusschätzer verwendet, um eine drehzahlsensorlose feldorientierte Regelung zu realisieren. Der Flusschätzer ersetzt den sonst mit Hilfe des Drehzahlsensors bestimmten Rotorflusswinkel. Weiterhin ist es möglich, mit Hilfe des Rotorflusses die Drehzahl zu schätzen.

Stehen nur die Stromsensoren zur Verfügung, so kann eine skalare Strombetragsregelung verwendet werden. Es wird berichtet, dass in diesem Regelverfahren die Trennung von fluss- und momentbildendem Strom nicht sichergestellt werden kann. Aus dem letzten bekannten Arbeitspunkt wird der Schlupf extrapoliert, was aufgrund des lastabhängigen Schlupfes zu einer Lastabhängigkeit der Regeleigenschaften führt. Ist nur die Spannung bekannt, wird ein U/f -Verfahren verwendet, das von allen verwendeten Verfahren das schlechteste dynamische Verhalten aufweist. Abbildung 1.5 zeigt die Hierarchie der verwendeten Regelverfahren und die benötigten Signale.

Die Fehlerdetektion des Drehzahlsensors geschieht durch statistische Auswertung der Rotorgeschwindigkeit mit Hilfe eines mitlaufenden Messwertfensters: Eine starke Änderung der Drehzahl wird als Zeichen für einen Ausfall gedeutet, wenn sie schneller als die mechanische Zeitkonstante des Antriebes ist. Zur Fehlerdetektion der übrigen Sensoren ist nichts

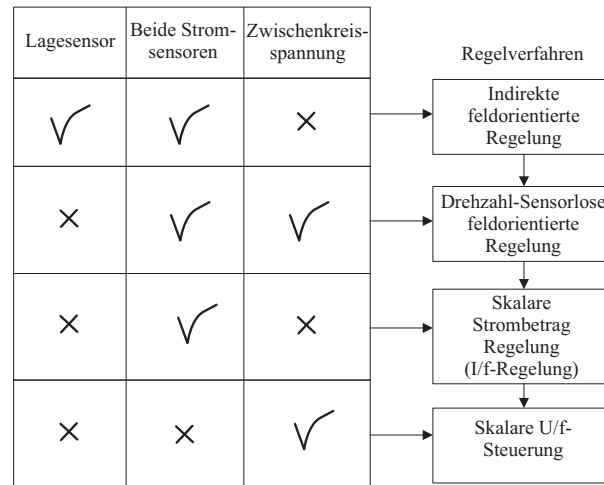


Abbildung 1.5: Hierarchie der Regelverfahren nach [32]. Ähnlich angegeben in [33]

bekannt gegeben. Während des Umschaltens von drehzahlsensor- zu flussschätzerbasierter Regelung werden die beiden Rotorflusswinkel synchronisiert, um einen Momentenstoß zu vermeiden. Es ist nicht im Detail beschrieben, wie dies realisiert ist. Es werden Mess- und Simulationsergebnisse vorgestellt, wobei nur die Rekonfiguration des Drehzahlsensors vorliegt.

Eine andere Gruppe von Autoren beschreibt in einer Serie von Papieren [34], [35], [33] und [36] einen fehlertoleranten Antrieb für ein Hybrid- oder Elektrofahrzeug. Das Konzept ist mit dem in [32] beschriebenen vergleichbar. Das betrachtete System besteht aus Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine mit Umrichter. Zur Regelung werden Stromsensoren, Spannungssensoren an den Maschinenklemmen und ein Drehzahlsensor verwendet. Der Antrieb ist tolerant gegen Fehler im Drehzahlsensor und in den Stromsensoren. Es werden nur Simulationsergebnisse vorgestellt.

In [33] und [34] werden vier verschiedene Regelverfahren verwendet, die mit unterschiedlichen Sensorsignalen betrieben werden können. Das erste verwendete Verfahren, eine indirekte Feldorientierte Regelung, wird verwendet wenn Strom- und Drehzahlsensoren verfügbar sind. Fällt der Drehzahlsensor aus wird eine (Drehzahl)-Sensorlose Feldorientierte Regelung verwendet. Das nächste vorgeschlagene Verfahren ist eine (Drehzahl)-Sensorlose Skalarregelung, die verwendet werden soll, wenn der Rotorflusswinkel nicht ausreichend genau zur Verfügung steht, was nach dortigen Angaben für sehr hohe Drehzahlen oder ungenau bekannte Parameter der Fall ist. Wahrscheinlich handelt es sich um die in [32] beschriebene Skalarregelung. Ist nur die Spannungsmessung verfügbar, wird eine Kennliniensteuerung nach dem U/f -Verfahren vorgeschlagen, wie in Abbildung 1.5 dargestellt ist. Davon abweichend werden in [36] andere Regelverfahren verwendet. Wird

ein Drehzahlsensor verwendet, so wird ein Sliding-Mode-Regler eingesetzt. Ist der Drehzahlsensor nicht verfügbar, wird ein Fuzzy-Logic basierter Regler verwendet.

Laut [36] und [34] besteht das verwendete Konzept zur Fehlererkennung und -isolation aus den Schritten 1) Fehlerdetektion; 2) Fehlerdiagnose; 3) Auswahl der Alternativstrategie; und 4) Implementation, was sicherlich die Rekonfiguration bezeichnet. In keiner der beiden Veröffentlichungen wird genau erklärt, wie ein Fehler erkannt oder isoliert wird. Zum Teil wird auf die Rekonfiguration des Drehzahlsensors eingegangen. Es wird angegeben, dass die Fehlerdetektion für den Drehzahlsensor mit Hilfe der Differenz zwischen gemessener und geschätzter Drehzahl bestimmt wird. Es ist zu vermuten, dass ähnliche Kreuzauswirkungen auftreten, wie in Abschnitt 5.2.1.2 dieser Arbeit beschrieben. In den genannten Arbeiten wird darauf nicht eingegangen.

1.3.2.2 Sensorfehlertolerante Regelung eines Antriebs

In [37] wird der Fehler eines Stromsensors in einem indirekt feldorientiert geregeltem Antrieb betrachtet. Es werden drei Stromsensoren zum Messen des dreiphasigen Stromes verwendet. Neben einem herkömmlichen PI-Drehzahlregler ist ein Fuzzyregler implementiert. Zwischen den Reglern kann umgeschaltet werden. Zum Regeln des momenten- und flussbildenden Stromes werden PI-Regler verwendet. Zur Bestimmung der Zustandsgrößen der Maschine wird ein Zustandsbeobachter mit den Zustandsgrößen Statorstrom und Rotorfluss in statorfesten Koordinaten verwendet. Zur Berechnung des Beobachters wird die Referenzspannung des Umrichters verwendet, so dass keine Spannungssensoren verwendet werden müssen. Es erscheint so, als ob keine Beobachterrückführung verwendet wird. Es werden zwei Methoden zur Fehlerdetektion vorgestellt, von denen eine auf der Auswertung der Residuen des Beobachters mit Hilfe von festen Entscheidungsregeln basiert. Die andere Methode basiert auf Fuzzy-Entscheidungsregeln, und wird als nicht vorteilhaft gegenüber der einfacheren Logik beschrieben. Beide Methoden verwenden eine Halte-Funktion, die mit Hilfe eines dort so genannten Erinnerungsfaktors das Fehlersignal eine halbe Periode hält. So wird eine unsichere Detektion und damit beständiges Hin- und Herschalten vermieden. Eine ähnliche Haltefunktion wird in Abschnitt 5.2.3 dieser Arbeit verwendet. Nach einer Fehlerdetektion wird der als fehlerhaft isolierte Sensor mit Hilfe der Kirchhoffschen Regel ersetzt. Es werden erfolgreiche Messergebnisse vorgestellt.

1.3.2.3 Sensorfehler bei direkter Momentenregelung

In [38] wird ein "Instrument Fault Detection Isolation Scheme" genanntes Konzept vorgestellt, das Drehzahlsensor und Stromsensorfehler erkennen soll. Betrachtet wird ein

Antrieb mit Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine, der mit einer direkten Momentenregelung betrieben wird. Hierzu werden drei Stromsensoren, ein Zwischenkreisspannungssensor und ein Drehzahlsensor verwendet. Es wird dargestellt, welche Fehler für den Drehzahlsensor und die Stromsensoren betrachtet werden, und wie diese sich auswirken. Fehler des Spannungssensors werden nicht betrachtet. Für den Drehzahlsensor wird ein kompletter Ausfall, ein zu geringer angezeigter Wert durch verlorene Pulse und ein teilweise unterbrochener Betrieb angenommen. Für die Stromsensoren wird ein Komplettausfall, ein teilweise unterbrochener Betrieb, ein Gleichanteil im angezeigten Signal, ein falscher Verstärkungsfaktor sowie die Sättigung des Stromsensors und Rauschen als mögliche Fehler angenommen. Es wird angegeben, dass ein fehlerhafter Drehzahlsensor bei der direkten Momentenregelung zu einer falsch eingeregelter Drehzahl führt, und dass Störungen der Stromsensoren ein schwankendes Drehmoment bewirken. Das Schema zur Fehlererkennung und Isolation besteht aus vier Funktionsblöcken: 1) Fehlerdetektion; 2) Fuzzy-adaptiver Flussbeobachter mit Drehzahlschätzer; 3) Residuungenerierung; 4) Fehlerisolation.

Dabei wird der Beobachter zur Berechnung von Rotorfluss und Statorstrom verwendet, wobei die Pole durch eine durch Fuzzy-Regeln adaptierte Rückführmatrix konstant gehalten werden. Dies entspricht einer geschwindigkeitsabhängigen Überblendung von verschiedenen Verstärkungsfaktoren. Wieso die Pole eines Beobachters bei konstanter Rückführung mit der Rotorgeschwindigkeit wandern, ist auch in Abschnitt 4.3.1 dieser Arbeit erklärt.

Der verwendete Beobachter adaptiert die Rotorgeschwindigkeit und den Statorwiderstand des Maschinenmodells, die Adaptionsgesetze sind detailliert angegeben. Die Fehlerdetektion basiert für die Stromsensoren auf einer Auswertung der Kirchhoffschen Summengleichung. Ein Fehler des Drehzahlsensors wird detektiert, wenn die geschätzte von der gemessenen Drehzahl abweicht. Hierzu wird eine einfache Schwelle verwendet. Die Isolation eines Stromsensorfehlers wird durch Bestimmung von zwei Residuen erreicht, wozu wieder eine Schwelle verwendet wird. Die Rekonfiguration eines Stromsensors erfolgt über die Kirchhoffsche Summengleichung, die des Drehzahlsensors durch die geschätzte Drehzahl aus dem Flussbeobachter. Es werden erfolgreiche Simulationsergebnisse gezeigt. Es wird angegeben, dass auch experimentelle Ergebnisse vorliegen, diese werden aber nicht präsentiert. Es wird angedeutet, dass die Parameter des Motors hierzu nicht genau genug bestimmt sind.

1.3.2.4 Sensorfehler in Traktionsanwendungen

In einer Reihe von Arbeiten [39],[40], [41], [42], [43] werden Verfahren zur fehlertoleranten Regelung eines Traktionsantriebs untersucht. Die Möglichkeiten, ein fehlertolerantes System zu entwickeln, werden in "multiple Hardware", die Rekonfiguration der Regelung und in die Verwendung einer gegen Fehler robusten Regelung eingeteilt. Hierbei werden zunächst in der Breite Fehlermöglichkeiten aufgeführt, die eigentlichen Untersuchungen behandeln danach aber nur die modellbasierte Detektion, Isolation und Rekonfiguration von Sensorfehlern. Sehr detailliert werden eine Reihe von Fehlern in den Strom- und Spannungssensoren an den Motorklemmen und an dem Lagegeber des Antriebs untersucht.

Der verwendete modellbasierte Ansatz stützt sich auf Paritätsgleichungen, die Schätzern entsprechen, und eine bilineare Zustandsraumdarstellung. Aus dieser Zustandsraumdarstellung werden Beobachter entwickelt, die zur Detektion von Fehlern verwendet werden, nicht aber zur Rekonfiguration. Hierbei werden mehrere Arten der Implementation der Beobachter und Detektionsverfahren untersucht und verglichen. Für die Beobachtung der Phasenspannungen des Modells wird der Ansatz eines Beobachters mit unbekanntem Eingangsgrößen gewählt, der sogenannte "Unknown Input Observer", auch UIO. Es wird nicht strikt zwischen Detektion und Isolation von Fehlern unterschieden, und die Rekonfiguration findet mit Hilfe der Kirchhofschen Beziehungen statt, da alle drei Phasen gemessen werden. Es wird nicht deutlich, wie und ob die Problematik der Kreuzbeeinflussung zwischen den Erkennungsverfahren für Strom-, Spannungs- und Lagesensoren gelöst wird. Es wird weiterhin nicht klar, ob und wie die Rekonfiguration von Sensorfehlern automatisiert implementiert wird. In dieser Arbeit werden bilineare Beobachter und Schätzer ausgewählt und angewendet, so dass diese Veröffentlichungen als wichtige Basis der vorliegenden Arbeit betrachtet werden können.

1.3.2.5 Sensorfehler in Industrieantrieben

In der sehr aufschlussreichen Arbeit [31] werden vor allem Fehler in den Stromsensoren und dem Lagegeber für den Betrieb von Standard-Industrieantrieben untersucht. Sie bestehen aus einer Diodenbrücke zum Netz hin und einem Umrichter mit zwei Stromsensoren, einem Zwischenkreisspannungssensor und einem Lagegeber an einer Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine. Neben dem Fokus auf Sensorfehler werden auch Fehler der Hardware untersucht, so zum Beispiel Fehler der Leistungshalbleiter.

Es wird ein modellbasierter Ansatz gewählt, mit dem Fehler in dem Lagegeber und den Stromsensoren untersucht werden. Als Modell der Asynchronmaschine wird ein bilineares

Zustandsraummodell verwendet, wie es auch in Kapitel 2 beschrieben wird. Mit Hilfe dieses Modells werden für den Lagegeber drei Verfahren und für die Stromsensoren zwei Verfahren zur Fehlerbehandlung untersucht. Zu diesem Zweck werden aus dem Modell Schätzer und Beobachter entwickelt. Zur Fehlerdetektion wird ein Residuum berechnet, welches auf drei Weisen ausgewertet wird: Mit Hilfe einer statischen Schwelle, mit Hilfe einer dynamischen Schwelle und durch eine statistische Bewertung des Residuums. Die Fehlerisolation wird durch Anwendung eines Referenz-Toleranzbandes beziehungsweise durch einen sogenannten Leistungsbilanzansatz ermöglicht.

Das bilineare Zustandsraummodell wird in [31] zur Berechnung eines bilinearen Beobachters verwendet. Da bei der Kurzschluss-Asynchronmaschine die Rotorströme nicht messbar sind, wird ein Rotorstromschätzer verwendet. Die geschätzten Ströme werden dann zur Rückführung der Zustände in den Beobachter verwendet. Mit Hilfe dieses Beobachters können Fehler des Lagegebers modellbasiert isoliert werden. Durch Anpassung dieses bilinearen Beobachters ist auch die Detektion von Fehlern der Stromsensoren möglich. Es wird nicht beschrieben, ob und wie Fehler in dem Lagegeber von Fehlern in den Stromsensoren unterschieden werden können, und ob beide Detektions- und Isolationsverfahren auch bei Fehlern der jeweils anderen Sensoren aktiviert waren.

Die Arbeit behandelt weiterhin die Rekonfiguration von Fehlern, die wie bereits in Abbildung 1.5 beschrieben mit Hilfe einer Hierarchie von Regelverfahren ermöglicht wird. Sind sowohl Strom- als auch Lagesensor vorhanden, wird eine rotorflussorientierte Regelung verwendet. Sind nur die Stromsensoren vorhanden, so wird eine schlupfkompensierte U/f Regelung verwendet, ist nur der Lagegeber vorhanden wird eine skalare Drehzahlregelung ausgeführt. Ist kein Sensor betriebsbereit, wird eine normale U/f -Steuerung aktiviert.

1.3.3 Sensorfehler in Permanenterregten Synchronmaschinen

In [44] wird der sensorfehlertolerante Betrieb eines Fahrzeugantriebes mit permanenterregter Synchronmaschine behandelt. Zur Regelung werden im Normalfall zwei Phasenströme, die Zwischenkreisspannung und die Rotorlage gemessen. Der Ausfall aller betrachteten Sensoren wird behandelt. Der Antrieb wird herkömmlich feldorientiert geregelt und kann in Feldschwächung betrieben werden. Zur Berechnung von Alternativsignalen für die Stromsensoren wird ein Zustandsbeobachter verwendet.

Zur Detektion eines Fehlers des Lagegebers wird die Differenz der gemessenen Lage zu einer nach der sogenannten EMK-Methode berechneten Lage betrachtet und eine Entscheidungsschwelle verwendet. EMK steht historisch für "Elektromagnetische Kraft" und

bezeichnet die induzierte Spannung in der Hauptinduktivität der Maschine. Eine vermutlich ähnliche EMK-Methode ist in dieser Arbeit in Abschnitt 4.2.1.4 beschrieben. Der Lagegeber wird durch die geschätzte Lage ersetzt, nachdem die Regelung bei laufender Maschine neu gestartet wird. Die Detektion eines Fehlers der Zwischenkreisspannungsmessung erfolgt durch Vergleich der ausgegebenen elektrischen Leistung und der geschätzten mechanischen Leistung, wozu eine Schwelle verwendet wird. Die gemessene Zwischenkreisspannung wird durch den Nominalwert der Zwischenkreisspannung ersetzt. Fehler der Stromsensoren werden mit Hilfe eines 25 ms langen Tests vor Beginn des Betriebs gesucht. Wird ein fehlerhafter Stromsensor gefunden, so wird er durch ein beobachtetes Signal ersetzt. Die Veröffentlichung behandelt den Strombeobachter detailliert. Dieser kann mit beiden Stromsensoren zur Rückführung betrieben werden, mit nur einem Sensor oder aber im offenen Schätzerbetrieb ohne Rückführung eines Residuums. Es wird angegeben, wie sich der beobachtete Strom im Vergleich zum tatsächlichen verhält, wenn die Parameter nicht genau bekannt sind. Das Umschalten des Beobachters wird im laufenden Betrieb durch experimentelle Messergebnisse präsentiert und zeigt gutes Verhalten. Unklar bleibt, ob im laufenden Betrieb eine Fehlerdetektion der Stromsensoren möglich ist, da der angegebene Test im Stillstand durchgeführt wird.

Es werden experimentelle Ergebnisse zur Fehlerdetektion des Stromsensors und Lagegebers präsentiert. Da für den Lagegeber und die Zwischenkreisspannungsmessung ein Vergleichssignal auch aus den Strommesswerten berechnet wird, stellt sich die Frage, wie verhindert wird, dass für den Fall eines fehlerhaften Stromsensors die Lage falsch geschätzt wird und daher ebenso ein Fehler des Lagegebers erkannt wird. Wie bereits erwähnt, sind solche Kreuzbeeinflussungen in Abschnitt 5.2.1.2 dieser Arbeit beschrieben.

1.3.4 Sensorfehlerdetektion für Gleichstrommaschinen

In einer frühen Arbeit [45] zur Sensorfehlerbehandlung für geregelte Gleichstromantriebe werden Fehler von Drehzahl und Stromsensoren untersucht. Es wird ein modellbasierter Ansatz verwendet, bei dem diejenigen Zustände des Systems, die durch die Sensoren gemessen werden, zusätzlich durch einen Beobachter bestimmt werden. Aus den gemessenen und beobachteten Zuständen werden zwei Residuen berechnet, aus denen auf einen Fehler geschlossen werden kann. Es werden Messergebnisse von erfolgreichen Fehlerdetektionen vorgestellt, allerdings werden die Fehler nicht rekonfiguriert.

1.3.5 Sensorfehler in Schleifringläufer-Asynchronmaschinen

In den Veröffentlichungen [46] und [47] wird an einer fehlertoleranten Regelung für eine doppeltgespeiste Asynchronmaschine gearbeitet. Die dort betrachtete Schleifringläufermaschine wird sowohl am Stator als auch am Rotor durch einen Umrichter gespeist, wie in Abbildung 1.6 gezeigt. Dadurch ist sie sehr flexibel zu regeln.

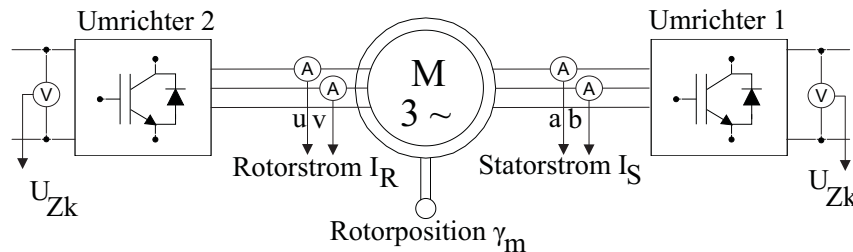


Abbildung 1.6: An Rotor und Stator aktiv doppeltgespeiste Asynchronmaschine und verwendete Sensoren nach [46]

In [46] wird die Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines fehlerhaften Stromsensors beschrieben, und Simulationsergebnisse gezeigt. Am Stator und am Rotor werden jeweils zwei Stromsensoren eingesetzt. Es wird beschrieben, wie die Sensorsignale in dem rotorflussorientierten Regelalgorithmus verwendet werden. Sie werden zuerst zur Bestimmung des Rotorflusses genutzt, an dem die Regelung orientiert wird. Zum Zweiten werden sie als Rückführsignale für die Rotor- und Statorstromregler verwendet. Desweiteren werden sie zur Linearisierung der Regelstrecke in einem Entkopplungsnetzwerk benutzt. Es ergeben sich also drei Angriffspunkte, an denen ein möglicher Fehler in die Regelung eingreift.

Die Fehlerdetektion und -isolation erfolgt durch die Bildung von Residuen zwischen dem gemessenen und geschätzten Stromsignal und Vergleich mit einer Schwelle, wobei nicht genau angegeben wird, in welchem Referenzsystem diese Rechnung erfolgt. Wenn einer der beiden Sensoren eines Paares als fehlerhaft eingestuft ist, wird das gesamte Paar durch geschätzte Signale ersetzt. Dies wird in der vorliegenden Arbeit ebenso gehandhabt. Die geschätzten Stromwerte werden über ein Flussmodell berechnet, wobei der Stator- und Rotorfluss nach dem Spannungsmodell des Flusses durch Integration bestimmt wird, wie auch in Abschnitt 2.2.4.3 beschrieben. Es wird nicht erklärt, wie ein Fehler eines Statorstromsensors von einem Rotorstromsensorfehler unterschieden wird. Auch hier sind Kreuzbeeinflussungen zu vermuten.

In [47] wird die Sensitivität der Regelung auf Fehler in verschiedenen Stromsensoren hergeleitet, die sich durch ihren Einfluss durch die oben genannten Verwendungspunkte der Strommessung ergibt. Es werden Simulationsergebnisse präsentiert.

1.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das Ziel der Arbeit beschrieben, eine gegenüber Sensorfehlern tolerante Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine zu erstellen. Es wurde auf die Anwendungsgebiete und Betriebseigenschaften der doppeltgespeisten Asynchronmaschine eingegangen, zur Einführung in die Thematik der Fehlerbehandlung wurde eine Nomenklatur aufgeführt und auf themenrelevante Veröffentlichungen anderen Autoren eingegangen.

Aus den vorgestellten Arbeiten können viele interessante Ansätze verwendet werden. So ist zunächst die Trennung von Detektion und Isolation nach [30] sehr hilfreich, und wird in Abschnitt 5.2.2.2 aufgenommen.

Weiterhin wird in Kapitel 4 dieser Arbeit eine Auswahl von Regelverfahren entwickelt, aus denen in Abhängigkeit des fehlerhaften Sensors ausgewählt wird, ähnlich wie in [44] und [33] beschrieben.

Zur Berechnung dieser Alternativsignale werden flussbasierte Schätzer, wie zum Beispiel in [46] und Beobachter, wie zum Beispiel in [38] verwendet. Nicht in allen beschriebenen Ansätzen werden die dort angegebenen Verfahren aber auch durch Messergebnisse untermauert. Insbesondere bleibt häufig unklar, wie mit den Kreuzbeeinflussungen durch fehlerhafte Messergebnisse auf die anderen Alternativsignale umgegangen wird. Nicht in allen Fällen wird eine Rekonfiguration im laufenden Betrieb vorgestellt. Auffällig ist, dass in keiner der gefundenen Quellen ein belastbarer Hinweis auf die Häufigkeit von Sensorfehlern gegeben wird.

Da elektrische Maschinen sehr gut durch Differentialgleichungssysteme beschrieben werden können, erscheint nach Untersuchung der Literatur im weiteren Verlauf der Arbeit ein FDI-Verfahren mit modellbasierter, analytischer Redundanz als gut geeignet. Zu diesem Zweck wird im Kapitel 2 die Modellierung des Systems der doppeltgespeisten Asynchronmaschine beschrieben.

Kapitel 2

Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine

2.1 Einleitung und Überblick

Die in dieser Arbeit zu realisierende fehlertolerante Regelung entsprechend dem Verfahren einer modellbasierten, analytischen Redundanz basiert auf einer hinreichend genauen Modellierung des betrachteten Systems. Ziel ist es, Sensorfehler durch parallel berechnete Maschinenmodelle zu entdecken, zu isolieren und das fehlerhafte Signal zu ersetzen.

In diesem Kapitel wird eine Zustandsraumdarstellung der Schleifringläufer-Asynchronmaschine hergeleitet, die den nichtlinearen Einfluss der Rotordrehzahl getrennt beinhaltet und flexibel für alle Koordinatensysteme einsetzbar ist. Neben einer kurzen Modellierung des mechanischen Systems werden zwei Modelle des Statorflusses der Maschine vorgestellt, welche es erlauben, einen Bezug zwischen dem Stator- und Rotorstrom herzustellen.

Die in den Modellen verwendeten Parameter sind die ohmschen Widerstände R_S bzw. R_R von Stator- und Rotorwicklungen, die Streuinduktivitäten $L_{S\sigma}$ bzw. $L_{R\sigma}$ von Stator und Rotor, sowie die Hauptinduktivität L_h . Um Stator- und Rotorgrößen in gemeinsamen Gleichungen zu verwenden, können die Rotorgrößen auf den Stator bezogen werden, wozu das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} der Maschine notwendig ist. Weiterhin wird die Sättigung der Hauptinduktivität der Maschine berücksichtigt, da diese einen großen Einfluss auf die Genauigkeit der Modellierung hat. Daneben werden Möglichkeiten der Modellierung der Eisenverluste aufgezeigt.

Die verwendeten Parameter werden durch umfangreiche Messungen für beide verwendeten Maschinen bestimmt. Hierbei wird ein Leerlauf- und ein Kurzschlussversuch verwendet.

Zusätzlich wird der aus dem Statorflussmodell hergeleitete Bezug zwischen Stator- und Rotorstrom zur Bestimmung der Parameter ausgenutzt.

Die so ermittelten Parameter werden zur Auslegung der Regelkreise in Kapitel 3 benötigt, sowie zur Parametrisierung der Alternativsignal-Modelle in Kapitel 4. Das Kapitel schließt mit einer Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse.

2.1.1 Der verwendete Laborteststand

Für die messtechnischen Untersuchungen zur fehlertoleranten Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine im Labor wird ein Teststand mit einer Nennleistung von 22 kVA verwendet. Dieser besteht aus einem selbst erstellten IGBT-Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis sowie den zur Regelung benötigten Signalprozessoren der Firma dSPACE samt Peripherie und Sensoren. Die verwendete Regelungssoftware ist in der Programmiersprache C komplett selbst erstellt worden. Es stehen zwei Schleifringläufer-Asynchronmaschinen zur Verfügung, die eine Nennleistung von 22 kW und 2,2 kW aufweisen, wobei die eigentliche Entwicklung an der 22 kW-Maschine stattfand. Anhand von Messungen an der 2,2 kW wird in Abschnitt 5.4 gezeigt, dass die Ergebnisse zwischen diesen beiden Baugrößen übertragbar sind. Hierdurch kann geschlossen werden, dass auch eine Übertragbarkeit auf andere Baugrößen möglich ist.

Beide Schleifringläufermaschinen sind an Lastmaschinen gekoppelt, die drehzahl- oder momentengeregt betrieben werden können. Zur Steuerung des Betriebs, zur Referenzwertvorgabe und zur Visualisierung steht ein PC zur Verfügung.

Das hier verwendete System und der dazugehörige Teststand soll genau beschrieben werden, um eine genaue Einschätzung des kompletten Systems zu ermöglichen. Hierzu gehört zunächst die Beschreibung der verwendeten Sensoren, die Modellierung der elektrischen Maschine und die Benennung der verwendeten Mikroprozessoren. Die Regelungsstruktur und deren Eigenschaften sind in Kapitel 3 beschrieben.

2.1.2 Für den Betrieb verwendete Sensoren

Für die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden die in Abbildung 2.1 gezeigten Sensoren verwendet. Die dreiphasigen Drehstromgrößen werden durch jeweils zwei Messungen bestimmt, während die nicht gemessene Phase nach der Kirchhoffschen Summenregel bestimmt wird. Es werden also jeweils zwei Sensoren zur Bestimmung von

Statorspannung \underline{U}_S , Statorstrom \underline{I}_S und Rotorstrom \underline{I}_R verwendet. Die Statorspannungen werden gegen den Neutralleiter des Netzes gemessen. Die Rotorspannung \underline{U}_R wird nicht gemessen, da hier die gepulste Ausgangsspannung des Umrichters anliegt. Anstatt einer Messung wird die Spannungsreferenz verwendet, die in Kapitel 3 beschrieben wird. Zusätzlich wird ein Inkrementalgeber zur Bestimmung der Rotorlage γ_m benutzt, sowie ein Spannungssensor zur Bestimmung der Zwischenkreisspannung U_{Zk} .

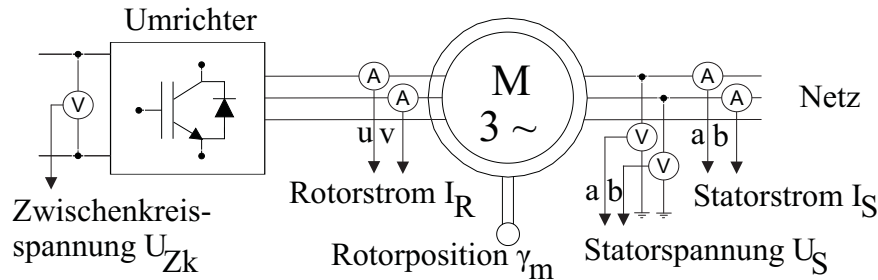


Abbildung 2.1: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine und verwendete Sensoren zur maschinenseitigen Regelung

2.1.3 Transformation von Drehstromgrößen

In einem Dreiphasensystem können die elektrischen Größen als Augenblicksgrößen in bzw. zwischen den Phasen gemessen werden. Diese drei Phasen liegen bei symmetrischen dreiphasigen Drehstromschienen räumlich 120° auseinander und können als Achsen eines Koordinatensystems betrachtet werden. Die gemessenen elektrischen Werte sind hierin die Achsenabschnitte und somit die Koordinaten. Diese werden im statorfesten System mit a, b und c bezeichnet, im rotorfesten System mit u, v und w . Die Angabe von drei Koordinaten ist nach den Kirchhoffschen Regeln überbestimmt, wenn kein Nullpunktleiter existiert.

Die drei allgemeinen Größen $G(t)$ eines dreiphasigen Systems können durch die sogenannte α - β - oder Concordia-Transformation nach Gleichungen (2.1) und (2.2) in ein orthogonales, zweiphasiges System überführt werden, dessen Achsen rechtwinklig aufeinander stehen [48]. Ein Nullsystem wird durch die angegebenen Gleichungen nicht übertragen, dies kann aber durch eine Erweiterung der Transformation erreicht werden. Dies gilt gleichermaßen für Ströme, Spannungen oder Flüsse. Sie werden im statorfesten System mit α und β bezeichnet, im rotorfesten System mit δ und ϵ . Das hochgestellte S bezeichnet das statorfeste, das hochgestellte R das rotorfeste Koordinatensystem. Die hochgestellten Bezeichnungen werden nur verwendet, wenn das Bezugssystem nicht schon durch die

Bezeichnung der Achsen mit α , β , δ und ϵ eindeutig beschrieben ist.

$$G_\alpha(t) = G_a(t) \quad (2.1)$$

$$G_\beta(t) = \frac{G_b(t) - G_c(t)}{\sqrt{3}} \quad (2.2)$$

Auf diese Weise lassen sich die gemessenen Statorgrößen sehr einfach in die Raumzeigerdarstellung nach Gleichung (2.3) überführen, da die α - bzw. δ -Komponente als Realteil und die β - bzw. ϵ -Komponente als Imaginärteil verstanden werden kann [7]. Gleichungen (2.4) und (2.5) stellen Betrag und Phasenwinkel des Raumzeigers in Polarkoordinaten dar. Alle in dieser Arbeit verwendeten Raumzeiger sind, wie in Gleichung (2.1) zu erkennen, amplitudentreu zu den ursprünglich gemessenen Signalen. Es existiert in der Literatur auch eine leistungstreue Raumzeigerdarstellung, die in dieser Arbeit nicht verwendet wird.

$$\underline{\vec{G}}^S = G_\alpha + jG_\beta \quad (2.3)$$

$$\underline{\vec{G}}^S = \sqrt{G_\alpha^2 + G_\beta^2} \cdot e^{j\varphi_G} \quad (2.4)$$

$$\varphi_G = \arctan \frac{G_\beta}{G_\alpha} \quad (2.5)$$

Durch diese Transformation in ein orthogonales Referenzsystem und die dadurch erreichte Darstellung als Raumzeiger kann dieser jetzt aus dem ursprünglichen klemmenfesten Koordinatensystem in ein beliebiges Koordinatensystem weitertransformiert werden. Dazu wird der Raumzeiger mit Hilfe der sogenannten Park-Transformation [48] nach Gleichungen (2.6) und (2.7) mit Hilfe eines Transformationswinkels γ_K in ein mit K bezeichnetes Koordinatensystem transformiert, in dem die x -Komponente den Real- und die y -Komponente den Imaginärteil darstellt. Es gilt somit $\underline{\vec{G}}^K = G_x + jG_y$. Dabei bleibt die Eigenschaft der Amplitudentreue erhalten. Eine andere häufig verwendete Darstellung der Park-Transformation ist in Gleichung (2.8) gezeigt. Die Darstellbarkeit in einem beliebigen Koordinatensystem erlaubt es, eine sinnvolle Ausrichtung des Referenzsystems zu wählen.

$$G_x = \sin(\gamma)G_\beta + \cos(\gamma)G_\alpha \quad (2.6)$$

$$G_y = -\sin(\gamma)G_\alpha + \cos(\gamma)G_\beta \quad (2.7)$$

$$\underline{\vec{G}}^K = \underline{\vec{G}}^S e^{-j\gamma_K} \quad (2.8)$$

2.1.4 Wahl eines synchronen Koordinatensystems

Als Zielsystem, in das die Drehstromgrößen transformiert werden, wird in der Regel ein System gewählt, das synchron mit dem Statorfluss, Rotorfluss oder Hauptfluss im Falle

einer Maschinenregelung [48] oder synchron mit der Netzspannung im Falle eines Netzpulsstromrichters umläuft [49]. In einem synchron mit den Maschinengrößen umlaufenden Koordinatensystem wird der Realteil häufig mit d und der Imaginärteil mit q bezeichnet, in Anlehnung an "direct" und "quadrature" aus dem Englischen.

Zur Regelung elektrischer Maschinen ist es sinnvoll, das System an einer Flusskomponente der Maschine zu orientieren. In diesem Fall ergibt sich die gewünschte Eigenschaft, dass die d -Komponente eines Stromes der flussbildenden Komponente entspricht, und die q -Komponente den Wirkstrom beinhaltet. Diese Aufteilung ist der Kerngedanke der sogenannten Feldorientierten Regelung [50] und ermöglicht das weitestgehend getrennte Beeinflussen von Fluss und Moment in Drehstromantrieben. Dies ist eine Eigenschaft, die vor Entwicklung der Feldorientierten Regelung nur von Gleichstrommaschinen bekannt war. Weiterhin stellen die so aufgespaltenen d - und q -Komponenten im stationären Betrieb Gleichgrößen dar. Diese lassen sich durch einfach umsetzbare PI-Regler bequem regeln, ohne dass eine bleibende Regelabweichung auftritt [7].

Netzpulsstromrichter werden wie erwähnt in der Regel an der Netzspannung orientiert, so dass die q -Komponente des Netzspannungsraumzeigers Null ist. In [49] und [51] wird hiervon abweichend ein Verfahren vorgestellt, bei dem dem Netz ein virtueller Fluss zugewiesen wird, und die Regelung an diesem orientiert wird. Dies entspricht der Vorstellung, dass die Netzanschlussklemmen als Klemmen einer Drehstrommaschine verstanden werden können.

Wenn die doppeltgespeiste Asynchronmaschine mit dem Stator am Netz betrieben wird, gibt die Netzspannung nach Gleichung (2.9) den Statorfluss der Maschine vor. Sowohl eine Orientierung an der Statorspannung als auch an dem Statorfluss ist denkbar. Da der Statorfluss der Statorspannung mit sehr guter Näherung um 90° folgt, wenn der Statorwiderstand R_S klein ist, ist der Unterschied zwischen diesen beiden Möglichkeiten darauf reduziert, dass die d - und q -Achsen vertauscht sind.

$$\underline{\Psi}_S(t) = \int_{t_0}^t \left(\underline{U}_S(t) - R_S \underline{I}_S(t) \right) dt + \underline{\Psi}_S(t_0) \quad (2.9)$$

Eine Orientierung an Statorspannung oder Statorfluss führt dann zu identischen Ergebnissen, wenn bei der Berechnung des Statorflusses der Statorwiderstand vernachlässigt wird. Für einen nicht vernachlässigten Statorwiderstand kann ein unterschiedliches Verhalten für den Fall eines großen Statorstromes vermutet werden. Für die Betrachtung des Kurzschlussverhaltens kann es also einen Unterschied geben. In [52] werden die beiden angeführten Methoden der Orientierung beschrieben und kein großer Unterschied festgestellt.

In dieser Arbeit wird für die Regelung der doppeltgespeisten Maschine und des Netzpulsstromrichters ausschließlich eine Orientierung an der Statorspannung verwendet. Um einen Transformationswinkel zu erhalten wird die Stator- bzw. Netzspannung gemessen und mit Hilfe einer Phasenregelschleife (englisch Phase-Locked-Loop, kurz PLL) ein Statorspannungswinkel $\hat{\gamma}_S$ bzw. für den Netzpulsstromrichter ein Netzspannungswinkel $\hat{\gamma}_N$ bestimmt. Die verwendete sogenannte dq -PLL ist in [53] und in dieser Arbeit genauer im Abschnitt 3.5.1 beschrieben.

Für die Transformation der Rotorgrößen der Maschine wird ein Rotortransformationswinkel γ_R nach Gleichung (2.10) bestimmt, wozu der mechanische Winkel γ_m benötigt wird. Dieser wird mit Hilfe eines Lagegebers gemessen oder, wie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, geschätzt.

$$\gamma_R = \hat{\gamma}_S - \gamma_m \quad (2.10)$$

2.2 Modell der Schleifringläufer-Asynchronmaschine

2.2.1 Annahmen

Es wird ein Zustandsraummodell verwendet und hier dargestellt, welches mit Hilfe der Spannungsgleichungen und der Raumzeigertheorie in [48] abgeleitet wurde.

Dabei wird die Annahme getroffen, dass die Stator- und Rotorwicklungen symmetrisch aufgebaut sind und nullsystemfrei gespeist werden. Skin-Effekte in den Wicklungen und Verluste durch Lagerreibung werden vernachlässigt. Verluste durch Ummagnetisierung des Eisens und die Sättigung der Hauptinduktivität werden in einem zweiten Schritt berücksichtigt.

Zeitlich veränderliche Parameter, wie z.B. Sättigungseffekte der Induktivitäten und eine Temperaturabhängigkeit des ohmschen Widerstands der Stator- und Rotorwicklung, werden bei der Ableitung nicht explizit berücksichtigt. Sie sind jedoch durch variable Parameter einfach in die hergeleitete Zustandsraumdarstellung zu übernehmen, was insbesondere zur Nachbildung der Sättigung der Hauptinduktivität genutzt wird.

Für die Modellierung werden der elektrische und der mechanische Teil getrennt betrachtet. Die getrennte Betrachtung ist vertretbar, sofern das mechanische System sehr viel größere Zeitkonstanten aufweist als das elektrische, oder wenn ein von außen einwirkendes Lastmoment die Drehzahl der doppeltgespeisten Asynchronmaschine konstant hält.

Die Stator- und Rotorspannungen sowie die elektrische Kreisfrequenz ω_m nach Gleichung (1.1) stellen die Eingangsgrößen des Zustandsraummodells dar. Die Ausgangsgrößen des Systems sind die Stator- und Rotorströme sowie das innere Moment der Maschine. Die mechanische Differentialgleichung eines Antriebs kann so aufgefaßt werden, dass das innere Moment und das Lastmoment als Eingangsgrößen und die Drehzahl als Ausgangsgröße betrachtet werden.

2.2.2 Zustandsraummodell des elektrischen Systems

Im Weiteren werden die elektrischen Größen als Raumzeiger verwendet. Die folgenden Rechnungen sind auch in 2.2.2 angegeben.

Sinnvollerweise werden die Rotorgrößen mit dem Übersetzungsverhältnis von Rotor zu Stator auf den Stator bezogen. Die bezogenen Rotorgrößen werden durch gestrichene Zeichen gekennzeichnet, wie in den Gleichungen (2.11) bis (2.13) angegeben. Die Parameter werden mit \ddot{u}^2 bezogen.

$$\underline{I}'_R = \frac{1}{\ddot{u}} \underline{I}_R \quad (2.11)$$

$$\underline{U}'_R = \ddot{u} \underline{U}_R \quad (2.12)$$

$$R'_R = \ddot{u}^2 R_R \quad (2.13)$$

$$L'_R = \ddot{u}^2 L_R \quad (2.14)$$

Die Hauptinduktivität bezogen auf den Stator wird als L_h bezeichnet. Stator- und Rotorinduktivität werden mit L_S und L_R bezeichnet, wobei $L_S = L_h + L_{S\sigma}$ und $L'_R = L_h + L'_{R\sigma}$ gilt. Hierbei stellen $L_{S\sigma}$ und $L_{R\sigma}$ die stator- bzw. rotorseitige Streuinduktivität dar. Der ohmsche Widerstand der Wicklungen wird durch R_S und R_R bezeichnet. Die Maschengleichungen für Stator und Rotor sind in den Gleichungen (2.15) und (2.16) gegeben. Dabei sind die Gleichungen jeweils in ihrem natürlichen Referenzsystem angegeben, was durch das hochgestellte S und R verdeutlicht wird. Die Raumzeiger des Stator- und Rotorflusses werden durch $\underline{\Psi}_S$ und $\underline{\Psi}_R$ bezeichnet. Um beide Gleichungen verrechnen zu können, muss Gleichung (2.16) in das statorfeste Koordinatensystem (2.17) überführt werden. Hierzu wird die relative Kreisfrequenz $\omega_m = 2\pi \frac{z_p n}{60}$ zwischen den beiden Systemen benötigt, wobei

n die Drehzahl und z_p die Polpaarzahl der Maschine ist.

$$\underline{U}_{\rightarrow S}^S = R_S \underline{I}_{\rightarrow S}^S + \frac{d\Psi_{\rightarrow S}^S}{dt} \quad (2.15)$$

$$\underline{U}_{\rightarrow R}^R = R'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^R + \frac{d\Psi_{\rightarrow R}^R}{dt} \quad (2.16)$$

$$\underline{U}_{\rightarrow R}^S = R'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^S - j\omega_m \Psi_{\rightarrow R}^S + \frac{d\Psi_{\rightarrow R}^S}{dt} \quad (2.17)$$

Die Gleichungen (2.15) und (2.17) können in ein beliebiges, gemeinsames Koordinatensystem K transformiert werden, das mit der Kreisfrequenz ω_K relativ zum Stator der Maschine rotiert. Die Transformation nach Gleichung (2.8) ergibt die Gleichungen (2.18) und (2.19).

$$\underline{U}_{\rightarrow S}^K = R_S \underline{I}_{\rightarrow S}^K + j\omega_K \Psi_{\rightarrow S}^K + \frac{d\Psi_{\rightarrow S}^K}{dt} \quad (2.18)$$

$$\underline{U}_{\rightarrow R}^K = R'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^K + j(\omega_K - \omega_m) \Psi_{\rightarrow R}^K + \frac{d\Psi_{\rightarrow R}^K}{dt} \quad (2.19)$$

Die Ströme sind nach Gleichungen (2.20) und (2.21) mit den Flüssen verknüpft.

$$\Psi_{\rightarrow S}^K = L_S \underline{I}_{\rightarrow S}^K + L_h \underline{I}_{\rightarrow R}^K \quad (2.20)$$

$$\Psi_{\rightarrow R}^K = L_h \underline{I}_{\rightarrow S}^K + L'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^K \quad (2.21)$$

Werden die Beziehungen aus (2.20) und (2.21) in die Gleichungen (2.18) und (2.19) eingesetzt, so erhält man (2.22) und (2.23).

$$\underline{U}_{\rightarrow S}^K = R_S \underline{I}_{\rightarrow S}^K + j\omega_K L_S \underline{I}_{\rightarrow S}^K + j\omega_K L_h \underline{I}_{\rightarrow R}^K + L_S \frac{d\underline{I}_{\rightarrow S}^K}{dt} + L_h \frac{d\underline{I}_{\rightarrow R}^K}{dt} \quad (2.22)$$

$$\underline{U}_{\rightarrow R}^K = R'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^K + j(\omega_K - p\omega_m) L_h \underline{I}_{\rightarrow S}^K + j(\omega_K - \omega_m) L'_R \underline{I}_{\rightarrow R}^K + L_h \frac{d\underline{I}_{\rightarrow S}^K}{dt} + L'_R \frac{d\underline{I}_{\rightarrow R}^K}{dt} \quad (2.23)$$

An dieser Stelle kann eine Aufspaltung in Real- und Imaginärteil vorgenommen werden, wobei im K -System der Realteil mit x und der Imaginärteil mit y bezeichnet wird.

$$U_{sx}^K = R_S I_{sx}^K - \omega_K L_S I_{sy}^K - \omega_K L_h I'_{Ry}^K + L_S \frac{dI_{sx}^K}{dt} + L_h \frac{dI'_{Rx}^K}{dt} \quad (2.24)$$

$$U_{sy}^K = R_S I_{sy}^K + \omega_K L_S I_{sx}^K + \omega_K L_h I'_{Rx}^K + L_S \frac{dI_{sy}^K}{dt} + L_h \frac{dI'_{Ry}^K}{dt} \quad (2.25)$$

$$U'_{Rx}^K = R'_R I'_{Rx}^K - (\omega_K - \omega_m) L_h I_{sy}^K - (\omega_K - \omega_m) L'_R I'_{Ry}^K + L_h \frac{dI_{sx}^K}{dt} + L'_R \frac{dI'_{Rx}^K}{dt} \quad (2.26)$$

$$U'_{Ry}^K = R'_R I'_{Ry}^K + (\omega_K - \omega_m) L_h I_{sx}^K + (\omega_K - \omega_m) L'_R I'_{Rx}^K + L_h \frac{dI_{sy}^K}{dt} + L'_R \frac{dI'_{Ry}^K}{dt} \quad (2.27)$$

Um das System in die Form einer Zustandsraumdarstellung nach Gleichung (2.28) und (2.29) zu bringen, werden die Spannungen als Eingangsgrößen und die Ströme als Zustandsgrößen definiert, wie in den Gleichungen (2.30) und (2.31) angegeben. Die Matrizen A und B heißen die System- bzw. Eingangsmatrix des Systems. Die Ausgangsgrößen \underline{y} werden mit Hilfe der Ausgangsmatrix C berechnet. Während die Durchgriffmatrix D normalerweise für die Modellierung von Drehstromantrieben nicht verwendet wird, kann sie hier zur Berücksichtigung der Eisenverluste dienen. Dieses wird genauer in Abschnitt 4.3.1 beschrieben.

$$\dot{\underline{x}} = A\underline{x} + B\underline{u} \quad (2.28)$$

$$\underline{y} = C\underline{x} + D\underline{u} \quad (2.29)$$

$$\underline{u} = [U_{sx} \quad U_{sy} \quad U'_{Rx} \quad U'_{Ry}]^T \quad (2.30)$$

$$\underline{x} = [I_{sx} \quad I_{sy} \quad I'_{Rx} \quad I'_{Ry}]^T \quad (2.31)$$

Mit der Definition für den Blondelschen Streukoeffizienten nach Gleichung (2.32) ergeben sich die Matrizen der Zustandsraumdarstellung, die in (2.33), (2.34) und (2.35) angegeben sind.

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_S L'_R} \quad (2.32)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & \omega_K + \frac{L_h^2}{\sigma L_S L'_R} \omega_m & \frac{L_h R'_R}{\sigma L_S L'_R} & \omega_m \frac{L_h}{\sigma L_S} \\ -(\omega_K + \frac{L_h^2}{\sigma L_S L'_R} \omega_m) & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & -\omega_m \frac{L_h}{\sigma L_S} & \frac{L_h R'_R}{\sigma L_S L'_R} \\ \frac{L_h R_S}{\sigma L'_R L_S} & -\omega_m \frac{L_h}{\sigma L'_R} & -\frac{R'_R}{\sigma L'_R} & \omega_K - \frac{1}{\sigma} \omega_m \\ \omega_m \frac{L_h}{\sigma L'_R} & \frac{L_h R_S}{\sigma L'_R L_S} & -(\omega_K - \frac{1}{\sigma} \omega_m) & -\frac{R'_R}{\sigma L'_R} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_h}{\sigma L'_R L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_h}{\sigma L'_R L_S} \\ -\frac{L_h}{\sigma L'_R L_S} & 0 & \frac{1}{\sigma L'_R} & 0 \\ 0 & -\frac{L_h}{\sigma L'_R L_S} & 0 & \frac{1}{\sigma L'_R} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Es ist zu sehen, dass sich in der Matrix A nach Gleichung (2.33) Terme befinden, die abhängig von der mechanischen Kreisfrequenz ω_m und von der Kreisfrequenz ω_K des

gewählten Koordinatensystems sind. Diese Darstellung kann zu Gleichung (2.36) umgeformt werden, deren Terme in Gleichungen (2.37) bis (2.38) dargestellt sind. Hierdurch werden die Terme separiert, die von ω_m abhängig sind, wodurch ω_m zu einer weiteren Eingangsgröße des Systems wird. Ein solches System wird als bilineares System bezeichnet [42].

$$A = \overbrace{A'_0}^{A_0} + A_K \omega_K + A_1 \omega_m \quad (2.36)$$

$$A'_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & 0 & \frac{L_h R'_R}{\sigma L_S L'_R} & 0 \\ 0 & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & 0 & \frac{L_h R'_R}{\sigma L_S L'_R} \\ \frac{L_h R_S}{\sigma L'_R L_S} & 0 & -\frac{R'_R}{\sigma L'_R} & 0 \\ 0 & \frac{L_h R_S}{\sigma L'_R L_S} & 0 & -\frac{R'_R}{\sigma L'_R} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$A_K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_h^2}{\sigma L_S L'_R} & 0 & \frac{L_h}{\sigma L_S} \\ -\frac{L_h^2}{\sigma L_S L'_R} & 0 & -\frac{L_h}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{L_h}{\sigma L'_R} & 0 & -\frac{1}{\sigma} \\ \frac{L_h}{\sigma L'_R} & 0 & +\frac{1}{\sigma} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Somit ist ein allgemeines Zustandsraummodell für den elektrischen Teil der doppeltgespeisten Asynchronmaschine hergeleitet worden.

Wie bereits erwähnt, ist es häufig sinnvoll, ein speziell orientiertes Koordinatensystem zu verwenden. Dieses ist durch die Variable ω_K in der Darstellung berücksichtigt. Die Wahl des Koordinatensystems kann fest in den konstanten Teil der Systemmatrix A_0 verankert werden. Wichtige Koordinatensysteme in dieser Arbeit sind das statorfeste, das rotorfeste und das synchron mit der Netzspannung umlaufende Koordinatensystem. Wie bereits begründet, wird in dieser Arbeit eine Orientierung an der Statorspannung verwendet.

Wie bereits erwähnt, wird die Regelung der Maschine und des Netzpulsstromrichters in dieser Arbeit an der Netzspannung orientiert. Daneben werden auch die natürlichen Referenzsysteme der elektrischen Größen, die Stator- und die Rotorwicklungen, verwendet. Tabelle 2.1 stellt die drei Koordinatensysteme übersichtlich dar.

In die Darstellung nach Gleichung (2.36) geht nur die Winkelgeschwindigkeit, nicht aber die Winkellage des verwendeten Koordinatensystems ein. Es ist allerdings zu beachten,

Koordinatensystem	$\omega_K =$	Indizes	Bezeichnung
Statorfest	0	$\alpha\beta$	S
Rotorfest	ω_m	$\delta\epsilon$	R
Netzspannungsfest	$2\pi f_S$	dq	U

Tabelle 2.1: Zusammenstellung wichtiger Koordinatensysteme mit Achsenbezeichnungen und Umlauf-Kreisfrequenzen relativ zu dem Stator.

dass die Zustands- und Eingangsgrößen in dieser Darstellung jeweils die Größen in dem jeweils betrachteten Koordinatensystem K darstellen. Für die Transformation dieser Größen aus ihrem jeweiligen natürlichen Koordinatensystem, also dem stator- oder rotorfesten Koordinatensystem, wird die Winkellage γ_K benötigt.

Anstatt der Stator- und Rotorströme können auch die Stator- und Rotorflüsse oder beliebige Kombinationen aus diesen Größen als Zustandsgrößen verwendet werden. So ist anstelle des $[I_S I_R]$ -Modells nach (2.33), (2.34) und (2.35) auch ein $[\Psi_S I_R]$ -Modell möglich [54]. Insbesondere für Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen wird häufig in einem $[I_S \Psi_R]$ Modell der Rotorfluss als Zustandsgröße gewählt [55], [56]. Ebenso kann die Darstellung in ein $[\Psi_S \Psi_R]$ -Modell umgewandelt werden. Alle diese Modelle sind equivalent.

Das Zustandsraummodell des elektrischen Systemteils wird in den Zustandsraumbeobachtern in Abschnitt 4.3.1 verwendet.

2.2.3 Zustandsraummodell des mechanischen Systems

Die Modellierung des mechanischen Systems erfolgt getrennt von der Modellierung des elektrischen Systems. Die Drehzahl des Systems ergibt sich als Integral über die Differenz zwischen elektrischem Moment und Lastmoment (2.40), der Winkel des Rotors ist das Integral der Kreisfrequenz (2.41).

In diese Darstellung kann auch ein eventuelles Reibmoment aufgenommen werden, z.B. als ein zusätzliches geschwindigkeitsabhängiges Lastmoment. Die physikalische Verbindung des elektrischen mit dem mechanischen Teilmodell erfolgt über das durch die elektrischen Größen erzeugte Drehmoment M_{el} . Dieses Drehmoment kann nach Gleichung (2.42) nichtlinear und unabhängig vom Referenzsystem aus den Zustandsgrößen des elektrischen Systems berechnet werden, wobei z_p die Polpaarzahl und J das rotatorische

Trägheitsmoment der Maschine darstellt.

$$\omega_m = \frac{1}{J} \int_{t_0}^t (M_{el} - M_{Last}) dt + \omega_m(t_0) \quad (2.40)$$

$$\gamma_m = \int_{t_0}^t \omega_m(t) dt + \gamma_m(t_0) \quad (2.41)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} z_p L_h (I_{Sx} I'_{Ry} - I_{Sy} I'_{Rx}) \quad (2.42)$$

Es ist möglich, ein Zustandsraummodell des mechanischen Systems aufzustellen (2.43). Dieses Zustandsraummodell des mechanischen Teilsystems wird in dem Drehzahlbeobachter nach Abschnitt 3.5.2 verwendet.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_m \\ \gamma_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ \gamma_m \end{bmatrix} + \frac{1}{J} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{el} \\ M_{Last} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

2.2.4 Modelle auf Basis des Statorflusses

Da in der verwendeten Anordnung die Schleifringläufer-Asynchronmaschine mit dem Stator an das Netz angeschlossen ist, ist die Orientierung an der Netzspannung für die Regelung der Maschine nahe liegend.

Die Netzspannung gibt direkt die Amplitude und die Kreisfrequenz des Statorflusses vor. Durch den Fluss wiederum wird die Kopplung zwischen Stator und Rotor der Maschine erreicht. Die Berechnung des Statorflusses stellt daher einen wichtigen Schritt zum Verständnis der Maschine dar und soll hier ausführlich behandelt werden.

Zur Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine wird häufig der Statorfluss zur Orientierung des Koordinatensystems verwendet, in dem die Regelung der Maschine arbeitet [57], [58], [59], [18], [60], [61]. Alternativ ist die Orientierung an dem Luftspaltfluss, wie in [62] und [63] beschrieben, möglich. Daneben wird eine Orientierung an der Statorspannung verwendet, zum Beispiel von [13], [64], [65], [66] und [17]. Ein Vergleich zwischen der Orientierung an Statorfluss und -spannung ist in [67] und [12] beschrieben, wobei die Spannungsorientierung einen Stabilitäts-Vorteil bei großem Stator-Blindstrom aufweist. Die Orientierung an der Netzspannung wird dort auch als Orientierung an dem Netzfluss bezeichnet.

Im Folgenden werden zwei bekannte Modelle zur Berechnung des Flusses vorgestellt. Zunächst wird das sogenannte Spannungsmodell des Statorflusses erläutert, wobei auch auf die Wahl der Orientierung eingegangen wird. Anhand des Spannungsmodells wird auch gezeigt, dass die Orientierung an Statorfluss oder -spannung sich nur sehr marginal

unterscheidet. Anschließend wird ein Strommodell zur Berechnung des Statorflusses in verschiedenen Detailstufen behandelt.

Die Kombination von Spannungs- und Strommodell ergibt interessante Ansätze zur Berechnung von Maschinenzuständen und Parametern [65]. Dies wird zum Beispiel zur Berechnung der Rotorlage aus elektrischen Größen in Abschnitt 4.2.1, zum Schätzen der Statorspannung und des Statorspannungswinkels in Abschnitt 4.2.2 oder zum Schätzen des Stator- oder Rotorstromes in Abschnitt 4.2.3 angewendet.

2.2.4.1 Spannungsmodell des Statorflusses

Die Berechnung des Statorflusses erfolgt im statorfesten Bezugssystem per Integration der Spannung nach Gleichung (2.44), wobei der Spannungsabfall an den Statorwicklungen berücksichtigt wird. Die Berechnung des Integrals gestaltet sich in der Praxis schwierig, da in aller Regel ein Gleichanteil aufintegriert wird [68]. Kann das Integral nicht umgangen werden, kann es durch einen Tiefpass angenähert werden [51]. Wird für die Spannung eine konstante Frequenz und Amplitude angenommen (2.45), so kann der stationäre Fluss ohne Integral ausgedrückt werden (2.47).

$$\underline{\Psi}_S = \int (\underline{U}_S - R_S \underline{I}_S) dt \quad (2.44)$$

$$\underline{\Psi}_S = \int (|U_S| e^{j\omega_s t} - R_S |I_S| e^{j\omega_s t + \varphi_I}) dt \quad (2.45)$$

$$\underline{\Psi}_S = \frac{|U_S| e^{j\omega_s t}}{j\omega_s} - \frac{R_S |I_S| e^{j\omega_s t + \varphi_I}}{j\omega_s} \quad (2.46)$$

$$\underline{\Psi}_S = -j \frac{\underline{U}_S}{\omega_s} + j \frac{R_S \underline{I}_S}{\omega_s} \quad (2.47)$$

Wird Gleichung (2.47) in ein Bezugssystem transformiert, das synchron zur Netzfrequenz umläuft, so gibt es zwei sinnvolle Alternativen: Eine Ausrichtung an dem Statorfluss und eine Ausrichtung an der Statorspannung. Für beide Ausrichtungen gleichermaßen gilt Gleichung (2.48).

$$\Psi_{Sd} = \frac{U_{Sq}}{\omega_s} - \frac{R_S I_{Sq}}{\omega_s} \quad \Psi_{Sq} = -\frac{U_{Sd}}{\omega_s} + \frac{R_S I_{Sd}}{\omega_s} \quad (2.48)$$

In statorflussfester Orientierung gilt $\Psi_{Sq} = 0$ und daher folgt aus Gleichung (2.48) Gleichung (2.49). Hier ergibt sich also vornehmlich eine positive q -Komponente in der Spannung, während die d -Komponente der Spannung nur aus dem Abfall am Statorwiderstand herrührt.

$$U_{Sd} = R_S I_{Sd} \quad U_{Sq} = \omega_s \Psi_{Sd} + R_S I_{Sq} \quad (2.49)$$

In statorspannungsfester Orientierung gilt $U_{Sq} = 0$ und somit Gleichung (2.50). Hierin ist die Ψ_{Sd} -Komponente klein und durch den Spannungsabfall am Statorwiderstand verursacht. Der Fluss hat daher hauptsächlich eine negative q -Komponente.

$$\Psi_{Sd} = -\frac{R_S I_{Sq}}{\omega_s} \quad \Psi_{Sq} = -\frac{U_{Sd}}{\omega_s} + \frac{R_S I_{Sd}}{\omega_s} \quad (2.50)$$

Die Ψ_{Sd} -Komponente ist klein, wenn der ohmsche Spannungsabfall vernachlässigbar ist. Hieraus folgt, dass das flussorientierte dem spannungsorientierten Koordinatensystem in sehr guter Näherung 90° nachfolgt. In guter Näherung kann also festgehalten werden, dass sich Fluss- und Spannungssystem dadurch unterscheiden, dass der Wirkstrom im Flusssystem in der q -Achse liegt und im Spannungssystem in der d -Achse. Laut [67] liegt ein weiterer Unterschied darin, dass statorflussorientierte geregelte Maschinen einen eingeschränkten Stabilitätsbereich bezüglich des Rotor-Blindstromes aufweisen. Im Weiteren wird ausschließlich eine Orientierung an der Statorspannung verwendet.

2.2.4.2 Strommodelle des Statorflusses

Das Strommodell des Statorflusses kann aus dem T-Ersatzschaltbild hergeleitet werden. Der Statorfluss setzt sich zusammen aus dem Stator-Streuflyuss $\Psi_{S\sigma}$ und dem Hauptfluss Ψ_h . Der Hauptfluss ergibt sich aus dem Strom durch die Hauptinduktivität, der sich aus Statorstrom \underline{I}_S und dem statorbezogenen Rotorstrom \underline{I}'_R ergibt.

Abbildung 2.2 (links) zeigt das von [69] verwendete Statorflussmodell, in dem nur die induktiven Elemente $L_{S\sigma}$ und L_h vorhanden sind. In [13] wird das Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.2 (rechts) um den Statorwiderstand R_S erweitert. Aus beiden Modellen ergibt sich der Statorfluss nach Gleichung (2.51). Ein Unterschied entsteht erst aus der Kombination mit dem Spannungsmodell nach Gleichung (2.47).

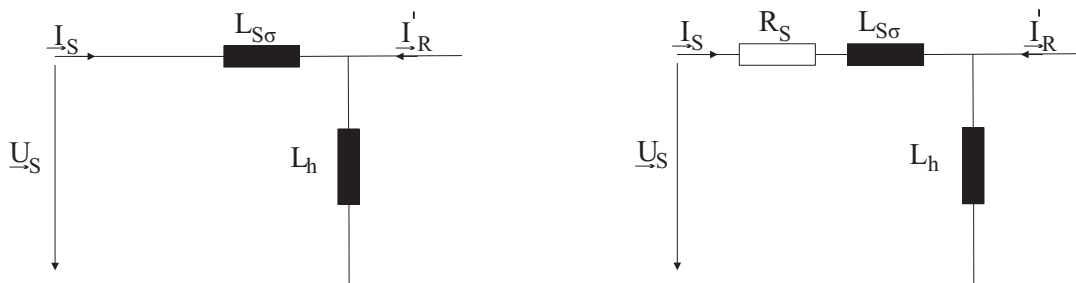


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild zur Bestimmung des Statorflusses aus den Strömen nach [69] (links) und [13] (rechts)

$$\Psi_S = L_{S\sigma} \underline{I}_S + L_h (\underline{I}_S + \underline{I}'_R) \quad (2.51)$$

In den in [69] und [13] verwendeten Verfahren sind keine Eisenverluste modelliert. In der bekannten Literatur sind Veröffentlichungen über die Eisenverluste in Verbindung mit Maschinenmodellierung eher selten. In [70] wird ein Zustandsraummodell der Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine vorgestellt, und in [71] wird ein Verfahren zur Identifikation der Eisenverluste beschrieben. In beiden Veröffentlichungen werden Messergebnisse für den Eisenwiderstand angegeben, der mit der Speisefrequenz ansteigt. Die Ergebnisse sind nicht direkt für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine anwendbar, da dort eine variable Statorfrequenz und Feldschwächung eingehen. Beides ist für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine nicht gegeben. In [72] wird ein geometrisches Verfahren beschrieben, um den Eisenwiderstand zu bestimmen.

In einem häufig verwendeten Ersatzschaltbild, wie auch in [70], sind die Eisenverluste als ohmscher Widerstand R_{Fe} parallel zu der Hauptinduktivität L_h modelliert, wie in Abbildung 2.3 (links) dargestellt. Die Berechnung des Spannungsmodells ändert sich gegenüber Abbildung 2.2 nicht. Das Strommodell muss jedoch erweitert werden, um zu berücksichtigen, dass der Strom durch den R_{Fe} nicht zum Hauptfluss beiträgt. Eine andere Möglichkeit stellt das Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.3 (rechts) dar, der in ähnlicher Form in [71] verwendet wird.

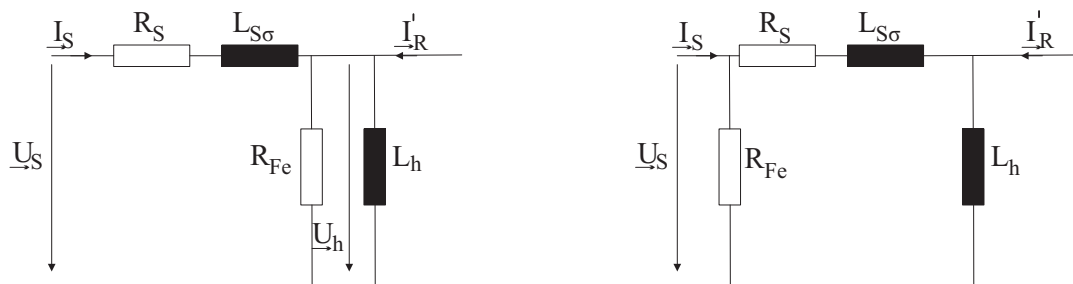


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild zur Bestimmung des Statorflusses aus den Strömen unter Berücksichtigung der Eisenverluste, Links: Klassisches Modell, Rechts: In dieser Arbeit verwendetes Modell

Die Eisenverluste in der Maschine entstehen durch Ummagnetisierungsvorgänge und Wirbelstromverluste. Diese werden normalerweise dem Hauptfluss zugeordnet, wie in Abbildung 2.3 (links) dargestellt. Eine andere Möglichkeit stellt die Modellierung nach Abbildung 2.3 (rechts) dar. Der Unterschied zwischen diesen beiden Verfahren ist gering, wie aus den Gleichungen (2.52) für das rechte Bild und (2.53), (2.54) zu erkennen, wenn R_{Fe} groß gegenüber den anderen Impedanzen ist. Der Unterschied zwischen den Methoden liegt hauptsächlich darin, ob der Eisenverluststrom mit in die Berechnung des Statorflusses eingeht oder nicht. Dieser Unterschied kann mit Hilfe der in Abschnitt 2.3 bestimmten Parameter überschlagen werden. Da der Unterschied vernachlässigbar ist, wird aufgrund

der einfacheren Modellierung im Weiteren der Ansatz nach 2.3 (rechts) verwendet, entsprechend Gleichung (2.52).

Die Einbeziehung der Eisenverluste in das Statorflussmodell verbessert die Genauigkeit der Modellierung in der d -Achse. Dieser Effekt ist im Vergleich zur Einbeziehung der Sättigung der Hauptinduktivität, der sich in der q -Achse auswirkt, eher klein.

$$\underline{\Psi}_S = L_S \left(\underline{I}_S - \frac{\underline{U}_S}{R_{Fe}} \right) + L_h \underline{I}'_R \quad (2.52)$$

$$\underline{\Psi}_S = L_S \underline{I}_S + L_h \left(\underline{I}'_R - \frac{\underline{U}_h}{R_{Fe}} \right) \quad (2.53)$$

$$\underline{\Psi}_S = L_S \underline{I}_S + L_h \left(\underline{I}'_R - \frac{\underline{U}_S}{R_{Fe}} - \underbrace{\frac{Z_{S\sigma}}{R_{Fe}} \underline{I}_S}_{\approx 0} \right) \quad (2.54)$$

2.2.4.3 Kombiniertes Statorflussmodell

Eine Kombination von Strom- und Spannungsmodell liefert einen für viele Fragestellungen interessanten Ansatz.

Wird Gleichung (2.47) mit (2.52) gleichgesetzt ergibt sich (2.55). Aufgespalten in Real- und Imaginärteil ergeben sich Gleichungen (2.56) und (2.57).

$$L_S \left(\underline{I}_S - \frac{\underline{U}_S}{R_{Fe}} \right) + L_h \underline{I}'_R = -j \frac{\underline{U}_S}{\omega_s} + j \frac{R_S \underline{I}_S}{\omega_s} \quad (2.55)$$

$$L_S \left(I_{Sd} - \frac{U_{Sd}}{R_{Fe}} \right) + L_h I'_{Rd} = -\frac{R_S I_{Sq}}{\omega_s} \quad (2.56)$$

$$L_S I_{Sq} + L_h I'_{Rq} = -\frac{U_{Sd}}{\omega_s} + \frac{R_S I_{Sd}}{\omega_s} \quad (2.57)$$

Mit der Definition des auf die Statorseite bezogenen Rotorstromes nach Gleichung (2.58) wird klar, dass in die Gleichungen (2.56) und (2.57) auch die Rotorlage γ_R eingeht. Dieses wird in Abschnitt 4.2.1 verwendet, um die Rotorlage zu schätzen. Aufgelöst nach dem bezogenen Rotorstrom ergeben sich die Gleichungen (2.60) und (2.61). Diese Gleichungen werden im Weiteren als kombiniertes Statorflussmodell bezeichnet.

$$\underline{I}'_{R\alpha\beta} = \frac{1}{\ddot{u}} \underline{I}_{R\delta\epsilon} e^{-j\gamma_R} \quad (2.58)$$

$$\underline{I}'_{Rdq} = \underline{I}'_{R\alpha\beta} e^{-j\gamma_S} \quad (2.59)$$

$$I'_{Rd} = -\frac{L_S}{L_h} I_{Sd} + \frac{L_S U_{Sd}}{L_h R_{Fe}} - \frac{R_S I_{Sq}}{L_h \omega_s} \quad (2.60)$$

$$I'_{Rq} = -\frac{L_S}{L_h} I_{Sq} - \frac{U_{Sd}}{L_h \omega_s} + \frac{R_S I_{Sd}}{L_h \omega_s} \quad (2.61)$$

2.3 Bestimmung der Maschinenparameter

2.3.1 Einleitung und Nenndaten

Zur Verifikation der fehlertoleranten Regelung werden Messungen an zwei Schleifringläufer-Asynchronmaschinen durchgeführt. Zum Betrieb der Regelung und der verwendeten Beobachter und Schätzer werden die Parameter der Maschinen benötigt. Einen Überblick über die Typenschild- und Ersatzschaltbilddaten dieser Maschinen gibt Tabelle 2.2.

Der ohmsche Widerstand von Stator und Rotorwicklungen wird mit einer Vierdrahtmessung bestimmt. Die Ausmessung der Rotorwicklungen wird mit Hilfe eines Gleichstromes im Bereich des Nennstromes durchgeführt, wobei die Maschine langsam angetrieben wird, um einen eventuell verfälschenden Einfluss der rotorseitigen Kohlebürsten auszumitteln. Der Kupferwiderstand wird bei betriebswarmer Maschine ein zweites Mal gemessen und beträgt dann circa das Anderthalbfache des Wertes bei kalter Maschine. Da die Temperatur nicht genau bestimmt werden kann, kann dieser Wert nur zur Einschätzung der Größenordnung verwendet werden.

Zur Bestimmung der anderen Ersatzschaltbildparameter werden zunächst die bekannten Leerlauf- und Kurzschlussversuche durchgeführt. In diesen beiden Versuchen wird der Rotor der Maschine mechanisch blockiert. Der Leerlaufversuch wird zweimal durchgeführt, wobei einmal der Stator und einmal der Rotor an Spannung angelegt wird. Der Leerlauf- und der Kurzschlussversuch wird jeweils mit links- und rechtsdrehender Drehspannung durchgeführt. Hierdurch ist eine eventuell falsche Aufspaltung der elektrischen Drehgrößen in Real- und Imaginärteil durch einen ungenauen Transformationswinkel schnell ersichtlich. Die elektrischen Messwerte werden durch das auch für die Regelung verwendete Signalprozessorsystem aufgenommen, durch das auch die Transformationswinkel bestimmt werden. Für die Transformation wird der Phasenwinkel γ_S der angelegten Spannung und die relative Winkellage γ_m der Rotorwicklungen zu den Statorwicklungen verwendet.

2.3.2 Leerlaufversuch

Das Ersatzschaltbild des Leerlaufversuches ist in Abbildung 2.4 dargestellt. An den Stator wird eine Spannung von 50 Hz gelegt, während der Rotor offen bleibt. In einem weiteren Experiment wird die 50 Hz Spannung an den Rotor gelegt, und der Stator bleibt offen. Mit Hilfe dieser Leerlaufversuche kann die Stator- bzw. Rotorinduktivität L_S bzw. L_R nach Gleichung (2.62) und der Eisenwiderstand, ebenfalls bezogen auf den Stator oder Rotor, R_{Fe} oder R''_{Fe} nach Gleichung (2.63) bestimmt werden. R''_{Fe} ist dabei der auf den Rotor

Bezeichnung	SPER 200 LX4	MEBSG 132 M4A
Nennleistung ¹⁾	22 kW	2,2 kW
Nennscheinleistung ²⁾	28,4 kVA	4,5 kVA
Schaltung (Stator / Rotor) ¹⁾	Stern/Stern	Stern/Stern
Nennspannung Stator ¹⁾	400 V _{eff}	400 V _{eff}
Nennstrom Stator ¹⁾	41 A _{eff}	6,5 A _{eff}
Nenn-Leistungsfaktor ¹⁾	0,86	0,66
Nennspannung Rotor ¹⁾	255 V _{eff}	160 V _{eff}
Nennstrom Rotor ¹⁾	53 A _{eff}	12,6 A _{eff}
Polpaarzahl ¹⁾	2	2
Windungszahlenverhältnis ³⁾	1,53	2,33
Nenn-Statorinduktivität ^{3)/6)}	37 mH / 45 mH	161 mH / k.A.
Nenn-Eisenwiderstand ³⁾	154 Ω	527 Ω
Statorwiderstand ⁴⁾ (ca 20 °C)	114 mΩ	1282 mΩ
Statorwiderstand ⁷⁾ (ca 120 °C)	ca. 175 mΩ	ca. 1750 mΩ
Rotorwiderstand ⁴⁾ (ca 20 °C)	49,8 mΩ	253,3 mΩ
Rotorwiderstand ⁷⁾ (ca 120 °C)	ca. 75 mΩ	ca. 350 mΩ
Statorstreuinduktivität ^{5)3)/6)}	0,95 mH/ 1 mH	9 mH/k.A.
Rotorstreuinduktivität ^{5)3)/6*)}	0,6 mH / 1 mH	2 mH / k.A.
σ_S ⁵⁾³⁾	2,8 %	5,8 %
σ_R ⁵⁾³⁾	4,1 %	7,3 %
σ ⁵⁾³⁾	7,2 %	12,7 %

Tabelle 2.2: Die verwendeten Maschinen im Überblick. Typenschilddaten und berechnete Parameter. ¹⁾: Typenschilddaten ²⁾: berechnet aus Typenschilddaten ³⁾: Leerlaufversuch bei 50 Hz ⁴⁾: Stranggröße, Vierdrahtmessung ⁵⁾: Kurzschlussversuch ⁶⁾: Datenblatt Hersteller ⁷⁾: Schätzung ^{*)}: auf den Stator bezogen

bezogene Eisenwiderstand. Es gilt Gleichung (2.63) für $R_{Fe} \gg R_S$ bzw. $R''_{Fe} \gg R_R$. Nach Gleichung (7.5) kann das Übertragungsverhältnis \ddot{u} errechnet werden, wobei der Ansatz in Abschnitt 7.1 beschrieben ist. Weiter kann die Streuinduktivität $L_{S\sigma}$ bzw. $L_{R\sigma}$ nach Gleichung (7.6) im Anhang und hieraus die Hauptinduktivität bezogen auf Stator oder Rotor L_h oder L''_h nach (2.66) bestimmt werden.

Die statorbezogenen Parameter werden in Abbildung 2.5 dargestellt. Für den statorbezogenen Eisenwiderstand wird ein Nennwert bei 400 V von 154 Ω bzw. 527 Ω bestimmt, für die Statorinduktivität $L_S = L_{S\sigma} + L_h$ ein Nennwert von 38 mH bzw. 170 mH.

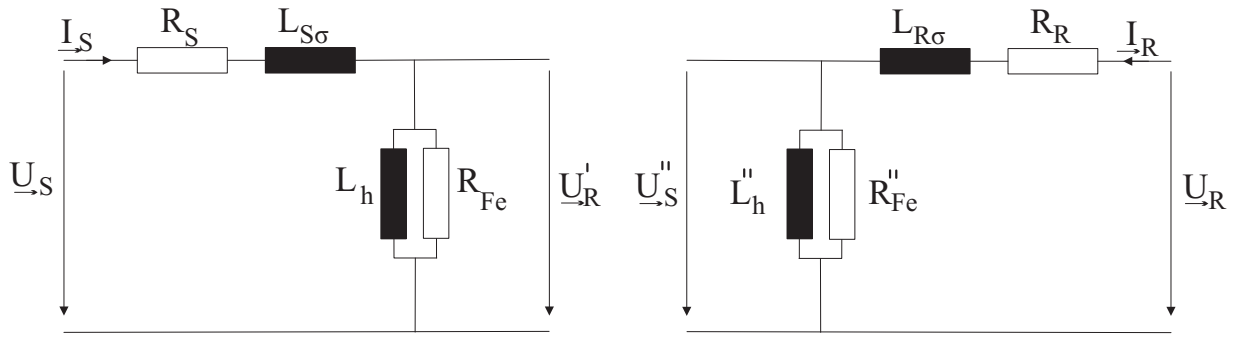


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild des Stator- und Rotorleerlaufversuchs

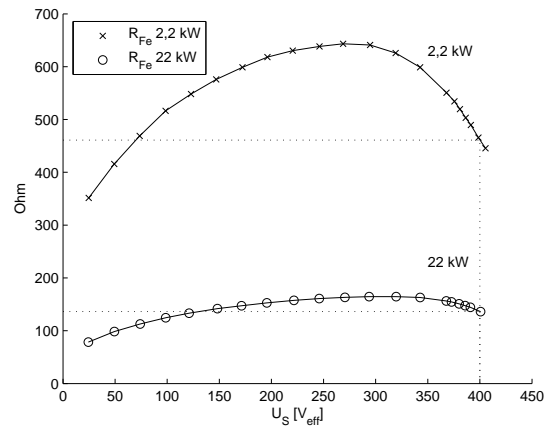
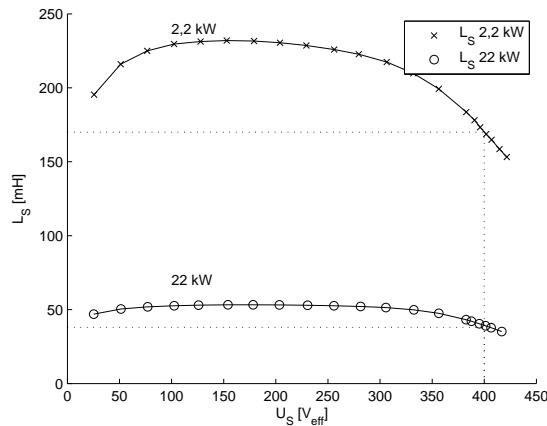
$$L_S = \frac{U_{Sd}}{\omega_S I_{Sq}} \quad L_R = \frac{U_{Rd}}{\omega_R I_{Rq}} \quad (2.62)$$

$$R_{Fe} = \frac{U_{Sd}}{I_{Sd}} \quad R''_{Fe} = \frac{U_{Rd}}{I_{Rd}} \quad (2.63)$$

$$\ddot{u} = \frac{\frac{U_{Sd}}{I_{Sq}} - \frac{R_S I_{Sd}}{I_{Sq}} - \frac{R_S I_{Sq}}{I_{Sd}}}{\frac{U_{Rd}}{I_{Sq}} + \frac{U_{Rq}}{I_{Sd}}} \quad (2.64)$$

$$L_{S\sigma} = -\frac{\ddot{u} U_{Rq}}{\omega_S I_{Sd}} - \frac{R_S I_{Sq}}{\omega_S I_{Sd}} \quad L_{R\sigma} = -\frac{U_{Sq}}{\ddot{u} \omega_R I_{Rd}} - \frac{R_R I_{Rq}}{\omega_R I_{Rd}} \quad (2.65)$$

$$L_h = L_S - L_{S\sigma}; \quad L''_h = L_R - L_{R\sigma} \quad (2.66)$$


 Abbildung 2.5: Messung der Statorinduktivität L_S und des Eisenwiderstandes R_{Fe} als Funktion der Statorspannung

Die Bestimmung der Streuung und des Übertragungsverhältnisses verhält sich sehr sensitiv auf kleine Änderungen in den Eingangsdaten, z.B. in den Messwerten. Hier hat

insbesondere die korrekte Aufspaltung in Real- und Imaginärteil einen großen Einfluss. Als Übertragungsverhältnis wird für die 22 kW Maschine $\ddot{u} = 1,53$ und für die 2,2 kW Maschine $\ddot{u} = 2,33$ bestimmt. Abbildung 2.6 zeigt den nach Gleichung (7.5) bestimmten Verlauf für rechts- und linksdrehende Erregung. Als Statorstreuinduktivität $L_{S\sigma}$ wird 0,95 mH bzw. 9 mH bestimmt, für die Rotorstreuung $L_{R\sigma}$ 0,6 mH bzw. 2 mH. Abbildung 2.7 zeigt den bestimmten Verlauf, wiederum für rechts- und linksdrehende Erregung, wobei die Rotorspannung nur bis zum jeweiligen, niedrigeren Nennwert erhöht wird.

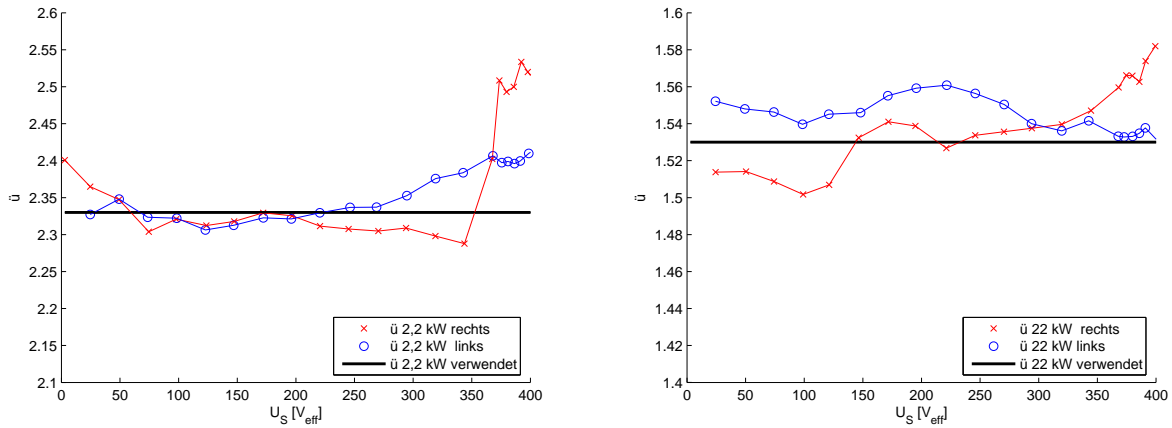


Abbildung 2.6: Verlauf des nach Gleichung (7.5) berechneten Übersetzungsverhältnisses als Funktion der Statorspannung, Messung jeweils mit links- und rechtsdrehendem Drehfeld

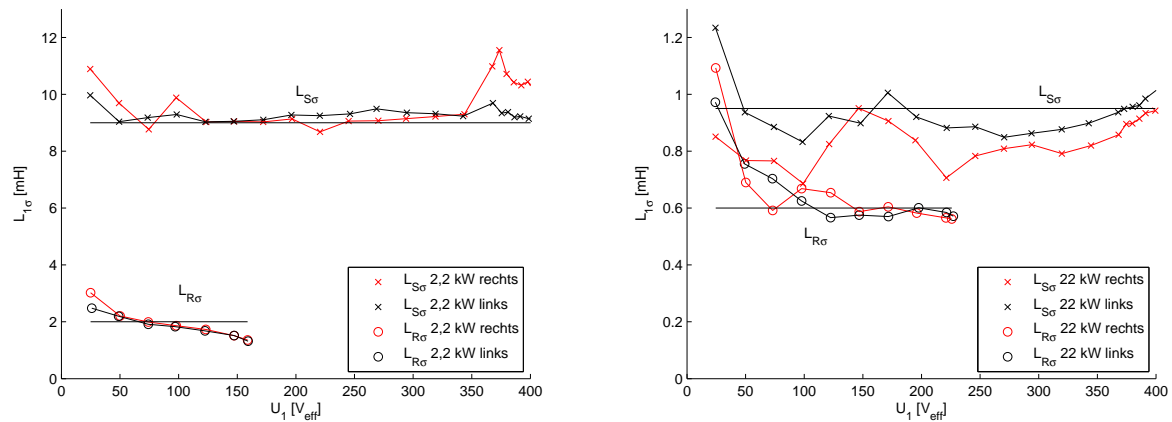


Abbildung 2.7: Berechnung der Stator- und Rotorstreuinduktivität $L_{S\sigma}$ und $L_{R\sigma}$ als Funktion der Statorspannung, Messung für $\ddot{u} = 2,33$ bzw. $\ddot{u} = 1,53$ jeweils mit links- und rechtsdrehendem Drehfeld

2.3.3 Kurzschlussversuch

Das Ersatzschaltbild des Kurzschlussversuchs ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Mit seiner Hilfe kann ergänzend zum Leerlaufversuch die gesamte bezogene Streuimpedanz Z_σ nach Gleichung (2.67) bestimmt werden. Eine Unterteilung in Real- und Imaginärteil ist mit Hilfe des Winkels der Statorspannung möglich. Eine Unterteilung in Rotor und Statorstreuung ist mit diesem Versuch nicht möglich. Die Werte, die aus dem Leerlaufversuch gewonnen wurden, können auf Plausibilität überprüft werden. Die Hauptinduktivität und die Eisenverluste werden in diesem Versuch vernachlässigt. Der Kurzschlussversuch wird im Stillstand durchgeführt. Der Vergleich von Kurzschluss- und Leerlaufversuch ergibt eine gute Übereinstimmung, wobei die bestimmten Daten der 22 kW Maschine auch mit den Herstellerangaben übereinstimmen. Die bestimmten Parameter sind also plausibel.

$$Z_\sigma = R_{KS} + j\omega_S L_\sigma = R_S + \ddot{u}^2 R_R + j\omega_S (L_{S\sigma} + \ddot{u}^2 L_{R\sigma}) \quad (2.67)$$

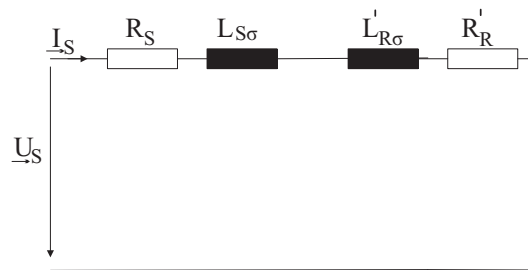


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild des Kurzschlussversuchs

2.3.4 Sättigung der Hauptinduktivität

Die Hauptinduktivität ist der wichtigste Parameter zur Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine, da durch sie die Blindleistungsaufnahme der Maschine entscheidend bestimmt wird. Beide verwendeten Maschinen befinden sich bei Nennspannung sehr weit in Sättigung, wie in Abbildungen 2.5 und 2.12 dargestellt, so dass dieser Effekt unbedingt modelliert werden muss.

In [73] wird ein allgemeines Zustandsraummodell für Drehfeldmaschinen beschrieben, das Sättigungseffekte abbildet. Dort wird darauf hingewiesen, dass die Sättigung allgemein zu einer zusätzlichen Verkopplung zwischen Real- und Imaginärachse des Maschinenmodells führt. Durch diese Verkopplungen sind sowohl für den Stator als auch für den Rotor unterschiedliche Induktivitäten in beiden Achsen zu erwarten. Dieser Effekt wird im Englischen

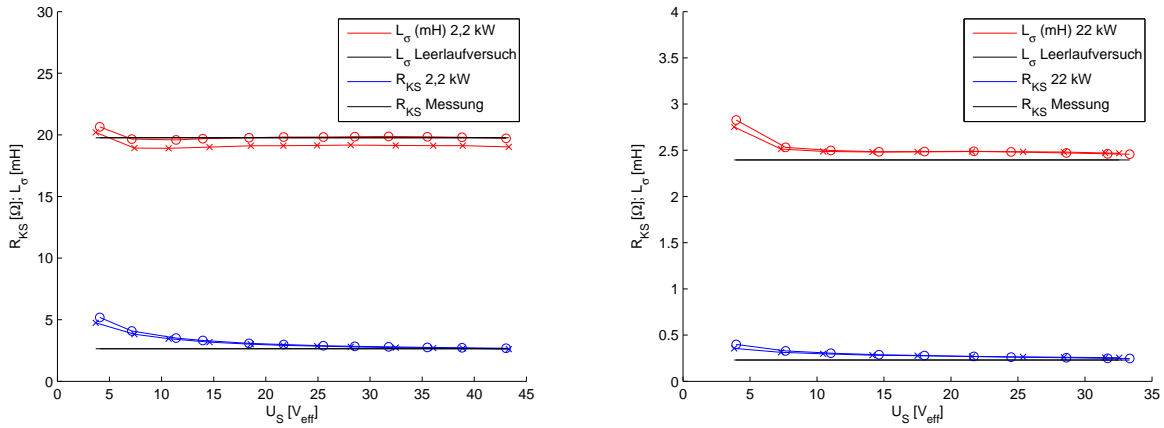


Abbildung 2.9: Messung der Streuinduktivität und der Kupferverluste im Kurzschlussversuch, (O: Linksdrehendes Feld, X: Rechtsdrehendes Feld) Zum Vergleich: Ergebnisse des Leerlaufversuchs als durchgehende Linie

auch intersaturation, cross saturation, cross axis effect oder cross magnetization effect genannt [74]. Im Speziellen wird in [73] angeführt, dass diese Verkopplung genau dann Null wird, wenn der Magnetisierungsstrom nur in einer der beiden Achsen fließt. Dies ist in der in dieser Arbeit verwendeten Modellierung mit sehr guter Genauigkeit der Fall, weswegen die Verkopplungen durch Intersaturation in dem hier angewendeten Modell nicht berücksichtigt werden muss. Es kann also auch unter Sättigung der Hauptinduktivität das durch die Matrizen (2.33) und (2.34) dargestellte Modell verwendet werden.

Die Sättigung einer Maschine wird durch die Magnetisierungskennlinie beschrieben. Im Allgemeinen wird dort der Fluss als Funktion des magnetisierenden Stromes aufgetragen, wie in Gl. (2.68) dargestellt.

$$\Psi_h = f(I_\mu) \quad (2.68)$$

Diese Darstellung ist für die Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine nur bedingt geeignet. Anders als zum Beispiel bei der Käfigläufer-Asynchronmaschine, wird bei der doppeltgespeisten Asynchronmaschine der Fluss nicht durch den Umrichter und Stromregelkreise eingeregelt. Vielmehr wird der Fluss durch die Netzspannung und deren Frequenz weitestgehend vorgegeben. Es wird angenommen, dass nur die Hauptinduktivität sättigt, nicht aber die Streuinduktivitäten.

Berücksichtigt man den Spannungsabfall an der Statorimpedanz $Z_{S\sigma} = R_S + jX_{S\sigma}$, so ist der Hauptfluss durch Gleichung (2.69) beschrieben, wobei die Hauptfeldspannung \underline{U}_h

durch (2.70) bestimmt wird.

$$\underline{\Psi}_h = \int \left(\underline{U}_{\rightarrow S} - Z_{S\sigma} \underline{I}_{\rightarrow S} \right) dt \quad (2.69)$$

$$\underline{U}_{\rightarrow h} = \underline{U}_{\rightarrow S} - Z_{S\sigma} \underline{I}_{\rightarrow S} \quad (2.70)$$

Für die Sättigung ist der Betrag des Flusses ausschlaggebend, nicht die Orientierung. Im stationären Zustand kann der Betrag des Flusses durch Gl. (2.71) beschrieben werden, also durch $\Psi_h = f(U_S, I_S)$. Hierbei wird angenommen, dass der Imaginärteil des Flusses entscheidend für den Betrag ist. Der Realteil wird vernachlässigt, um die Beziehung zu vereinfachen.

$$\Psi_h = \frac{U_{Sd}}{\omega_S} - \frac{R_S I_{Sd}}{\omega_S} + L_{S\sigma} I_{Sq} \quad (2.71)$$

Für die Modellierung im Zustandsraum ist jedoch nicht der Fluss, sondern die Hauptinduktivität L_h notwendig, die durch das Verhältnis von Fluss zu Magnetisierungsstrom definiert ist. Vernachlässigt man den Orientierungsfehler zwischen Statorspannung und Hauptfeldspannung, so kann der Magnetisierungsstrom durch die Hauptinduktivität aus der Summe der Ströme der q-Achse bestimmt werden, wie in Gleichung (2.72) dargestellt. Für die Hauptinduktivität gilt dann der Zusammenhang aus Gleichung (2.73).

$$I_\mu = I_{Sq} + I'_{Rq} \quad (2.72)$$

$$L_h = \frac{\Psi_h}{I_\mu} = \frac{\Psi_h}{I_{Sq} + I'_{Rq}} \quad (2.73)$$

Dieser Zusammenhang wird im Leerlaufversuch ausgenutzt, um mit $I'_{Rq} = 0$ den Verlauf der Hauptinduktivität abzuschätzen. Typisch für den Betrieb der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist allerdings eine Magnetisierung über den Rotor, so dass im Leerlauf $I_S = 0$ gilt. Hierdurch entspricht die Hauptfeldspannung der Statorspannung, wodurch die Maschine weiter sättigt als im oben beschriebenen Fall mit $I_R = 0$. Der in Abschnitt 2.3.2 dargestellte Leerlaufversuch bringt daher die Einschränkung mit sich, dass nur ein einzelner, untypischer Betriebspunkt bestimmt werden kann.

Im Folgenden werden zwei Parameterschätzer vorgestellt, mit deren Hilfe es möglich ist, in jedem Arbeitspunkt der Maschine die Hauptinduktivität L_h genau so zu bestimmen, dass der gemessene Magnetisierungsstrom mit dem modellierten Magnetisierungsstrom in Statorstrombeobachter, Rotorstrombeobachter und Statorstromschätzer übereinstimmt. Es zeigt sich, dass der Verlauf der so bestimmten Hauptinduktivität sehr gut mit dem gemessenen Verlauf aus dem Leerlaufversuch übereinstimmt, so dass die verwendeten Parameterschätzer validiert sind. Darüber hinaus ermöglichen die Parameterschätzer auch

die Bestimmung der Hauptinduktivität in allen anderen Betriebspunkten der doppeltgespeisten Asynchronmaschine. Aus diesen in allen Arbeitspunkten gesammelten Daten kann dann wiederum ein sehr einfaches Sättigungsmodell erstellt werden, das auf einer Geradengleichung basiert. So ist es nicht nötig, dass der Parameterschätzer dauerhaft in Betrieb ist.

2.3.4.1 Flussmodell-Parameterschätzer

Basierend auf dem in Abschnitt 2.2.4.3 eingeführten Flussmodell wird ein Parameterschätzer für die Hauptinduktivität L_h der Maschine realisiert. Das Blockschaltbild des Schätzers ist in Abbildung 2.10 angegeben. Alle Parameter außer der Hauptinduktivität sind konstant, hierzu werden die in Tabelle 2.2 angegebenen Nenndaten verwendet. Ein PI-Regler regelt das Residuum der Blindstromgleichung (2.61) des Statorflussmodells zu Null. Hierdurch nimmt das Modell genau so viel Blindstrom auf wie die reale Maschine, so dass modellierter und realer Magnetisierungsstrom sich entsprechen. Der Ausgang des Reglers stellt den geschätzten Wert der Hauptinduktivität dar.

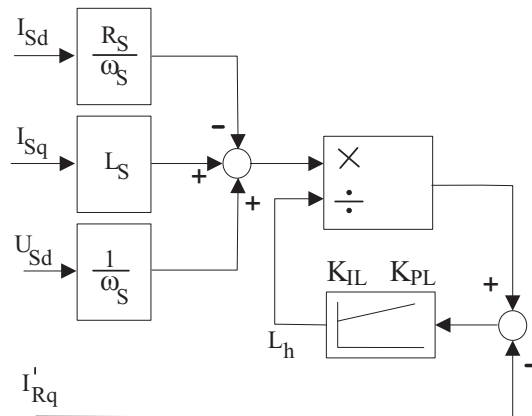


Abbildung 2.10: Schätzer zur Bestimmung der Hauptinduktivität nach Gleichung (2.61)

2.3.4.2 Zustandsraummodell-Parameterschätzer

Der zweite realisierte Parameterschätzer basiert auf den erst später in Kapitel 4 beschriebenen Zustandsraumbeobachtern, mit denen Rotor- und Statorstrom beobachtet werden. Ihr Aufbau ist um einiges komplizierter als das kombinierte Statorflussmodell und wird in Abschnitt 4.3.1 genau beschrieben. Es zeigt sich, dass der Stator- und Rotorstrombeobachter auf eine falsch eingestellte Hauptinduktivität mit einem Residuum in der q -Komponente des beobachteten, nicht zurückgeführten Stromes reagieren. Der Rotorstrombeobachter weist also das Residuum $I'_{Rq} - \hat{I}'_{Rq}$ auf, der Statorstrombeobachter

entsprechend $I_{Sq} - \hat{I}_{Sq}$. Das Residuum der d -Achse bleibt von einer falschen Wahl der Hauptinduktivität weitgehend unberührt.

Es ergibt sich also die Möglichkeit, die oben genannten Residuen der q -Achse zur Schätzung der Hauptinduktivität zu verwenden.

Es ist möglich, den Rotorstrom- und Statorstrombeobachter so zu kombinieren, dass nur ein gemeinsamer, am Besten zu beiden Beobachtern passender Schätzwert bestimmt wird. Dies ist sinnvoll, da für alle Berechnungen in dem Regelprogramm nur ein gemeinsamer Parametersatz verwendet werden soll. Die Residuen der beiden Beobachter könnten mit einem Gütekriterium gewichtet werden, um zum Beispiel größere Abweichungen stärker zu bestrafen. Beide Beobachter zeigen bis auf kleinere Abweichungen ein sehr ähnliches Verhalten, so dass vereinfachend die Summe der Residuen gebildet wird.

Ein PI-Regler führt das Summenresiduum zurück und regelt es zu null, indem die Hauptinduktivität in beiden Beobachtern angepasst wird. Hierdurch steht am Ausgang des PI-Reglers ein Schätzwert für die Hauptinduktivität zur Verfügung. Das Blockdiagramm der Konfiguration der beiden Beobachter zu einem Parameterschätzer ist in Abbildung 2.11 dargestellt. Ebenso wie im Flussmodell-Parameterschätzer sind für alle anderen Parameter die in Tabelle 2.2 angegebenen Nenndaten verwendet.

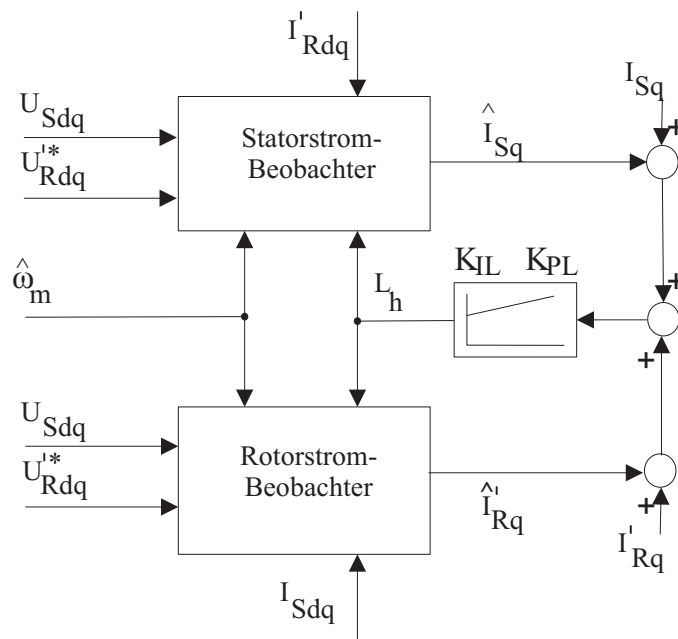


Abbildung 2.11: Stator- und Rotorstrombeobachter in der Konfiguration als L_h -Schätzer

2.3.4.3 Anwenden der Parameterschätzer

Der PI-Regler zum Einstellen der Hauptinduktivität wird in beiden Parameterschätzern identisch eingestellt.

Mit den beiden Parameterschätzern kann die Hauptinduktivität in allen Betriebspunkten geschätzt werden, in denen der Umrichter aktiv ist. Der Flussmodell-Parameterschätzer kann darüber hinaus auch ohne aktiven Umrichter verwendet werden, da er die Rotorspannung nicht als Eingangsgröße verwendet.

Eine Forderung an die Parameterschätzer ist, dass beide zu dem selben Schätzwert führen. Eine zweite Forderung ist, dass der Schätzwert mit dem Ergebnis des Leerlaufversuches übereinstimmt. Beide Forderungen werden gut erfüllt, wie Abbildungen 2.12 und 2.13 zeigen. Abbildung 2.12 zeigt den im Leerlaufversuch gewonnenen Verlauf der Hauptinduktivität L_h im Vergleich zu den Schätzergebnissen der beiden Schätzer. Während dieser Versuche floss kein Rotorstrom, was in der Abbildung gekennzeichnet ist. Alle drei Ergebnisse stimmen über den gesamten Bereich sehr gut überein.

Zusätzlich wird in Abbildungen 2.12 und 2.13 die geschätzte Hauptinduktivität bei einem Statorstrom von Null dargestellt. Dieser Arbeitspunkt entspricht dem der doppeltgespeisten Asynchronmaschine im Leerlauf. Auch hier stimmen die Ergebnisse beider Schätzer sehr gut überein. Wie zu erwarten ist auch sehr gut zu erkennen, dass aus der Magnetisierung über den Rotor eine stärkere Sättigung resultiert. Zur Beschreibung der Sättigungskennlinie sind Hilfslinien in der Grafik eingezeichnet.

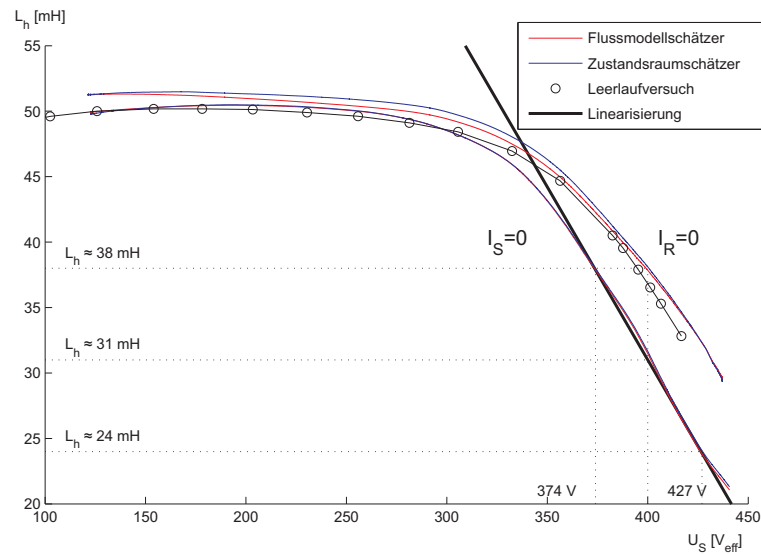


Abbildung 2.12: Messung: Bestimmung der Hauptinduktivität der 22 kW Maschine durch Stator-Leerlaufversuch nach Abbildung 2.5 (schwarz), Flussmodell-Parameterschätzer (rot), Zustandsraummodell-Schätzer (blau), Messungen bei Magnetisierung über den Rotor und über den Stator

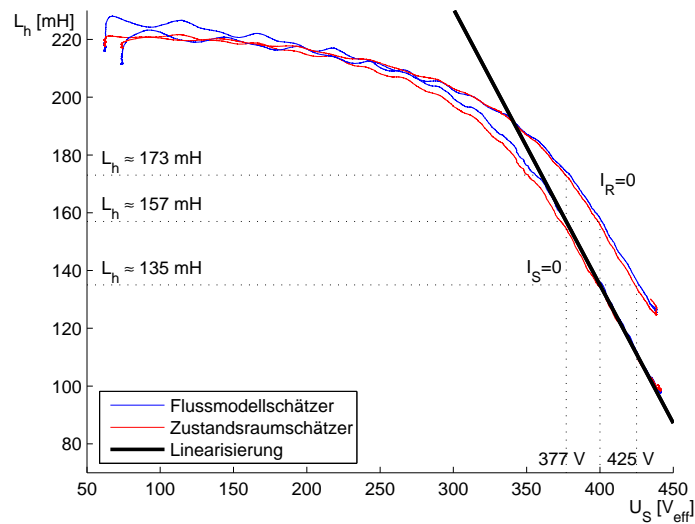


Abbildung 2.13: Messung: Bestimmung der Hauptinduktivität der 2,2 kW Maschine durch Flussmodell-Parameterschätzer (rot), Zustandsraummodell-Schätzer (blau), Messungen bei Magnetisierung über den Rotor und über den Stator

2.3.4.4 Modellierung der Hauptfeldsättigung

Die beiden beschriebenen Schätzer können im später beabsichtigten fehlertoleranten Betrieb nicht eingesetzt werden, da sie zur Schätzung der Hauptinduktivität auf alle Messwerte zurückgreifen. Es muss eine Kennlinie abgelegt werden, mit deren Hilfe die Hauptinduktivität dem Betriebszustand nachgeführt werden kann.

Die Nachführung der Hauptinduktivität basiert auf der Annäherung der Magnetisierungskennlinie in Abbildung 2.12 durch die in (2.74) angegebene Geradengleichung.

$$L_h(U_h) = L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_{h0}} (U_{h0} - U_h) \quad (2.74)$$

Die Magnetisierung wird also um den wahrscheinlichen Betriebspunkt bei U_{h0} linearisiert.

Die Bestimmung des für den Betriebspunkt zu verwendenden Wertes für L_h erfolgt in zwei Schritten. Zuerst wird nach Gleichung (2.75) die Hauptfeldspannung bestimmt.

$$|U_h| = |\underline{U}_S - Z_{S\sigma} \underline{I}_S| \approx U_{Sd} - R_S I_{Sd} + \omega_S L_{S\sigma} I_{Sq} \quad (2.75)$$

Da der Imaginärteil klein gegenüber dem Realteil ist, kann er für die Bildung des Betrages vernachlässigt werden. Die erhaltene Spannung führt mit (2.74) und den in Tabelle 2.3 angegebenen Daten zu der Hauptinduktivität in Abhängigkeit des Statorstromes. Es ist also aus der Magnetisierungskennlinie $L_h = f(U_h)$ eine Magnetisierungsebene $L_h = f(I_{Sd}, I_{Sq}, U_{Sd})$ hergeleitet worden, die allerdings nur in einem begrenzten Bereich um den Linearisierungspunkt gültig ist.

2.3.4.5 Parametrisierung der Sättigungsgleichung

Die Abhängigkeit der Hauptinduktivität von I_{Sd} , I_{Sq} und U_{Sd} erlaubt die Darstellung mit einer rechnerischen Basis-Induktivität L_{Basis} nach Gleichung (2.76), wobei die partiellen Ableitungen nach der d - und q -Komponente des Stromes durch Gleichungen (2.77) und (2.78) bestimmt sind.

Die hier zu verwendenden Parameter R_S^+ und $L_{S\sigma}^+$ für den ohmschen und induktiven Spannungsabfall müssen neben den Anteilen der Statorwicklungen auch die Impedanz bis zum Messpunkt der Statorspannung enthalten. Wird dieses berücksichtigt, so entsprechen

sie sehr gut den zu erwartenden Werten. Sie sind in Tabelle 2.3 aufgeführt.

$$L_h(I_{Sd}, I_{Sq}, U_{Sd}) = L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_h}(U_{h0} - U_{Sd}) + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}} I_{Sd} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}} I_{Sq} \quad (2.76)$$

$$\frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}} = -\frac{\partial L_h}{\partial U_h} R_S^+ \quad (2.77)$$

$$\frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}} = -\frac{\partial L_h}{\partial U_h} \omega_S L_{S\sigma}^+ \quad (2.78)$$

Bezeichnung	SPER 200 LX4	MEBSG 132 M4A
U_{h0}	326,6 V	326,6 V
L_{h0}	31,5 mH	135 mH
$\frac{\partial L_h}{\partial U_h}$	-0,33 mH/V	-1,17 mH/V
$\frac{\partial L_h}{\partial U_{Sd}}$	-0,33 mH/V	-1,17 mH/V
$\frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}}$	60,5 μ H/A	1,49 mH/A
R_S^+	183 m Ω	1,28 Ω
$\frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}}$	-156,6 μ H/A	-3,31 mH/A
$L_{S\sigma}^+$	1,5 mH	9 mH

Tabelle 2.3: Die für die Berechnung der Hauptinduktivität zu verwendenden Daten. Strom und Spannung sind entsprechend der Raumzeigerdarstellung Scheitelwertangaben.

2.3.4.6 Alternativsignalberechnung bei Sättigung

Gleichung (2.76) erlaubt die Berechnung der Hauptinduktivität aus der Statorspannung und dem Statorstrom. Sie ist ohne Kenntnis des Rotorstroms bestimmbar und kann daher in einem Rotorstromschätzer oder Rotorstrombeobachter eingesetzt werden, wie in Kapitel 4 beschrieben.

Für die Verwendung in dem Statorstrombeobachter aus Abschnitt 4.3.1 ist diese Darstellung deswegen nicht geeignet, da sie ohne Statorstrommesswerte auskommen müssen. Dieses Problem wird aufgeteilt in zwei Unterprobleme. Der erste Schritt ist die Bestimmung des Statorstroms aus dem Rotorstrom mit Hilfe des in Abschnitt 4.2.4 beschriebenen Statorstromschätzers, in den Gleichung (2.76) bereits implizit integriert ist. Der zweite Schritt ist die beschriebene Berechnung der Hauptinduktivität aus dem geschätzten Statorstrom.

2.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit Hilfe einer Zustandsraumdarstellung und des kombinierten Statorflussmodells beschrieben. Beide Verfahren sind bis auf einige Einzelheiten bekannt. Dennoch ist ihre genaue Darstellung für die weitere Arbeit sehr wichtig. Zur Bestimmung der Maschinenparameter werden die klassischen Leerlauf- und Kurzschlussversuche angewendet. Es wird dargestellt, dass die Aufnahme der Sättigungskurve mit dem Leerlaufversuch nur bedingt im tatsächlichen Betrieb nützlich ist. Die Sättigungskennlinie der Maschine wird daneben zusätzlich mit zwei eigens für diesen Zweck entworfenen Parameterschätzern ausgemessen.

Es soll darauf hingewiesen werden, dass die in diesem Kapitel verwendete klassische Modellierung in Verbindung mit der klassischen Parameterbestimmung zu Modellen führt, die im weiteren Verlauf der Arbeit erfolgreich angewendet werden können. Es ist also nicht erforderlich, spezielle Verfahren oder Parameter außerhalb des bekannten T-Ersatzschaltbildes zu bestimmen. Die einzige Ausnahme ist in diesem Zusammenhang das in diesem Kapitel vorgestellte Sättigungsmodell.

Dieses Kapitel stellt die Grundlage für die Regelung der Maschine dar, die in Kapitel 3 beschrieben ist. Darüber hinaus sind die Parameter unverzichtbar für die Herleitung der Schätzer und Beobachter, die in Kapitel 4 beschrieben sind.

Kapitel 3

Regelung des doppeltgespeisten Asynchrongenerators

3.1 Einleitung

Ziel dieser Arbeit ist es, eine bezüglich Sensorfehlern tolerante Regelung zu realisieren. Dabei soll die verwendete Regelung auch in der Praxis relevant sein sowie die zur Regelung benötigten Sensoren den üblicherweise verwendeten entsprechen.

Es ist zunächst erforderlich, eine Regelung ohne fehlertolerante Eigenschaften zu entwerfen. Diese stellt dann die Basis für zusätzliche Mechanismen zur Tolerierung von Sensorfehlern dar.

Zunächst wird beschrieben, welche Sensoren zur Regelung benötigt werden und wie diese eingelesen, vorbehandelt und transformiert werden. Eine verwendete Totzeitkompensation wird beschrieben. Sodann wird eine statorspannungsorientierte, kaskadierte Regelung, bestehend aus inneren Stromregelkreisen und äußeren Leistungs- oder Drehzahlreglern, beschrieben. Die Regelung enthält auch Regelkreise zur Vermeidung von Harmonischen des Statorstromes. Zur Bestimmung der Phasenlage der Statorspannung wird eine Phasenregelschleife, engl. auch Phase-Locked-Loop (PLL) genannt, verwendet. Zur Berechnung der Drehzahl aus der Rotorlage wird ein Drehzahlbeobachter eingesetzt.

Alle Regelkreise werden durch Sprungantworten charakterisiert. Das Betragsspektrum und der THD-Wert des Statorstromes werden bestimmt. So können Betriebseigenschaften im fehlerfreien Betrieb mit dem Betrieb nach Sensorfehlern verglichen werden.

Das Kapitel beginnt mit einer Literaturrecherche, um typische Regelungsvarianten zu bestimmen. Dann wird die Messwertaufnahme, die Winkeltransformation und die Stell-

größenausgabe beschrieben. Ein besonderes Augenmerk ist in diesem Abschnitt auf die Verbesserung der gemessenen Signale in Bezug auf Winkeltreue und andere Störungen gelegt. In einem weiteren Abschnitt werden die verwendeten Regelkreise im Detail beschrieben. Auch wenn die beschriebenen Topologien lange bekannt sind, ist eine genaue Beschreibung nötig, da für die nachfolgenden Eigenschaften der fehlertoleranten Regelung eine genau definierte Basiskonfiguration benötigt wird. Das Kapitel schließt mit einer Zusammenfassung, in der alle wichtigen Ergebnisse festgehalten werden.

3.2 Verbreitete Regelverfahren

Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird mit Hilfe eines Frequenzumrichters über den Rotor geregelt. Dafür wird in der Regel ein spannungsgespeicherter Umrichter verwendet [65]. Auch die Verwendung stromgespeicherter Umrichter ist möglich, aber nicht weit verbreitet. Mit einem spannungsspeisenden Umrichter ist es möglich, eine dreiphasige Spannung mit variabler Amplitude und Frequenz an den Rotorwicklungen der Maschine einzuprägen.

Eine kaskadierte Regelung mit einem inneren Rotorstromregelkreis ist weit verbreitet [75], [13], [59], [58], [52]. In [17] wird die Frage aufgeworfen, wieso innere Rotorstromregelkreise notwendig sind, wenn das eigentliche Ziel die Regelung des Statorstromes ist. Auf den Stromregelkreisen aufbauend kann ein Leistungsregelkreis [75], [54] oder ein Drehzahlregelkreis [13], [64], [62] verwendet werden, oder auch beides [59].

Der Leistungs- oder Drehzahlregler kann auf eingeregelte Ströme als Stellgrößen zurückgreifen, was Vorteile beim Stör- und Führungsverhalten bietet. Sowohl bei Leistungs- als auch bei Drehzahlregelung kann die Statorblindleistung separat von der Wirkleistung bzw. der Drehzahl geregelt werden, sofern die Strombelastung der Halbleiterventile eingehalten wird und genügend Stellspannung zur Verfügung steht.

3.3 Signalverarbeitung und Winkeltransformation

3.3.1 Verwendete Sensoren

Für die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine werden die in Abbildung 3.1 gezeigten Sensorsignale verwendet. Die dreiphasigen Klemmengrößen werden durch jeweils zwei Sensorsignale bestimmt, während das dritte Signal nach den Kirchhoffschen

Summenregeln bestimmt wird. In der industriellen Anwendung werden häufig jeweils drei Stromsensoren verwendet, so dass auch ein Erdschluss erkannt werden kann. In diesem Fall wäre allerdings das Problem der Fehlertoleranz dahingehend vereinfacht, dass nach Ausfall eines Stromsensors der Betrieb mit zwei Sensoren weitergeführt werden könnte, allerdings ohne die Möglichkeit der Erdschlusserkennung. In dieser Arbeit soll der schwierigere Fall bearbeitet werden, dass von vornherein nur zwei Stromsensoren zur Verfügung stehen.

Der Stator- und Rotorstrom wird mit Halleffekt-Sensoren und die Stator- und Zwischenkreisspannung mit einer Differenzverstärker-Schaltung gemessen. Die Lage des Rotors der Maschine wird durch einen Inkrementalgeber bestimmt, der über eine Index-Spur verfügt. Zusätzlich wird der Zwischenkreisstrom für Testzwecke und Plausibilitätsprüfungen bestimmt, dieser Messwert wird allerdings für die Regelung nicht gebraucht.

Genaue Angaben zu den verwendeten Sensoren sind in Tabelle 7.1 im Anhang 7.2 gemacht.

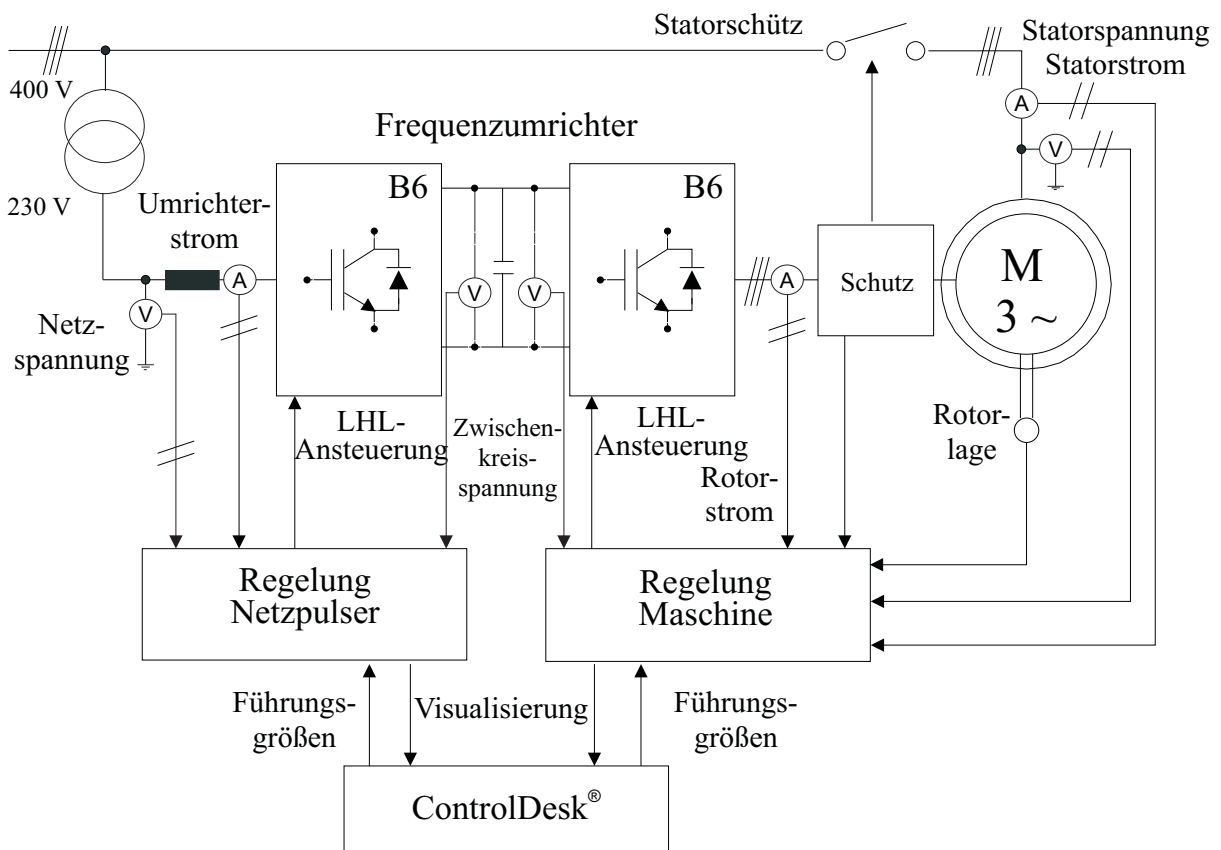


Abbildung 3.1: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine, Frequenzumrichter und verwendete Sensoren

3.3.2 Einlesen der Sensorsignale und Transformation

Die in Abbildung 3.1 dargestellten Sensoren werden mit Analog-Digital-Umsetzern in digitale Signale gewandelt. Über einen Bus werden diese dem regelnden Mikroprozessor zur Verfügung gestellt. Eine eventuelle Verzögerung der Signale durch die Sensoren ist wegen der großen Bandbreite sehr gering. Die Zwischenkreisspannung wird durch einen digitalen Tiefpass gefiltert. Das Lagegebersignal wird ebenfalls über den Bus zur Verfügung gestellt. Einen Überblick über die gesamte Signalbehandlung liefert Abbildung 3.2.

Die Messung der Statorspannungen erfolgt nach einer Anti-Aliasing-Filterung mit Hilfe eines Tschebyscheff Filters vierter Ordnung des ersten Typs. Die Eckfrequenz dieses Filters ist auf 3 kHz eingestellt. Der Phasenwinkel beträgt für eine Frequenz von 50 Hz fast genau ein Grad. Dieser Phasenwinkel wird durch aufaddieren einer Konstanten $\Delta\gamma_{AAF}$ kompensiert, so dass die Signale zueinander winkelrichtig in das spannungssynchrone d, q -Koordinatensystem transformiert werden. Einzelheiten des verwendeten Anti-Aliasing-Filters und der Regelungselektronik finden sich im Anhang 7.2.

Aus den gemessenen Spannungen wird mit Hilfe einer Phasenregelschleife der Statorwinkel γ_S bestimmt. Da die Spannungssignale um ein Grad verzögert sind, wird für die Transformation der nicht verzögerten Signale ein Kompensationswinkel $\Delta\gamma_{AAF}$ zu dem aus der Statorspannung gewonnenen addiert. Der unkompensierte Winkel $\hat{\gamma}_{S,U_S}$, der die PLL verläßt, wird ausschließlich zur Transformation der Statorspannungen $U_{S,a,b}$ verwendet. Der kompensierte Winkel $\hat{\gamma}_S$ wird für die Transformation der Statorstrommessung $I_{S,a,b}$ verwendet. Mit Hilfe der gemessenen Rotorlage γ_m wird aus ihm der Winkel γ_R bestimmt, der zur Transformation der Rotorstromsignale $I_{R,u,v}$ verwendet wird. Die Rotorstromsignale werden sofort nach dem Einlesen durch das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} geteilt und so auf den Stator bezogen. In dem ganzen Regelprogramm werden nur diese bezogenen Strommesswerte $I'_{R,u,v}$ verwendet.

Die verwendeten Strom- und Spannungssensoren können einen Gleichanteil im Ausgangssignal enthalten. Dieser Gleichanteil kann sich mit der Zeit verändern, so dass ein statischer Abgleich nicht immer genügt. Für das Messen von gleichanteilfreien, sinusförmigen Größen ergibt sich dadurch ein Fehler im Messsignal, der sich insbesondere nach der Koordinatentransformation durch eine Oszillation mit der Transformationsfrequenz auswirkt. Es ist möglich, diesen Gleichanteil mit Hilfe eines automatischen Abgleiches zu beseitigen. Hierzu wird das sinusförmige Signal mit sehr kleiner Eckfrequenz Tiefpass gefiltert, um den Gleichanteil zu bestimmen. Dieser wird dann vom Messsignal abgezogen. Dieser automatische Gleichanteil-Abgleich ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die Grenzfrequenz des verwendeten Tiefpasses muss sehr viel kleiner als die Frequenz des Nutzsignals sein. Dies

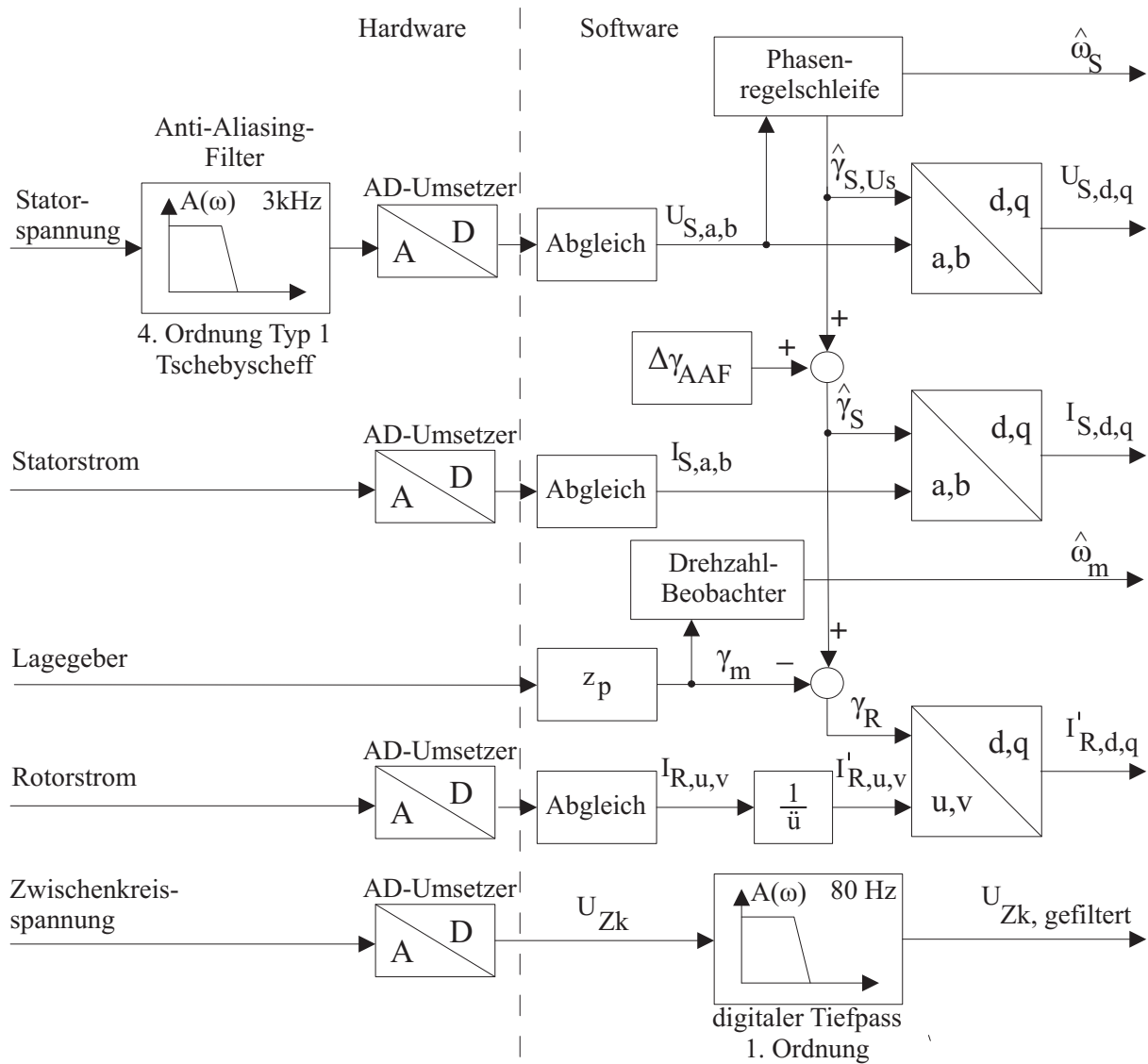


Abbildung 3.2: Überblick über die eingelesenen Signale, deren Nachbehandlung und Koordinatentransformationen

ist vor allem bei der Rotorstrommessung problematisch, da die Rotorfrequenz variabel ist und im Synchronpunkt der Rotorstrom ein Gleichstrom ist. Für den Synchronpunkt und in dessen Nähe ist daher kein automatischer Abgleich des Gleichanteils möglich. Daher wird die Kompensation des Gleichanteils der Rotorstromsensoren nur zu Beginn des Betriebs bei höheren Rotorfrequenzen aktiviert. Nach Kompensation des Gleichanteils wird der Abgleichwert konstant gehalten.

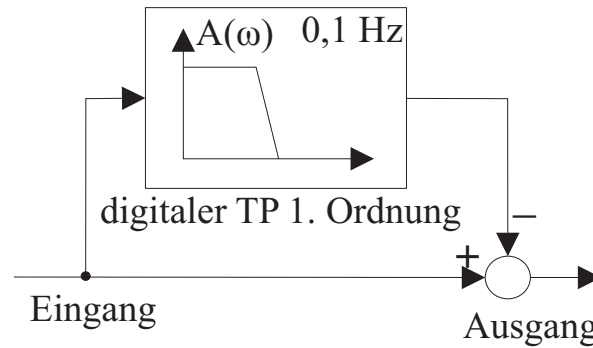


Abbildung 3.3: Automatischer Abgleich des Gleichanteils für die Messwerte von Statorstrom, Statorspannung und Rotorstrom

3.3.3 Ausgabe der pulswertenmodulierten Schaltsignale

Die Stellgröße der Regelung ist die Rotorspannung U_R , die an die Rotorklemmen angelegt wird. Diese wird mit Hilfe von pulswertenmodulierten Einschaltsignalen für die Leistungsschalter des Umrichters erzeugt. Für jede der drei Halbbrücken des Umrichters wird ein Schaltsignalpaar benötigt. Es handelt sich dabei um das Schaltsignal des oberen Schalters und ein inverses Signal als Schaltsignal für den unteren Schalter. Um einen Brückenkurzschluss zu vermeiden, sind die Signale nicht genau invers, sondern es ist nötig, eine sogenannte Totzeit T_T einzuhalten, in der keiner der beiden Schalter angesteuert wird.

Die Erzeugung der Pulsung, die Invertierung und die Realisierung der Totzeit T_T wird durch eine spezielle Pulsweitenmodulations-Karte erledigt. An diese Karte werden die Einschaltzeitenverhältnisse D_u , D_v und D_w im Bereich von $[0..1]$ für die drei Brückenarme übergeben. Die Schaltsignale sind zentriert ausgerichtet. Die Ausgabe der pulswertenmodulierten Schaltsignale erfolgt, nachdem die aktuelle Schaltperiode abgearbeitet ist. Somit ergibt sich bei der Erzeugung der Ausgangsspannung eine Verzögerung von einem halben bis zu einem Taktschritt. Dies liegt daran, dass der Messzeitpunkt in der Mitte einer PWM-Periode liegt und an diesen anschliessend die Einschaltzeiten berechnet werden. Die Aktualisierung der Schaltdauern findet mit dem Beginn einer neuen Periode statt. Innerhalb der ersten Halbperiode bildet sich der Mittelwert der Ausgangsspannung aus den drei geschalteten Raumzeigern. Durch die Mittelung über eine halbe Schaltperiode kann der Zeitpunkt der eigentlichen Spannungsausgabe nicht exakt angegeben werden. Dieses ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

Wird diese Verzögerung nicht ausgeglichen, so ergibt sich ein Winkelfehler in der abgegebenen Spannung. Dieser Fehler bestimmt sich aus der Winkelgeschwindigkeit des rotorfesten R - zum synchronen U -Koordinatensystem und der Abtastzeit T_A nach $0,5 \cdot \omega_R T_A$. Dieser Fehler beträgt im betrachteten System für eine Abweichung von der Synchrondreh-

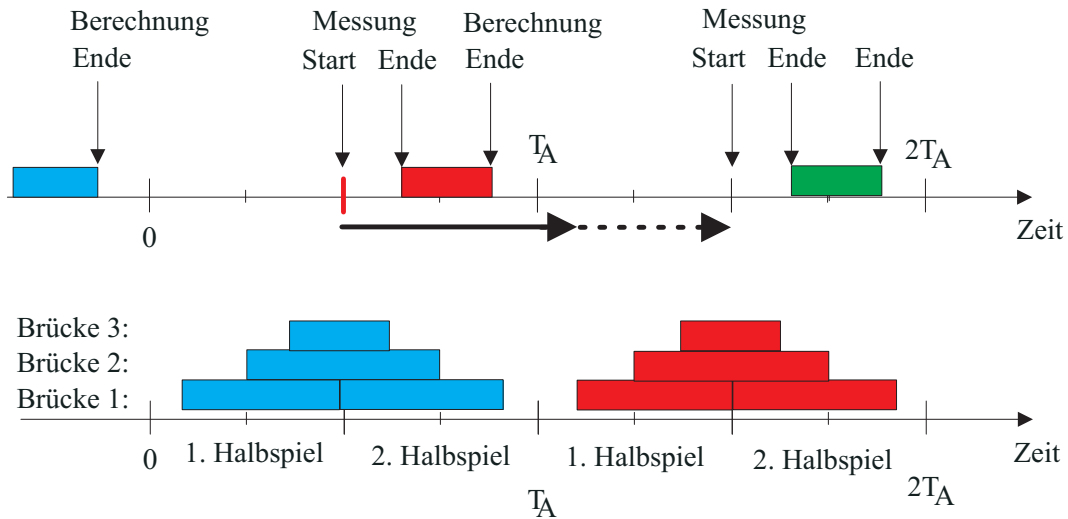


Abbildung 3.4: Zeitpunkte der Messung und Aktualisierung der Schalt dauern, Perioden der Berechnung und des Anliegens der Spannung

zahl von $\pm 30\%$ und eine Abtastzeit von $T_A = 200 \mu\text{s}$ maximal $0,6^\circ$. Obwohl diese Abweichung klein ist, soll dieser Effekt untersucht werden, um seine Auswirkung einschätzen zu können.

In dem beschriebenen Aufbau werden die Rotorströme geregelt. Zur besseren Erklärung des Verzögerungseffektes wird dieser zunächst für ein unregelmäßiges und dann für ein geregeltes System dargestellt. Maßgeblich ist jeweils die tatsächlich an den Wicklungen anliegende Spannung im R -System.

Abbildung 3.5 beschreibt den unregelmäßigen Fall. Hierbei bezeichnet k den aktuellen Zeitschritt. Die auszugebende Spannung U_R^* wird im $U(k)$ System als Achsenabschnitt auf den $d(k)$ und $q(k)$ -Achsen dargestellt. Hierbei ist der q -Anteil der Spannung zu Null gewählt, so dass der Betrag der Spannung der d -Komponente entspricht. Mit diesen Achsenabschnitten soll die Spannung $\underline{U}_{\rightarrow R}^* = U_{Rd}^* + jU_{Rq}^*$ im rotorfesten R -Koordinatensystem ausgegeben werden. Durch die Verzögerung um einen Takt verdrehen sich U - und R -System um den Winkel $\omega_R T_A$, und es wird eine realisierte Spannung $\underline{U}_{\rightarrow R,real} = U_{Rd,real} + jU_{Rq,real}$ ausgegeben.

Wird eine Regelung verwendet, so wird die durch den Winkelfehler entstehende Abweichung ausgeregelt. Dies ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Der Regler wählt im synchronen U -System die Achsenabschnitte, die dafür sorgen, dass nach der Verzögerung die realisierte Spannung derjenigen entspricht, die tatsächlich erforderlich ist. Wie zu sehen ist, bedeutet dies, dass ein q -Anteil auf der $q(k)$ -Achse gewählt wird, während die d -Komponente verringert wird. Der durch die Verzögerung hervorgerufene Winkelfehler ist also nicht mehr in der realisierten Ausgangsspannung zu finden, sondern bewirkt einen Fehler in den

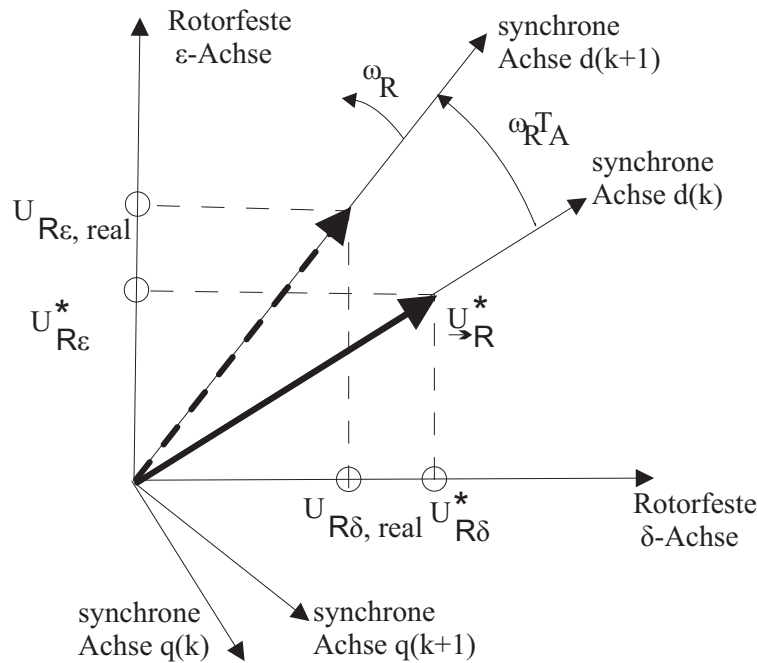


Abbildung 3.5: Einfluss der Verzögerung der Rotorspannungsausgabe im untypischen, unregulierten Fall

gewählten d - und q -Komponenten der Referenz-Ausgangsspannung. Dieser Effekt stört normalerweise nur wenig. In dieser Arbeit wird die Rotorspannung zum Beispiel zur Berechnung von Beobachtern verwendet. Wenn die vom Umrichter ausgegebene Spannung nicht gemessen wird, sondern anstelle ihrer die Referenz-Ausgangsspannung verwendet wird, kann dieser Effekt berücksichtigt werden. Dies geschieht durch eine Vorausberechnung des Rotorwinkels $\hat{\gamma}_R$ für einen Takt mit Hilfe der Rotorkreisfrequenz $\hat{\omega}_R$ und des Abtasttaktes T_A . Für die Transformation der Ausgangsspannungsreferenz wird der Transformationswinkel nach Gleichung (3.1) bestimmt.

$$\gamma_R(k+1) = \gamma_R(k) + 0,5 \cdot \hat{\omega}_R(k) T_A \quad (3.1)$$

$$\hat{\omega}_R = \hat{\omega}_S - \hat{\omega}_m \quad (3.2)$$

Die Rotorkreisfrequenz $\hat{\omega}_R$ wird nach Gleichung (3.2) aus der Differenz von Statorkreisfrequenz $\hat{\omega}_S$ und mechanischer Kreisfrequenz $\hat{\omega}_m$ bestimmt. Die Statorkreisfrequenz wird dabei, wie in Abbildung 3.2 zu sehen, aus der Phasenregelschleife bezogen, die den Statorwinkel $\hat{\gamma}_S$ bestimmt. Die mechanische Kreisfrequenz wird sehr ähnlich mit Hilfe eines Beobachters bestimmt. Weitere Informationen zu der Dualität von PLL und Kreisfrequenz-Beobachter sind in Abschnitt 3.5.3 zu finden.

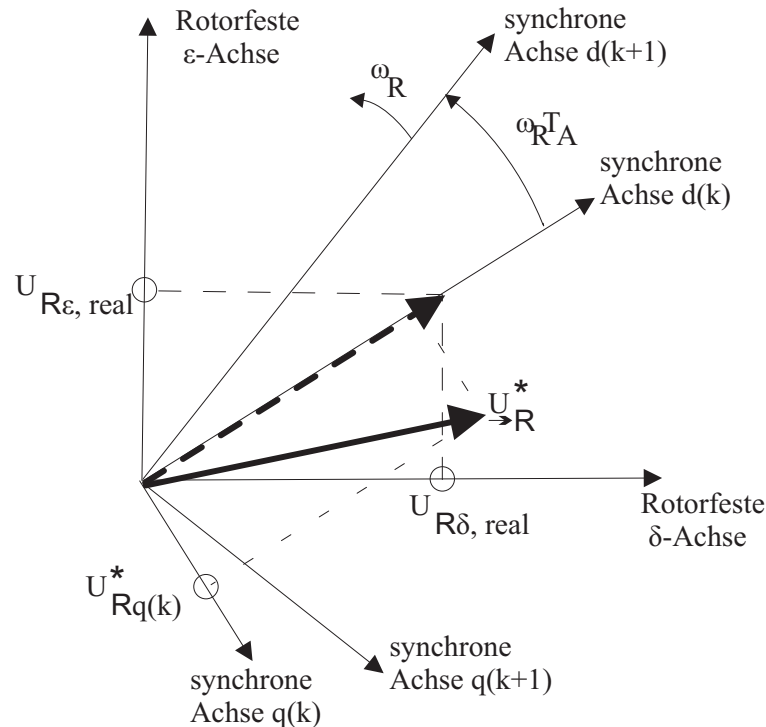


Abbildung 3.6: Einfluss der Verzögerung der Rotorspannungsausgabe im geregelten Fall

3.3.4 Kompensation der Nichtlinearitäten des Umrichters

In der Literatur gibt es mehrere Ansätze zur Totzeitkompensation. Es wird vorgeschlagen, mit Hilfe der Stromrichtung die ausgegebenen Spannungsreferenzen zu korrigieren [76]. Während in [77] ein sehr detailliertes Umrichtermodell vorgestellt wird, wird für die Totzeitkompensation auf [78] verwiesen. Dort wird die Verwendung einer Zusatzschaltung vorgeschlagen, mit deren Hilfe die tatsächlich anliegende Spannung bestimmt werden kann. Auch in [79] werden nach einer interessanten Analyse zwei schaltungstechnische Ansätze vorgestellt, die zu guten Ergebnissen führen. Auch in [80] wird eine Hardware-basierte Methode beschrieben. Eine sehr aufwändige Methode ist in [81] beschrieben. Dort werden die Leitzeiten der Dioden mit zusätzlicher Messelektronik bestimmt. Somit kann der Spannungs-Zeit-Fehler sehr gut bestimmt und kompensiert werden. In [82] wird eine Methode vorgestellt, die mit Hilfe eines Regelkreises die Ausgangsspannung so einstellt, dass keine Verzerrungen auftreten. Eine Kompensation ist auch mit Hilfe eines Störgrößenbeobachters möglich, wie in [83] beschrieben. Eine Möglichkeit der Umsetzung auf einem digitalen Rechner, die der hier verwendeten nahe kommt, wird in [84] beschrieben.

Die Totzeit zwischen den Einschaltsignalen der Leistungshalbleiter führt pro Periode zu zwei Zeitabschnitten, in denen keiner der beiden Schalter eingeschaltet ist. In diesen Phasen wird die Spannung der Phase dadurch definiert, dass eine der beiden Freilaufdioden

leitet. Welche der Dioden leitet wird wiederum durch die Richtung des Stromes der betreffenden Phase bestimmt. Ist der Strom der Phase positiv, so leitet die untere Diode. Ist der Strom negativ, so verbindet die obere Diode die positive Zwischenkreisspannung mit der Phase. Dies ist in Abbildung 3.7 dargestellt, in der die durch die Diode bestimmte Spannungszeitfläche schraffiert markiert ist. In einer Periode liegt daher die Spannungszeitfläche nach Gleichung (3.3) an, wenn der Strom I_X der betrachteten Phase wie in Abbildung 3.7 negativ ist. Für positiven Strom ändert sich das Vorzeichen von ΔU_X , wie in Gleichung (3.6) beschrieben.

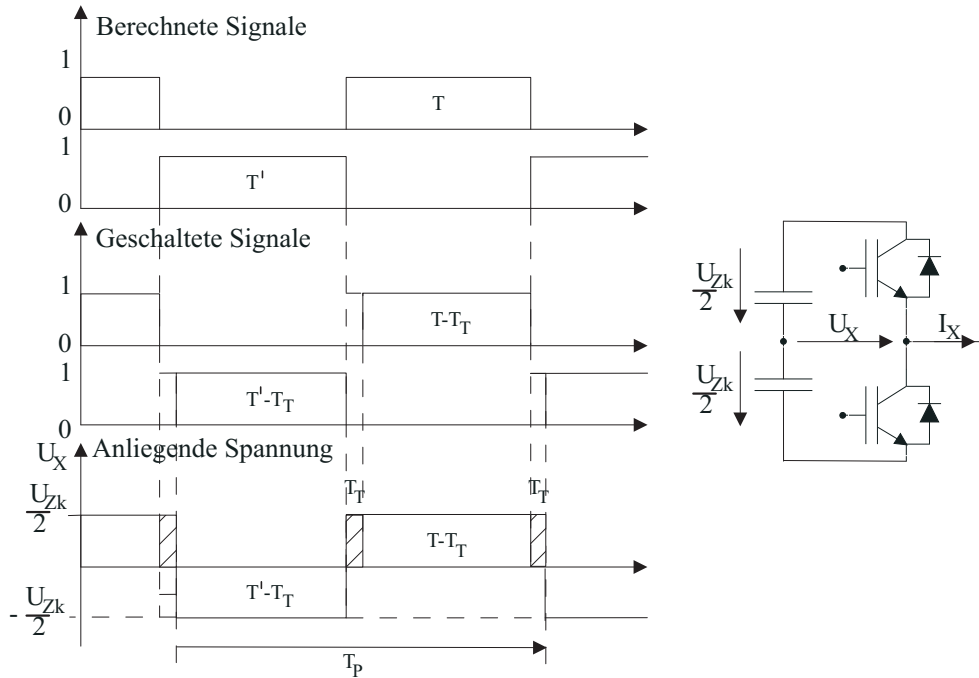


Abbildung 3.7: Auswirkung der Totzeit: Links: Berechnete Schaltsignale, ausgegebene Schaltsignale und an dem Umrichterausgang anliegende Spannungszeitfläche für negativen Strom, Rechts: Schaltbild einer Umrichterphase

$$U_X \cdot t = \frac{U_{Zk}}{2} \left(\frac{T + T_T}{T_P} - \frac{T' - T_T}{T_P} \right) \quad (3.3)$$

$$= \frac{U_{Zk}}{2} \left(\frac{T - T'}{T_P} + \frac{2T_T}{T_P} \right) \quad (3.4)$$

$$= \frac{U_{Zk}}{2} \frac{T - T'}{T_P} + \underbrace{U_{Zk} \frac{T_T}{T_P}}_{\Delta U_X} \quad (3.5)$$

$$\Delta U_X = -\text{sign}(I_X) \frac{T_T}{T_P} U_{Zk} \quad (3.6)$$

Der Fehler der Spannungszeitfläche einer Phase gegen den Mittelpunkt des Zwischenkreises des Umrichters lautet also abhängig vom Strom der Phase $\pm U_{Zk} \frac{T_T}{T_P}$, wie in Gleichung

(3.6) angegeben.

Dieser Fehler kann mit Hilfe von (2.1) und (2.2) in Korrektursignale in rotorfester $\delta\epsilon$ -Darstellung umgerechnet werden. Die Totzeitkompensation geschieht dann wie in den Gleichungen (3.7) und (3.8) angegeben, die wie in Abbildung 3.8 zu der Spannungsreferenz hinzuaddiert werden.

$$U_{komp,\delta} = -\frac{\Delta U}{3}(2\text{sign}(I_u) - \text{sign}(I_v) - \text{sign}(I_w)) \quad (3.7)$$

$$U_{komp,\epsilon} = -\frac{\Delta U}{\sqrt{3}}(\text{sign}(I_v) - \text{sign}(I_w)) \quad (3.8)$$

In Abbildung 3.8 ist detailliert dargestellt, wie die Ausgabe der Rotorspannung realisiert ist. Bevor die Schaltsignale berechnet werden, wird das Übersetzungsverhältnis der Maschine berücksichtigt. Die berechneten Kompensationssignale nach Gleichungen (3.7) und (3.8) werden nach der Koordinatentransformation und dem Übersetzungsverhältnis zu den Referenzwerten der Rotorspannung addiert.

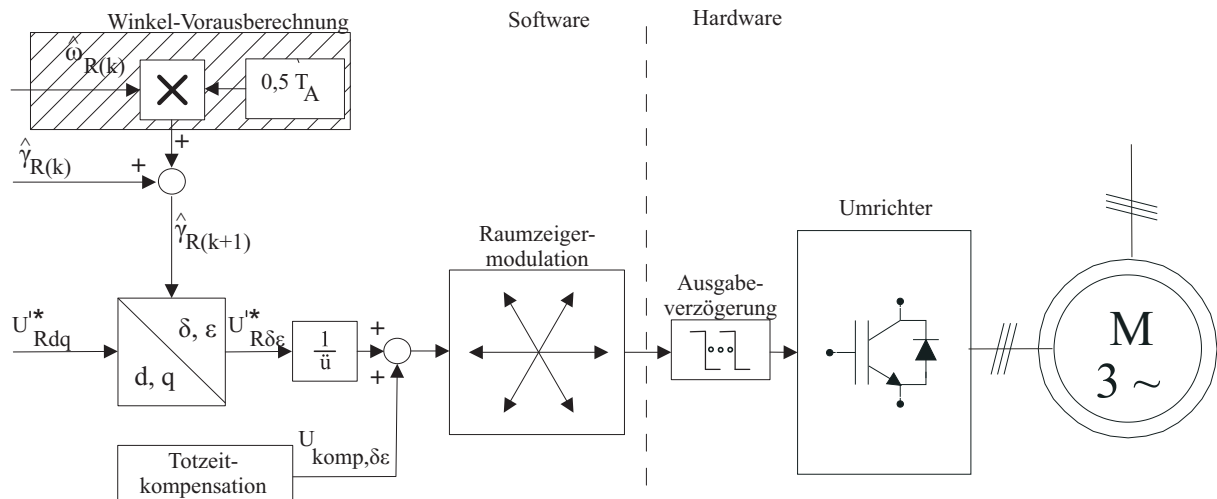


Abbildung 3.8: Detaillierte Darstellung der Ausgabe der Umrichter-Schaltssignale

3.4 Regelkreise

3.4.1 Rotorstromregelkreis

Die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine besteht aus Rotorstrom- und Leistungs- bzw. Drehzahlregelkreisen.

Der Rotorstromregelkreis besteht aus der Regelgröße Rotorstrom I_R , der Stellgröße Rotorspannungsreferenz U_R^* , sowie der Regelstrecke und dem Regler. Die Regelstrecke besteht aus der Übertragungsfunktion $G_R(s)$ der elektrischen Maschine von Rotorstrom zu Rotorstrom und aus der Übertragungsfunktion $G_U(s)$ des Umrichters von Spannungsreferenz zu tatsächlich ausgegebener Rotorspannung. Die Regelung erfolgt in statorspannungsorientierten dq -Koordinaten, wie in Abbildung 3.9 dargestellt. Durch sie werden die Regel- und Stellgrößen zu Gleichgrößen, mit denen Wirk- und Blindstrom getrennt behandelt werden können. Für die d - und q -Komponente des Rotorstromes wird jeweils ein PI-Regler verwendet. Die einzelnen Bestandteile des Regelkreises werden im Folgenden beschrieben.

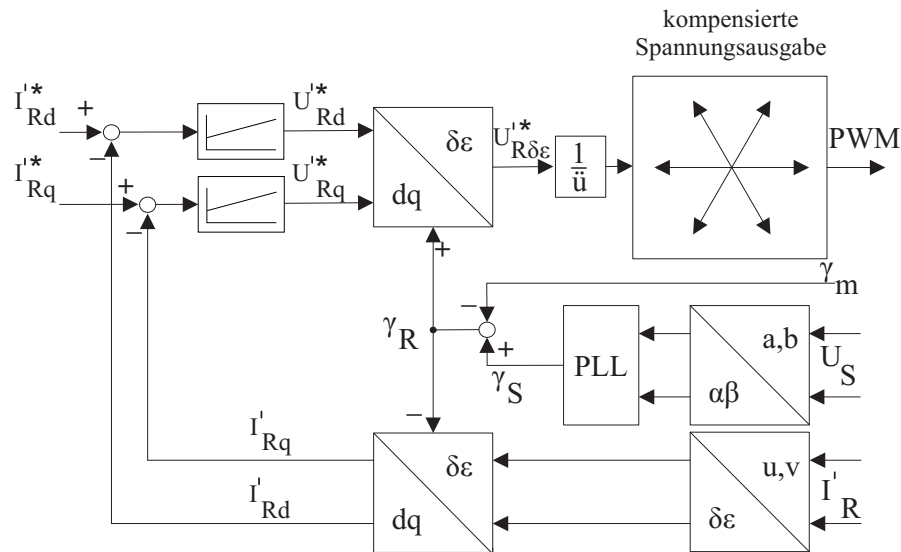


Abbildung 3.9: Die Stromregelkreise in synchronen dq -Koordinaten, zur Orientierung wird der Statorspannungswinkel und die mechanische Rotorlage benötigt

Die Verwendung eines orientierten Koordinatensystems führt zu Verkopplungen zwischen dem d - und q -Regelpfad, die abhängig von der Rotorfrequenz nach Gleichung (3.9) verkopelt sind [65].

$$\underline{U}'_R = R'_R \underline{I}'_R + \frac{\omega_R L_h}{\omega_S L_S} \underline{U}'_S + j\omega_R \sigma L'_R \underline{I}'_R + \sigma L'_R \frac{d}{dt} \underline{I}'_R \quad (3.9)$$

Aufgespalten in Real- und Imaginärteil und umgestellt nach dem Rotorstrom ergeben sich Gleichungen (3.10) und (3.11), aus denen sich die Verkopplungen und der Einfluss der Statorspannung in Abhängigkeit von der Rotorfrequenz ω_R erkennen läßt. Der Term E beschreibt den Einfluss der Statorspannung und ist abhängig von dem Schlupf.

$$\sigma L'_R \frac{d}{dt} I'_{Rd} + R'_R I'_{Rd} = U'_{Rd} + \omega_R \sigma L'_R I'_{Rq} - \overbrace{\frac{\omega_R L_h}{\omega_S L_S} U_{Sd}}^{=E} \quad (3.10)$$

$$\sigma L'_R \frac{d}{dt} I'_{Rq} + R'_R I'_{Rq} = U'_{Rq} - \omega_R \sigma L'_R I'_{Rd} \quad (3.11)$$

Die Übertragungsfunktion $G_R(s)$ nach Gleichung (3.12) von Rotorspannung U'_R zu Rotorstrom I'_R stellt ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten T_R und der Streckenverstärkung V_R dar. Durch die Kopplung mit dem Stator der Maschine geht neben Rotorwiderstand und -induktivität auch der Streufaktor der Maschine in die Berechnung der Zeitkonstante T_R ein [65], die zusammen mit der Streckenverstärkung in Gleichung (3.13) aufgeführt ist.

$$G_R(s) = \frac{V_R}{1 + sT_R} \quad (3.12)$$

$$T_R = \sigma \frac{L'_R}{R'_R} \quad V_R = \frac{1}{R'_R} \quad (3.13)$$

Die Herleitung der Übertragungsfunktion des Umrichters erfolgt mit typischen Näherungen. Die Schaltfrequenz des verwendeten Umrichters liegt bei 5 kHz, während die Rotorfrequenz f_R im Bereich zwischen 0 und 17 Hz liegt. Somit ist die Nutzfrequenz von der Pulsfrequenz deutlich getrennt, und der Umrichter kann als Quelle sinusförmiger Spannungen angenommen werden. Die Pulsung der Spannung geht somit in die Reglerauslegung nicht ein.

Die Modellierung des Umrichters erfolgt in erster Näherung durch eine Signallaufzeit von einer halben Abtastperiode T_A , entsprechend der in Abschnitt 3.3.3 behandelten Ausgabeverzögerung. Diese Signallaufzeit wird durch ein Verzögerungsglied $G_U(s)$ erster Ordnung nach Gleichung (3.14) angenähert, um eine geschlossene Modellierung der Strecke im Kontinuierlichen zu ermöglichen. Die Streckenverstärkung des Umrichters beträgt eins, und die Zeitkonstante entspricht der Signallaufzeit (3.15). Diese Modellierung eines selbstgeführten Umrichters wird häufig verwendet, wobei sich die Annahmen für die zu verwendende Zeitkonstante unterscheiden [7], [48]. Für das hier verwendete Regelsystem ist eine Verzögerung von einem halben Abtastschritt am plausibelsten, wie sie auch in Abbildung

3.4 dargestellt ist. Für diesem Wert ergibt sich auch eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messergebnissen und Simulation der Rotorstromkreise, wie in Abbildung 3.12 gezeigt ist.

$$G_U(s) = \frac{V_R}{1 + sT_R} \quad (3.14)$$

$$T_U = \frac{T_A}{2} \quad V_U = 1 \quad (3.15)$$

Die zu regelnde Strecke besteht somit aus zwei verkoppelten Regelpfaden mit jeweils zwei Verzögerungsgliedern erster Ordnung, wie in Abbildung 3.10 dargestellt. Die Zeitkonstanten der beiden Verzögerungsglieder liegen in diesem Fall um den Faktor 34 auseinander. Für solche Strecken wird die Verwendung eines nach dem Symmetrischen Optimum ausgelegten Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) empfohlen [48]. Im Laborexperiment stellte sich die für das Symmetrische Optimum ergebende Integralverstärkung als zu groß heraus, so dass ein Wert eher in der Nähe des Betragsoptimums eingestellt wurde. Die Proportionalverstärkung bei Symmetrischem und Betragsoptimum unterscheiden sich nicht, und dieser gemeinsame Wert entspricht sehr gut dem im Labor eingestellten Wert. Die Verkopplungen können durch Vorsteuerung kompensiert werden oder als Störungen des Systems aufgefasst werden. Laut [13] sind die Verkopplungen bei doppeltgespeisten Asynchronmaschinen klein, sodass hier auf eine Entkopplung verzichtet wird.

Nach [48], [7] kann eine Strecke zweiter Ordnung, die durch einen nach dem Betragsoptimum ausgelegten PI-Regler geregelt wird, durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung angenähert werden. Die Parameter des PI-Reglers werden nach Gleichung (3.16) durch die Zeitkonstanten T_R und T_U sowie die Gesamt-Streckenverstärkung bestimmt. Die Zeitkonstante T_{PI} wird auch Nachstellzeit des Reglers genannt. Eine andere Darstellung des PI-Reglers durch getrennte P- und I-Anteile führt zu (3.17).

$$T_{PI} = T_R \quad V_{PI} = \frac{T_R}{2V_R T_U} \quad (3.16)$$

$$K_I = \frac{R'_R}{2T_U} \quad K_P = \frac{\sigma L'_R}{2T_U} \quad (3.17)$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Rotorstromregelkreises kann für Reglerauslegung nach dem Betragsoptimum durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit $T_{SR} = 2T_U$ angenähert werden [48], [7].

Für die in Abschnitt 2.3 bestimmten Parametersätze ergeben sich die im Anhang 7.2 in Tabelle 7.2 aufgeführten Parameter.

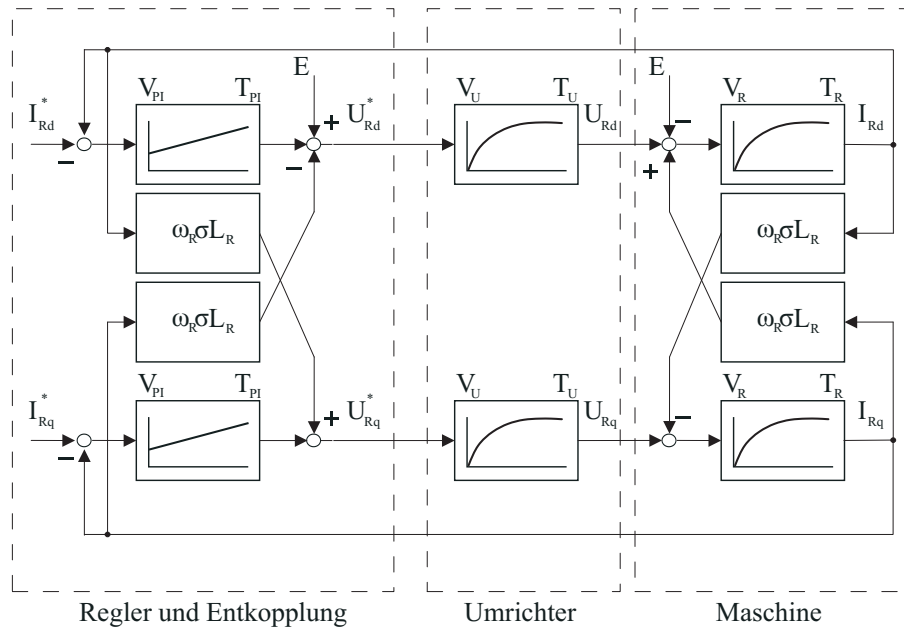


Abbildung 3.10: Strecke des Rotorstromregelkreises mit Verkopplungen und mögliches Entkopplungsnetzwerk, das eingezeichnet Entkopplungsnetzwerk wird nicht verwendet

Um die Stromregler zu testen, werden aus dem Arbeitspunkt $P_S = 0 \text{ kW}$ und $Q_S = 0 \text{ kVA}$ Referenzsprünge von jeweils 50 % des Stator-Nennstromes auf die Regelkreise des bezogenen Rotorstromes gegeben.

Die Sprungantworten beider Maschinen sind in Abbildung 3.11 bei Synchrondrehzahl bezogen auf den jeweiligen Nennstrom angegeben. Ein Entkopplungsnetzwerk nach Abbildung 3.10 wird nicht verwendet, dennoch ist bei beiden Testständen kaum eine Verkopplung zu bemerken. Die zu erkennenden Oszillationen entsprechen der fünften Oberschwingung. Die Sprungantworten sind wie gewünscht sehr schnell und weisen erwartungsgemäß einen kleinen Überschwinger auf. Die Sprungantwort kann näherungsweise als ein Verzögerungsglied erster Ordnung angenommen werden, wie in der Herleitung bestimmt. Es zeigt sich, dass die bezogene Sprungantwort der beiden Maschinen fast identisch ist. Für die aufbauenden Leistungs- oder Drehzahlregelkreise kann der Strom als dynamisch einstellbar betrachtet werden. Abbildung 3.12 zeigt die Sprungantworten der Rotorstromregelkreise als Oszillogramm, wobei die Ströme in synchronen Koordinaten über einen Digital-Analogwandler ausgegeben werden. Die hier dargestellten Sprungantworten können mit den Sprungantworten beim Betrieb mit Alternativsignalen in Kapitel 4 verglichen werden.

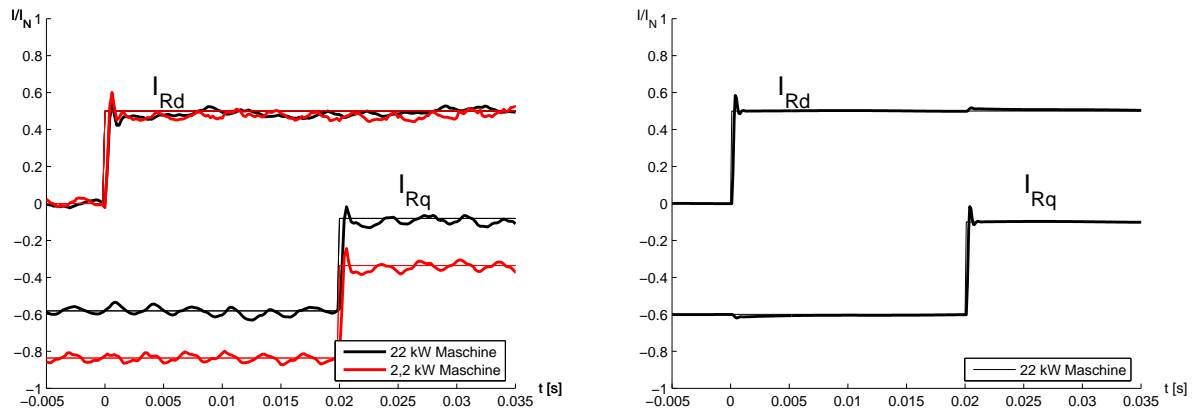


Abbildung 3.11: Bezojene Sprungantwort des Rotorstromreglers bei 1500 1/min für 22 kW und 2,2 kW Maschine. Links: Messung, Rechts: Simulation

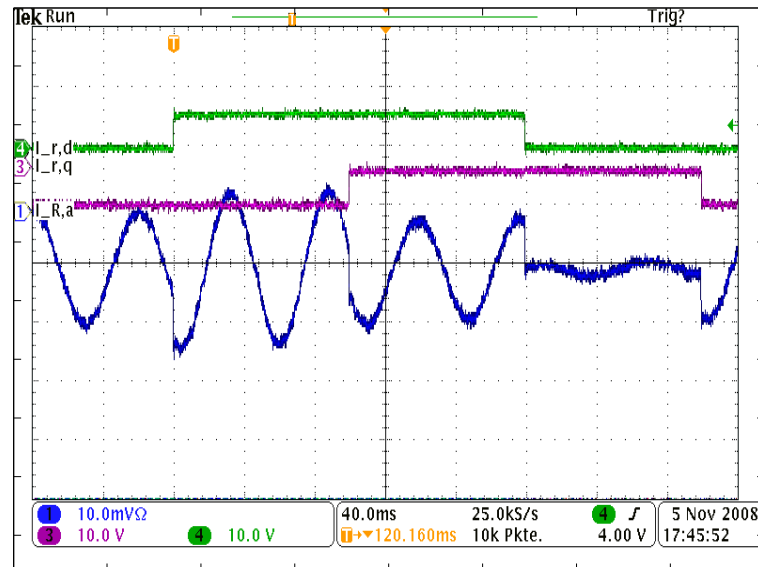


Abbildung 3.12: Messung: Sprungantwort auf den halben Nennstrom von I_{Rd} und I_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei 1000 1/min (bezogenen Ströme). Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase. Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div

3.4.2 Kompensation von Harmonischen im Statorstrom

Die Statorspannung enthält in der Regel Oberschwingungen mit dem $(n = 6k \pm 1)$ -fachen der Netzfrequenz ($k \in [1, 2, \dots]$), welche als Netzharmonische bezeichnet werden. Zu beachten ist, dass die 5. und 11. Harmonische ein Gegensystem bilden, und die 7. und 13. Harmonische ein Mitsystem. Die Harmonischen der Statorspannung beeinflussen den Statorstrom und den mit ihm verkoppelten Rotorstrom direkt. Formal wird der Einfluss auf den Rotorstromregelkreis in Gleichung (3.10) sichtbar, in der die Oberschwingungen

als Störung wirken, da sie den Betrag der Statorspannung schwanken lassen.

Um den Anforderungen des Netzbetreibers gerecht zu werden, müssen diese Störungen aus dem Statorstrom entfernt werden. Dabei muss eine Obergrenze von 8 % für den Gesamtwert der sogenannten Langzeitwirkung der harmonischen Verzerrungen, engl. THD (Total Harmonic Distortion), eingehalten werden [85]. Dies ist zum Beispiel mit Hilfe eines Stromreglers für jede zu kompensierende Oberschwingung des Statorstromes möglich. Dazu wird der gemessene Statorstrom für jede Harmonische in ein zu der betreffenden n -ten Harmonischen synchron umlaufendes dn - qn Referenzsystem transformiert, in der diese Harmonische eine Gleichgröße darstellt [86], [87]. Andere Harmonische und die Grundfrequenz stellen in diesem System störende Schwingungen dar, und können entweder mit Hilfe eines Tiefpasses oder durch eine langsame Reglerauslegung gedämpft werden. Für jede Harmonische ist jeweils ein Regler in dn - und qn -Komponente nötig.

Die Stellgröße zum Ausregeln der Harmonischen ist die Rotorspannung, die Regelstrecke $G_{OS}(s)$ ähnelt der Strecke des Rotorstromreglers, da die Übertragungsfunktion von Rotorstrom zu Statorstrom ein Verstärkungsglied ist. Die Stellgröße des Oberschwingungsreglers wird zu der Stellgröße des Grundschwingungsregelkreises des Rotorstromes nach Abschnitt 3.4.1 hinzuaddiert.

Die beschriebene Oberschwingungskompensation kann für alle Harmonischen durchgeführt werden. In der Praxis ist vor allem die Kompensation der 5. und 7. Oberschwingung interessant, da diese entscheidend zu den Verzerrungen des Statorstromes beitragen. Am verwendeten Teststand der 22 kW Maschine ist nur die Kompensation für die 5. und 7. Oberschwingung realisiert. Für die Regler werden die Parameter $K_P = -0.3$ und $K_I = -6$ verwendet. Diese Parameter sind im Vergleich zu den Parametern der Grundschwingungsregelung nach Tabelle 7.2 sehr klein und führen daher zu einer langsamen Ausregelung. Die Regler können auch mit einer höheren Reglerverstärkung betrieben werden, wodurch die Ausregelung der Oberschwingungen beschleunigt wird. Dies bewirkt aber eine ungewünschte Verlangsamung der Sprungantwort des Grundschwingungsreglers.

Der Kompensationsregler vermindert den THD-Wert im Betriebspunkt $2000 \frac{1}{\text{min}}$, 20 kW und 0 kVA von 6,22 % auf etwa 5,48 %, und senkt den Anteil der 5. Harmonischen von 4,5 % auf 3,3 %, wie in Abb. 3.13 dargestellt. Für den Betrieb bei Synchrondrehzahl ist der erreichte Wert um einiges kleiner, wie in Abschnitt 4.4.1 im Kapitel 4 genauer beschrieben ist. Der erreichte THD-Wert ohne Kompensation der Harmonischen reicht voll aus, um die Anforderungen der Norm [85] zu erfüllen.

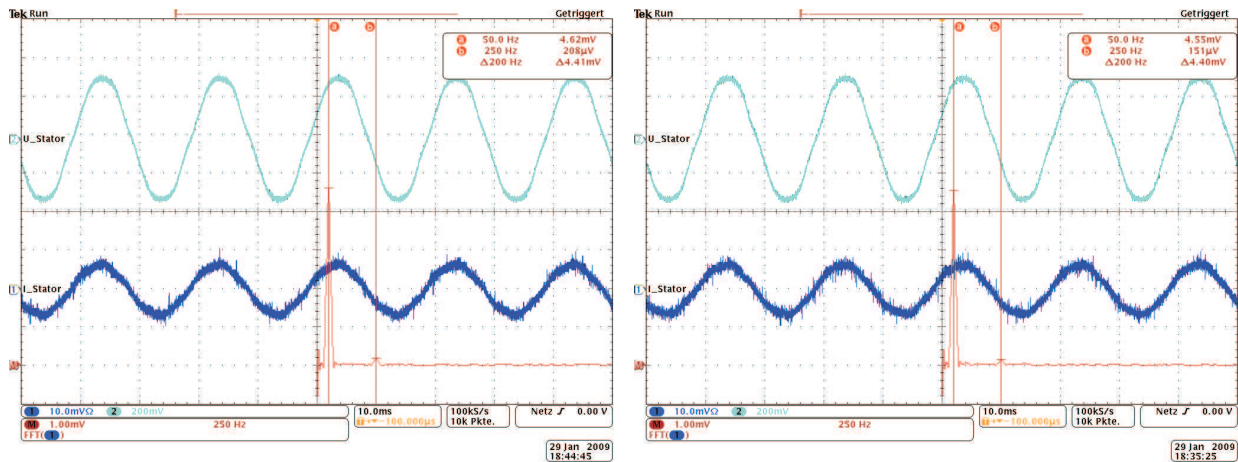


Abbildung 3.13: Messung: Oberschwingungsgehalt der 22 kW Maschine bei 2000 $1/\text{min}$ und 20 kW. Rechts: Ohne Kompensation 5. Harmonische 4,5 %, THD-Wert von 6,22 %. Links: mit Kompensation 5. Harmonische 3,3 %, THD-Wert von 5,48 %. Einstellung: 50 A/div, 200 V/div, 10 ms/div

3.4.3 Unmittelbare Statorstromregelung

Übergeordnet betrachtet interessiert beim Betrieb der doppeltgespeisten Asynchronmaschine in erster Linie der Statorstrom, während der Rotorstrom eine interne Größe darstellt. Stator und Rotorstrom sind eng verknüpft, wie in Gleichungen (2.60) und (2.61) zu erkennen ist. Es liegt daher nahe, wie auch von [17] erwähnt, den Statorstrom unmittelbar zu regeln, wobei fast die selbe Regelstruktur wie bei der Rotorstromregelung in Abbildung 3.10 verwendet werden kann. Hier wird der Begriff "unmittelbare" Statorstromregelung verwendet, der nicht mit den "direkten" Regelverfahren, wie z.B. die direkte Selbstregelung (DSR) [88] bzw. direkten Momentenregelung (DTC) [89], verwechselt werden darf. Anstatt der Rotorströme werden bei der unmittelbaren Statorstromregelung die Statorströme zurückgekoppelt, allerdings mit umgekehrten Vorzeichen. Die Stellgrößen des übergeordneten Regelkreises werden als negative Statorstromreferenzwerte interpretiert.

Es zeigt sich, dass der Regler der d -Komponente mit identischen Parametern betrieben werden kann, und eine sehr gute Sprungantwort erreicht wird. Die Regelung der q -Komponente hingegen bereitet Schwierigkeiten. Eine mögliche Ursache könnte der Magnetisierungsstrom sein, der sich durch den Arbeitspunktwechsel ebenfalls verändert. Um den Regelkreis zu stabilisieren, werden die Parameter des Reglers von $K_{P,q} = 7$ auf $K_{P,q} = 2$ und von $K_{I,q} = 820$ auf $K_{I,q} = 100$ reduziert. Hierdurch wird die Sprungantwort verlangsamt.

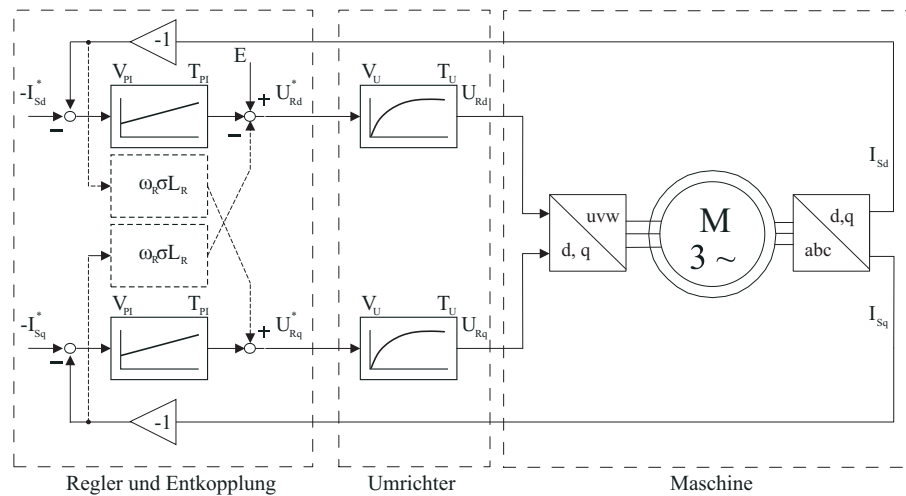


Abbildung 3.14: Unmittelbarer Statorstromregelkreis

Abbildung 3.15 zeigt die Sprungantworten des Rotorstroms in d - und q -Komponente. Durch die Darstellung des Rotorstroms in diesem Statorstromregelkreis ergibt sich eine bessere Vergleichbarkeit zu dem Rotorstromregelkreis, zum Beispiel zu Abbildung 3.12. In Abbildung 3.16 wird für dieselbe Messung sowohl Stator- als auch Rotorstrom dargestellt. Es ist deutlich zu sehen, dass der Wirkstrom sehr schnell springt, während der Blindstrom langsamer ansteigt.

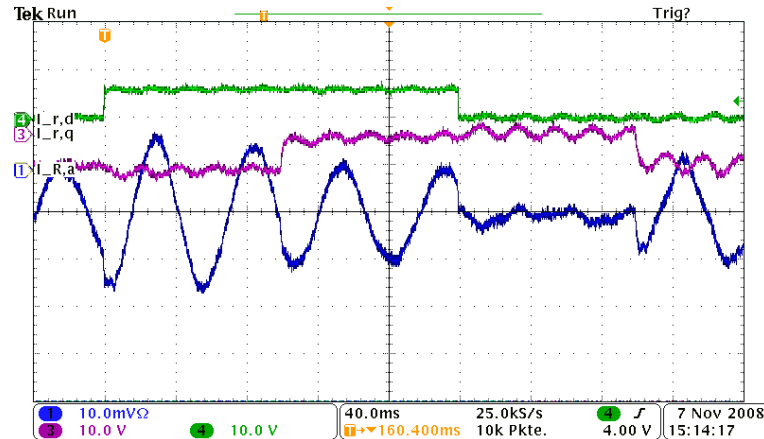


Abbildung 3.15: Messung: Unmittelbare Statorstromregelung: Sprungantwort auf den halben Nennstrom von I_{Rd} und I_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$. Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase. Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div . Datensatz identisch zu Abbildung 3.16

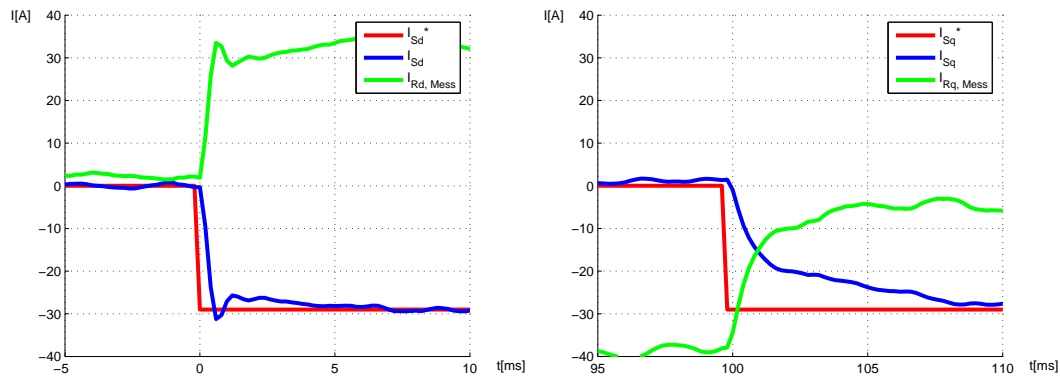


Abbildung 3.16: Messung Unmittelbare Statorstromregelung: Sprungantwort der Rotor- und Statorströme bei 1000 $1/\text{min}$. Datensatz identisch zu Abbildung 3.15.

3.4.4 Leistungsregelkreis

Übergeordnet zu den Rotorstromregelkreisen werden Leistungsregelkreise verwendet. Ihre Aufgabe ist das Einregeln einer gewünschten Wirkleistung und Blindleistung. Hierbei ist es sinnvoll, die Gesamtwirkleistung bestehend aus Stator- und Rotorwirkleistung P_S und P_R zu regeln. Diese Gesamtwirkleistung bestimmt über den Wirkungsgrad die umgesetzte mechanische Leistung. Der Wirkleistungsregelkreis verwendet als Stellgröße den Referenzwert I_{Rd}^* des Stromreglers.

Der Blindleistungsregelkreis regelt im Gegensatz dazu nur die Statorblindleistung Q_S . Der Blindleistungsregelkreis verwendet als Stellgröße den Referenzwert I_{Rq}^* des Stromreglers.

Die Statorleistung bestimmt sich allgemein aus den Gleichungen (3.18) und (3.19). Im spannungsfesten dq -Koordinatensystem gilt $U_{sq} = 0$, und somit die Gleichungen (3.20) und (3.21).

$$P_s = \frac{3}{2}(U_{sx}I_{sx} + U_{sy}I_{sy}) \quad (3.18)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(U_{sy}I_{sx} - U_{sx}I_{sy}) \quad (3.19)$$

$$P_s = \frac{3}{2}(U_{sd}I_{sd}) \quad (3.20)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(-U_{sd}I_{sq}) \quad (3.21)$$

Werden die Gleichungen (2.60) und (2.61) nach dem Statorstrom aufgelöst und der Statorwiderstand vernachlässigt, so erhält man Gleichungen (3.22) und (3.23). Es ist ersichtlich, dass der Rotorwirkstrom proportional zum Statorwirkstrom und der Rotorblindstrom

proportional zum Statorblindstrom ist [65].

$$I_{sd} = -\frac{L_h}{L_S} I'_{rd} + I_{RFe} \quad (3.22)$$

$$I_{sq} = -\frac{L_h}{L_S} I'_{rq} - I_\mu \quad (3.23)$$

Aus der Kombination von Gleichungen (3.22) und (3.23) mit (3.20) und (3.21) ergeben sich (3.24) und (3.25). Hierin ist der Bedarf der Maschine an Magnetisierungsleistung Q_0 und an Eisenverlustleistung P_0 gekennzeichnet. Magnetisierungs- und Eisenverlustleistung der beiden verwendeten Maschinen beim Betrieb mit $|I_R = 0|$ sind in Tabelle 7.3 im Anhang 7.2 angegeben.

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_h}{L_S} I'_{rd} U_{sd} + \underbrace{\frac{3}{2} U_{sd} I_{SFe}}_{P_0} \quad (3.24)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_h}{L_S} I'_{rq} U_{sd} + \underbrace{\frac{3}{2} U_{sd} I_\mu}_{Q_0} \quad (3.25)$$

Die Gesamtwirkleistung P_{ges} bestimmt sich aus der Summe von Stator- und Rotorwirkleistung. Die Rotorwirkleistung wird nach Gleichung (3.26) bestimmt, wobei die bezogenen oder nicht bezogenen Rotorgrößen verwendet werden können. Die Rotorspannung U'_R wird durch die Rotorspannungsreferenz U'^*_R ersetzt, die aus dem Rotorstromregler entnommen wird.

$$P_R = \frac{3}{2} (U_{Rd} I_{Rd} + U_{Rq} I_{Rq}) = \frac{3}{2} (U'_{Rd} I'_{Rd} + U'_{Rq} I'_{Rq}) \quad (3.26)$$

Die Strecke des Statorwirkleistungsregelkreises ist in Abbildung 3.17 dargestellt, wobei der Term $\frac{3}{2} (U'_{Rq} I'_{Rq})$ aus dem Stromregelpfad des q -Stromes entnommen wird. Die Strecke enthält den Rotorstromregelkreis, der durch ein Verzögerungsglied angenähert ist. Als Leistungsregler wird ein PI-Regler verwendet. Störgröße des Regelkreises ist die Amplitude der Statorspannung. Da die Rotorspannungsreferenz im stationären Zustand proportional zum Schlupf ist, stellt auch die Rotorkreisfrequenz eine Störgröße dar.

Die Statorspannung enthält häufig Harmonische. Um deren Einfluss auf den Regelkreis zu unterbinden, kann ein Filter zur Glättung der berechneten Leistung in den Rückführfeld eingefügt werden. Eine Alternative hierzu ist die langsame Auslegung des Leistungsreglers. Um den Anstieg der Leistung zu begrenzen, kann ein Vorfilter verwendet werden. Der Blindleistungsregler ist identisch zu dem Wirkleistungsregler aufgebaut und in Abbildung 3.18 dargestellt.

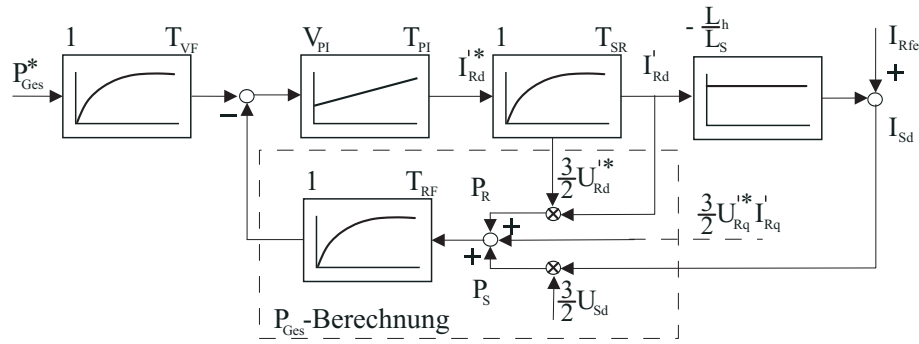


Abbildung 3.17: Strecke des Wirkleistungsreglers mit unterlagertem Rotor-Wirkstromregler

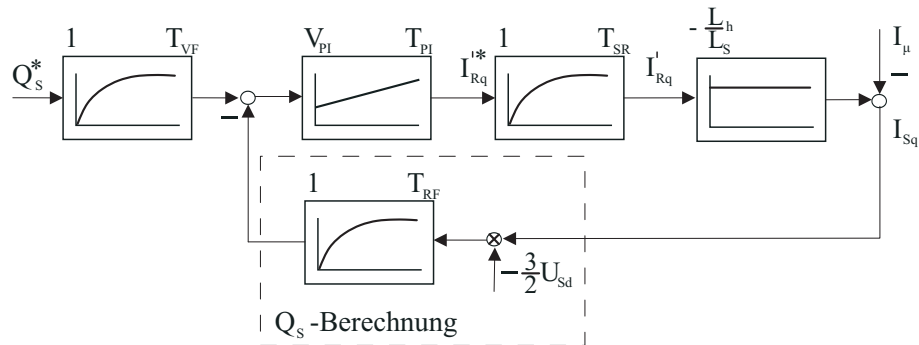


Abbildung 3.18: Strecke des Blindleistungsreglers mit unterlagertem Rotor-Blindstromregler

3.4.4.1 Bestimmung der Rotorleistung

Zur Bestimmung der Rotorleistung wird die Rotorspannungsreferenz U_R^* verwendet. Diese ist im nichtidealen Fall von der tatsächlichen Rotorspannung U_R' verschieden. In Abschnitt 3.3.4 ist eine Totzeitkompensation beschrieben, mit deren Hilfe die Abweichung zwischen Referenz- und tatsächlicher Spannung verringert werden kann.

Während die tatsächliche Rotorleistung durch die gepulste Spannung schlecht zu bestimmen ist, kann die Zwischenkreisleistung sehr genau gemessen werden. Der hierzu benötigte Zwischenkreisstromsensor wird nur für diese Testmessung verwendet. Die Zwischenkreisleistung P_{Zk} entspricht wie in Gleichung (3.27) der Summe aus Rotorleistung P_R und Verlustleistung P_V des IGBT-Umrichters.

$$P_{Zk} = P_R + P_V \quad (3.27)$$

Um die Plausibilität der mit Hilfe von U_R^* bestimmten Rotorleistung zu überprüfen, werden Rotor- und Zwischenkreisleistung zusammen dargestellt. Die Zwischenkreisleistung wird durch die Multiplikation von Strom und Spannung berechnet, die Rotorleistung

wird nach Gleichung (3.26) einmal mit und einmal ohne aktivierte Totzeitkompensation bestimmt. In dem ersten Betriebsfall wird die Statorblindleistung zu Null geregelt und daher über den Rotor zur Verfügung gestellt, während die Wirkleistung bei Null gehalten wird. Hier werden in etwa konstante Wirkverluste durch den konstanten Magnetisierungsstrom erwartet. Der zweite Betriebsfall stellt einen typischen Betriebspunkt dar, da die Statorwirkleistung bei 15 kW und die Statorblindleistung bei Null gehalten wird.

Es sind nur Ergebnisse plausibel, bei denen die Wirkverluste im Umrichter positiv sind. Wird auf eine Totzeitkompensation verzichtet, wird die Rotorleistung entsprechend der roten Linie bestimmt. Die Wirkverluste wären dementsprechend negativ. Zur korrekten Bestimmung der Rotorleistung muss also die Totzeitkompensation aktiviert werden. Es ergeben sich die grünen Kennlinien, die auch durch ein externes, unabhängiges Leistungsmessgerät bestätigt werden. Insgesamt ist der Unterschied, der durch die Totzeitkompensation erreicht wird, hier allerdings klein und ändert wenig am eigentlichen Betrieb.

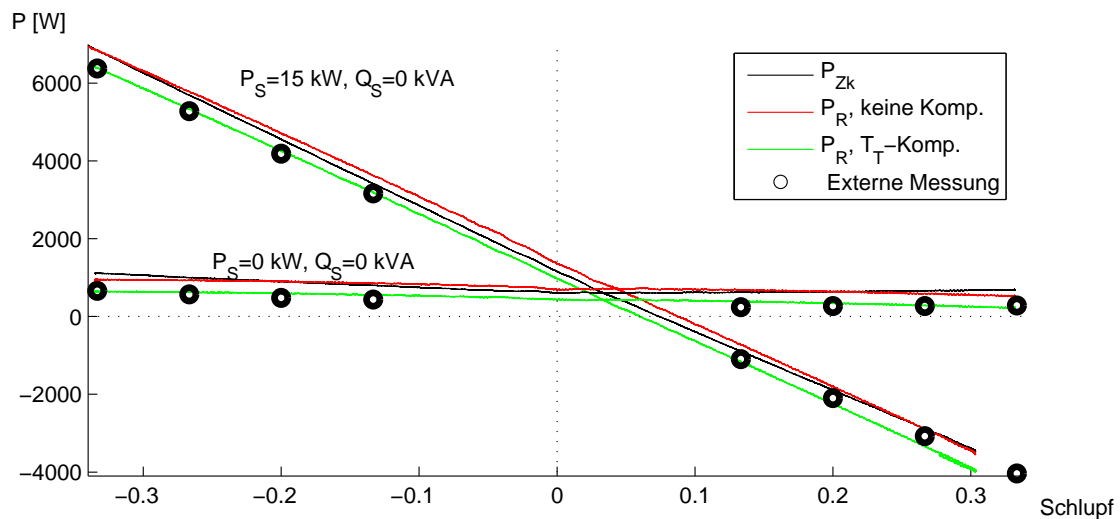


Abbildung 3.19: Messung: Zwischenkreisleistung im Umrichter der 22 kW Maschine im Vergleich zur berechneten Rotorleistung P_R nach Gleichung (3.26) als Funktion des Schlupfes. Betrieb bei Null-Statorleistung ($P_S = 0 \text{ kW}$, $Q_S = 0 \text{ kVA}$) und bei typischem Betrieb ($P_S = 15 \text{ kW}$)

3.4.4.2 Sprungantwort des Gesamtleistungsregelkreises

Die bestimmte Gesamtleistung wird mit Hilfe eines Tiefpasses mit der Zeitkonstanten T_{RF} in der Rückführung geglättet, um die in der Statorspannung enthaltenen Harmonischen und andere Störungen herauszufiltern. Die Führungsgröße des Leistungsregelkreises wird ebenso mit einem Vorfilter mit der Zeitkonstanten T_{VF} behandelt. Dies ist zum einen nötig um ein Überschwingen zu vermeiden, wenn ein Rückführfilter verwendet wird, zum anderen wird hierdurch die Anstiegsgeschwindigkeit der Leistung begrenzt. Die Proportional-Integral-Regler für Wirk- und Blindleistung sind identisch parametrisiert, wie in Tabelle 7.4 aufgeführt. Dabei ist das Vorzeichen des Blindleistungsreglers negativ. Die Parameter für 2,2 kW und 22 kW Maschine sind identisch, da sie jeweils auf einen sehr ähnlichen Stromregelkreis zurückgreifen. Sie sind in Anhang 7.2 in Tabelle 7.4 zu finden.

Der Betrieb wird im Bereich von -20 kW bis +20 kW und von -6 kVAr bis +8 kVAr getestet und ist in allen Betriebspunkten stabil. Allerdings weist die verwendete Lastmaschine im Bereich unterhalb von etwa 1700 $1/\text{min}$ eine Leistungsbeschränkung auf, wie in Abbildung 3.21 (rechts) gezeigt, sodass in diesen Punkten nicht stationär gefahren werden kann.

Die Sprungantworten des Leistungsreglers sind in den Abbildungen 3.20 und 3.21 für die Minimal-, Synchron-, und Maximaldrehzahl dargestellt. Durch Leistungsbeschränkung der Lastmaschine bei Minimaldrehzahl ist dort nur ein Sprung auf $P_{ges} = 10$ kW möglich. Dargestellt sind jeweils die Führungsgröße P_{ges}^* vor und nach dem Vorfilter, die durch den Tiefpass im Rückführzweig geglätteten Stator-, Rotor- und Gesamtleistung sowie zum Vergleich die identisch gefilterte Zwischenkreisleistung. Es ist ersichtlich, dass die Wirkleistung sich nach 400 ms ohne Überschwingen auf den Referenzwert einstellt. Die Leistungsmesswerte vor Filterung durch den Rückföhrtiefpass schwingen ebenfalls dank des Vorfilters nicht über. Die Sprungantworten des Blindleistungsreglers sind sehr vergleichbar und daher nicht angegeben.

Das Regelsystem verhält sich in allen in Abbildung 3.21 (rechts) dargestellten Betriebspunkten stabil. Der Bereich ist nur durch die Leistungsfähigkeit der Lastmaschine begrenzt.

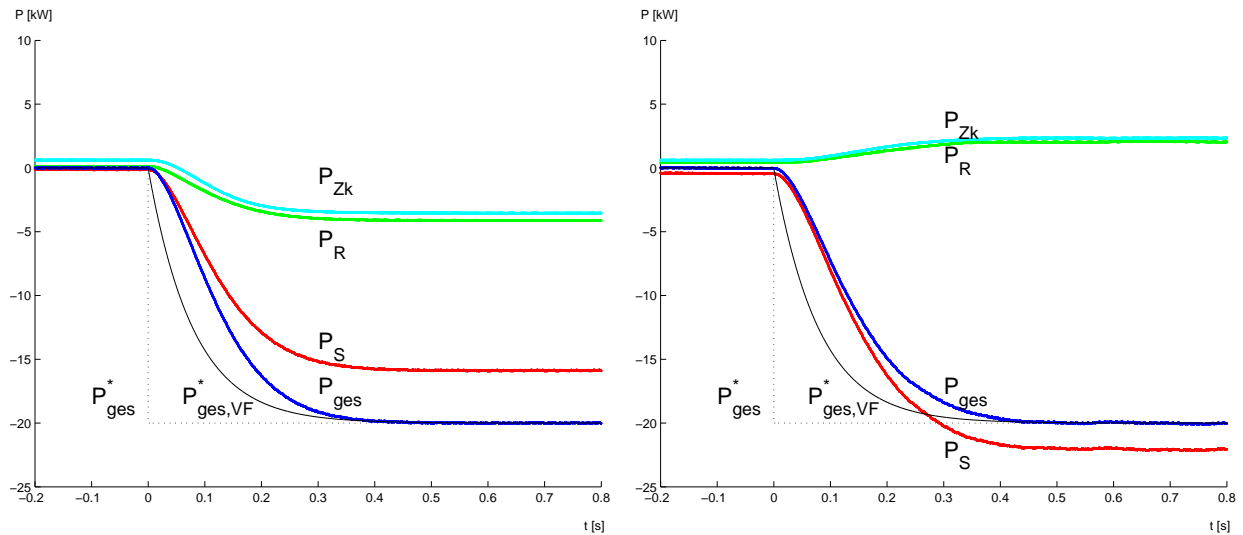


Abbildung 3.20: Messung: Sprungantwort des Wirkleistungsreglers bei Maximal- (links) und Synchrondrehzahl (rechts)

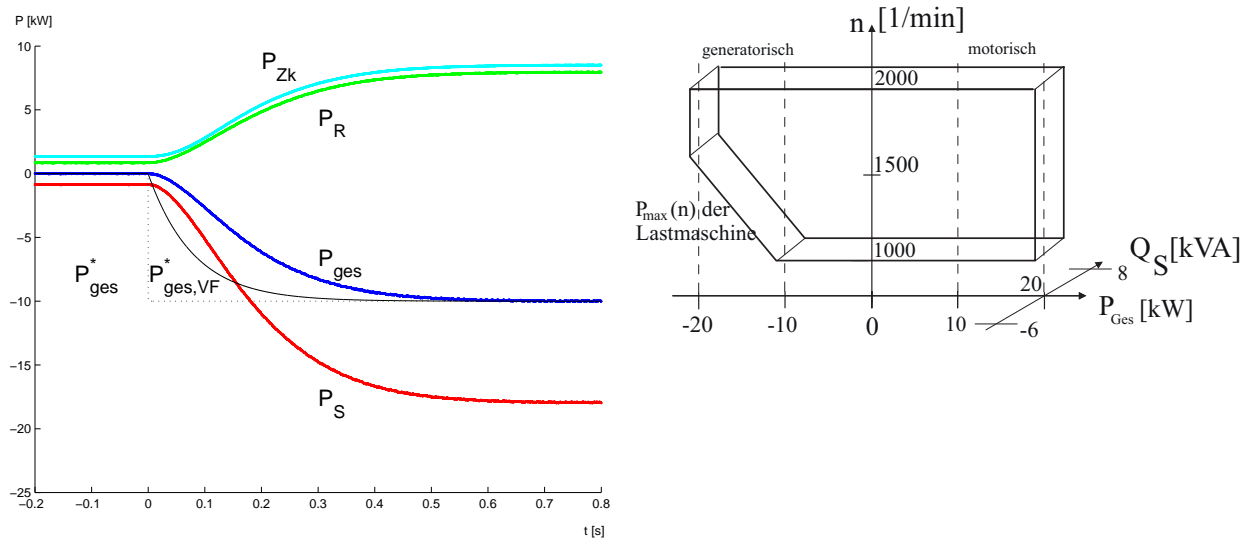


Abbildung 3.21: Links: Messung der Sprungantwort des Wirkleistungsreglers bei Minimaldrehzahl. Rechts: Betriebsbereich des Antriebes, für den volle Blindleistungssteuerung von -30 % bis 40 % der Nennwirkleistung möglich ist

3.4.5 Drehzahlregelkreis

Der Statorwirkleistungsregelkreis kann durch einen Drehzahlregelkreis ersetzt werden. In der Regel wird hierbei der Statorblindleistungsregelkreis beibehalten, um den Blindleistungsbedarf der Maschine zu regeln.

Die Strecke der Drehzahlregelung enthält die rotorische Bewegungsgleichung der Maschine aus Gleichung (2.40), die einen Integrator darstellt. Dieser integriert die Differenz

des erzeugten Drehmoments nach Gleichung (2.42) und des Lastmomentes M_L auf. Wird ein drehzahlproportionales Reibmoment M_R berücksichtigt, so wandelt sich der Integrator in ein Verzögerungsglied erster Ordnung.

Wie die Leistungsregelkreise auch, enthält die Strecke des Drehzahlreglers die angenäherte Übertragungsfunktion des Stromregelkreises $G_{SR}(s)$. Wird die Drehzahl der Maschine nicht direkt gemessen, sondern wie am verwendeten Aufbau der Winkel des Rotors γ_m , so enthält die Strecke nach Gleichung (2.41) einen weiteren Integrator, wie in Abbildung 3.22 angegeben.

Die Winkelgeschwindigkeit kann mit Hilfe der Ableitung des Winkelsignals bestimmt werden. Alternativ hierzu kann ein Beobachter die Winkelgeschwindigkeit bestimmen, um die häufig problematische Ableitung zu vermeiden.

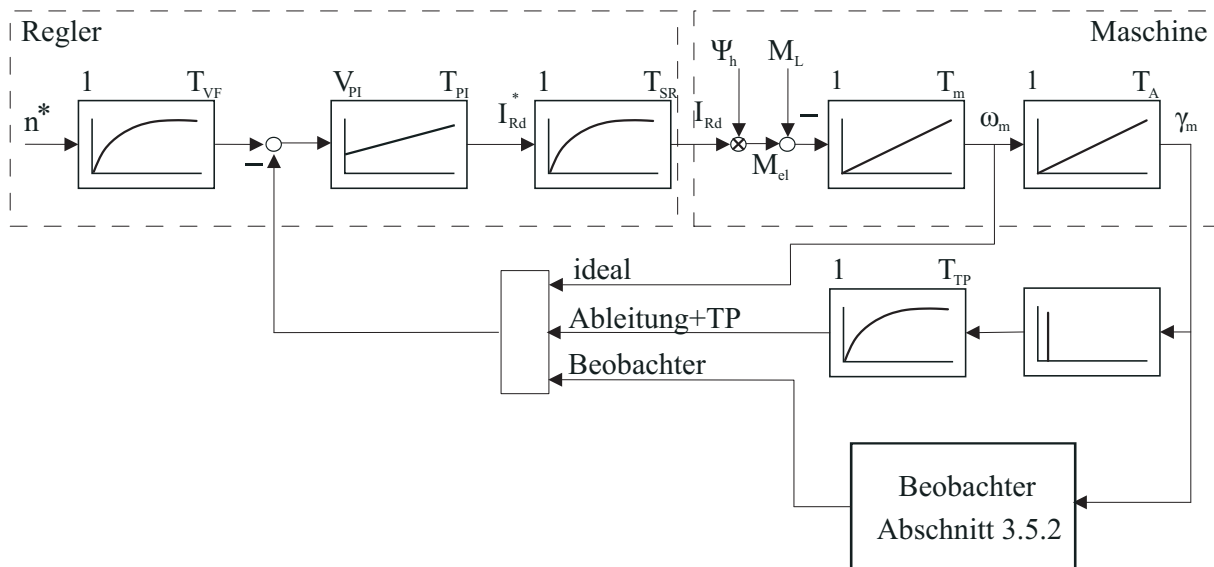


Abbildung 3.22: Strecke des Drehzahlreglers mit unterlagertem Rotor-Wirkstromregler mit Bestimmung der Drehzahl aus Beobachter oder per Ableitung

Die Streckenverstärkung ergibt sich aus Gleichung (2.42), indem der Statorstrom nach dem vereinfachten Flussmodell aus Gleichungen (2.60) und (2.61) durch Statorspannung und Rotorstrom ersetzt wird. Man erhält für das elektrische Moment den in Gleichung (3.28) angegebenen Ausdruck, wie in Anhang 7.2 beschrieben.

$$M_{el} = \frac{3}{2} z_P \frac{\overbrace{U_{sd}}^{\Psi_h}}{(1 + \sigma_S) \omega_S} I'_{Rd} \quad (3.28)$$

Mit einer Streuung von $\sigma_S = 2,8\%$, einer Polpaarzahl von $z_P = 2$ und Nennspannung erhält man einen Verstärkungsfaktor von $V_{mech} \approx 3,02$ Vs. Die Ersatzzeitkonstante des

Stromregelkreises wird entsprechend den Angaben aus Abschnitt 3.4.1 mit $T_{SR} \approx 400 \mu\text{s}$ angenommen. Der Drehzahlbeobachter stellt ein Verzögerungsglied mit einer Zeitkonstante von ca. 20 ms dar und bestimmt somit die kleine Zeitkonstante der Regelstrecke. Da die Regelstrecke einen Integrator enthält, ergibt sich eine Auslegung des Drehzahlregelkreises nach dem Symmetrischen Optimum [48]. Charakteristisch für das Symmetrische Optimum ist ein starkes Überschwingen der Sprungantwort der Regelgröße um 43% mit einem Maximum nach dem 6-fachen der kleinen Zeitkonstante. Dieses Überschwingen kann durch einen Vorfilter mit $T_{VF} = 4 T_{klein}$ auf ca. 10% reduziert werden.

$$T_{PI} = a^2 T_{SR} \qquad V_{PI} = \frac{1}{a} \frac{T_{mech}}{2 V_{mech} T_{SR}} \qquad (3.29)$$

$$K_I = \frac{R_R}{2 T_U} \qquad K_P = \frac{\sigma L_R}{2 T_U} \qquad (3.30)$$

Verwendet man die in Tabelle 7.5 in Anhang 7.2 aufgeführten Parameter, kommt man der Sprungantwort des Symmetrischen Optimums sehr nahe. Aus dem Vorfilter ergibt sich eine Eckkreisfrequenz von $12,5 \text{ 1/s}$ oder eine Zeitkonstante von $T_{VF} = 0,08 \text{ s}$. Da der Vorfilter auf das 4-fache der kleinen Zeitkonstante ausgelegt wird, ergibt sich $T_{klein} = 0,02 \text{ s}$ und somit die Verzögerung durch den Drehzahlbeobachter.

Eine Auslegung des Drehzahlreglers nach dem Symmetrischen Optimum zur Beschleunigung der Führungsübertragung ist nicht sinnvoll, da in der Praxis ein solch schnelles Anregeln der Drehzahl nicht gewünscht ist. Das Symmetrische Optimum bewirkt allerdings ein optimiertes Störverhalten [48] und ist daher sinnvoll, wenn die Änderung der Führungsgröße geeignet verlangsamt wird. Der hier vorgestellte Drehzahlregelkreis enthält nur die Stromgrenzen als Stellbegrenzungen.

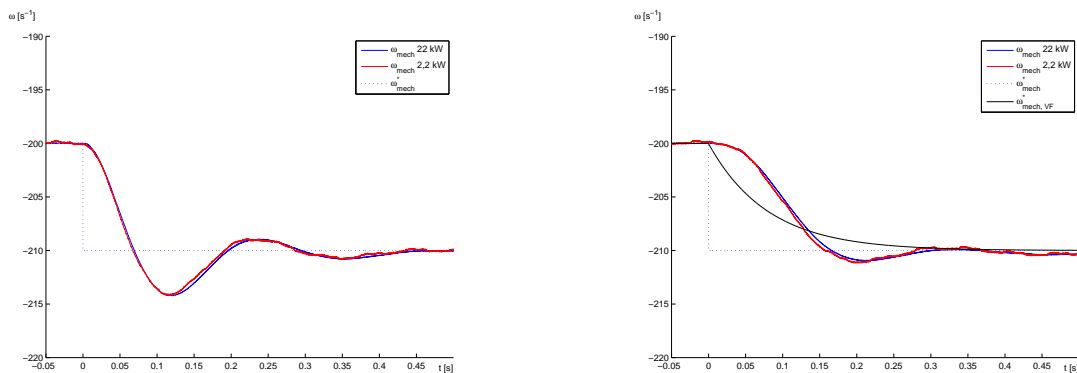


Abbildung 3.23: Messung: Sprung des Drehzahlreglers mit Parametern entsprechend dem Symmetrischen Optimum mit $a = 2$, ohne (links) und mit Vorfilter (rechts) für beide Maschinen zum Vergleich

3.5 Beobachter für den konventionellen Maschinenbetrieb

Für den konventionellen Maschinenbetrieb, das heißt für den Betrieb ohne besondere Eigenschaften in Bezug auf Fehlertoleranz gegenüber Sensorfehlern, werden zwei Beobachter benötigt.

Zum einen wird für die spannungsorientierte Regelung der Phasenwinkel γ_S der Statorspannung benötigt. Er wird durch eine Phasenregelschleife bestimmt. Diese verwendet eine Messung der Statorspannungen, um den Winkel $\hat{\gamma}_S$ zu berechnen.

Zum anderen wird für die Drehzahlregelung die mechanische Kreisfrequenz ω_m benötigt. Da die Drehzahl nicht direkt gemessen wird, muss diese aus der durch den Lagegeber bestimmten Rotorlage γ_m errechnet werden.

Da die Struktur der verwendeten Phasenregelschleife und des Drehzahl-Beobachters sich sehr ähneln, werden sie hier zusammen vorgestellt.

3.5.1 Die Phasenregelschleife

Das verwendete PLL-Konzept ist in [53] beschrieben worden und wird dort *dq*-PLL genannt. Die vorgestellte Phasenregelschleife misst die Statorspannungen $U_{S,a}$ und $U_{S,b}$ und transformiert sie mit Hilfe der Gleichungen (2.1) und (2.2) ins statorfeste orthogonale Koordinatensystem.

Zur weiteren Transformation mit Hilfe von Gleichungen (2.6) und (2.7) in das statorspannungssynchrone *U*-Koordinatensystem wird der Winkel der Statorspannung benötigt. Das *U*-Koordinatensystem ist so ausgerichtet, dass die Statorspannung auf der *d*-Achse liegt und somit $U_{sd} = |U_S|$ und $U_{sq} = 0$ gilt. Die Aufgabe der Phasenregelschleife ist es, einen Transformationswinkel $\hat{\gamma}_S$ zu finden, so dass diese Bedingungen erfüllt werden. Dies geschieht laut [53] mit Hilfe eines PI-Reglers und eines Integrators. Dabei bestimmt der PI-Regler die Stator-Kreisfrequenz $\hat{\omega}_S$, durch Aufintegration ergibt sich hieraus der Statorwinkel $\hat{\gamma}_S$. Das Konzept ist in Abbildung 3.24 dargestellt. K_I stellt die Integralverstärkung und K_P die Proportionalverstärkung des PI-Reglers dar.

Nach Gleichung (2.7) stellt Gleichung (3.31) die U_{Sq} -Komponente der Statorspannung dar, wenn mit dem geschätzten Statorwinkel $\hat{\gamma}_S$ transformiert wird. Die α - und β -Anteile der Statorspannung können als (3.32) mit dem Betrag der Statorspannung und dem wirklichen Statorwinkel γ_S dargestellt werden. Setzt man (3.32) in (3.31) ein, ergibt sich (3.33).

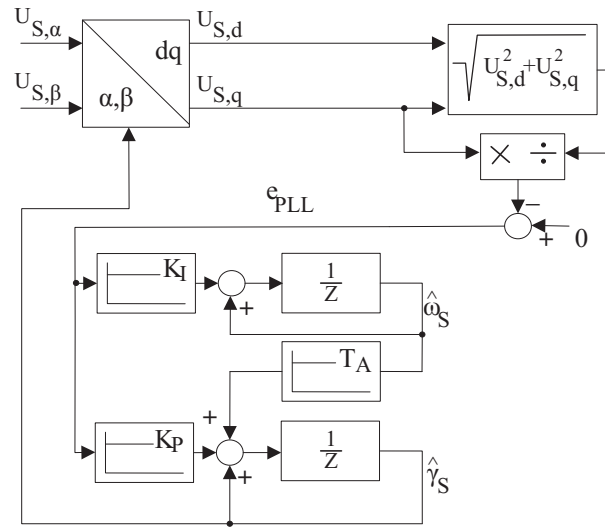


Abbildung 3.24: dq -Phasenregelschleife [53], erweitert um die Verwendung der auf den Betrag bezogenen Spannung in der Rückführung

Mit Hilfe eines Additionstheorems kann dieser Ausdruck zu Gleichung (3.34) vereinfacht werden, anhand derer sich erkennen lässt, dass sich die Abweichung des geschätzten vom wirklichen Statorwinkel proportional zu $\sin(\gamma_S - \hat{\gamma}_S)$ verhält. Der PI-Regler regelt anhand dieser Beziehung den Differenzwinkel zu Null, so dass der geschätzte dem wirklichen Statorwinkel entspricht.

$$\hat{U}_{S_q} = -\sin(\hat{\gamma}_S)U_{S_\alpha} + \cos(\hat{\gamma}_S)U_{S_\beta} \quad (3.31)$$

$$U_{S_\alpha} = |U_S| \cos(\gamma_S) \quad U_{S_\beta} = |U_S| \sin(\gamma_S) \quad (3.32)$$

$$\hat{U}_{S_q} = |U_S|(-\sin(\hat{\gamma}_S) \cos(\gamma_S) + \cos(\hat{\gamma}_S) \sin(\gamma_S)) \quad (3.33)$$

$$e_{PLL} = \sin(\hat{\gamma}_S - \gamma_S) \quad (3.34)$$

Die Dynamik der verwendeten PLL ist wählbar, wobei eine schnelle Auslegung zu einer schnellen Synchronisation und schneller Störausregelung führt. Allerdings führt eine hohe Bandbreite der Phasenregelschleife auch zum Durchgriff von Störungen in der verwendeten Spannung, so zum Beispiel eventuell enthaltener Netzharmonischer, was unerwünscht ist. Durch Normierung auf den Betrag wird die Dynamik der PLL unabhängig von der Spannungsamplitude gemacht. Eventuelle Schwankungen in der Netzfrequenz sind gering, so dass eine geringe Bandbreite vollkommen ausreicht, um den Winkel gut zu erfassen. Lediglich für die Synchronisation zum Programmstart ist eine schnelle Reglerauslegung wünschenswert.

3.5.2 Der Kreisfrequenz-Beobachter

Um die mechanische Kreisfrequenz ω_m des Rotors zu bestimmen, steht das Winkelsignal γ_m entweder aus dem Lagegeber oder aus dem Lageschätzer aus Abschnitt 4.2.1 zur Verfügung. Die Kreisfrequenz stellt nach Gleichung (2.41) die Ableitung des Winkels dar. Eine Möglichkeit zur Bestimmung der Kreisfrequenz ist also, die gemessene Rotorlage γ_m abzuleiten und so die Winkelgeschwindigkeit zu erhalten. In diskreten Systemen wird dies durch den Differenzenquotienten nach Gleichung (3.35) angenähert, wobei T_A die Abtastzeit ist.

$$\omega_{m,k} = \frac{1}{T_A}(\gamma_{m,k} - \gamma_{m,(k-1)}) \quad (3.35)$$

Bei der Verwendung eines Lagegebers steht ω_m durch Diskretisierungseffekte nicht stufenlos zur Verfügung. Bei Verwendung eines Lageschätzers gehen rauschbehaftete elektrische Eingangssignale in die geschätzte Lage ein. Das erhaltene Signal muss in der Regel tiefpassgefiltert werden.

Eine sehr gut funktionierende Alternative ist die Verwendung eines Beobachters, die auch in dieser Arbeit angewandt wird. Hierzu wird die mechanische Gleichung (2.41) in die diskrete Darstellung (3.36) überführt.

$$\gamma_m(k+1) = \gamma_m(k) + \omega_m(k)T_A \quad (3.36)$$

Um einen Beobachter zu erstellen, wird die Zustandsraumdarstellung dieser Gleichung benötigt, bestehend aus der Systemmatrix A_m und dem Ausgangsvektor c_m^T . Diese sind in Gleichungen (3.37) und (3.38) aufgeführt. Eine Eingangsmatrix und eine Durchgriffsmatrix wird nicht verwendet. Der beobachtete Winkel $\hat{\gamma}_m(k)$ und die beobachtete Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_m(k)$ stellen die Zustände dieses Systems dar, und sind im Zustandsvektor x_m nach Gleichung (3.39) zusammengefasst. Mit der angegebenen Definition von c_m^T stellt $\hat{y}_m = \hat{\gamma}_m(k)$ das Ausgangssignal dar. Der Beobachter ist in Abbildung 3.25 dargestellt. Das Residuum e_{γ_m} des Beobachters nach Gleichung (3.41) wird aus gemessenem und beobachtetem Winkel bestimmt und über den Rückführvektor L_m nach Gleichung (3.40) zur Korrektur der Zustände des Beobachters verwendet. Durch Wahl der Elemente von L_m werden die Eigenwerte des Beobachters platziert.

Der beschriebene ω_m -Beobachter ist ein wichtiger Bestandteil der Fehlerisolation. Hierauf

wird in Abschnitt 5.3.3.1 eingegangen.

$$A_m = \begin{bmatrix} 1 & T_A \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$c_m^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$x_m = \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_m \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + L_m^T e_{\gamma_m} \quad (3.40)$$

$$e_m = \hat{\gamma}_m(k) - \gamma_m(k) \quad (3.41)$$

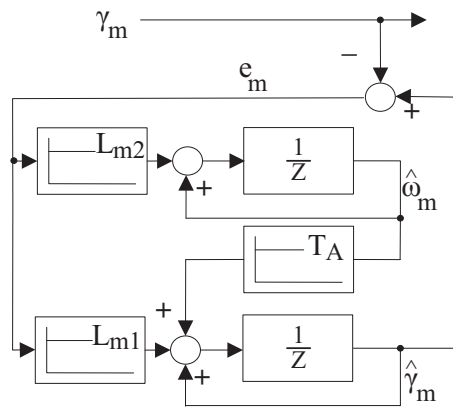


Abbildung 3.25: Beobachter zur Bestimmung der Kreisfrequenz

3.5.3 Dualität der PLL und des Drehzahl-Beobachters

Die Darstellung der PLL nach Abbildung 3.24 und der Beobachter zeigen die selbe Struktur. Das Residuum der PLL nach Gleichung (3.34) lautet $e_{PLL} = \sin(\hat{\gamma}_S - \gamma_S)$, während das Residuum des Beobachters $e_{\gamma_m} = \hat{\gamma}_m - \gamma_m$ beträgt. Die Parameter des PI-Reglers der PLL, K_I und K_P , stehen in der Struktur an der selben Stelle wie die Parameter der Beobachter-Rückführung L_{m2} und L_{m1} . Der einzige Unterschied zwischen den beiden Konzepten ist die Bildung des Residuums. Während der Beobachter direkt die Differenz der Winkel benutzt, verwendet die PLL den Sinus der Differenz. Für kleine Werte kann der Sinus mit seinem Argument durch $\sin(x) \approx x$ angenähert werden. Für kleine Auslenkungen verhalten sich also PLL und Drehzahl-Beobachter sehr ähnlich. Für die praktische Realisierung des Beobachters erwies es sich als sinnvoll, das Beobachterresiduum im Bereich von $[-\pi.. \pi]$ zu halten.

In der erstellten Regelung werden standardmäßig Parameter $K_I = 20$ und $K_P = 1$ für die vorgestellten Strukturen verwendet. Hieraus ergibt sich für einen Sprung der Eingangsgröße eine Ersatzzeitkonstante von 50 ms bei einer Abtastzeit von $T_A = 200 \mu\text{s}$.

3.6 Zusammenfassung

Die betrachtete Maschine wird orientiert an der Statorspannung geregelt, deren Phasenlage durch eine Phasenregelschleife bestimmt wird. Der Stator der Maschine ist mit dem Netz verbunden. Es wird eine kaskadierte Regelung verwendet, bei der auf Rotorstromregelkreise aufbauend entweder Wirk- und Blindleistungs- oder Drehzahl- und Blindleistungsregler verwendet werden. Die Oberschwingungen des Statorstromes werden mit zusätzlichen Reglern zu Null geregelt. Neben Rotor- und Statorstrom werden die Stator- und Zwischenkreisspannung sowie die Rotorlage gemessen.

Die Stromregelkreise sind nach dem Betragsoptimum ausgelegt. Die Leistungsregelkreise sind nach dem Symmetrischen Optimum ausgelegt, wobei die rechnerisch bestimmte Leistung mit einem Tiefpass im Rückführungspfad gefiltert wird. Der Drehzahlregelkreis ist ebenfalls nach dem Symmetrischen Optimum ausgelegt und enthält einen Drehzahlbeobachter im Rückführungspfad, der wie ein Tiefpass wirkt.

Die Beobachter zur Bestimmung des Winkels der Statorspannung und der Rotordrehzahl sind in der Beschreibung der konventionellen Regelung enthalten, da sie für den konventionellen Betrieb benötigt werden.

Das vorgestellte Regelverfahren stellt keine Neuerung dar. Es ist aber zum Verständnis der weiteren Arbeit sehr wichtig, genau zu definieren, wie die Regelkreise aufgebaut und parametrisiert sind, da dies das Verhalten nach einem Sensorfehler stark beeinflusst. Es ist wichtig zu erwähnen, dass eine typischerweise verwendete Regelstruktur verwendet wird.

Alle Regelkreise weisen klar definierte Sprungantworten mit schnellen Anregelzeiten auf, wie sie zu erwarten sind. Der gesamte Ziel-Betriebsbereich ist stabil und der Statorstrom ist Oberschwingungsarm.

Für die weiteren Untersuchungen steht somit ein praxisnaher Aufbau zur Verfügung.

Kapitel 4

Berechnung von Alternativsignalen zu Sensormesswerten

4.1 Einleitung

Ziel dieser Arbeit ist es, eine bezüglich Sensorfehlern tolerante Regelung zu realisieren. Ziel ist es, die Regelung nach der Detektion und Isolation eines Fehlers so umzukonfigurieren, das der als fehlerhaft erkannte Sensor bzw. das als fehlerhaft erkannte Sensorpaar nicht mehr verwendet wird, um den Betrieb fortzusetzen. Hier sind zwei generelle Möglichkeiten denkbar. Zum ersten kann ein Regelschema verwendet werden, dass nicht alle Sensoren benötigt. Zum anderen kann der fehlerhafte Messwert durch ein berechnetes Alternativsignal ersetzt werden.

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit der modellbasierten Berechnung von Alternativsignalen zu den von der konventionellen Regelung verwendeten Sensoren. Außer der Verwendung als Alternativsignal nach der Rekonfiguration werden die berechneten Signale auch zur Fehlerdetektion und -isolation verwendet.

Zunächst wird auf den Lagegeber eingegangen, der durch einen Lageschätzer ersetzt werden kann. Danach werden die Rotor- und Statorstromsensoren behandelt, die entweder durch einen Zustandsbeobachter oder durch einen Schätzer ersetzt werden können. Auch die Statorspannungssensoren können durch einen Beobachter oder durch einen Schätzer ersetzt werden. Es gelingt nicht, ein sinnvolles Alternativsignal für den Zwischenkreisspannungssensor zu finden.

In der Literatur werden die Begriffe Beobachter und Schätzer nicht einheitlich und häufig synonym verwendet. Als ein Beobachter wird in dieser Arbeit ein Verfahren bezeichnet, das

auf dem Zustandsraummodell basiert und nicht gemessene Zustände rekonstruiert, indem eine Rückführung von gemessenen Zuständen stattfindet. Beobachter enthalten eigene Zustände und können daher instabil sein. Dies ist bei ihrer Auslegung und Diskretisierung zur Verwendung in einem Rechner zu berücksichtigen.

Als Schätzer wird ein Verfahren bezeichnet, das nicht auf dem Zustandsraummodell basiert und nicht gemessene Zustände oder Eingänge durch Umstellen einer Gleichung rekonstruiert, ohne dass eine Rückführung von gemessenen Zuständen auf interne Zustände stattfindet. Schätzer enthalten keine eigenen Zustände und können daher nicht instabil werden. Allerdings kann eine über sie geschlossene Regelung instabil werden. Es kommt vor, dass in Schätzern Regler verwendet werden, und daher dieser Schätzer streng betrachtet doch Zustände besitzt. Diese Schätzer stellen daher eine Zwischenform dar.

Für die praktische Arbeit ist nicht wichtig, ob ein Verfahren als Beobachter oder Schätzer zu klassifizieren ist. Entscheidend ist die Qualität des erlangten Signals und der Aufwand, der hierfür zu leisten ist. Diese Eigenschaften werden im Folgenden verglichen.

Für jedes der betrachteten Alternativsignale wird zunächst beschrieben, wie die Berechnung erfolgt. Sodann wird das Verhalten des Alternativsignals mit den gemessenen Signalen verglichen. Hierzu wird der Regelkreis über die berechneten Alternativsignale geschlossen, während die ersetzten Signale nur zum Vergleich aufgenommen werden.

Zunächst werden die Sprungantworten der Regelkreise aufgenommen und mit Hilfe von diesen eventuell die Reglereinstellungen angepasst. Dann wird der stabile Betriebsbereich in dem in Abschnitt 1.2.2 definierten Ziel-Betriebsbereich ausgetestet. Weiter wird in allen Betriebspunkten des Ziel-Betriebsbereiches die Genauigkeit der Alternativsignale bestimmt, indem das Residuum zu den gemessenen Werten bestimmt wird. Hier werden die in Kapitel 2 bestimmten Parameter verwendet, um zu bestimmen, ob und unter welchen Voraussetzungen diese für die Beobachtung und Schätzung von Systemgrößen geeignet sind. An dieser Stelle wird auch ausgetestet, welcher Einfluss auf die Genauigkeit des berechneten Signals durch Abweichung von Modellparametern zu erwarten ist. Anschließend wird bestimmt, welcher Einfluss sich durch die Verwendung von Alternativsignalen auf die Qualität des Statorstromes ergibt, da der Statorstrom die Ausgangsgröße des Generatorsystems zum Netz hin darstellt.

Dieses Kapitel basiert auf der in Kapitel 3 beschriebenen Regelung. Es stellt die Basis für die in Kapitel 5 beschriebene Fehlererkennung und -isolation dar, da die hier beschriebenen Alternativsignale dort zur Generation von Residuen verwendet werden, auf denen sowohl die Fehlerdetektion als auch die Fehlerisolation gründet. Dort wird beschrieben, wie die Alternativsignale zu einer sogenannten Beobachterbank zusammengefasst werden.

Nachdem ein Fehler bestimmt ist, wird das entsprechende Sensorsignal durch die hier beschriebenen Alternativsignale ersetzt.

Dieses Kapitel schließt mit einer Zusammenfassung, in der die wichtigsten Erkenntnisse noch einmal wiederholt werden.

4.1.1 Test im Betriebsbereich des Generatorsystems

Zur Überprüfung sollen die nachfolgend vorgestellten Alternativsignale in möglichst vielen, verschiedenen Betriebspunkten betrieben werden. So kann sichergestellt werden, dass sie für einen sinnvollen Betrieb des Generators verwendbar sind. Nach [19] muss ein Generatorsystem zu unter- und übererregtem Betrieb in der Lage sein. Dabei wird gefordert, dass Blindleistung in Höhe von 30 % der Nennwirkleistung aufgenommen (Untererregung) und in Höhe von 40 % abgegeben (Übererregung) werden kann. Diese Vorgaben sind eine Einzelanforderung eines Netzbetreibers und haben keine allgemeine Gültigkeit. Sie können aber als Richtwerte genommen werden, um die Alternativsignale in stationären Punkten zu testen. Auch die Detektion und Isolation von Fehlern in Kapitel 5 wird in diesen Betriebspunkten getestet.

Daneben wird das Verhalten der Alternativsignale in einem kontinuierlichen Betriebsbereich getestet, der durch Veränderung der Rotorstromreferenz im stromgeregelten Betrieb abgefahren wird. Dieser Bereich wird anhand der Abbildung 4.1 veranschaulicht, und besteht aus einer kontinuierlichen Veränderung der Wirkstromreferenz I_{Rd} im Bereich von -50 A bis +50 A, was je nach Drehzahl einer Gesamtleistung von 11,7 kW bei 1000 $1/\text{min}$ bis 20,8 kW bei 2000 $1/\text{min}$ und somit gut der tatsächlich möglichen Maximallast entspricht.

Die Blindstromreferenz I_{Rq} wird in vier Stufen verändert, wobei in jeder dieser Stufen ein Lastspiel des Wirkstromes durchfahren wird. Die Blindstromreferenz beginnt bei -50 A und wird dann stufenweise erhöht. Die vierte Stufe ist so gewählt, dass der Rotorstrom nicht zu klein für den Betrieb des Lageschätzers nach Abschnitt 4.2.1.2 wird. Im Folgenden wird bei der Untersuchung eines Alternativsignals dieser Verlauf der Rotorstromreferenzwerte verwendet, um die Genauigkeit des Alternativsignals über einer Vielzahl von unterschiedlichen Betriebspunkten zu bestimmen. Zu diesem Zweck wird dieses Referenzprofil für alle Drehzahlen im Bereich von 1000 $1/\text{min}$ bis 2000 $1/\text{min}$ im Abstand von 100 $1/\text{min}$ durchfahren und die resultierenden Abweichungen des Signals in einer dreidimensionalen Darstellung verdichtet. Resultierende Leistungssignale, die aus den Alternativsignalen bestimmt werden, werden mit einer Zeitkonstante von 0,5 s tiefpassgefiltert. So kann schnell ein Überblick über das Verhalten des Alternativsignals erhalten werden.

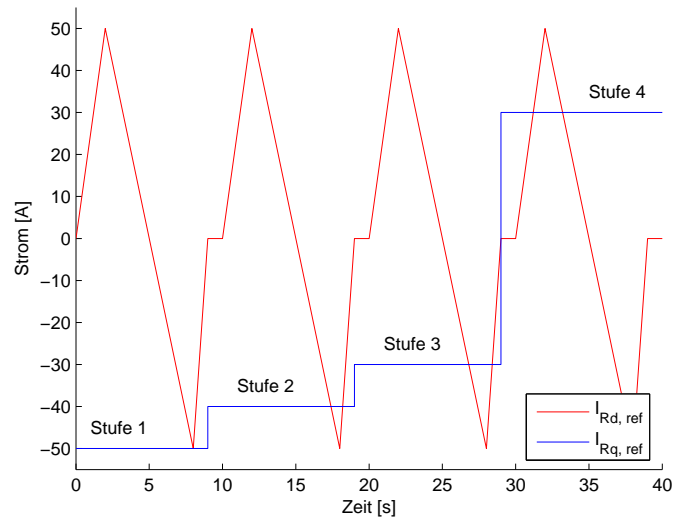


Abbildung 4.1: Veränderung der Rotorstromreferenzwerte zum Abfahren eines weiten Betriebsbereiches

4.2 Alternativsignale auf Basis des Flussmodells

4.2.1 Lageschätzer

4.2.1.1 Einführung und Literatur

Für die Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine ist es nötig, die elektrische Rotorlage zu kennen. Die Rotorlage stellt neben der Drehzahl eine Zustandsgröße des mechanischen Systems dar. Für das elektrische System stellt sie eine Eingangsgröße dar, die dieses System nichtlinear verändert, da sich mit ihr die magnetische Kopplung der Rotor- mit den Statorwicklungen verändert. Dieser nichtlineare Effekt wird jedoch leicht umgangen, wenn die Rotorgrößen in ein gemeinsames Referenzsystem mit den Statorgrößen transformiert werden. Hierzu ist die Kenntnis der Rotorlage relativ zum Stator notwendig. Daneben wird aus der Änderung der Rotorlage über der Zeit die mechanische Kreisfrequenz bestimmt. Hierzu ist Näheres in Abschnitt 3.5.2 zu finden.

Die Bestimmung der Rotorlage einer elektrischen Drehstrommaschine aus den elektrischen Klemmengrößen ist ein Forschungsthema, das schon von vielen Autoren behandelt worden ist, insbesondere für die weit verbreiteten Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen (KS-ASM) sowie für permanenterrechte Synchronmaschinen (PMSM). In beiden Fällen wird für eine Feldorientierte Regelung die Lage des Rotor- oder Stator-Flusses benötigt. Für die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer wird hierzu in aller Regel ein Modell

der Maschine verwendet, das neben anderen Messgrößen die Drehzahl benötigt [48]. Bei der PMSM ist der Rotorfluss durch die Magneten direkt mit der Rotorlage verbunden, die durch einen Lagegeber bestimmt werden kann. Die Bestimmung der Flusslage ohne einen mechanischen Sensor wird häufig mit dem Begriff "Sensorlose Regelung" beschrieben. Für beide Maschinentypen gibt es eine sehr große Anzahl an Veröffentlichungen mit vielen verschiedenen Ansätzen. In der Regel werden die Grundsicherungen der Statorströme und Spannungen ausgewertet, und hieraus auf die Elektromotorische Kraft geschlossen, die durch Induktion entsteht. Verfahren, die hierauf aufbauen werden auch EMK-Verfahren oder englisch EMF-Verfahren genannt. Einen sehr guten Überblick liefert [77] für die KS-ASM. In den Arbeiten [55], [56], [90], [91] werden Luenberger-Beobachter verwendet, um den Rotorfluss der Asynchronmaschine ohne mechanischen Sensor zu bestimmen. Da der Rotorfluss bei der Asynchronmaschine nicht an den Rotor gekoppelt ist, sondern sich mit der Schlupffrequenz relativ zu ihm bewegt, kann nicht auf die absolute Rotorlage geschlossen werden.

Auch für die permanenterregte Synchronmaschine ist eine große Zahl an Veröffentlichungen zu finden. Auch hier wirkt der Rotorfluss durch Induktion auf den Stator, wenn die Drehzahl nicht null ist [92], [93]. Somit kann auch bei der PMSM das EMK-Verfahren verwendet werden. Insbesondere in [94] wird darauf hingewiesen, dass die Bestimmung des Rotorflusses von KS-ASM und PMSM weitestgehend gleich abläuft. Im Gegensatz zur KS-ASM kann bei der PMSM direkt auf die Rotorlage geschlossen werden.

Häufig werden anstatt der gemessenen Klemmenspannung die Referenzspannungswerte der Schaltsignal-Modulation verwendet. Um die Klemmenspannung hieraus genau zu erhalten muss der Umrichter genau modelliert werden [95]. Dies beinhaltet die Kompensation der Totzeit zwischen den Schaltzeiten der Leistungshalbleiter und Kompensation des Spannungsabfalls an den nichtidealen Ventilen. Näheres hierzu kann auch in Abschnitt 3.3.4 gefunden werden. Neben der Modellierung stellen Gleichanteile in Sensormesswerten ein Problem dar, wenn zur Statorflussbestimmung ein Integral berechnet werden muss. Die genannten Effekte stellen insbesondere bei kleinen Ausgangsfrequenzen und -spannungen ein Problem dar. Für kleine Statorfrequenzen ist somit ein Betrieb ohne Lagesensor problematisch [68]. Eine absolute Grenze für das EMK-Verfahren stellt die Speisefrequenz von null dar [96], da hier nichts induziert wird, der Rotor ist dann elektrisch vom Stator entkoppelt.

Das EMK-Verfahren kann daher im Stillstand und bei niedrigen Drehzahlen nicht eingesetzt werden [97]. Für die PMSM [98], [99] und für die KS-ASM [100] kann für niedrige Drehzahlen und Stillstand durch Injektion von hochfrequenten Signalen ein Betrieb ohne mechanischen Sensor realisiert werden. Beide Verfahren können für die PMSM auch

kombiniert werden [101], so dass bei niedrigen Drehzahlen das Injektionsverfahren und bei höheren Drehzahlen das EMK-Verfahren verwendet wird.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass für statorgespeiste Maschinen der Betrieb ohne Drehzahl- oder Positionssensor relativ einfach möglich und verbreitet ist, solange die Drehzahl ausreichend hoch ist.

Während bei statorgespeisten Maschinen die kleinen Statorfrequenzen das Problem darstellen, sind es bei rotorrespeisten Maschinen analog hierzu die kleinen Rotorfrequenzen. Allerdings sind doppeltgespeiste Asynchronmaschinen speziell für die Verwendung bei kleinen Rotorfrequenzen gedacht, wie bereits in Abschnitt 1.2 eingeführt.

Hierdurch ist es zu erklären, dass angewendete Verfahren zur Rotorlageschätzung bei der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine sich in den Methoden deutlich von denen der statorgespeisten Maschinen unterscheiden.

Zwar wird in [62] ein Verfahren vorgeschlagen, das den für die statorgespeisten Drehfeldmaschinen vorgeschlagenen EMK-Methoden ähnelt. Da bei diesem Verfahren der Rotorfluss aus Rotorspannung und Rotorstrom integriert wird, ergibt sich für Drehzahlen um die Synchrondrehzahl dieselbe Problematik wie bei statorgespeisten Maschinen in der Nähe der Nulldrehzahl: Die relative Winkelgeschwindigkeit zwischen Statorwicklungen und Rotorfluss ist sehr gering, und somit ist die induzierte Spannung an den Klemmen ebenfalls sehr gering. Die Nichtlinearität des speisenden Umrichters kann nicht vernachlässigt werden, eine Aufintegration zum Fluss ist schwierig. In [62] werden zwar Messergebnisse gezeigt, jedoch wird die Synchrondrehzahl zügig durchfahren. Zur Synchrondrehzahl wird dort die Rotorlage falsch berechnet, und es ist zu befürchten, dass diese Geschwindigkeit nicht auf Dauer gehalten werden kann. Trotz der Nachteile wird ein EMK-Verfahren zur Lageschätzung in Abschnitt 4.2.1.4 beschrieben.

Im Folgenden soll ein Überblick über speziell für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine vorgestellte Verfahren gegeben werden. Im Gegensatz zu den statorgespeisten Maschinen ist der Rotor zugänglich. Es können somit auch der Rotorstrom und die Rotorspannung oder deren Referenz für die Lagebestimmung verwendet werden.

Mögliche Verfahren werden in den Arbeiten [16], [102], [103] beschrieben. Dabei stellt [16] eine Kombination aus Steuerung und Winkelregler vor. Für alleinstehende doppeltgespeiste Asynchronmaschinen wird in [104] ein Verfahren zur Lageschätzung vorgestellt.

Das in [58] beschriebene Verfahren verwendet Stator- und Rotorstrommessung, um den Rotorlagewinkel zu berechnen. Ähnliche Verfahren lassen sich auch in [65], [13], [57] und [59] finden.

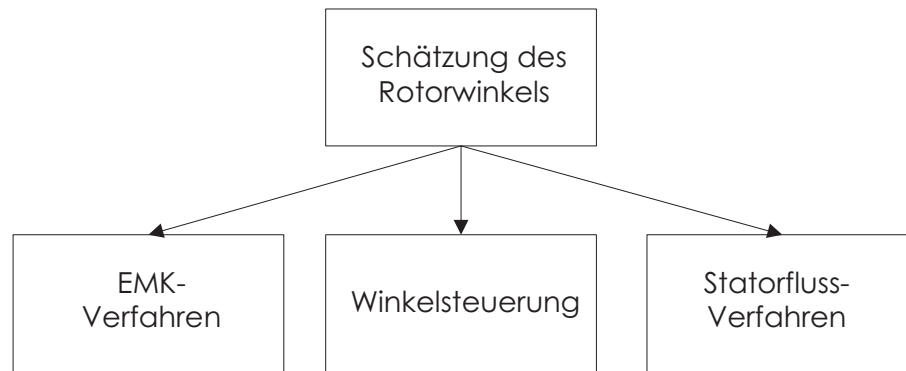


Abbildung 4.2: Übersicht über die Möglichkeiten der lagegeberlosen Regelung für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine

In [16] werden zwei Verfahren zur Regelung einer netzgekoppelten doppeltgespeisten Asynchronmaschine vorgestellt. Diese Arbeit wird in [102] und [103] fortgesetzt. Die Regelung ist dabei entweder an der Statorspannung oder an dem Statorfluss orientiert. Die Regelung der Maschine erfolgt in allen Fällen über die Regelung des Winkels zwischen Stator- und Rotorfluss. Es wird immer die selbe Regelstruktur verwendet, aber unterschiedliche Methoden um den Winkel zu berechnen. In [105] wird ein ähnliches Verfahren zur Bestimmung und Regelung dieses Winkels beschrieben. Da eine Winkelregelung verwendet wird und es sich daher um eine andere Regelstruktur handelt, wird auf diese Methode nicht weiter eingegangen.

In [106] und in [104] werden lagegeberlose Regelungen einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine für den Inselbetrieb vorgestellt. Die Regelung einer ein Inselnetz speisenden doppeltgespeisten Asynchronmaschine unterscheidet sich grundsätzlich von der Regelung einer netzgekoppelten Anlage. Im ersten Fall sind die Amplitude und Frequenz der erzeugten Statorspannung die Regelgrößen, während die abgegebene Wirk- und Blindleistung nach dem Bedarf des Netzes eingestellt werden. Im anderen Fall sind Amplitude und Frequenz durch das Netz vorgegeben und die Blind- und Wirkleistung oder Drehzahl der Maschine können eingeregelt werden.

In [104] wird daher Real- und Imaginärteil der Statorspannung durch zwei PI-Regler geregelt, deren Stellgrößen Amplitude $|I_R|$ und Kreisfrequenz ω_R des Rotorstromes sind. Der gesuchte Transformationswinkel γ_R ergibt sich aus Integration der durch den Regler eingestellten Rotor-Kreisfrequenz. Dieses Verfahren könnte also auch als Winkelregelung bezeichnet werden.

Im Gegensatz hierzu wird in [106] ein sogenannter Model Reference Adaptive System (MRAS) Drehzahl-Beobachter verwendet. Die Verwendung des MRAS Ansatzes ist bei statorgespeisten Maschinen üblich. Auch hier werden die Statorspannung, die das Insel-

netz versorgt, sowie Stator- und Rotorströme gemessen. Der MRAS Beobachter bestimmt die aktuelle Rotorfrequenz ω_R des Generators. Über einen Integrator wird der Rotorwinkel γ_R bestimmt. Dieser wird für eine am Statorfluss orientierte Regelung der Rotorströme verwendet.

In [69] und [107] werden Verfahren für eine Direkte Leistungsregelung der doppeltespeisten Asynchronmaschine vorgestellt. In direkten Regelverfahren werden, im Gegensatz zu pulsweitenmodulierten Regelverfahren, die zu schaltenden Spannungsvektoren anhand einer Schalttabelle gewählt. Dabei werden die geregelten Zustände mit Hilfe von Hysterese-Reglern in einem Toleranzband gehalten. Es ist auch von direkt geregelten KS-ASM, PMSM oder Netzpulsstromrichtern bekannt [88], dass direkte Regelverfahren keine explizite Winkelinformation benötigen.

In [108] und [109] werden Verfahren für feldorientiert geregelte Maschinen vorgestellt, bei denen im Gegensatz zur normalen Konfiguration der Stator nicht mit dem Netz verbunden ist sondern von einem zweiten Umrichter gespeist wird. In [109] wird ein MRAS-Verfahren verwendet, das ein adaptives Strommodell des Statorflusses ähnlich Gleichung (2.51) mit einem Referenz-Spannungsmodell des Statorflusses wie Gleichung (2.44) vergleicht. Ein PI-Regler sucht die Rotorlage so, dass beide Modelle den gleichen Fluss berechnen.

In [108] wird der rotorseitige Umrichter nach einem $\frac{U}{f}$ -Verfahren und der statorseitige Umrichter geregelt betrieben. Die Bestimmung des Winkels erfolgt sehr ähnlich zu den im Weiteren beschriebenen Verfahren für netzgekoppelte Maschinen.

In dieser Arbeit wird eine netzgekoppelte doppeltespeiste Asynchronmaschine verwendet, die feldorientiert mit einem pulsweitenmodulierten Umrichter betrieben wird. Die bisher vorgestellten Ansätze, ebenso wie die für statorgespeiste Maschinen vorgestellten Verfahren, lassen sich daher nicht direkt übertragen und sind nur zur Abrundung aufgeführt. Im Folgenden wird ein Verfahren vorgestellt, das abgewandelt in einer Reihe von Arbeiten erfolgreich angewendet wird. Dieses Verfahren ist auf die verwendete Maschinentopologie anwendbar. Die verschiedenen Varianten unterscheiden sich darin, welches Strommodell und welche Orientierung verwendet wird. Desweiteren wird einmal der Strom und einmal der Fluss zur Berechnung herangezogen.

In [59] wird die in [110] und [65] vorgestellte Methode erfolgreich eingesetzt und eine statorflussorientierte Regelung verwendet. Dort wird auch festgestellt, dass das verwendete Verfahren nicht für einen Null-Rotorstrom funktioniert.

In [13] wird die Netzsynchronisation ohne Lagegeber beschrieben, sowie wie die Statorwiderstände in die Berechnung des Winkels eingehen. Auch in [111] und [61] wird ein

ähnliches Verfahren beschrieben. Der bestimmte Winkel wird mit Hilfe einer Phasenregelschleife nachgefiltert. In [61] wird auch die Netzsynchronisation ohne Lagegeber beschrieben.

Die Methoden, die von [58] und [57] verwendet werden, unterscheiden sich gegenüber den anderen dadurch, dass die Statorspannung nicht verwendet wird. Hier wird der Stator-Magnetisierungsstrom aus den Rotor- und Statorströmen berechnet. Dabei gibt [57] an, dass der verwendete Algorithmus unabhängig von Schwankungen der Statorspannung und Maschinenparametern ist. Darüberhinaus berichtet [58] von einem geringen Einfluss durch unsichere Parameter.

4.2.1.2 Lageschätzer auf Basis des Flussmodells

Das in dieser Arbeit weiter verwendete Verfahren baut auf der sehr gut in [58] und in [65] beschriebenen Methode auf. Das Verfahren verwendet das kombinierte Statorflussmodell, das es erlaubt, aus den statorfest gemessenen Statorströmen $I_{S,\alpha\beta}$ angenäherte, ebenfalls statorfeste Rotorströme $\tilde{I}_{R,\alpha\beta}$ zu bestimmen.

Die statorfest gemessenen Statorströme $I_{S,\alpha\beta}$ können mit Hilfe des Statortransformationswinkels γ_S in das statorspannungssynchrone U-Koordinatensystem nach Gleichung (4.1) transformiert werden. Eine Phasenregelschleife bestimmt $\hat{\gamma}_S$ aus den gemessenen Statorspannungen, wie in Abschnitt 3.5.1 beschrieben. Die Ströme $I_{S,dq}$ können daher nur aus elektrischen Messgrößen bestimmt werden.

Mit Hilfe der Gleichungen (4.2) und (4.3), die sich vereinfachend aus Gleichungen (2.60) und (2.61) ergeben, kann dann der Rotorstrom im zur Statorspannung synchronen Referenzsystem berechnet werden. Im Vergleich zu [58] und [65] wird der Wirkstrom, der durch die Eisenverluste entsteht, in der Berechnung des Rotorstroms berücksichtigt, wie in Abschnitt 2.2.4.3 beschrieben [112]. Die Hauptinduktivität L_h kann ohne Probleme mit der in Gleichung (2.76) angegebenen Beziehung dem aktuellen Arbeitspunkt nachgeführt werden. Allerdings ergibt sich durch die Nachführung kein entscheidender Vorteil, was sehr gut zu der in [58] getroffenen Aussage passt, dass das Verfahren sehr unempfindlich gegenüber unsicheren Parametern ist. Das Übersetzungsverhältnis ist durch \ddot{u} bezeichnet.

$$I_{Sd} + jI_{Sq} = (I_{S\alpha} + jI_{S\beta})e^{-j\hat{\gamma}_S} \quad (4.1)$$

$$\tilde{I}_{Rd} = -\frac{1}{\ddot{u}} \frac{L_S}{L_h} (I_{Sd} - I_{RFe}) \quad (4.2)$$

$$\tilde{I}_{Rq} = -\frac{1}{\ddot{u}} \frac{L_S}{L_h} (I_{Sq} + I_\mu) \quad (4.3)$$

$$\tilde{I}_{R\alpha} + j\tilde{I}_{R\beta} = (\tilde{I}_{Rd} + j\tilde{I}_{Rq})e^{j\hat{\gamma}_S} \quad (4.4)$$

Durch eine Rücktransformation mit $\hat{\gamma}_S$ nach Gleichung (4.4) und (2.8) liegt durch $\tilde{I}_{R,\alpha,\beta}$ ein Schätzwert für den Rotorstrom in statorfestem Koordinatensystem vor, wie dies in Abbildung 4.3 (rechts) dargestellt ist.

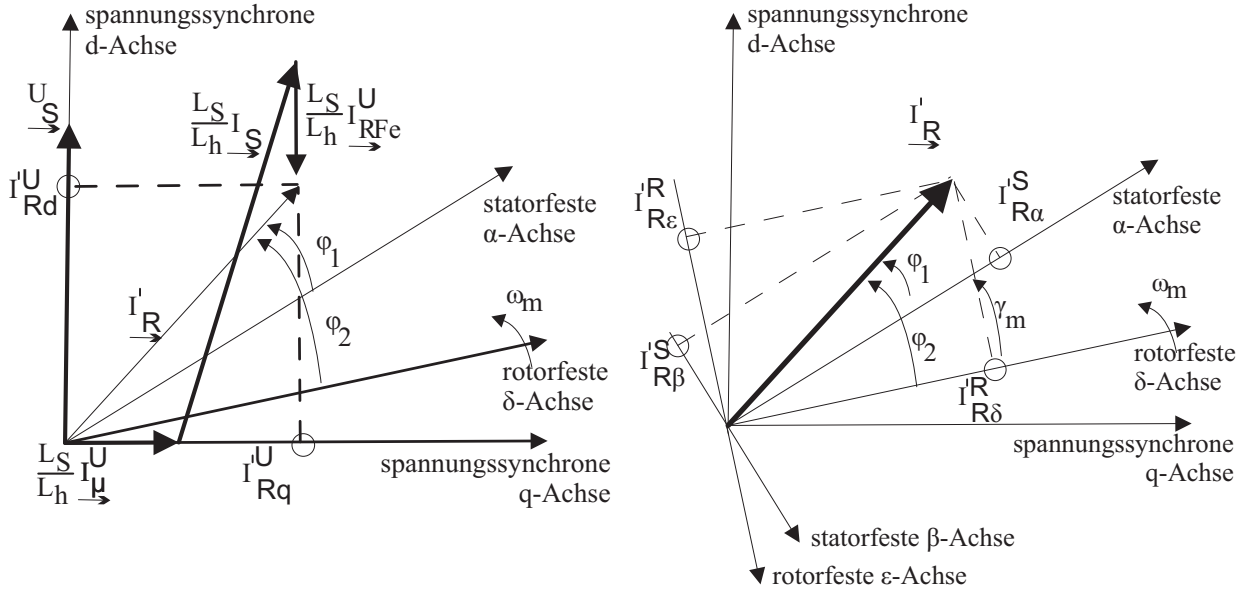


Abbildung 4.3: Bestimmung der Rotorlage: Links: Berechnung des geschätzten Rotorstromes im statorfesten Koordinatensystem, Rechts: Berechnung des geschätzten Winkels aus Rotorstromwerten im rotorfesten und im statorfesten Koordinatensystem

Der Rotorstrom $I_{R,\delta\epsilon}$ wird auch im rotorfesten Koordinatensystem gemessen. Somit liegt der Rotorstrom in zwei verschiedenen Referenzsystemen vor. Der Winkel zwischen diesen stellt den zu schätzenden elektrischen Rotorwinkel $\tilde{\gamma}_m$ dar, wie Abbildung 4.3 (rechts) veranschaulicht. Dieser wird durch das Gleichungspaar (4.5) beschrieben. Dieser Winkel wird normalerweise aus dem Winkel der Statorspannung und der durch den Lagegeber bereitgestellten Rotorlage berechnet, wie in Gleichung (2.10) und Abbildung 3.2 erwähnt. Mit Hilfe der Additionstheoreme (4.6) und (4.7) kann der Differenzwinkel bestimmt werden, indem Gleichungen (4.8) bis (4.9) eingesetzt werden. Aus dem Sinus und Kosinus des Lagewinkels kann mit Hilfe des Arkustangens der eigentliche Lagewinkel γ_m berechnet werden.

$$\sin(\tilde{\gamma}_m) = \sin(\varphi_2 - \varphi_1) \quad \cos(\tilde{\gamma}_m) = \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \quad (4.5)$$

$$\sin(\varphi_2 - \varphi_1) = \sin(\varphi_2)\cos(\varphi_1) - \sin(\varphi_1)\cos(\varphi_2) \quad (4.6)$$

$$\cos(\varphi_2 - \varphi_1) = \cos(\varphi_2)\cos(\varphi_1) - \sin(\varphi_1)\sin(\varphi_2) \quad (4.7)$$

$$\sin(\varphi_1) = \frac{I_{R\alpha}}{|I_R|} \qquad \cos(\varphi_1) = \frac{I_{R\beta}}{|I_R|} \qquad (4.8)$$

$$\sin(\varphi_2) = \frac{I_{R\delta}}{|I_R|} \qquad \cos(\varphi_2) = \frac{I_{R\epsilon}}{|I_R|} \qquad (4.9)$$

Aus Gleichung (4.8) und (4.9) läßt sich erkennen, dass der Betrag des Rotorstromes nicht null werden darf. Da in der Regel der Schleifringläufer über die Rotorklemmen magnetisiert wird [113], [65], um statorseitig einen Leistungsfaktor nahe eins zu erhalten, stellt diese Beschränkung in der Praxis kein Hindernis dar.

4.2.1.3 Messergebnisse für den geregelten lagegeberlosen Betrieb

Der beschriebene Lageschätzer funktioniert in den meisten Betriebspunkten einwandfrei. In Abbildung 4.4 sind der geschätzte und der gemessene Winkel sowie deren Abweichung in Radianten während des Betriebs im Synchronpunkt aufgetragen. Im Weiteren werden die Betriebseigenschaften des Lageschätzers untersucht. Zunächst werden anhand der Sprungantworten Einstellregeln für die Regelkreise bei lagegeberlosem Betrieb bestimmt. Dann wird der stabile Betriebsbereich bei Benutzung des Lageschätzers bestimmt. Danach wird die Genauigkeit des geschätzten Winkels beschrieben und auf das Verhalten des Netzstromes bei Verwendung dieses Lageschätzers eingegangen. Durch diese Untersuchungen wird bestimmt, ob und wie der Lageschätzer zur Fehlererkennung und zur Bereitstellung eines Alternativsignales für den Lagegeber geeignet ist.

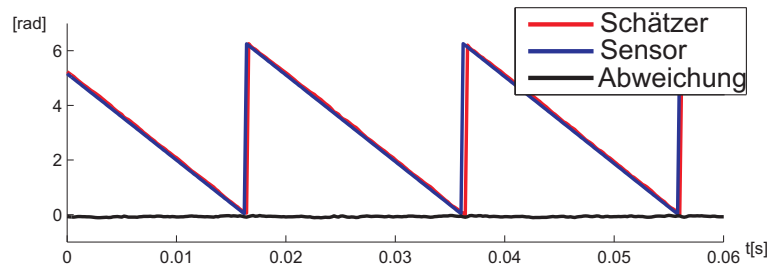


Abbildung 4.4: Messung Lageschätzer: Verhalten des geschätzten Winkels im lagegeberloser Betrieb im stationären Betrieb bei $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, $Q_S = 0 \text{ kVA}$, 1500 1/min

Abbildung 4.6 zeigt die Abweichung des geschätzten von dem gemessenen Winkel. In zwei Betriebsbereichen ist der Betrieb instabil. Es ergibt sich eine Abweichung überwiegend im Bereich von $\pm 0,1$ Radianten. Während des untererregten Betriebs reicht die Abweichung bis $\pm 0,2$ Radianten. Der Betrieb ist im untererregten Betrieb weniger genau, eventuell da hier der Rotorstrom reduziert ist. Die beiden instabilen Betriebsbereiche in Abbildung

?? liegen auch im untererregten Bereich. Die erreichte Genauigkeit von maximal $\pm 5,7^\circ$ ist als befriedigend zu bezeichnen.

Abbildung ?? stellt den stabilen Betriebsbereich der Regelung mit Lageschätzer dar. Wie bereits erwähnt, ist der untersynchrone generatorische Betrieb der Maschine durch die Lastmaschine beschränkt. Übersynchron motorisch kann nicht in jedem Betriebspunkt die geforderte Blindleistung aus dem Netz entnommen werden. Hier führt der untererregte Betrieb zu einem aufschwingenden Verhalten, das instabil ist. In dem Diagramm 4.5 ist gekennzeichnet, innerhalb welchen Bereichs welche Blindleistung angeregelt werden kann.

In dem wichtigeren generatorischen Betrieb ist für weitgehend alle Betriebspunkte eine volle Blindleistungsregelung möglich, lediglich in einem kleinen Bereich bei 1000 1/min ergibt sich für maximale negative Blindleistung ein oszillierender Bereich. Eine weitere Untersuchung dieser Oszillationen fand nicht statt, da diese nicht Kernthema dieser Arbeit sind.

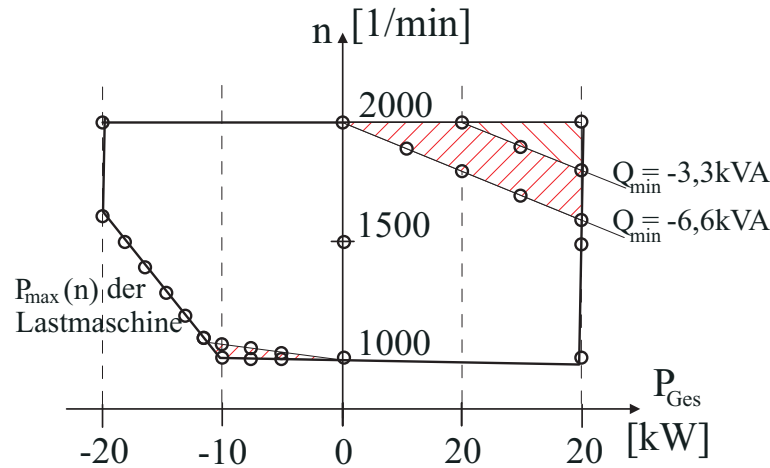


Abbildung 4.5: Geprüfter stabiler Betriebsbereich mit Blindleistungsfähigkeit von -30 % bis +40 % der Nennleistung, Ausgemessene Betriebspunkte sind markiert

Abbildung 4.7 zeigt die Änderung der Maschinendrehzahl bei Betrieb mit Lageschätzung mit Durchgang durch den Synchronpunkt sowie Rotorstrom und Rotortransformationswinkel. Der geschätzte Lagewinkel weist sehr gutes, stabiles Verhalten auf und bleibt bei jeder Drehzahl stabil.

Es zeigt sich, dass die Parametrisierung der Stromregelkreise für eine Verwendung des Lageschätzers angepasst werden muss. Die in Abschnitt 3.4.1 bestimmten Parameter führen zu einem schwingenden Stromregelkreis, der aber stabil bleibt. Die Parameter des Stromreglers werden daher mit einem zusätzlichen Verstärkungsfaktor V multipliziert, der in die Reglerverstärkung eingeht. Die Abbildung 4.8 zeigt die Sprungantwort des Rotorwirkstromes um 30 A bei 1500 1/min bei vollständiger Magnetisierung über den Rotor. Es

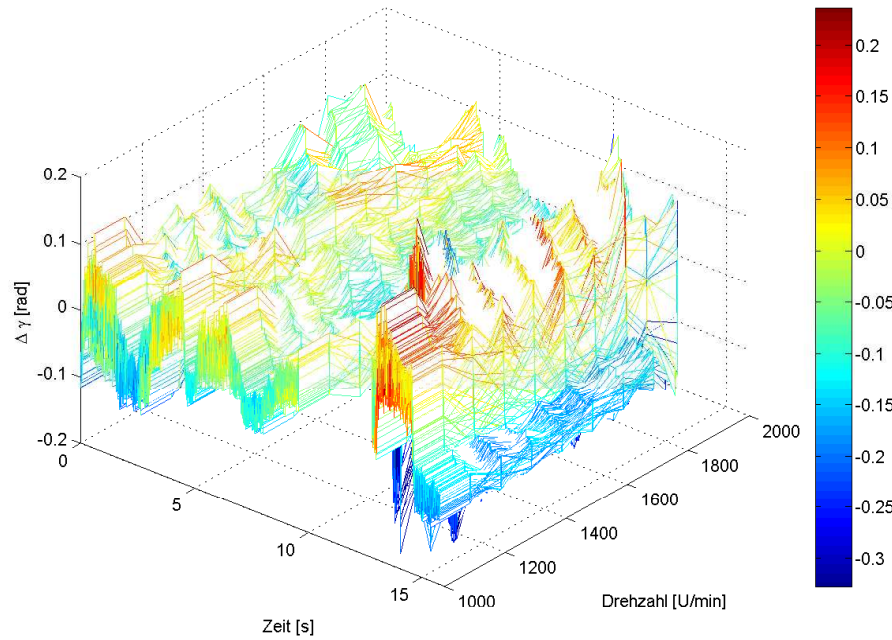


Abbildung 4.6: Messung: Abweichung des geschätzten von dem gemessenen Winkel in Abhängigkeit von Drehzahl und Belastung, für das Lastprofil aus Abschnitt 4.1.1, Ergebnisse des instabilen Bereiches sind ausgespart

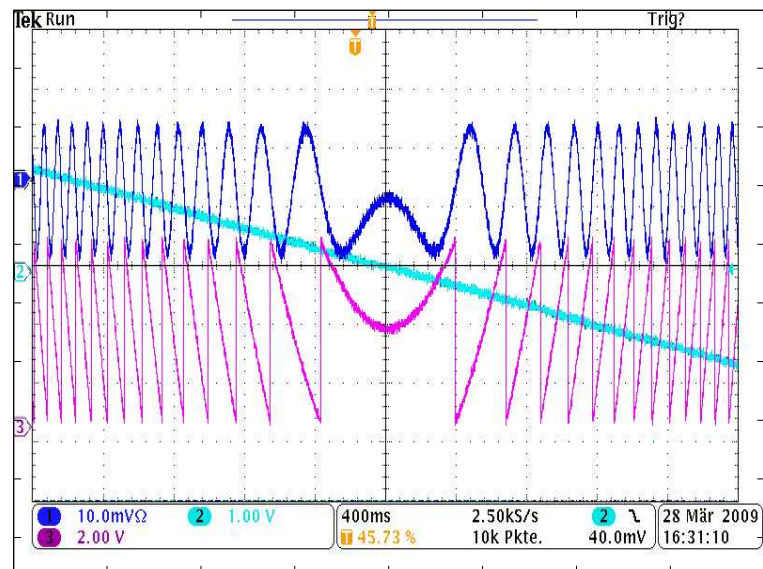


Abbildung 4.7: Messung Lageschätzer: Drehzahländerung im Lageschätzerbetrieb von 2000 1/min auf 1000 1/min , Kanal 1: Rotorstrom in 50 A/div , Kanal 2: Rotordrehzahl, Kanal 3: Rotortransformationswinkel γ_R in 1 rad/s , Zeitbasis 40 ms/div

sind Sprungantworten für verschiedene Werte des Verstärkungsfaktors V aufgetragen. Es zeigt sich, dass der Verstärkungsfaktor auf einen Wert zwischen $V = 0,7$ und $V = 0,5$ eingestellt werden sollte.

Abbildung 4.9 zeigt den oszillographierten Sprung von Wirk- und Blindstrom bei 2000 1/min für einen Faktor $V = 0,7$. Dieser Wert wird im Folgenden ausschließlich verwendet.

Eine Verwendung des Oberschwingungsreglers nach Abschnitt 3.4.2 ist problemlos möglich und stört die Stromregelung nicht. Die Verwendung des Oberschwingungsreglers läßt auch keinen Einfluss auf die Stabilität des Systems erkennen.

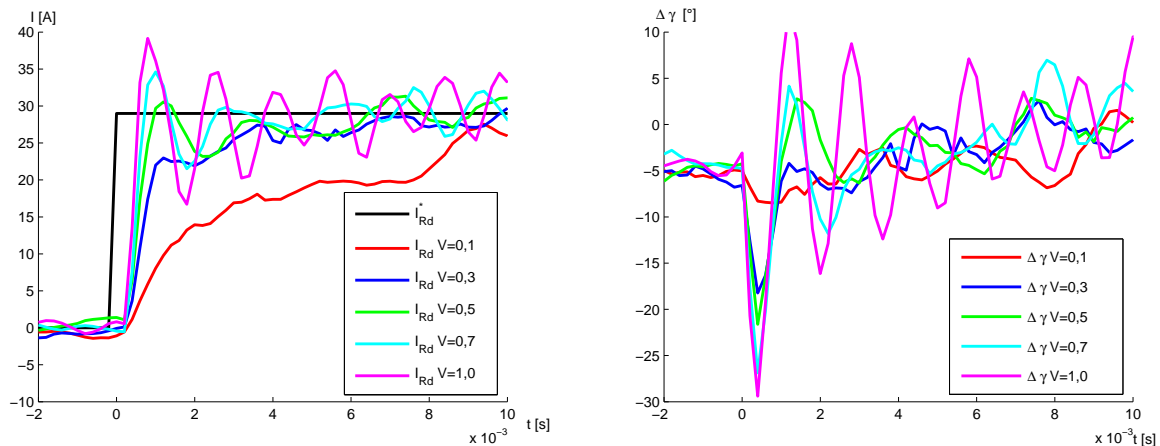


Abbildung 4.8: Messung Lageschätzer: Sprungantwort von I_{Rd} für verschiedene Faktoren V des Rotorstromreglers, $\Delta I_{Rd} = 30 \text{ A}$ bei 1500 1/min , Verhalten der Winkelabweichung $\Delta \gamma$ (rechts)

Neben der Bestimmung der Rotorlage dient das Winkelsignal auch der Bestimmung der Drehzahl. Aus dem geschätzten Winkel wird analog zu dem gemessenen Winkel die Kreisgeschwindigkeit mit dem in Abschnitt 3.5.2 beschriebenen Beobachter bestimmt. Die Sprungantwort des Drehzahlregelkreises mit Lageschätzer verhält sich identisch zu derjenigen mit Lagemessung und ist in Abbildung 4.10 für beide verwendeten Maschinen dargestellt.

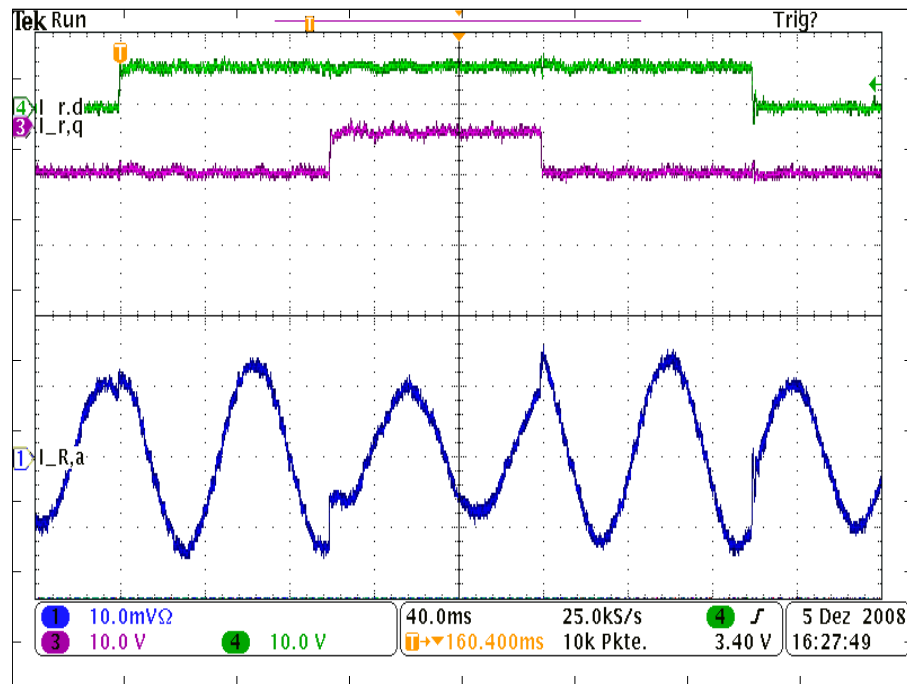


Abbildung 4.9: Messung Lageschätzer: Sprungantwort um $0,5 I_N$ von I_{Rd} und I_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei 2000 1/min (statorbezogenen Ströme), Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase, Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div

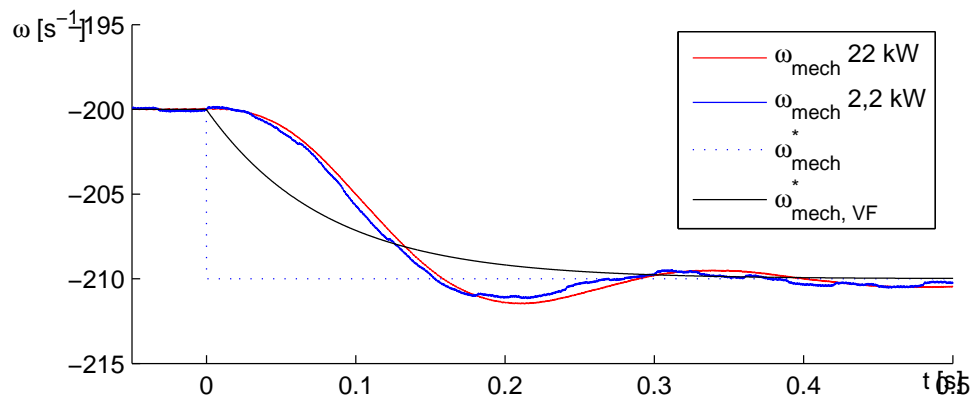


Abbildung 4.10: Messung Lageschätzer: Sprungantwort der Drehzahl im lagegeberlosen Betrieb mit Vorfilter (VF), Identischer Drehzahlregler wie mit Lagegeber für die 2,2kW und 22kW Maschine

4.2.1.4 Lageschätzung nach dem EMK-Verfahren

Wie bereits in Abschnitt 4.2.1 erwähnt wird für statorgespeiste Drehstrommaschinen häufig eine EMK-Lageschätzung [77] verwendet. Im Zuge dieser Arbeit wird diese Methode auch auf die doppeltgespeiste Asynchronmaschine angewandt, wobei jedoch Ein-

schränkungen bezüglich des Drehzahlbereiches verbleiben. Für die EMK-Schätzung wird das Spannungsmodell des Rotorflusses verwendet, das analog zu Gleichung (2.44) aus der Rotorspannung und dem Rotorstrom durch Integralbildung berechnet wird. Durch Subtraktion des Rotorstreuflusses berechnet man den Hauptfluss (4.10).

$$\underline{\Psi}'_R = \int \left(\underline{U}'_R - R'_R \underline{I}'_R \right) dt - L'_{R\sigma} I'_R \quad (4.10)$$

Hierbei wird nicht die Rotorlage geschätzt, wie bei dem in Abschnitt 4.2.1.2 vorgestelltem Verfahren, sondern die Lage des Hauptflusses im rotorfesten Koordinatensystem. Aus dem geschätzten Fluss kann mit Hilfe des Arkustangens der Rotortransformationswinkel $\hat{\gamma}_{\Psi h}$ bestimmt werden, für dessen Berechnung sonst Statorspannungswinkel und Rotorlage bekannt sein müssen. Das Blockschaltbild des Schätzers ist in Abbildung 4.11 dargestellt. Die einzelnen Komponenten werden im Folgenden beschrieben.

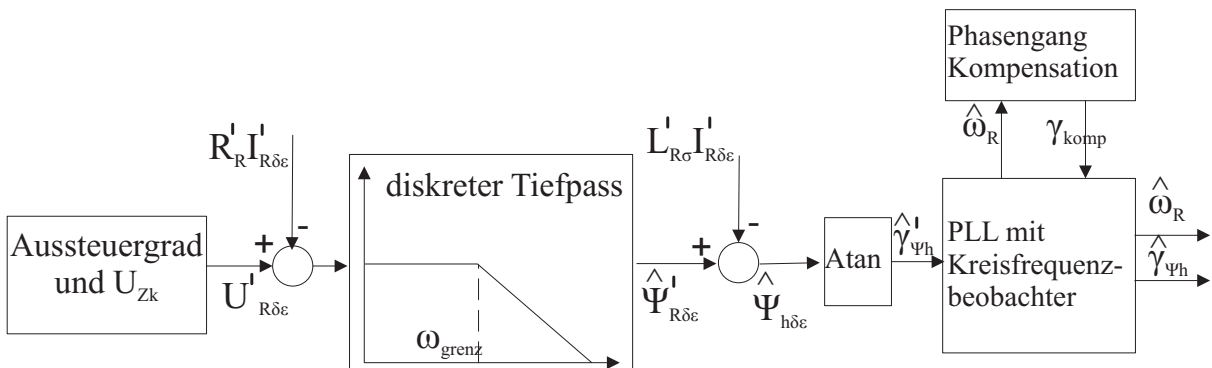


Abbildung 4.11: Blockdiagramm des verwendeten Hauptflussschätzers nach dem EMK Verfahren

Diese Art von Schätzern ist in der Literatur wohlbekannt [94] und wird zur Regelung von KS-ASM und PMSM verwendet. In der Praxis ergeben sich zwei Schwierigkeiten bei der Berechnung von Gleichung (4.10). Zum einen muss anstatt der tatsächlichen Rotorspannung die Rotorspannungsreferenz verwendet werden. Zum anderen treten in der Praxis in jedem Signal Gleichanteile auf. Hierdurch kann in der Praxis kein idealer Integrator verwendet werden, da der aufintegrierte Gleichanteil immer weiter anwächst. Die Standardlösung ist in diesem Fall die Verwendung eines Tiefpasses mit der Zeitkonstanten T_{TP} , dessen Phasen- und Amplitudengang für Frequenzen größer der Eckfrequenz dem Integral gleicht. Dies ist beispielhaft in dem Bode-Diagramm in Abbildung 4.12 verdeutlicht, in dem ein idealer Integrator mit zwei diskreten Tiefpassen verglichen wird. Hierbei ist insbesondere wichtig, dass die Phasenverschiebung im interessierenden Bereich dem Integral gleicht. Der Amplitudengang ist nur dann von Interesse, wenn keine rotorflussorientierte Regelung verwendet werden soll, wie in dem hier betrachteten Fall. Wird die Amplitude

des aus der Spannung integrierten Rotorflusses nicht korrekt bestimmt, so stimmen die Proportionen zum aus dem Rotorstrom bestimmten Rotorstreuffluss nicht, was in einer falschen Bestimmung des Hauptflusses und dementsprechend des Winkels $\hat{\gamma}'_{\psi_h}$ resultiert.

Der Phasenfehler des berechneten Winkels kann kompensiert werden, da der Phasengang des diskreten Tiefpasses ideal berechnet werden kann. In Gleichung (4.11) ist der verwendete Tiefpass angegeben, in (4.12) die Darstellung mit Hilfe der z -Transformation. Der Phasenwinkel dieses Tiefpasses unterscheidet sich von einem kontinuierlichen Tiefpass und ist durch (4.13) berechenbar, wie in Anhang 7.3 angegeben. Hierzu ist die Kenntnis der Rotorkreisfrequenz nötig, die mit Hilfe einer Phasenregelschleife nach Abschnitt 3.5.1 bestimmt wird.

$$y_{TP}(k) = \left(1 - \frac{T_A}{T_{TP}}\right) y_{TP}(k-1) + \frac{T_A}{T_{TP}} u(k) \quad (4.11)$$

$$\frac{Y_{TP}(z)}{U(z)} = \frac{\frac{T_A}{T_{TP}}}{z - 1 + \frac{T_A}{T_{TP}}} \quad (4.12)$$

$$\varphi(\omega_R) = \arctan\left(\frac{\sin(\omega_R T_A)}{\cos(\omega_R T_A) - 1 + \frac{T_A}{T_{TP}}}\right) \quad (4.13)$$

$$\gamma_{komp} = \varphi(\omega_R) + \frac{\pi}{2} \quad (4.14)$$

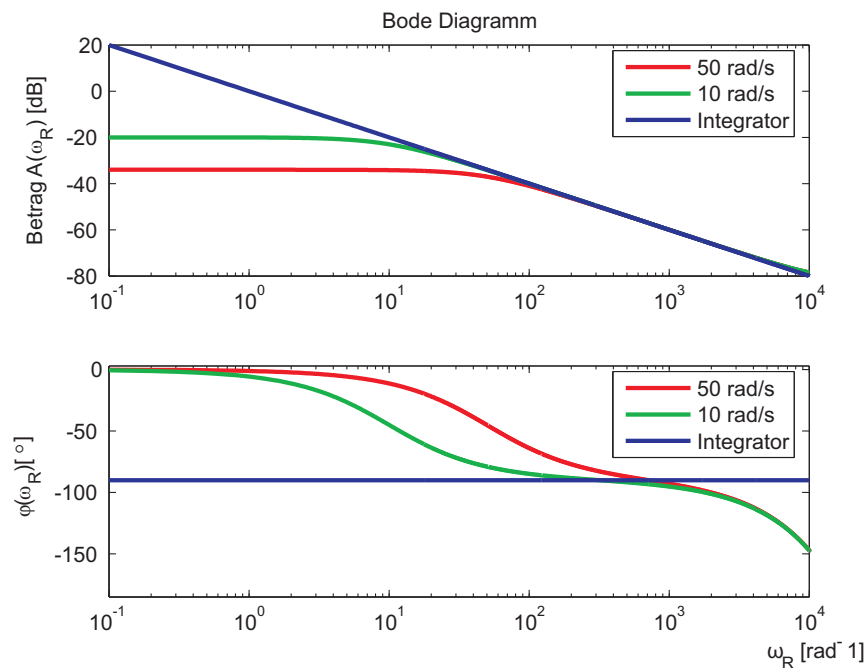


Abbildung 4.12: Bodediagramm: Idealer Integrator (blau), diskreter Tiefpass erster Ordnung mit $\omega_{Eck} = 10 \text{ rad/s}$ (grün) und $\omega_{Eck} = 50 \text{ rad/s}$ (rot)

Wie auch bei der Regelung der statorgespeisten Maschinen kann diese Methode nicht bei kleinen Speisefrequenzen des Umrichters verwendet werden, also nicht im Bereich um die Synchrondrehzahl. Der Betrieb mit Hilfe des EMK-Schätzers gelingt in dieser Arbeit für Drehzahlen unter 1400 1/min und oberhalb von 1650 1/min , wie in Abbildung 4.16 dargestellt.

Wie schon erwähnt, schätzt der EMK-Schätzer die Lage des Hauptflusses relativ zum Rotor und nicht die Lage des Rotors relativ zur Statorspannung. Hierdurch ergibt sich, dass beim Vergleich mit dem aus der Addition von Statorspannungswinkel und Rotorlagewinkel gewonnenen Winkel eine Abweichung auftritt. Allerdings ähneln sich diese Winkel, wie in Abbildung 4.14 zu erkennen. Vor allem weisen sie stationär die gleiche Kreisfrequenz auf.

Abbildungen 4.13 und 4.14 zeigen die Sprungantworten der Rotorstromregelkreise bei 1000 1/min . Die Sprungantworten weisen keine Veränderung gegenüber dem Betrieb mit Lagegeber auf, der in Abbildung 3.12 zu sehen ist.

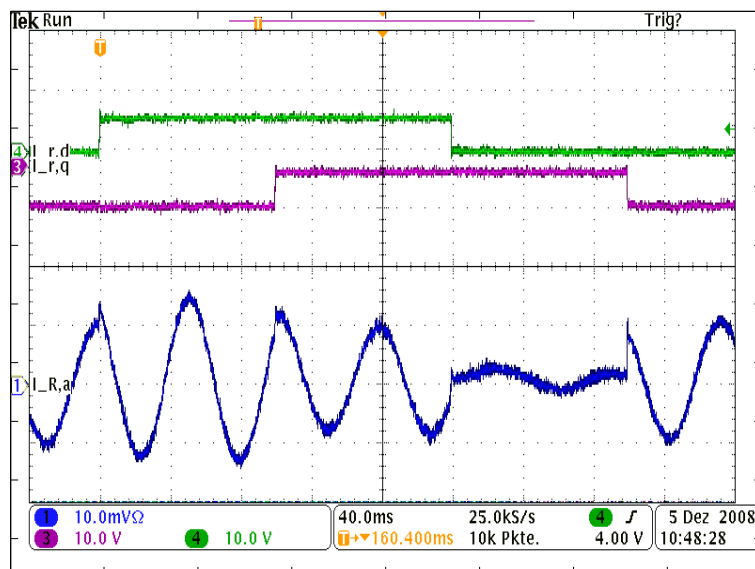


Abbildung 4.13: Messung EMK-Schätzer: Sprungantwort um 30 A von I'_{Rd} und I'_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei 1000 1/min , Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.14, Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div

Trotz des guten Verhaltens zeigt sich eine deutliche Abweichung zwischen aus der Statorspannung berechnetem Winkel und über den EMK-Schätzer berechnetem Winkel. Sie bewegt sich im Bereich von $\pm 10^\circ$, wie in Abbildung 4.15 dargestellt. Diese relativ große Ungenauigkeit resultiert aus der nicht-idealen Spannungsausgabe des Umrichters, wie in Abschnitt 3.3.4 beschrieben, sowie dem nicht-idealen Nachbilden des Integrals durch einen

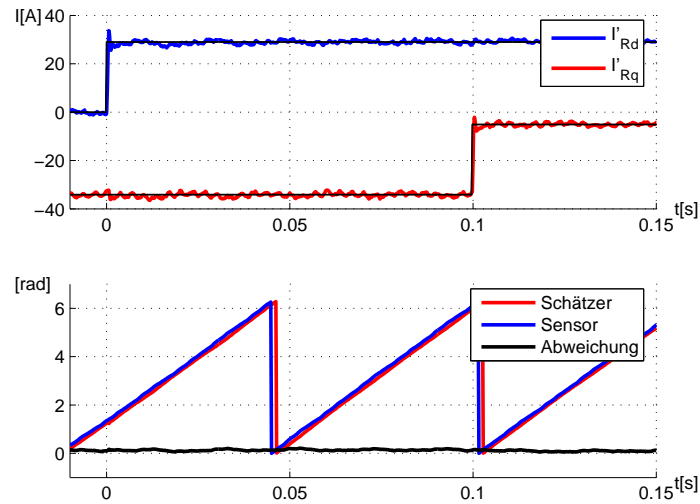


Abbildung 4.14: Messung EMK-Schätzer: Winkel $\hat{\gamma}_{\Psi h}$ (Schätzer) im Vergleich zum gemessenen Winkel γ_R (Sensor) während des Sprungs des Rotorstromes, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.13

Tiefpass. Wie in Abbildung 4.15 zu erkennen ist, nimmt die Ungenauigkeit für kleiner werdenden Schlupf zu, die Regelung bleibt jedoch auch für Abweichungen von $\pm 10^\circ$ stabil. Der gesamte stabile Betriebsbereich ist in Abbildung 4.16 angegeben.

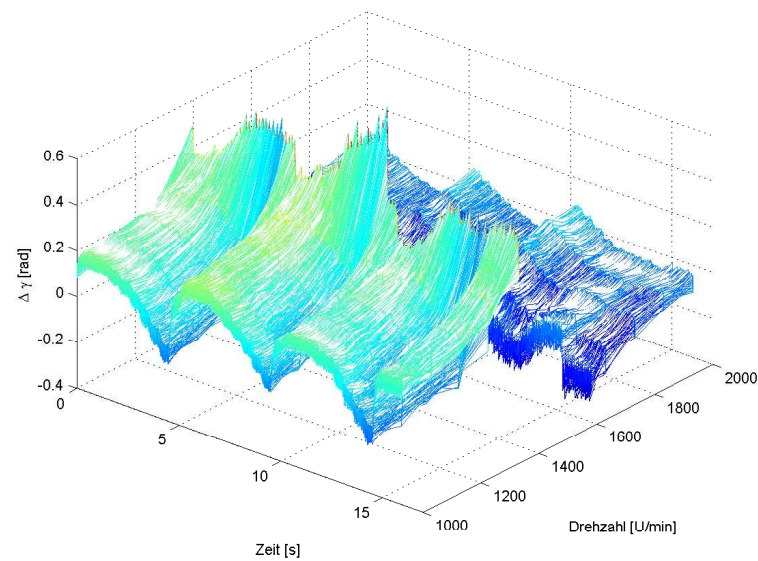


Abbildung 4.15: Messung EMK-Schätzer: Abweichung $\Delta\gamma = \hat{\gamma}_{\Psi h} - \gamma_R$ während Durchfahren des Lastprofils nach Abbildung 4.1, Die instabilen Stellen nach Abbildung 4.16 sind ausgeblendet

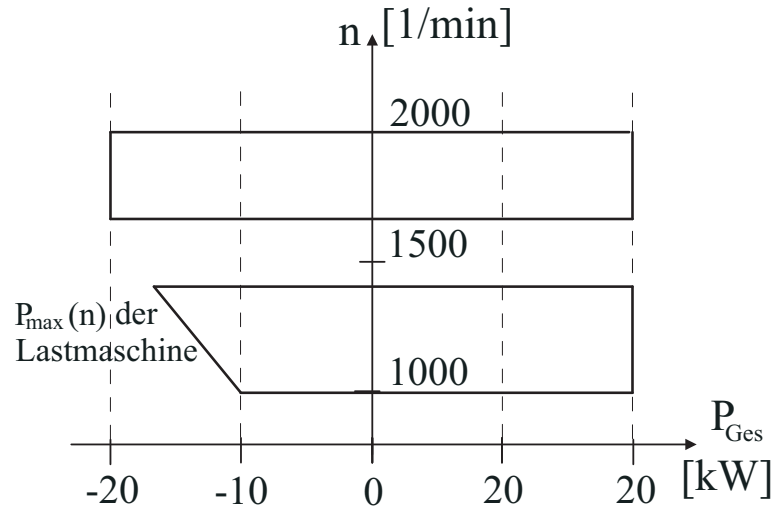


Abbildung 4.16: Stabilitätsbereich einer nach dem EMK-Verfahren geregelten Schleifringläufer-Asynchronmaschine

4.2.2 Statorspannungsschätzer

Im Rahmen dieser Arbeit wurde auf Basis des Statorflussmodells ein Statorspannungsschätzer entwickelt. Hierzu müssen Rotor- und Statorstrom sowie die Rotorlage bekannt sein. Der Schätzer schätzt in einem ersten Schritt aus dem Wirkstrom des Stators und Rotors den Phasenwinkel $\tilde{\gamma}_S$ der Statorspannung. In einem zweiten Schritt wird aus dem Blindstrom des Stators und Rotors der Magnetisierungsstrom bestimmt, und mit Hilfe der Magnetisierungskennlinie auf die d -Komponente der Statorspannung zurückgerechnet, die dem Betrag entspricht. Wegen der Orientierung an der Statorspannung gilt $U_{Sq} = 0$.

Es wird der Rotor- und Statorstrom in statorspannungsorientierten dq -Koordinaten verwendet. Zur Berechnung der Ströme im dq -System wird der aus dem Schätzer entnommene Transformationswinkel verwendet. Zur Bestimmung dieses Winkels wird aufbauend auf Gleichung (2.56) die Gleichung (4.15) verwendet, wobei die Verluste durch R_S vernachlässigt werden.

$$I'_{Rd} + (1 + \sigma_S)I_{Sd} - \underbrace{\frac{U_{Sd}}{R_{Fe}}}_{=I_{RFe}} = e \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.15)$$

Diese Gleichung gilt nur, wenn die Aufspaltung in Real- und Imaginärteil korrekt ist. Ist der Transformationswinkel nicht korrekt, so wird ein Teil des Magnetisierungsstromes aus der q -Achse in die d -Achse transformiert und es entsteht ein Residuum $e \neq 0$. Ist der verwendete Transformationswinkel dem tatsächlichen naheilend, so ergibt sich $e < 0$. Ist der verwendete Winkel voreilend, so ergibt sich $e > 0$. Dieser Effekt wird genutzt,

um mit Hilfe eines PI-Reglers und eines Integrators das Residuum der d -Achse zu null zu regeln. Vereinfachend wird der Eisenverluststrom als konstant angenommen, um eine Abhängigkeit von U_{Sd} zu vermeiden. Dieses Konzept ist ähnlich zu der in Abschnitt 3.5.1 beschriebenen dq -PLL, bei der der Transformationswinkel so eingeregelt wird, dass $U_{Sq} = 0$ gilt. Das Konzept ist als Blockdiagramm in Abbildung 4.17 dargestellt. Es ist zunächst erforderlich, den im rotorfesten $\delta\epsilon$ -System (siehe Abschnitt 2.1.4) gemessenen Rotorstrom mit Hilfe des Rotorlagewinkels γ_m in das statorfeste System zu transformieren.

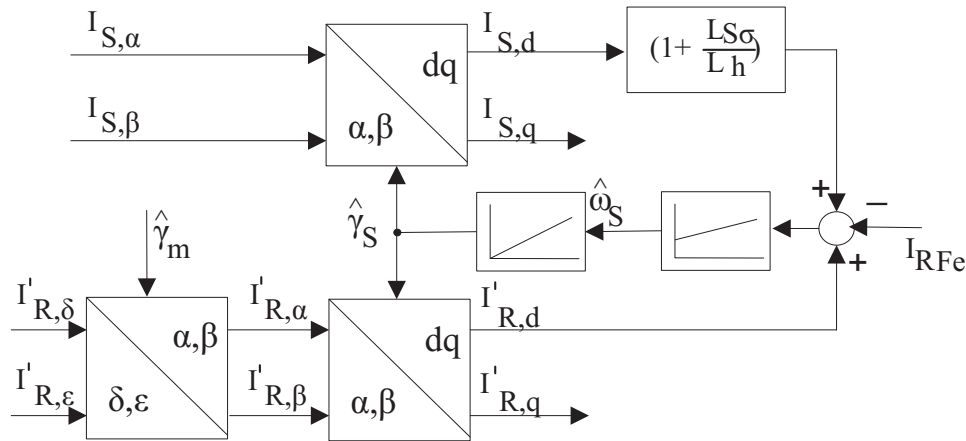


Abbildung 4.17: Winkelbeobachter zur Bestimmung des Phasenwinkels $\tilde{\gamma}_S$ der Statorspannung mit Hilfe der Flussmodellgleichung (4.15)

Aus den in Abbildung 4.17 nicht verwendeten Größen I_{Sq} und I'_{Rq} kann U_{Sd} berechnet werden. Hierzu wird Gleichung (2.61) unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes R_S in Gleichung (4.16) umgewandelt.

$$I'_{Rq} + (1 + \sigma_S)I_{Sq} = I_\mu = \frac{U_{Sd}}{\omega_S L_h(U_{Sd}, I_{Sd}, I_{Sq})} \quad (4.16)$$

Die Hauptinduktivität wird beschrieben durch Gleichung (4.17), entsprechend Gleichung (2.76) in Abschnitt 2.3.4.4 auf Seite 48.

$$L_h(U_{Sd}) = L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_h}(U_{h0} - U_{Sd}) + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}}I_{Sd} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}}I_{Sq} \quad (4.17)$$

Aus Gleichungen (4.16) und (4.17) erhält man (4.18).

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{Sd} &= - \frac{\omega_S \left(L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_h}U_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}}I_{Sd} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}}I_{Sq} \right) I_\mu}{\omega_S \frac{\partial L_h}{\partial U_h} I_\mu + 1} \\ &= - \frac{\omega_S \left(L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_h}U_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}}I_{Sd} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}}I_{Sq} \right) (I'_{Rq} + (1 + \sigma_S)I_{Sq})}{\omega_S \frac{\partial L_h}{\partial U_h} (I'_{Rq} + (1 + \sigma_S)I_{Sq}) + 1} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Auf diese Weise kann aus der Strommessung bei aus dem Verfahren nach Abbildung 4.17 bekanntem Statortransformationswinkel die Statorspannungsamplitude bestimmt werden.

Ein typischer Betriebspunkt ist in Abbildung 4.18 dargestellt. Wie zu erkennen ist, wird die Statorspannung gut geschätzt. Zur besseren Darstellung wird \tilde{U}_{Sd} in das statorfeste System zurücktransformiert. Die Regelung wird mit der geschätzten Spannung betrieben. Der aus der Spannung gewonnene Statorspannungswinkel $\tilde{\gamma}_S$ weist ebenfalls einen sehr guten Verlauf auf und wird zur Koordinatentransformation verwendet. Die Regelung ist im gesamten Betriebsbereich stabil, es muss keine Änderung an den Reglerparametern vorgenommen werden.

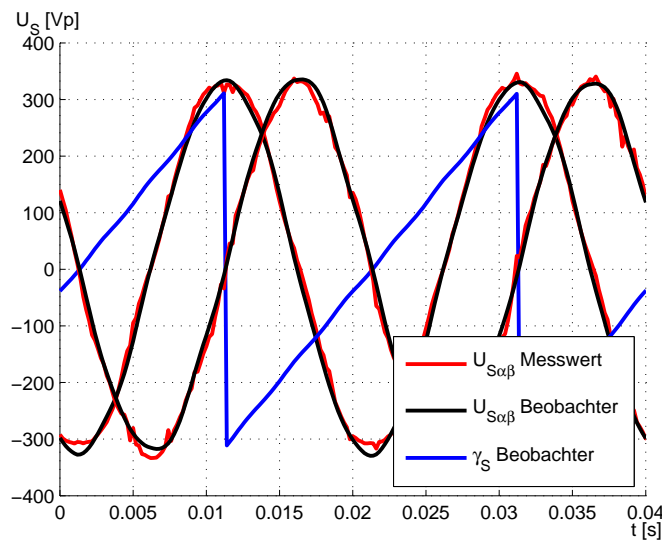


Abbildung 4.18: Messung Statorspannungsschätzer: Geschätzte und gemessene Statorspannung in $\alpha\beta$ -Koordinaten sowie der geschätzte Statorspannungswinkel $\tilde{\gamma}_S$ bei 1000 1/min

In Abbildung 4.19 ist die Abweichung der Wirk- und Blindleistung von der ebenfalls zum Vergleich bestimmten gemessenen Leistung in Prozent der Nennleistung aufgetragen. Die Abweichung in der Wirkleistung und Blindleistung beträgt zwischen $+1\%$ und -3% , wobei sich eine Korrelation zu der Wirkleistung zeigt. Der Statorwinkel kann mittelwertfrei mit einer Abweichung von typischerweise $0,05 \text{ rad}$ bzw. $2,8^\circ$ bestimmt werden, wie in Abbildung 4.20 gezeigt. Diese Genauigkeit ist als sehr gut zu bezeichnen, sie zeigt jedoch auch eine leichte Abhängigkeit von der Rotordrehzahl.

Zur Koordinatentransformation des Rotorstroms wird neben der Rotorlage γ_m auch $\tilde{\gamma}_S$ verwendet. Die Sprungantwort der Rotorstromregelkreise zeigt auch mit dem geschätzten Winkel ein problemloses Verhalten, wie in Abbildungen 4.21 und 4.22 gezeigt. Die Restwelligkeit ist in den Netzharmonischen begründet. Abbildung 4.23 zeigt, dass der Betrieb

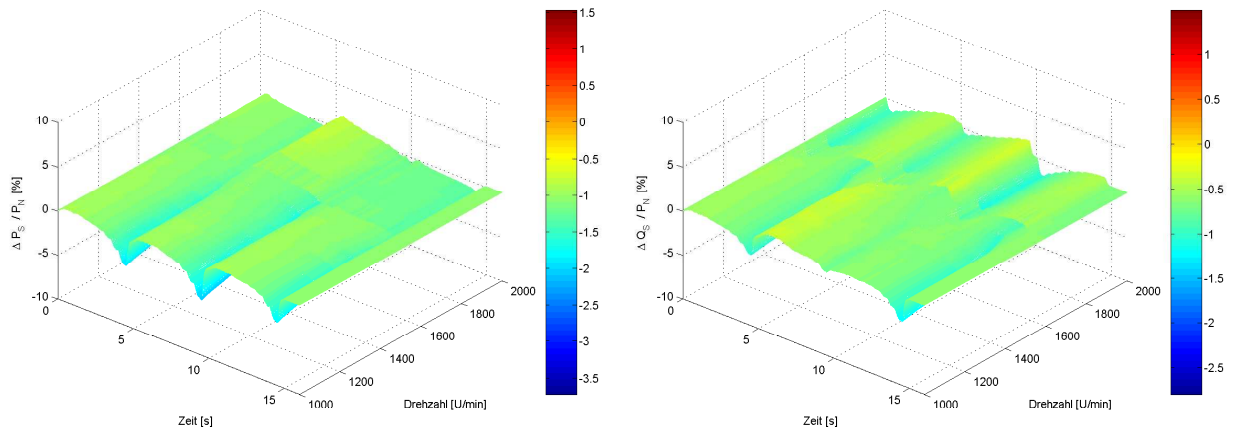


Abbildung 4.19: Messung Statorspannungsschätzer: Abweichung zwischen gemessener und geschätzter Wirkleistung (links) und Blindleistung (rechts) des Stators in Prozent bezogen auf die Nennwirkleistung während Durchfahren des Lastprofils

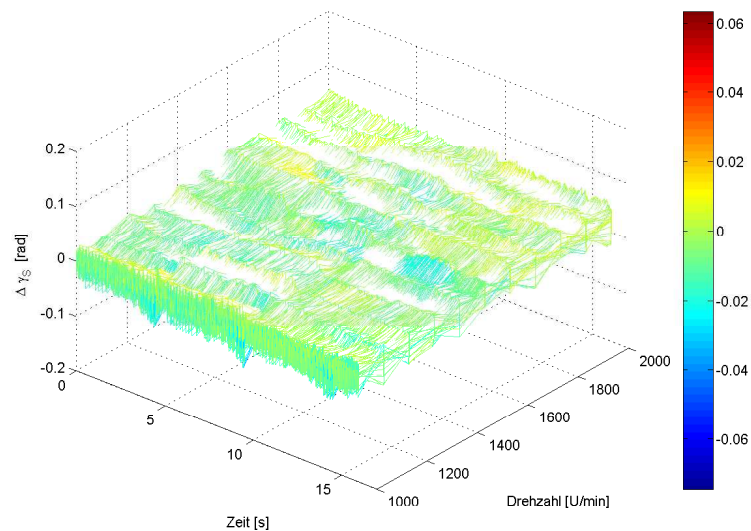


Abbildung 4.20: Messung Statorspannungsschätzer: Abweichung des geschätzten Statorspannungswinkels $\tilde{\gamma}_S$ von dem aus der gemessenen Spannung berechneten Winkel bei Durchfahren des Lastprofils

bei jeder Drehzahl stabil läuft.

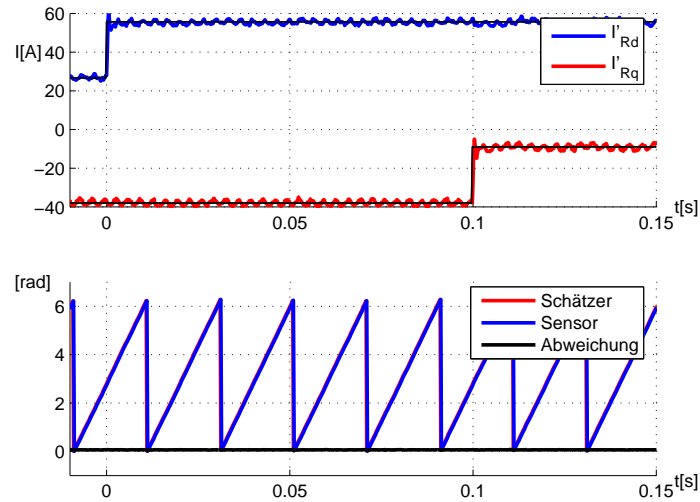


Abbildung 4.21: Messung Statorspannungsschätzer: Geschätzter Statorspannungswinkel $\tilde{\gamma}_S$ während des Sprungs des Rotorstromes, Sprung um $0,5 I_N$ bei 2000 1/min , Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.22

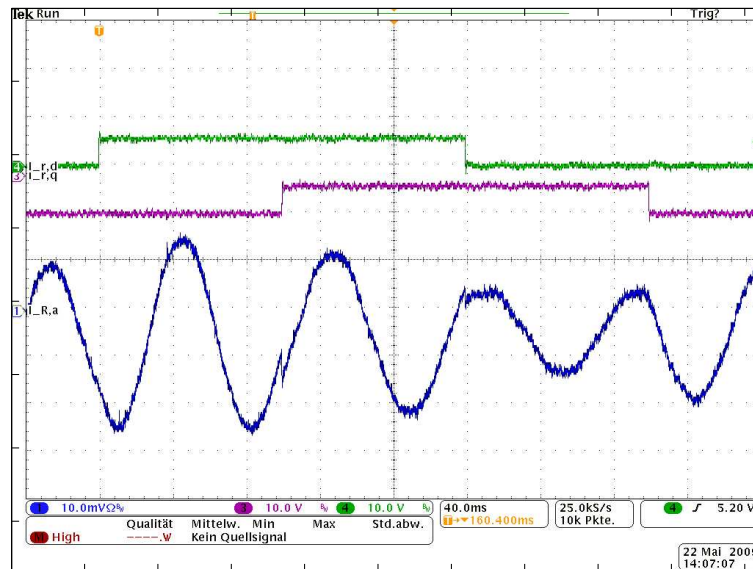


Abbildung 4.22: Messung Statorspannungsschätzer: Sprungantwort des Rotorstroms unter Verwendung des geschätzten Statorspannungswinkels $\tilde{\gamma}_S$, Sprung um $0,5 I_N$ bei 2000 1/min , Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.21, Skalierung: 50 A/div , 40 ms/div

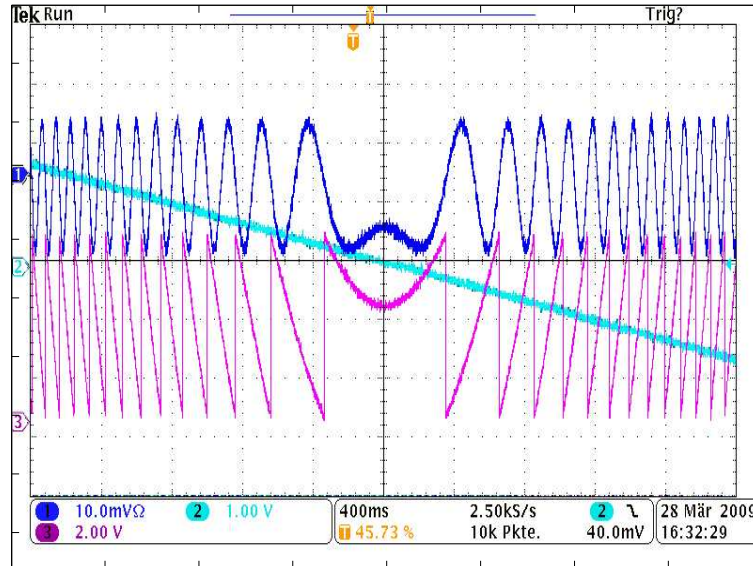


Abbildung 4.23: Messung Statorspannungsschätzer: Drehzahländerung im Spannungsschätzerbetrieb von 2000 1/min auf 1000 1/min , Kanal 1: Rotorstrom in 50 A/div , Kanal 2: Rotordrehzahl, Kanal 3: Rotortransformationswinkel γ_R in 1 rad/s , Zeitbasis 40 ms/div

4.2.3 Rotorstromschätzer

Der Rotorstromschätzer basiert auf Gleichungen (2.60) und (2.61) des Statorflussmodells, wobei die Abhängigkeit von dem Statorwiderstand vernachlässigt wird. Die verwendeten Gleichungen sind daher (4.20) und (4.21). Der Statorstrom und die Statorspannung werden gemessen, um den geschätzten Rotorstrom zu bestimmen. Die Rotorlage wird benötigt, um die Rotorspannung winkelrichtig an die Rotorwicklungen anzulegen. Zur Schätzung wird die Hauptinduktivität nach dem in Abschnitt 2.3.4.4 beschriebenen Verfahren nach Gleichung (4.19) aus der Magnetisierungskennlinie gewonnen.

$$L_h = f(U_{Sd}, I_{Sd}, I_{Sq}) \quad (4.19)$$

$$I'_{Rd} = -(1 + \sigma_S)I_{Sd} + \frac{U_{Sd}}{R_{Fe}} \quad (4.20)$$

$$I'_{Rq} = -(1 + \sigma_S)I_{Sq} - \frac{U_{Sd}}{L_h \omega_s} \quad (4.21)$$

Der geschätzte Rotorstrom ersetzt die Rotorstrommesswerte, die den Rotorstromregelkreis nach Abschnitt 3.4.1 schließen. Um die Regelung im Falle der 22 kW Maschine am Teststand unter Verwendung des geschätzten Rotorstroms stabil zu halten, muss der I_{Rq} -Regler neu parametrisiert werden, indem die Reglerparameter für Proportionalteil von 7 auf 2 und für den Integralanteil von 820 auf 100 vermindert werden. Der I_{Rd} -Regler

kann unverändert übernommen werden. Abbildung 4.24 zeigt die Sprungantwort des Rotorstromregelkreises mit geschätztem Strom. Dort werden die gemessenen Werte für I'_{Rd} und I'_{Rq} über Digital-Analog-Umsetzer an das messende Oszilloskop ausgegeben.

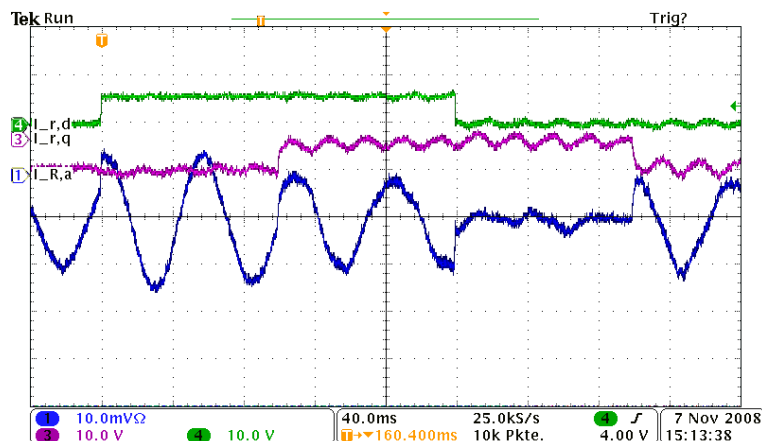


Abbildung 4.24: Messung Rotorstromschätzer: Sprungantwort um $0,5 I_N$ von I_{Rd} und I_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei 1000 1/min (statorbezogenen Ströme), Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.25, Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div

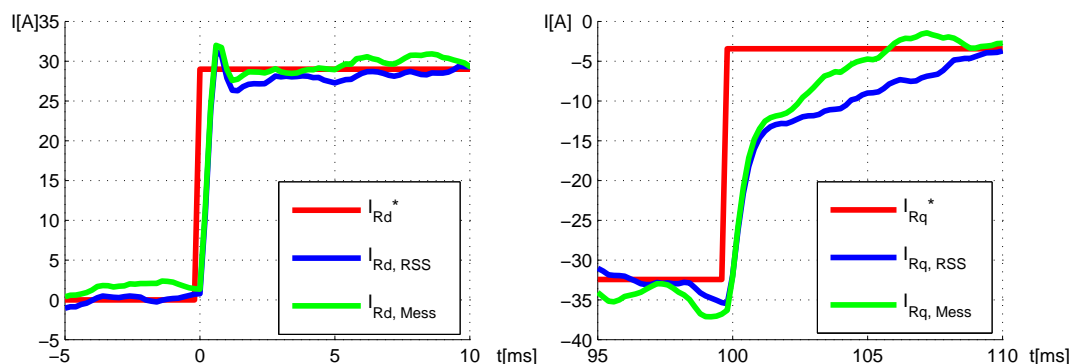


Abbildung 4.25: Messung Rotorstromschätzer: Sprungantwort um $0,5 I_N$ von I_{Rd} und I_{Rq} bei 1000 1/min , Rot: Referenzwert, Blau: Geschätzter, rückgekoppelter Strom, Grün: Gemessener Strom, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.24

Abbildung 4.25 zeigt die Sprungantwort in d - und q -Achse, wobei geschätzter und gemessener Strom verglichen wird. Es ist zu erkennen, dass die Sprungantwort des d -Stromreglers sowohl transient als auch stationär ein stabiles und definiertes Verhalten zeigt. Die Sprungantwort des q -Rotorstromes ist aufgrund der reduzierten Regelparameter langsamer. Der Strom der q -Achse weist außerdem ein oszillierendes Verhalten auf.

Allerdings weicht während des Sprungs der geschätzte Strom nicht stärker von dem gemessenen ab als während des stationären Betriebs. Die transiente Genauigkeit ist also auch in der q -Komponente als sehr gut zu bezeichnen.

Die stationäre Genauigkeit des Rotorstromschätzers wird anhand der Abweichung des geschätzten vom gemessenen Rotorstrom im Betriebsbereich nach Abbildung 4.1 in Abbildung 4.26 dargestellt. Der Rotorstromschätzer ist in jedem Arbeitspunkt stabil. Die Abweichung beträgt, bezogen auf den Nennstrom der Maschine, zwischen -1% und 7% in der d -Komponente und zwischen -10% und 10% in der q -Komponente, wobei der Mittelwert der Abweichung in der q -Komponente klein ist. Da der Rotorstromregelkreis dem Leistungs- oder Drehzahlregelkreis unterlagert ist, ist seine stationäre Genauigkeit für einen störungsfreien Betrieb nicht ausschlaggebend, da eine eventuelle Abweichung durch die überlagerten Regler ausgeglichen wird. Wird der geschätzte Rotorstrom etwa für einen Übertemperaturschutz verwendet, so erscheint ein Sicherheitsabschlag entsprechend der Abweichung nötig.

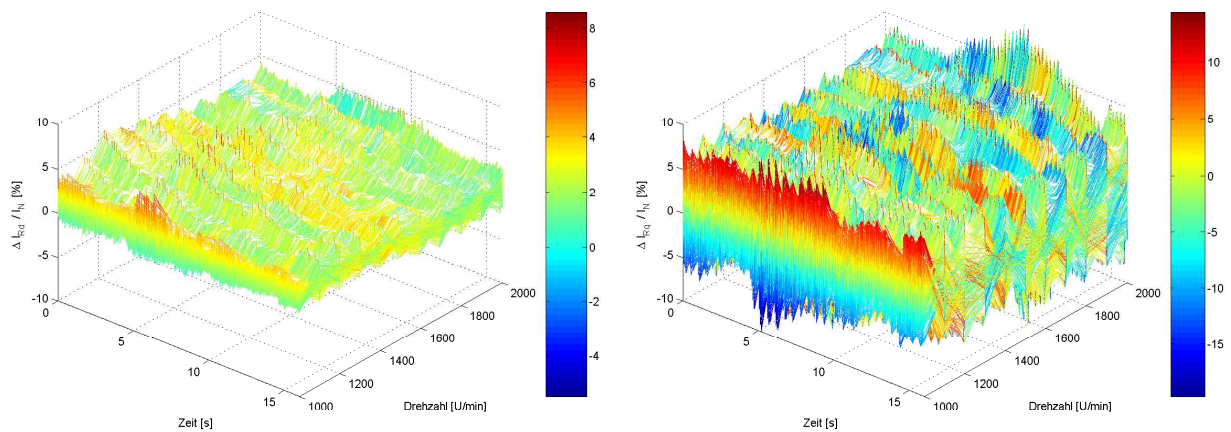


Abbildung 4.26: Messung Rotorstromschätzer: Abweichung zwischen geschätztem und gemessenem Rotorstrom bei Durchfahren des Lastprofils, Links: Wirkstrom, Rechts: Blindstrom

4.2.4 Statorstromschätzer

Der Statorstromschätzer basiert ebenso wie der Rotorstromschätzer auf den Gleichungen (2.60) und (2.61) des Statorflussmodells. Die Gleichungen werden nach dem Statorstrom umgestellt und sind in Gleichungen (4.22) und (4.23) dargestellt, in denen der Statorwiderstand vernachlässigt wird.

Der Rotorstrom und die Statorspannung werden zur Berechnung des Schätzers benötigt. Die Rotorlage wird ebenfalls benötigt, um den gemessenen Rotorstrom in das statorspannungsfeste U -Koordinatensystem zu transformieren. Problematisch ist, dass der zu schätzende Statorstrom I_{Sq} benötigt wird, um die zu verwendende Hauptinduktivität zu bestimmen. Während der Statorstrom I_{Sd} einfach zu berechnen ist, muss zur Schätzung von I_{Sq} eine quadratische Gleichung gelöst werden. Das zu lösende Problem ist in Gleichungen (4.24) und (4.25) beschrieben. Wie in Abschnitt 2.3.4.4 dargestellt, ist die Sättigung der Hauptinduktivität abhängig von dem Statorstrom. Der Term $1 + \sigma_S$ ist ebenfalls schwach L_h abhängig, dies wird aber im Sinne einer handhabbaren Berechnung vernachlässigt.

$$I_{Sd} = -\frac{1}{(1 + \sigma_S)} \left(I'_{Rd} - \frac{U_{Sd}}{R_{Fe}} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{Sq} = -\frac{1}{(1 + \sigma_S)} \left(I'_{Rq} + \frac{U_{Sd}}{\omega_s L_h(U_S, I_{Sd}, I_{Sq})} \right) \quad (4.23)$$

Die Hauptinduktivität kann wie folgt in Abhängigkeit von I_{Sq} angegeben werden, wobei ein Hilfstern L_{Hilf} durch Gleichung (4.24) definiert wird.

$$L_{Hilf} = L_{h0} + \frac{\partial L_h}{\partial U_{Sd}} U_{Sd} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sd}} I_{Sd} \quad (4.24)$$

$$L_h(I_{Sq}) = L_{Hilf} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}} I_{Sq} \quad (4.25)$$

Wird (4.25) in (4.23) eingesetzt, so kann eine quadratische Gleichung für I_{Sq} hergeleitet werden. Diese ist in Gleichung (4.26) dargestellt.

$$\underbrace{\omega_S \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}} I_{Sq}^2}_a + \underbrace{\omega_S \left(L_{Hilf} + \frac{\partial L_h}{\partial I_{Sq}} \frac{I_{Rq}}{(1 + \sigma_S)} \right) I_{Sq}}_b + \underbrace{\frac{1}{(1 + \sigma_S)} (U_{Sd} + \omega_S L_{Hilf} I_{Rq})}_c = 0 \quad (4.26)$$

Die beiden Lösungen dieser Gleichung sind in Gleichung (4.27) angegeben. Von diesen beiden Lösungen ist in der Regel nur eine Lösung sinnvoll. Die nicht sinnvolle Lösung liefert einen sehr großen Strom und wäre eine Lösung mit sehr starker Feldschwächung.

Daneben ist die Linearisierung der Hauptinduktivität nur für kleine Auslenkungen aus dem Arbeitspunkt bei 400 V Statorspannung korrekt. Es wird die Lösung verwendet, die den kleineren Absolutbetrag des Stromes liefert.

$$I_{Sq1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (4.27)$$

Die verwendete Berechnungsreihenfolge des Schätzers lautet (4.22), (4.24), Terme a , b und c aus (4.26) und abschließend (4.27). Der geschätzte Statorstrom ersetzt den gemessenen Statorstrom in der Berechnung der Statorleistung. Um die Statorleistungsregelkreise im gesamten Betriebsbereich stabil zu halten sind keine Modifikationen erforderlich. Die Sprungantwort des Leistungsregelkreises ist identisch zu der mit gemessenem Statorstrom, wie in Abbildung 4.27 beispielhaft bei einer Drehzahl von 1000 1/min und 2000 1/min dargestellt.

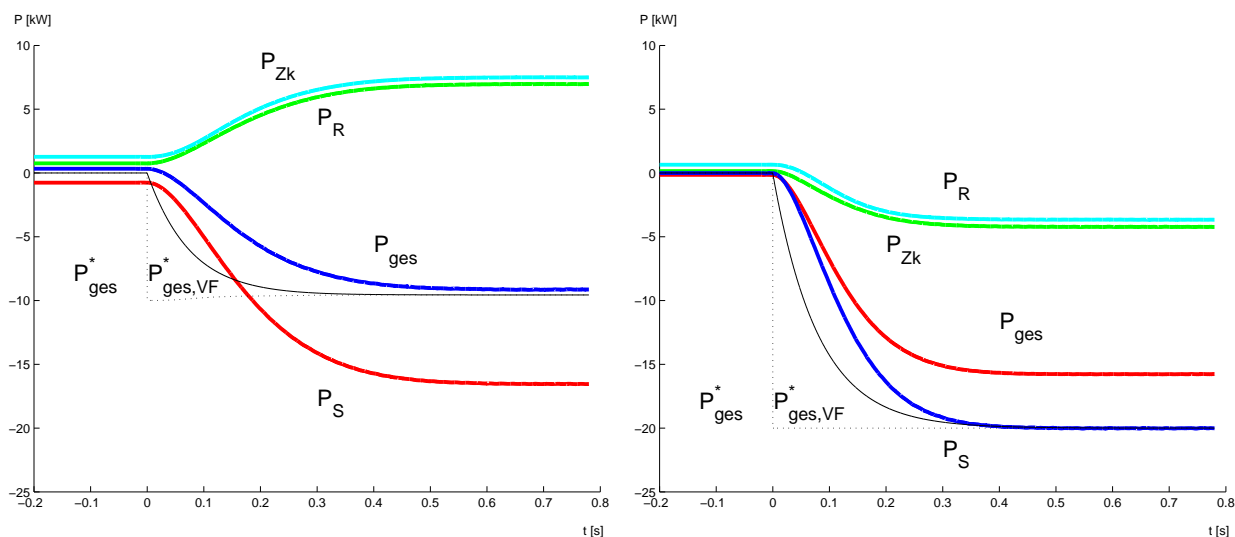


Abbildung 4.27: Messung Statorstromschätzer: Sprungantwort der Leistung mit geschätztem Statorstrom, Links: 1000 1/min , Rechts: 2000 1/min , Referenz P_{ges}^* , Vorfilter $P_{ges, VF}^*$, Gesamtleistung P_{ges} , Statorleistung P_S , Rotorleistung P_R , Zwischenkreisleistung P_{Zk}

Die Genauigkeit der realisierten Leistungsregelung ist als Abweichung der geschätzten von der nur zum Vergleich ebenfalls bestimmten gemessenen Statorleistung im Betriebsbereich in Abbildung 4.28 dargestellt. Sie ist prozentual bezogen auf die Nennleistung der Maschine. Es ergibt sich eine Abweichung von 0 bis 2% für die Wirkleistung und -1 bis 4% für die Blindleistung. Dargestellt ist die mit einer Zeitkonstante von 0,5 s tiefpassgefilterte Leistung. Der Statorstromschätzer ist in jedem Arbeitspunkt stabil.

Es zeigt sich bei der Wirkleistung ein leichter Zusammenhang zu der Rotordrehzahl, während sich bei der Blindleistung eine leichte Korrelation zur Wirkleistung findet.

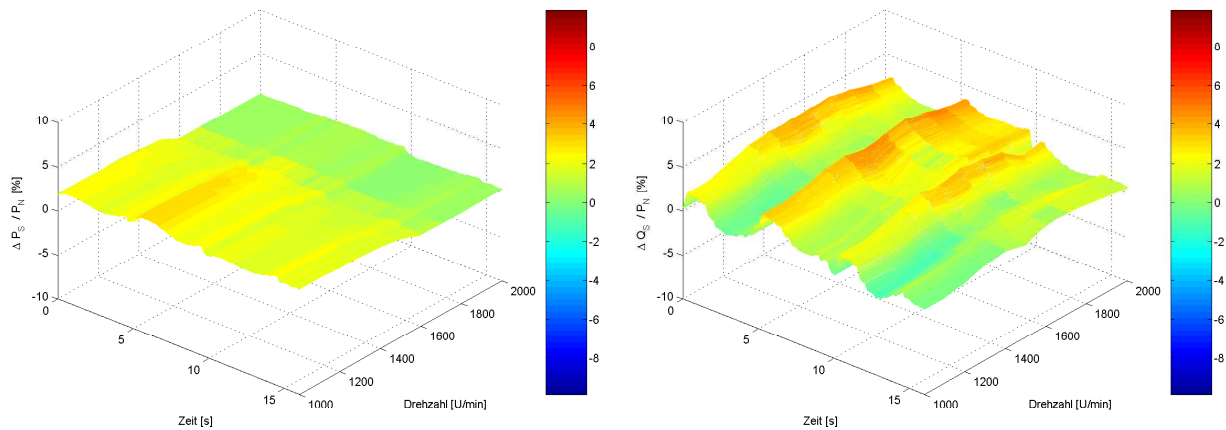


Abbildung 4.28: Messung Statorstromschätzer: Abweichung zwischen gemessener und beobachteter Wirkleistung (links) und Blindleistung (rechts) des Stators, in Prozent bezogen auf die Nennwirkleistung während Durchfahren des Lastprofils

4.3 Alternativsignale auf Basis des Zustandsraummodells

Neben den behandelten Schätzern wird im Weiteren die Berechnung von Alternativsignalen mit Hilfe von Zustandsraumbeobachtern beschrieben.

4.3.1 Zustandsbeobachter zur Beobachtung von Strömen

In dem im Abschnitt 2.2 hergeleiteten Modell der doppeltgespeisten Asynchronmaschine stellen die Stator- und Rotorströme nach Gleichung (2.31) die Zustände dar. Sie können daher geeignet mit einem Luenberger-Zustandsbeobachter beobachtet werden [114], [115]. Die Stator- und Rotorspannungen nach Gleichung (2.30) bilden die Eingangsgrößen. Luenberger-Beobachter bestehen aus einem Zustandsraummodell des zu beobachtenden Systems und einer Fehlerrückkopplung. Das Blockdiagramm eines solchen Beobachters ist in Abbildung 4.29 gezeigt. Das System wird in der Zustandsraumdarstellung modelliert und besteht aus der Eingangsmatrix B , der Systemmatrix A und der Ausgangsmatrix C . Das vorliegende System enthält nur dann einen direkten Durchgriff der Eingangsgrößen auf die Ausgangsgrößen, häufig als Durchgriffsmatrix D bezeichnet, wenn die Eisenverluste als Funktion der Statorspannung modelliert werden, wie in Abschnitt 2.2.2 als Möglichkeit

erwähnt. Da die Statorspannung in der Regel konstant ist, kann auch von konstanten Eisenverlusten ausgegangen werden. Daher kann nicht von einem Durchgriff im Sinne eines bestimmenden Eingriffs auf das Verhalten des Systems gesprochen werden. Aus diesem Grund wird auf eine Durchgriffsmatrix D verzichtet und die Eisenverluste direkt und konstant von den Ausgängen des Systems abgezogen, wie in den Abschnitten 4.3.2.1 und 4.3.3 beschrieben ist.

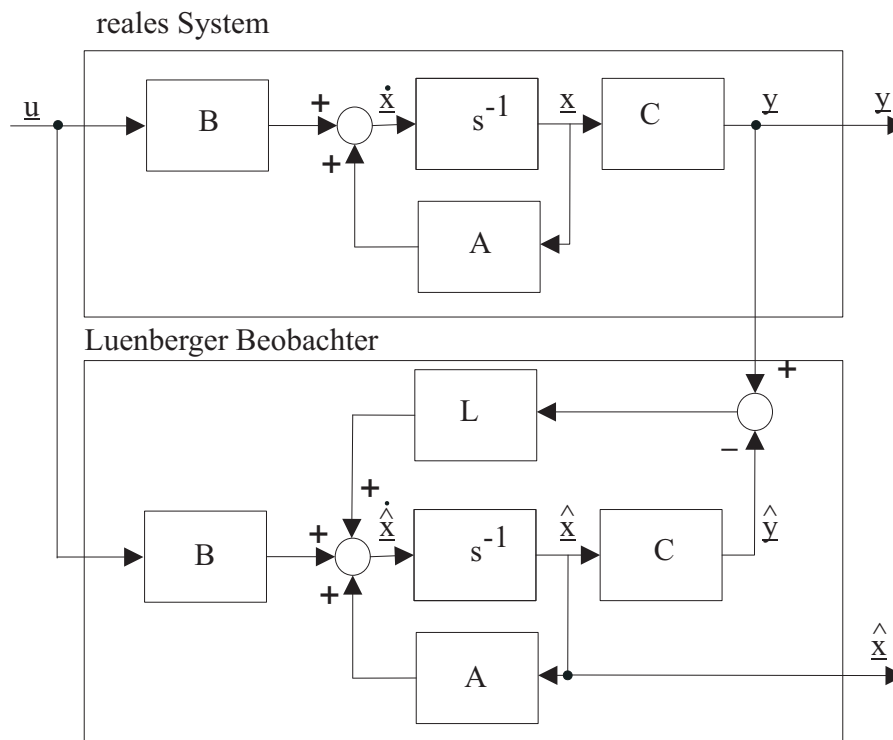


Abbildung 4.29: Blockdiagramm eines Luenberger Zustandsbeobachters

Dieses Modell des Systems stellt den "Vorwärts"-Anteil des Beobachters dar und wird mit den selben Eingangsgrößen wie das reale System gespeist. Die Ausgänge des Modells \hat{y} stellen die beobachteten Ströme dar. Im unrealistischen Idealfall entsprechen die berechneten Ausgangsgrößen \hat{y} des Modells exakt den gemessenen Ausgangsgrößen y des realen Systems.

Realistischerweise weist das Modell Parameterfehler und weitere Ungenauigkeiten wie zum Beispiel nichtideale Stell- und Messverzögerungen auf. Hinzu kommen, verursacht durch den digitalen Prozessor, eine zeitdiskrete, sequentielle Berechnung und Fehler durch Abtastquantisierung und Messrauschen. Um diesen Effekten entgegen zu wirken, wird der Beobachterfehler zurückgeführt. Dazu werden die verfügbaren Messsignale \underline{y} mit den beobachteten Ausgangssignalen $\hat{\underline{y}}$ verglichen und die Residuen über eine Luenberger-Beobachtermatrix L zurückgeführt. Es ergibt sich die Beobachtermatrix (4.28) für die

beobachteten Zustände, in denen die Matrizen (2.33) bis (2.35) zu verwenden sind.

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{x}} = A\underline{\hat{x}} + L(\hat{\underline{y}} - \underline{y}) + B\underline{u} \quad (4.28)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{x}} = A\underline{\hat{x}} + LC(\hat{\underline{x}} - \underline{x}) + B\underline{u} \quad (4.29)$$

Die Dynamik des Beobachterfehlers entspricht den Eigenwerten von $A - LC$ [115]. Diese können, sofern das System (A, C) beobachtbar ist, mithilfe der Matrix L platziert werden. Dies kann zum Beispiel nach der Ackermann-Methode [115] geschehen. Kommerzielle Rechenprogramme, wie zum Beispiel Matlab-Simulink, stellen hierzu Algorithmen wie die Funktion *place* zur Verfügung [116]. Da die Richtigkeit der Ergebnisse dieser Algorithmen durch Einsetzen in $A - LC$ überprüft werden kann, wird an dieser Stelle nicht weiter auf die Funktion der Matlab-Algorithmen eingegangen.

Generell können diese Eigenwerte überall im Stabilitätsbereich platziert werden, im kontinuierlichen also in der linken Halbebene der komplexen Ebene. Dadurch klingt der Beobachterfehler ab und das System ist stabil. Es wird empfohlen, die Beobachtereigenwerte in der Laplace-Ebene links der Systemeigenwerte zu platzieren, damit der Beobachter sich schneller als das System verhält [115]. Durch das Verhältnis von Real- zu Imaginärteil eines Pols kann die Dämpfung eines Polpaares eingestellt werden. Je weiter links die Eigenwerte liegen, desto größer ist die Rückführverstärkung. Dies verstärkt die auf den Messsignalen enthaltenen Störungen, so dass die Eigenwerte nicht beliebig weit nach links verschoben werden können.

4.3.1.1 Platzierung der Pole bei einem Bilinearen Beobachter

Nach Gleichung (2.36) ist die Systemmatrix der doppeltgespeisten Asynchronmaschine bilinear und abhängig von der Drehzahl. Wird eine mit der Drehzahl variable Systemmatrix A verwendet und eine konstante Beobachterrückführung, so sind auch die Eigenwerte des Beobachters, die durch $A_0 + A_1\omega_m - LC$ festgelegt werden, mit der Drehzahl variabel [42], [43].

Entsprechend dem Vorgehen in Kapitel 2 könnte die Matrix L durch $L = L_0 + L_1\omega_m$ in zwei Komponenten aufgespalten werden. Eingesetzt in $A - LC$ nach Gleichung (4.29) und umgeformt ergibt sich Gleichung (4.30).

$$A_0 - L_0C + (A_1 - L_1C)\omega_m \quad (4.30)$$

Somit ist der Beobachter nur dann unabhängig von der Drehzahl ω_m , wenn $A_1 - L_1C$ der Nullmatrix entspricht. Dies ist nur zu erreichen, wenn C invertierbar ist, und dadurch

$L_1 = A_1 C^{-1}$ berechenbar ist. Dies bedeutet, dass für eine Kompensation des Drehzahlinflusses auf die Eigenwerte des Beobachters sowohl der Rotorstrom als auch der Statorstrom gemessen werden muss, da nur in diesem Fall C den vollen Rang besitzt und daher invertierbar ist.

Für die weitere Arbeit wird jeweils ein Beobachter für den Statorstrom und ein Beobachter für den Rotorstrom benötigt. Der Statorstrom-Beobachter (ISB) verwendet die Messsignale Rotorstrom und Statorspannung sowie die Rotorspannungsreferenz um die Statorströme zu beobachten. Da der Statorstrom nicht verwendet wird, muss zur Berechnung der Rückführmatrix des Statorstrombeobachters eine Ausgangsmatrix C_{ISB} verwendet werden, in der die entsprechenden Elemente null sind.

Das gleiche gilt für den Rotorstrom-Beobachter (IRB). Hier wird zur Berechnung der Rückführmatrix die Matrix C_{IRB} verwendet. Beide Ausgangsmatrizen sind in den Gleichungen (4.31) definiert. Sie sind nicht invertierbar, da sie nicht den vollen Rang haben.

$$C_{ISB} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad C_{IRB} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Für den Statorstrombeobachter und den Rotorstrombeobachter mit den in (4.31) definierten Ausgangsmatrizen gilt also, dass die Beobachterpole mit der Drehzahl variieren. Eine Drehzahlkompensation ist nicht ohne weiteres möglich. In der Literatur lassen sich einige Arbeiten zu Beobachtern für KS-ASM finden, so zum Beispiel [40], [42], [90] und [91]. Diese Beobachter werden meist verwendet, um den Rotor- oder Statorfluss der Maschine zu bestimmen, meist für eine Regelung der Maschine ohne Lagegeber.

In der Regel ist die Verwendung eines Beobachters nur sinnvoll, wenn ein nicht gemessener Wert beobachtet wird. Die Ausgangsmatrix solcher Beobachter ist also nie invertierbar. Bei KS-ASM ist es überhaupt nicht möglich, den Rotorstrom bzw. Rotorfluss zu messen. In diesem Fall ist es möglich, je nach Drehzahl unterschiedliche, vorberechnete Rückführmatrizen zu verwenden, wie dies zum Beispiel in [90] beschrieben wird. Eine weitere Möglichkeit ist es, Matrizen für verschiedene Drehzahlen zu überblenden [55].

In den hier verwendeten Beobachtern werden die Eigenwerte für eine feste Drehzahl platziert. Mit von dieser Auslegungsdrehzahl abweichender tatsächlicher Drehzahl wandern die Pole in der z -Ebene. Für den betrachteten Drehzahlbereich verlassen die Pole den Stabilitätsbereich nicht, was in Abschnitt 4.3.1.4 beschrieben ist.

4.3.1.2 Wahl des Koordinatensystems

Wie im Abschnitt 2.1.4 erwähnt, ist es üblich, die Regelgrößen von stromrichter gespeisten Systemen in ein geeignetes Koordinatensystem zu transformieren. Wie in Gleichung (2.36) zu erkennen, kann das Modell der doppelt gespeisten Asynchronmaschine mit Hilfe der Matrix A_K in ein beliebiges, umlaufendes Koordinatensystem transformiert werden. Somit kann auch der Beobachter in einem beliebigen Koordinatensystem berechnet werden.

In dieser Arbeit werden alle Beobachter und Schätzer im statorspannungsfesten Koordinatensystem mit $\omega_K = 2\pi f_N$ berechnet.

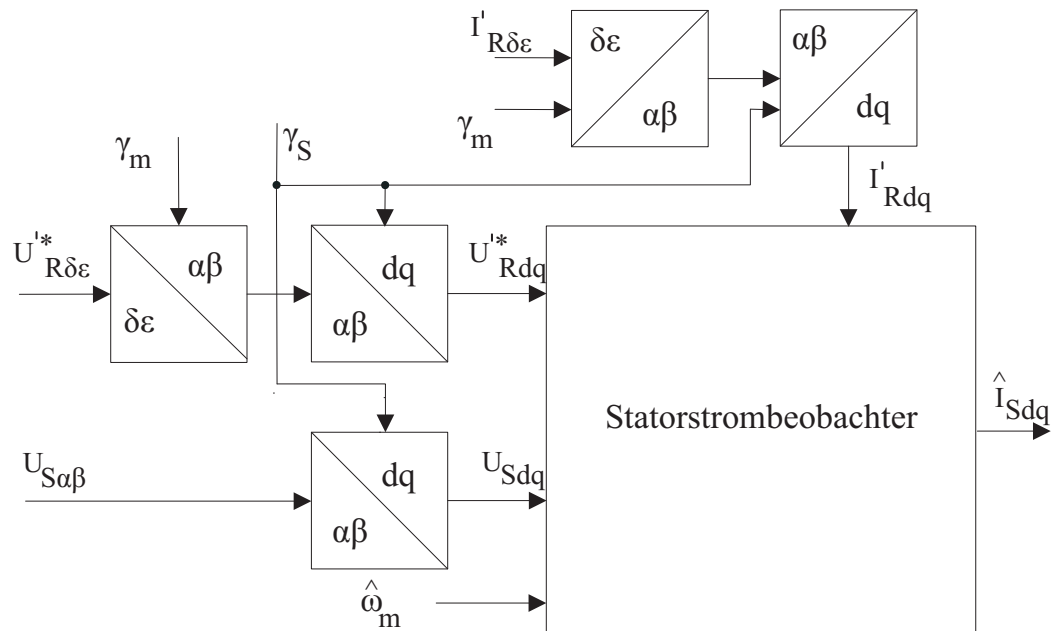


Abbildung 4.30: Referenzsysteme und deren Transformationen am Beispiel des Statorstrombeobachters, die Referenzsystemtransformationen der anderen Beobachter sind ebenso aufgebaut

4.3.1.3 Diskretisierung des Beobachters

Um den Beobachter auf einem digitalen Rechner einzusetzen, muss er diskretisiert werden. Dies bedeutet, dass aus den kontinuierlichen Matrizen A , L , B und C entsprechende diskrete Matrizen A_d , L_d , B_d und C_d berechnet werden müssen. Dabei soll die diskrete Darstellung der kontinuierlichen möglichst gut entsprechen. Die diskrete Zustandsraumdarstellung ist in Gleichung (4.32) und (4.33) dargestellt. Dort stellt $k \in N$ den Abtastschritt

dar.

$$\underline{x}_{k+1} = A_d \underline{x}_k + B_d \underline{u}_k \quad (4.32)$$

$$\underline{y}_k = C \underline{x}_k \quad (4.33)$$

Die Diskretisierung wird erreicht durch die Gleichungen (4.34) bis (4.36) [115], wobei T_A das Abtastintervall darstellt, und I_n die Einheitsmatrix der Ordnung n des betrachteten Systems. Für das verwendete Modell der doppeltgespeisten Asynchronmaschine gilt $n = 4$. Gleichung (4.37) stellt eine Möglichkeit dar, wie die Rückführmatrix analog zur Eingangsmatrix diskretisiert werden kann.

$$A_d = e^{AT_A} \quad (4.34)$$

$$B_d = (e^{AT_A} - I_n)A^{-1}B \quad (4.35)$$

$$C_d = C \quad (4.36)$$

$$L_d = (e^{AT_A} - I_n)A^{-1}L \quad (4.37)$$

Zur Berechnung des Termes e^{AT_A} kann eine Taylor-Reihe verwendet werden, wie in den Gleichungen (4.38) und (4.39) dargestellt wird [115]. Diese wird für eine Diskretisierung ersten Grades nach dem Term abgebrochen, in den das Abtastintervall linear eingeht. Wird die Taylorreihe nach dem linearen Glied abgebrochen, so entsteht eine Diskretisierung, die der Nachbildung eines Integrals nach dem Eulerverfahren entspricht. Diskretisierungen höherer Ordnung sind ebenfalls möglich, indem die Reihenentwicklung später abgebrochen wird.

$$A_d = I_n + AT_A + \frac{A^2 T_A^2}{2} + \frac{A^3 T_A^3}{6} + \dots \quad (4.38)$$

$$B_d = BT_A + \frac{ABT_A^2}{2} + \frac{A^2 BT_A^3}{6} + \dots \quad (4.39)$$

Da die Systemmatrix der doppeltgespeisten Asynchronmaschine bilinear ist, muss $A = A_0 + A_1 \omega_m$ aus Gleichung (2.36) eingesetzt werden. Daher ergeben sich für Diskretisierungen höherer Ordnung Matrizenpolynome von ω_m der entsprechenden Ordnung, wie im Folgenden für Diskretisierungen der ersten und zweiten Ordnung gezeigt wird.

Das System nach Gleichung (4.40) stellt einen diskretisierten Luenberger-Beobachter erster Ordnung dar. Gleichung (4.42) stellt direkt den Einfluss der Drehzahl ω_m in dem Beobachter dar. Zur Berechnung des diskretisierten Beobachters erster Ordnung in einem Echtzeit-Regelsystem wird die Systemmatrix A in einen konstanten Teil A_{d0} und in einen drehzahlabhängigen Teil $A_{d1} \omega_m$ unterteilt. Diese Darstellung gilt allgemein und wird im

weiteren für die Anwendung als Statorstrom-, Rotorstrom- und Statorspannungsbeobachter spezialisiert. Das Blockdiagramm eines in Gleichung (4.42) und (4.43) dargestellten Beobachters ist in Abbildung 4.31 dargestellt.

$$\hat{\underline{x}}_{k+1} = (I_4 + T_A A) \hat{\underline{x}}_k + T_A L C_d (\hat{\underline{x}}_k - \underline{x}_k) + T_A B \underline{u}_k \quad (4.40)$$

$$= (I_4 + T_A A_0 + T_A A_1 \omega_m) \hat{\underline{x}}_k + T_A L C_d (\hat{\underline{x}}_k - \underline{x}_k) + T_A B \underline{u}_k \quad (4.41)$$

$$= (A_{d0} + A_{d1} \omega_m) \hat{\underline{x}}_k + L_d C_d (\hat{\underline{x}}_k - \underline{x}_k) + B_d \underline{u}_k \quad (4.42)$$

$$\hat{y}_k = C_d \hat{\underline{x}}_k \quad (4.43)$$

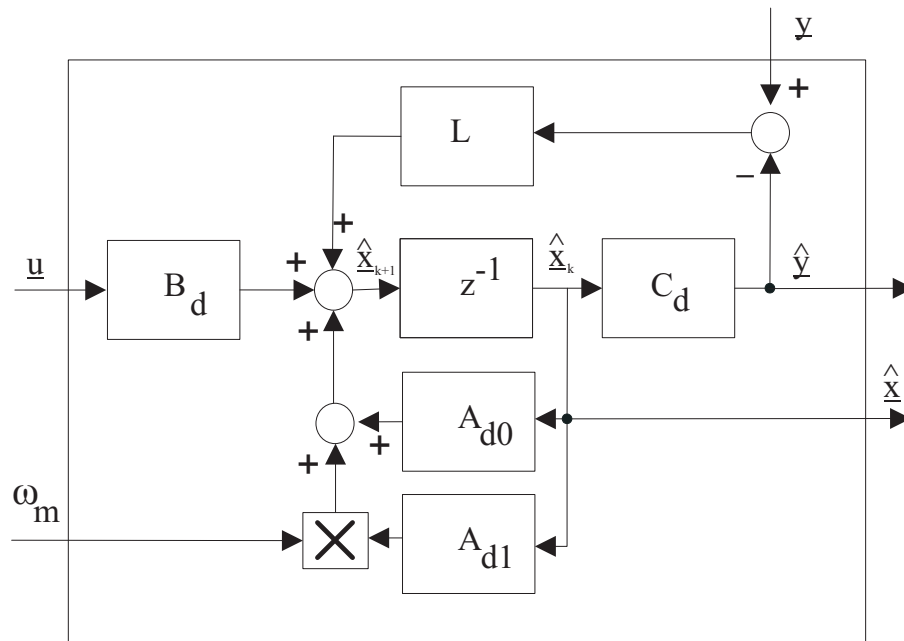


Abbildung 4.31: Allgemeine Darstellung eines zeitdiskreten, bilinearen Beobachters erster Ordnung

Im diskreten ist der Stabilitätsraum nicht die linke Halbebene des komplexen Zahlenraumes, sondern der Einheitskreis. Je nach verwendeter Diskretisierungsmethode kann eine zu große Beobachterverstärkung zur Instabilität führen, wenn die resultierenden Pole außerhalb des Einheitskreises liegen.

4.3.1.4 Stabilität des bilinearen, diskreten Beobachters im statorspannungsfesten Koordinatensystem

In Abschnitt 4.3.1.1 wurde beschrieben, dass die Pole des vorliegenden bilinearen Beobachters nicht konstant platziert werden können, wenn C nicht invertierbar ist.

Anhand der Darstellung der diskreten Beobachterpole als Funktion von ω_m wird gezeigt, wie sich die Eigenwerte eines Beobachters verschieben, wenn die Rückführmatrix L einmalig fest für die Synchrondrehzahl von 1500 1/min berechnet wird. Die Drehzahl wird von null bis 3000 1/min variiert. Das Abtastintervall beträgt $200 \mu\text{s}$, das Koordinatensystem ist spannungsfest und es werden nur die Rotorströme zurückgekoppelt, wie dies für einen Statorstrombeobachter der Fall ist.

Die Reihenentwicklung zur Diskretisierung des Beobachters erster Ordnung ist nach dem linearen Term abgebrochen, wie in Gleichungen (4.42) und (4.43) dargestellt. Abbildung 4.32 zeigt den Verlauf der Eigenwerte. Es ist zu erkennen, dass der Beobachter für alle betrachteten Drehzahlen stabil ist.

Da doppeltgespeiste Asynchronmaschinen typischerweise innerhalb eines Drehzahlbandes von $\pm 30\%$ um die Synchrondrehzahl betrieben werden, ist ein Betrieb im Drehzahlbereich von 1000 1/min bis 2000 1/min stabil.

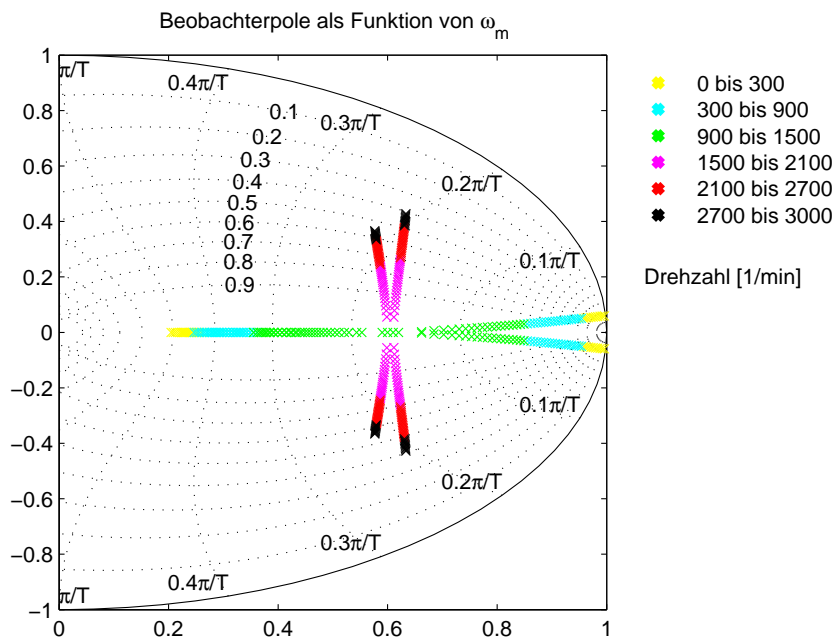


Abbildung 4.32: Berechnete Eigenwerte des Statorstrombeobachters für festberechnete Rückführmatrix L mit Auslegungsdrehzahl bei Synchrondrehzahl 1500 1/min als Funktion der tatsächlichen Drehzahl des Rotors, Parametrierung für 22 kW Maschine entsprechend Tabelle 2.2

Abbildung 4.32 zeigt, dass eine Diskretisierung erster Ordnung bei einer Abtastrate von $200 \mu\text{s}$ ausreichend ist. Die Eigenwerte werden wie beschrieben für die Synchrondrehzahl berechnet und fest eingestellt. Während des drehzahlvariablen Betriebs läßt sich auch am

Teststand kein hieraus resultierender Nachteil feststellen.

Da für den Rotorstrombeobachter identische Parameter gewählt werden, können die hier gezeigten Ergebnisse auch auf ihn übertragen werden. Der Statorspannungsbeobachter weist wegen der invertierbaren Ausgangsmatrix C konstante Eigenwerte auf, wie in Abschnitt 4.3.4 beschrieben.

4.3.2 Rotorstrombeobachter

4.3.2.1 Modellierung ohne Umrichterverzögerung

Der Rotorstrombeobachter basiert auf den Zustandsraummatrizen (2.34), (2.37) und (2.39) aus Abschnitt 2.2.2, die nach dem in Abschnitt 4.3.1.3 beschriebenen Verfahren diskretisiert sind. Der Rotorstrombeobachter verwendet daher die Matrizen (4.38) und (4.39), wobei die Hauptinduktivität L_h in den Systemmatrizen mit Hilfe des Sättigungsmodells nach Abschnitt 2.3.4.4 entsprechend den Messwerten von Statorstrom und -spannung nachgeführt wird. Ein Blockschaltbild des Rotorstrombeobachters ist in Abbildung 4.33 dargestellt. Zur Verbesserung des Residuums der d -Komponente kann der Eisenverluststrom I_{RFe} vereinfacht außerhalb des Zustandsraummodells von dem Residuum abgezogen werden.

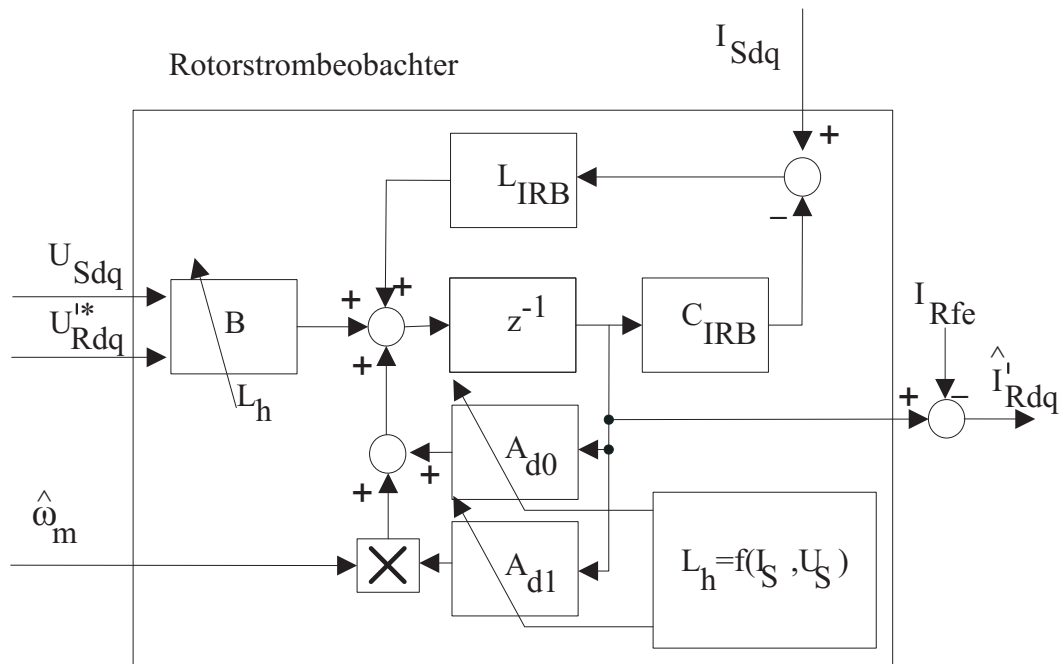


Abbildung 4.33: Rotorstrombeobachter mit Nachführung der Hauptinduktivität und Einbeziehung der Eisenverluste

Der beobachtete Rotorstrom ersetzt den gemessenen Rotorstrom, der in die Rotorstromregelkreise eingeht. Im Gegensatz zu dem Rotorstromschätzer nach Abschnitt 4.2.3 müssen die Parameter des Regelkreises nicht angepasst werden. Es ergibt sich ein sehr gutes Verhalten, wie durch Abbildung 4.34 gezeigt. Dort werden die gemessenen Werte für Rotorwirk- und -blindstrom aus dem Prozessor an das Oszilloskop ausgegeben.

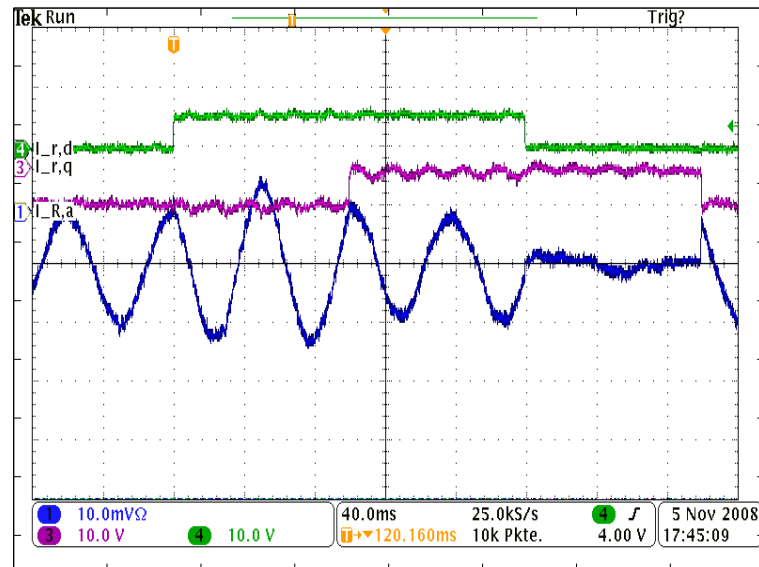


Abbildung 4.34: Messung Rotorstrombeobachter: Sprungantwort um $0,5 I_N$ von I_{Rd} und I_{Rq} in Kanal 4 und 3 bei 1000 1/min (statorbezogenen Ströme), Kanal 1: Zeitverlauf einer unbezogenen Rotorstromphase, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.35, Skalierung: 50 A/div bzw. 40 ms/div

Abbildung 4.35 zeigt die Sprungantwort in d - und q -Komponente und vergleicht beobachteten und tatsächlichen Rotorstrom. Beide Komponenten des Rotorstroms zeigen sowohl transient als auch stationär ein gutes Verhalten. Dabei ist trotz identischer Parametrierung die Sprungantwort langsamer als bei Verwendung der Rotorstromsensoren und ein Überschwingen findet nicht statt, wie ein Vergleich zu Abbildungen 3.11 und 3.12 auf Seite 66 zeigt. Dieses Verhalten wird durch die Umrichter verzögerung hervorgerufen und kann durch ein weiter unten beschriebenes Modell kompensiert werden. Im Vergleich zu dem Rotorstromschätzer ist die Sprungantwort der d -Komponente langsamer, während die q -Komponente schneller ist. Sowohl bei Rotorstrombeobachter als auch -schätzer weist die q -Komponente eine Sprungantwort auf, bei der berechneter und gemessener Verlauf deutlich abweichen. Ebenso wie bei dem Rotorstrombeobachter ist in dem Rotorblindstrom eine Schwingung zu erkennen, die aber nicht zu Instabilität führt.

Die Genauigkeit des Rotorstrombeobachters wird durch das Belastungsprofil aus Abschnitt 4.1.1 getestet. Der Rotorstrombeobachter ist in jedem Arbeitspunkt stabil. Die

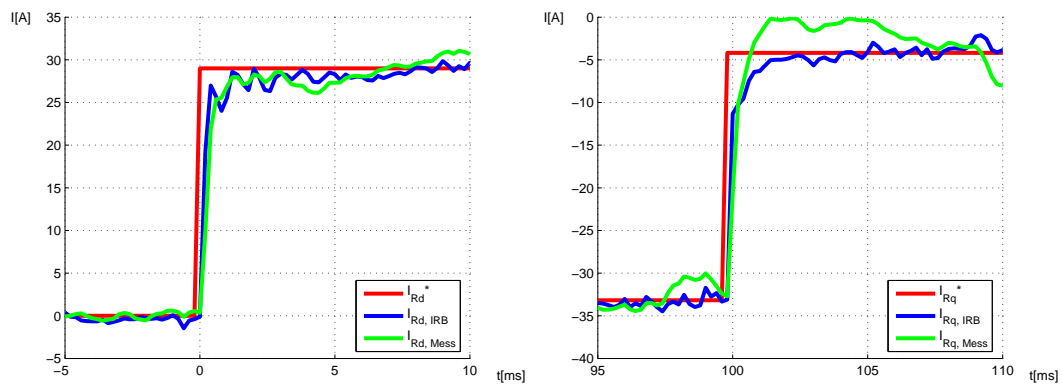


Abbildung 4.35: Messung Rotorstrombeobachter: Sprungantwort um $0,5 I_N$ von I_{Rd} und I_{Rq} bei 1000 1/min , Rot: Referenzwert, Blau: Geschätzter, rückgekoppelter Strom, Grün: Gemessener Strom, Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.34

Hauptinduktivität L_h des Beobachters wird nachgeführt, und die Eisenverluste kompensiert. Die doppeltgespeiste Asynchronmaschine wird über den Rotorstrombeobachter geregelt, parallel dazu wird der Rotorstrom gemessen.

Die Abweichung der jeweiligen Stromkomponente ist in Abbildung 4.36 bezogen auf den Scheitelwert des Nennstroms I_N in Prozent aufgeführt. Die Ergebnisse zeigen eine Genauigkeit im Bereich von $\pm 5\%$ für beide Stromkomponenten. Diese Werte entsprechen in etwa denen des Rotorstromschätzers.

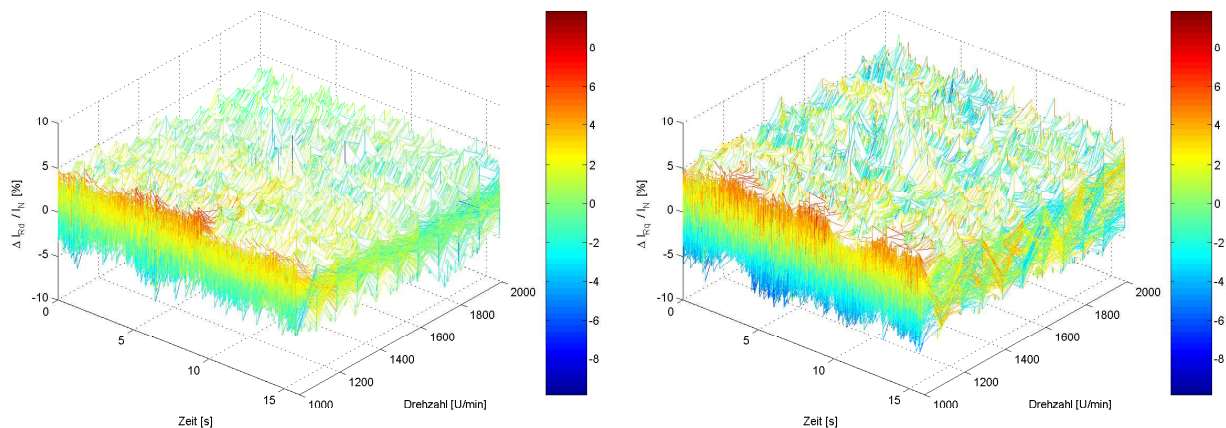


Abbildung 4.36: Messung Rotorstrombeobachter: Abweichung zwischen geschätztem und gemessenem Rotorstrom bei Durchfahren des Lastprofils nach Abschnitt 4.1.1, Links: Wirkstrom, Rechts: Blindstrom

4.3.2.2 Modellierung der Umrichterverzögerung

Um die Sprungantwort des Rotorstrombeobachters zu optimieren und die Abweichung zu der gemessenen Sprungantwort zu verringern, kann die Verzögerung, die durch die Ausgabe der Spannung über den Umrichter entsteht, einmodelliert werden. Die Optimierung der Sprungantwort wird nur an dem Rotorstrombeobachter untersucht, die Untersuchungsergebnisse sind allerdings wegen des symmetrischen Aufbaus der beiden Beobachter auch auf den Statorstrombeobachter anwendbar. In Abschnitt 3.4.1 wurde bestimmt, dass eine Verzögerung von $0,5 T_A$ zu den besten Simulationsresultaten zur Nachbildung der Messergebnisse führt (Abbildung 3.11).

In einem diskret berechneten Beobachter kann eine Verzögerung um einen halben Abtastschritt nicht realisiert werden, da der Rechentakt der Pulsperiode entspricht. Die Vorgänge während der Pulserzeugung werden daher mit Hilfe eines einfachen Modells nachgebildet. Wird der Zeitablauf der Abtastung und der Ausgabe der Spannung über Vorgabe der Einschaltzeitverhältnisse der Leistungshalbleiter genau betrachtet, so ergibt sich, dass während der ersten Hälfte der Abtastperiode die Rotorspannung angelegt ist, die im vorherigen Takt berechnet ist. Während der zweiten Hälfte der Periode ist die im aktuellen Takt berechnete Rotorspannung angelegt. Die ausgegebene Spannung ist im dargestellten Fall also immer um einen halben Takt verzögert. Hieraus ergibt sich, dass in jedem Takt im Mittel die Spannung $U_R(k) = \frac{1}{2}(U_R^*(k) + U_R^*(k-1))$ an den Rotorklemmen der Maschine anliegt.

Diese Beziehung kann sehr einfach mit Hilfe eines Verzögerungsschrittes modelliert werden, wie in Abbildung 4.37 dargestellt ist. Es werden zwei Auswirkungen von der Verwendung dieses Modells erwartet. Zum einen soll das Regelverhalten verbessert werden, desweiteren soll das Residuum des Rotorstrombeobachters während eines Transienten vermindert werden.

Die Abbildung 4.38 zeigen die aufgenommenen Sprungantworten für Wirk- und Blindkomponente des tatsächlichen Stroms im Vergleich. Es werden drei Quellen für den rückgekoppelten Strom verwendet: Der tatsächlich gemessene Strom, der einfach beobachtete Strom und der mit modelliertem Umrichter beobachtete Strom. Gezeigt wird unabhängig von der Quelle das Verhalten des gemessenen Stromes. Durch die Verwendung eines Umrichtermodells wird die Sprungantwort des Rotorstromregelkreises beschleunigt, wie in Abbildung 4.38 zu erkennen ist. Dort folgt der rot dargestellte Verlauf mit Umrichtermodell besser dem Sensorverlauf, als der blau dargestellte Verlauf ohne Umrichtermodell. Die Verwendung eines Umrichtermodells stellt somit eine Verbesserung des Gesamtmodells dar.

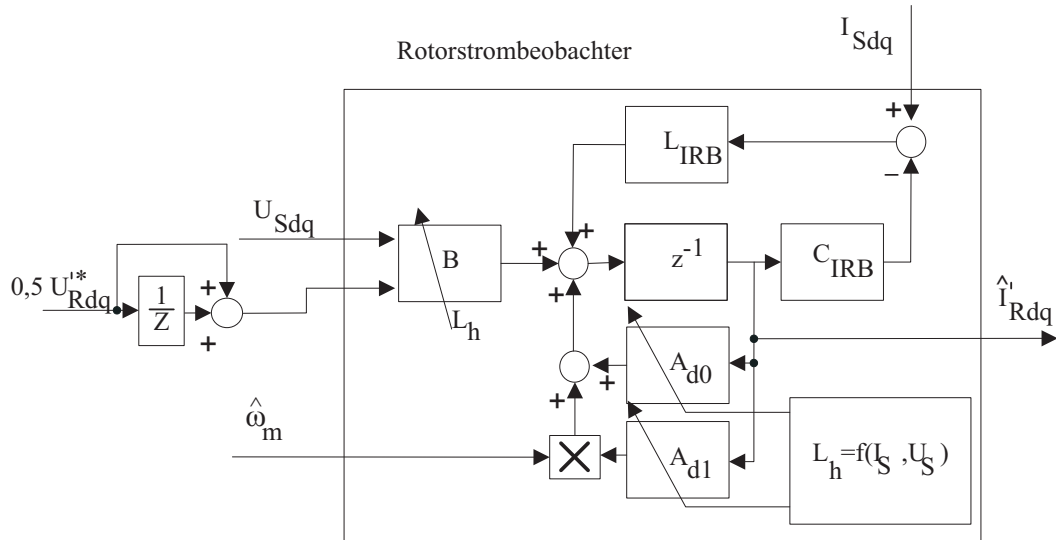


Abbildung 4.37: Rotorstrombeobachter mit einfachem Modell zur Nachbildung der Pulszerzeugung

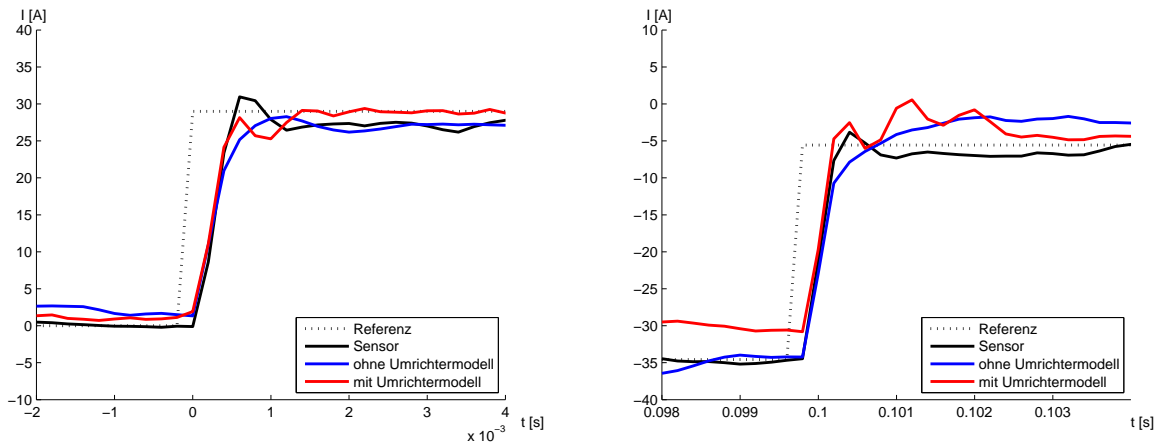


Abbildung 4.38: Messung Rotorstrombeobachter: Sprungantworten des tatsächlichen Rotorstroms mit Rückführung von 1) gemessenem Strom, 2) aus dem Beobachter entnommenen Strom und 3) aus dem Beobachter mit Umrichtermodell entnommenen Strom, Arbeitspunkt: $1000 \text{ }^1/\text{min}$, Links: Wirkstrom, Rechts: Blindstrom. Identischer Datensatz wie Abb. 4.39

Dies liegt daran, dass der rückgeführte Strom ohne Verzögerungsglied schneller ansteigt als der tatsächliche, wie in Abbildung 4.39 erläutert. Wird die Umrichterverzögerung nicht modelliert, dann steigt der beobachtete Strom schneller als der tatsächliche. In diesem Fall steuert der Stromregler die Stellgröße zurück, sodass der tatsächliche Strom langsamer ansteigt, Abbildung 4.39 (links). Wird die Umrichterverzögerung modelliert, dann entspricht der beobachtete besser dem gemessenen Strom, Abbildung 4.39 (rechts).

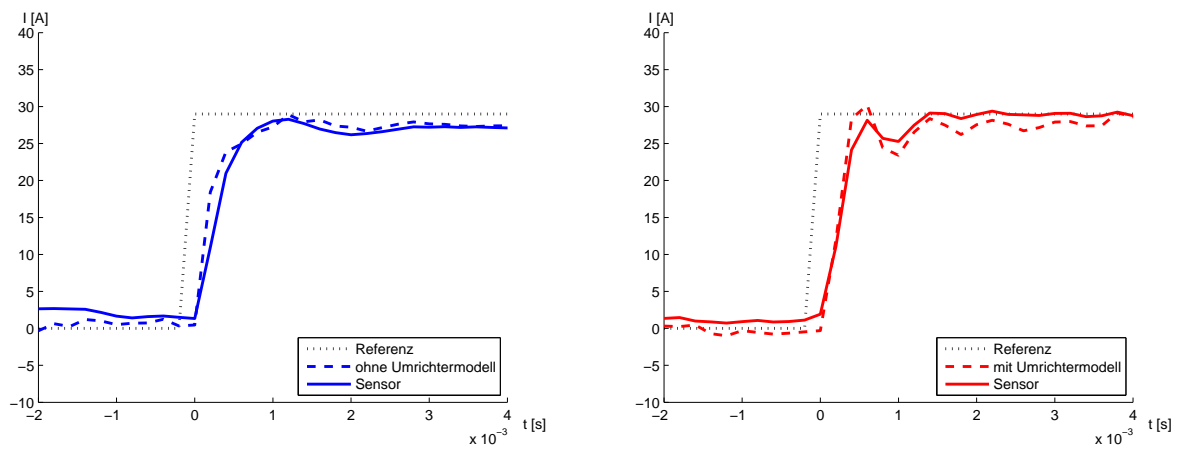


Abbildung 4.39: Messung Rotorstrombeobachter: Sprung des Rotorwirkstroms, Vergleich von beobachtetem mit gemessenem Strom, Links: Keine Modellierung des Umrichters, Rechts: Modellierung des Umrichters, Identischer Datensatz wie Abb. 4.38

Die Verbesserung durch das Umrichtermodell wirkt sich allerdings nur geringfügig auf das Residuum während des Sprunges aus, das in beiden Fällen in etwa vergleichbar ist, wie in Abbildung 4.40 dargestellt. In Einzelfällen ist das Residuum bei Verwendung des Umrichtermodells sogar größer als ohne dessen Verwendung. Zwar ergibt sich in einigen stationären Betriebspunkten ein kleineres Residuum, nicht aber in allen. Da die Detektionsschwelle wie in Abschnitt 5.2.2.3 beschrieben auf den Maximalwert des Residuums eingerichtet werden muss, wird durch das Umrichtermodell keine signifikante Verbesserung erzielt, wie in Abbildung 4.40 dargestellt. Aus diesem Grund wird im Weiteren auf die Verwendung eines solchen Verzögerungsmodells verzichtet.

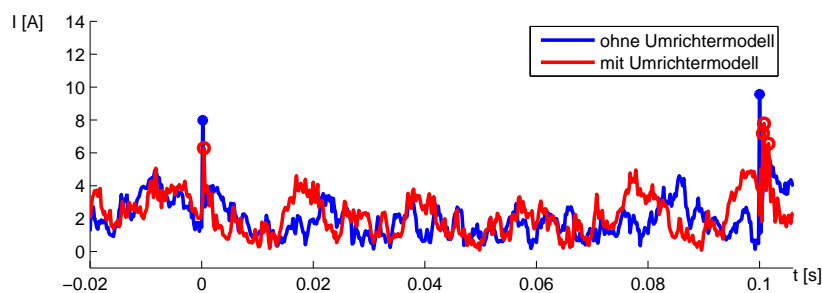


Abbildung 4.40: Messung Rotorstrombeobachter: Residuum des Rotorstrombeobachters mit und ohne Umrichtermodell bei Sprung des Rotorstromes, Identischer Datensatz wie Abbildungen 4.38 und 4.39, die Maximalwerte während der Sprünge sind markiert

Ein Vergleich mit der dynamischen Genauigkeit der auf dem Flussmodell basierenden

Stromschätzer ergibt, dass diese eine deutlich geringere Abweichung während eines Sprunges des Rotorstroms aufweisen, wie in Abbildung 5.4 auf Seite 159 gezeigt. Sie sind also den Strombeobachtern in dieser Hinsicht überlegen, auch wenn in den Beobachtern ein Modell des Umrichters verwendet wird.

4.3.3 Statorstrombeobachter

Der Statorstrombeobachter basiert ebenso wie der Rotorstrombeobachter auf den Matrizen (2.34), (2.37) und (2.39) des Zustandsraummodells. Die Matrizen sind zu denen des Rotorstrombeobachters identisch parametrisiert, wobei die Sättigung der Hauptinduktivität als Funktion des Rotorstromes und der Statorspannung berücksichtigt wird. Ein Blockschaltbild des Statorstrombeobachters ist in Abbildung 4.41 dargestellt, in dem ebenfalls der Eisenverluststrom I_{RFe} zur Verbesserung des Residuums der d -Komponente berücksichtigt wird.

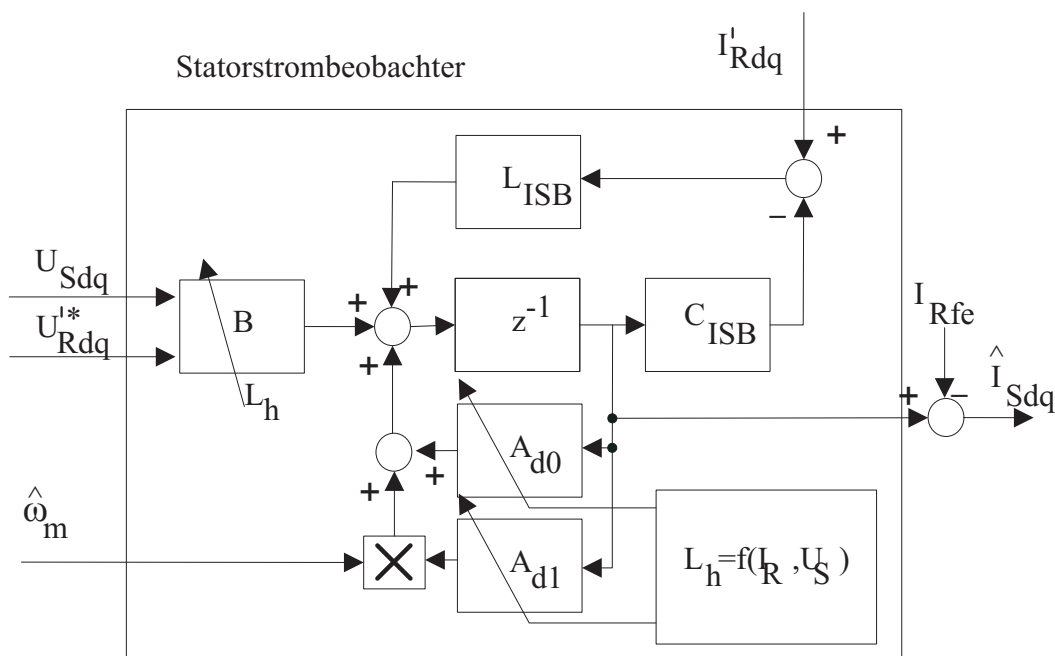


Abbildung 4.41: Statorstrombeobachter mit Nachführung der Hauptinduktivität und Einbeziehung der Eisenverluste

Der Statorstrombeobachter ersetzt den gemessenen Statorstrom in der Leistungsberechnung. Es sind keine Modifikationen an den Regelparametern notwendig, um die Leistungsregelkreise stabil zu halten. Die Sprungantworten des Leistungsregelkreises sind identisch zu denen mit gemessenem Statorstrom, wie in Abbildung 4.42 für Drehzahlen von $1000 \text{ } 1/\text{min}$ und $2000 \text{ } 1/\text{min}$ dargestellt.

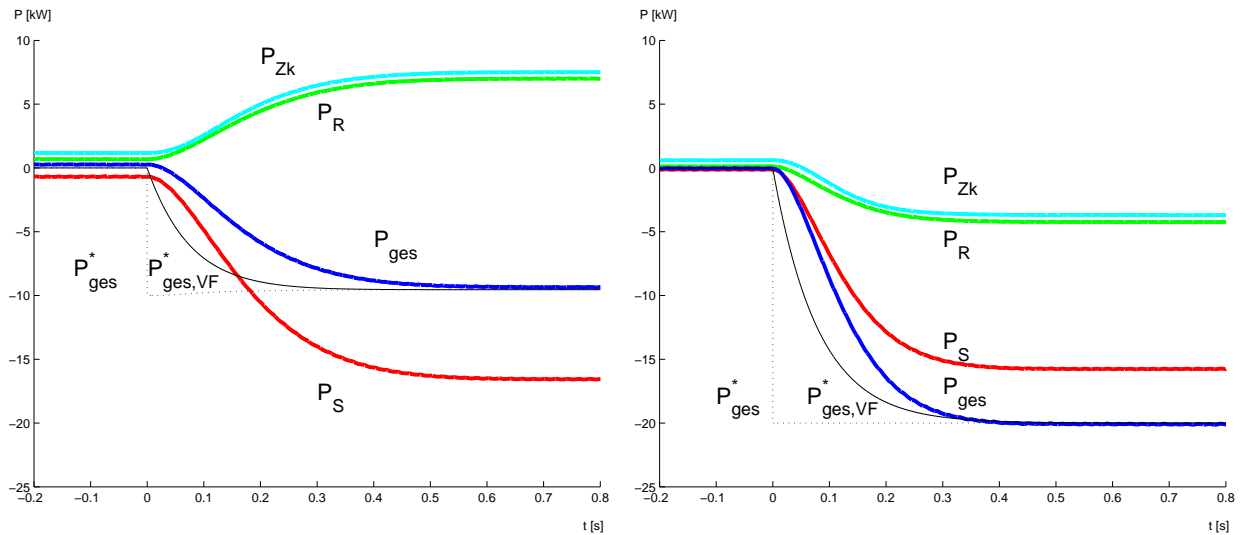


Abbildung 4.42: Messung Statorstrombeobachter: Sprungantwort der Leistung mit geschätztem Statorstrom, Links: 1000 1/min , Rechts: 2000 1/min , Referenz P_{ges}^* , Vorfilter $P_{ges,VF}^*$, Gesamtleistung P_{ges} , Statorleistung P_S , Rotorleistung P_R , Zwischenkreisleistung P_{Zk}

Die Genauigkeit der Leistungsbestimmung mit Hilfe des Statorstrombeobachters ist als Abweichung der beobachteten von der gemessenen Statorwirk- und -blindleistung dargestellt und wird mit dem Belastungsprofil aus Abschnitt 4.1.1 getestet. Die Hauptinduktivität L_h des Beobachters wird nachgeführt, und die Eisenverluste kompensiert. Die Abweichung ist bezogen auf die Nennleistung der Maschine und beträgt zwischen -1% bis 3% für die momentane Blindleistung und zwischen 0% bis 3% für die momentane Wirkleistung. Sie ist somit ein wenig kleiner als die Abweichung, die sich bei der Verwendung des Statorstromschätzers nach Abschnitt 4.2.4 ergibt.

4.3.4 Störgrößenbeobachter zur Beobachtung von Spannungen

In dem beschriebenen Zustandsraummodell nach Gleichung (2.28) stellen die Stator- und Rotorspannungen die Eingangsgrößen des Systems dar. Um sie mit Hilfe eines Beobachters zu bestimmen, wird der sogenannte Störgrößenbeobachter verwendet [117].

Zunächst soll die Zustandsraumdarstellung nach Gleichung (2.28) modifiziert werden, um zwischen bekannten und unbekanntem Eingangsgrößen zu unterscheiden. Dabei wird sinnvollerweise die Statorspannung als unbekanntem Eingangsgröße betrachtet. Die Rotorspannung wird nicht gemessen sondern durch den Rotor eingepreßt und ist daher bekannt.

Es ist zunächst notwendig, die Eingangsmatrix B aus Gleichung (2.34) in eine Teilmatrix

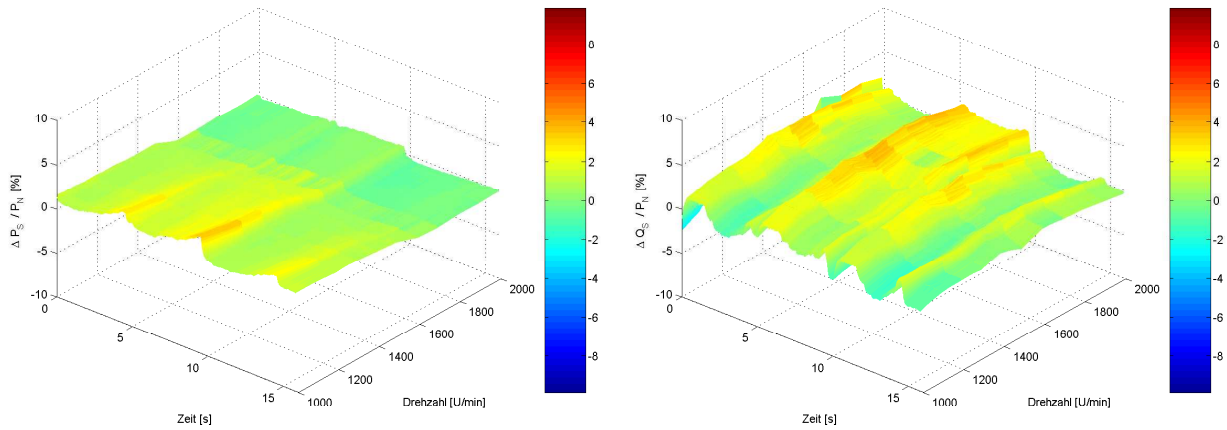


Abbildung 4.43: Messung Statorstrombeobachter: Abweichung zwischen gemessener und beobachteter Wirkleistung (links) und Blindleistung (rechts) des Stators, in Prozent bezogen auf die Nennwirkleistung während Durchfahren des Lastprofils

B_R für bekannte Eingänge und eine Teilmatrix B_S für unbekannte Eingänge aufspalten. Ebenfalls wird der Eingangsvektor \underline{u} aus Gleichung (2.30) in einen Teilvektor \underline{u}_R für bekannte Eingänge und einen Teilvektor \underline{u}_S für die unbekanntenen Eingänge geteilt.

$$\underline{u}_S = [U_{sd} U_{sq}]^T \quad (4.44)$$

$$\underline{u}_R = [U_{rd} U_{rq}]^T \quad (4.45)$$

$$B_S = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_h}{\sigma L_r L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{L_h}{\sigma L_r L_s} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$B_R = \begin{bmatrix} -\frac{L_h}{\sigma L_r L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{L_h}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Beim Störgrößenbeobachter werden die unbekanntenen Eingangsspannungen als Zustände modelliert. Auf diese Zustände kann dann die Theorie des Zustandsbeobachters angewendet werden. Hierzu wird die ursprüngliche Systemmatrix vierter Ordnung zu einem System sechster Ordnung erweitert, um die zwei neuen Zustände aufzunehmen. Dies ist in Gleichungen (4.48) und (4.49) dargestellt. In diesen Gleichungen wird die Statorspannung als unbekannter Eingang angesehen. Ebenso kann die Rotorspannung als unbekannter Eingang angesehen werden, indem die Matrizen B_S und B_R sowie die Vektoren u_S und u_R

vertauscht werden. Der Einfachheit halber sind alle Rechnungen für die Beobachtung der Statorspannung beschrieben, sie sind aber auch für die Beobachtung der Rotorspannung gültig.

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{u}}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_S \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{u}_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_R \\ 0 \end{bmatrix} u_R \quad (4.48)$$

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{u}_S \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Es ergibt sich also ein erweitertes System mit den erweiterten Systemmatrizen A^* , B^* und C^* , dessen Zustandsvektor um die beiden zu beobachtenden Eingangsgrößen erweitert ist. Hier bezeichnet das hochgestellte * die Matrizen des Störgrößenbeobachters.

$$\underline{x}^* = \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{u}_S \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} A & B_S \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$B^* = \begin{bmatrix} B_R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$C^* = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Für dieses System kann nun ein Zustandsbeobachter entwickelt werden. Dazu ist wie in Abschnitt 4.3.1 beschrieben vorzugehen. Genau wie beim Zustandsbeobachter können die Eigenwerte mit Hilfe einer Rückführmatrix L^* platziert werden, analog zu Gleichung (4.28). Der Drehzahleinfluss auf die Systemmatrix $A^* = A_0^* + \omega_m A_1^*$ (vergleiche (2.36) auf Seite 30) kann bei dem Störgrößenbeobachter kompensiert werden, in dem die Matrix L_1^* verwendet wird, die nach 4.3.1.1 berechnet wird. Konkret wird (4.54) erfüllt werden, was mit den Matrizen nach (4.51) und (4.53) der Fall ist, wenn (4.55) gilt.

$$A_1^* - L_1^* C = 0 \quad (4.54)$$

$$L_1^* = A_1^* \quad (4.55)$$

Der Zustandsvektor enthält jetzt die Statorspannung des Systems, die für diesen Beobachter nicht gemessen wird. Diese Eingangsgrößen können dem Zustandsvektor entnommen werden und stellen die beobachtete Statorspannung dar. Es ist zu bemerken, dass die neue Systemmatrix in den Zeilen, die für die Eingangsgrößen maßgeblich sind, nicht besetzt ist. Es ist daher notwendig, dass sich die Eingangsgrößen nicht oder nur langsam ändern [115]. Deswegen wird dieser Beobachter in einem zur Netzspannung synchronen Koordinatensystem verwendet, in dem die Netzspannung dann eine Gleichgröße darstellt.

4.3.5 Statorspannungsbeobachter

Für die Beobachtung der Statorspannung wird der beschriebene Störgrößenbeobachter verwendet. Für den Betrieb dieses Beobachters werden die Messungen von Stator- und Rotorstrom sowie der Rotorlage und Drehzahl benötigt, ein Blockdiagramm des Beobachters ist in Abbildung 4.44 dargestellt. Die Modellierung der Eisenverluste wird vernachlässigt.

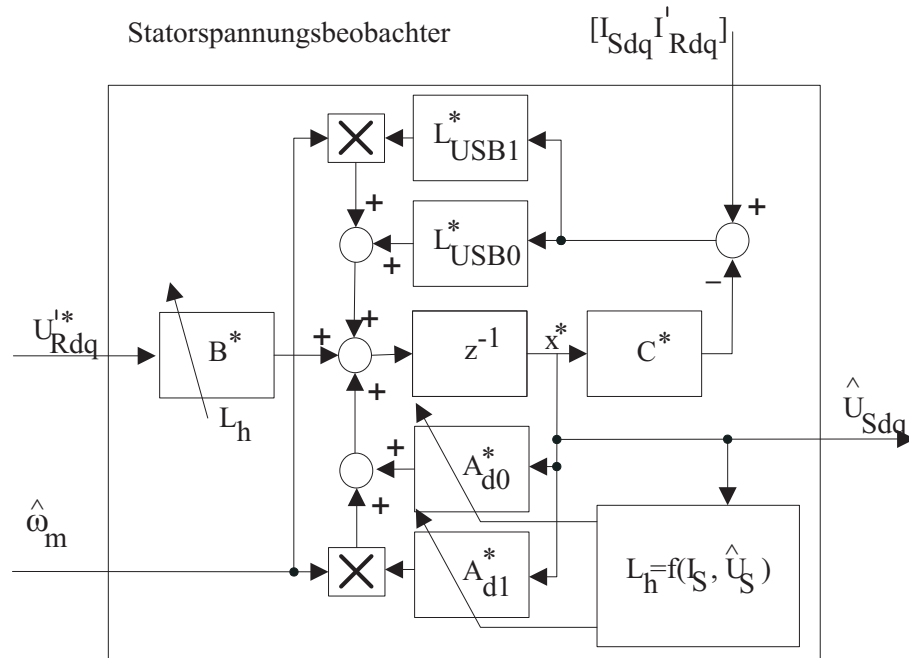


Abbildung 4.44: Statorspannungsbeobachter (USB) unter Einbeziehung der Sättigung der Hauptinduktivität und Kompensation des Drehzahleinflusses auf die Beobachterpole

Im Gegensatz zu den Strombeobachtern aus den Abschnitten 4.3.2.1 und 4.3.3 treten beim Betrieb des Statorspannungsbeobachters zwei Probleme auf. Dies ist zum ersten das Problem der Orientierung an der Statorspannung und zum zweiten das Problem der Sättigung der Hauptinduktivität als Funktion der Statorspannung, auf die im Folgenden eingegangen wird.

4.3.5.1 Orientierung des Statorspannungsbeobachters

Die Statorspannung gibt die Orientierung des Referenzsystems der Regelung und auch des Statorspannungsbeobachters selbst vor. Im Normalfall wird aus der gemessenen Statorspannung mit der Phasenregelschleife aus Abschnitt 3.5.1 der Winkel der Statorspannung gewonnen. Prinzipiell kann der Statorspannungsbeobachter in jedem beliebigen Koordina-

tensystem berechnet werden, solange die Änderung der zu beobachtenden Zustandsgrößen ausreichend klein bleibt, wie in Abschnitt 4.3.4 beschrieben wird.

Eine Anforderung des Störgrößenbeobachters ist, dass die zu beobachtenden Größen sich nur langsam ändern. Idealerweise ist der tatsächliche Statorspannungswinkel bekannt, und der Beobachter wird in dem dq -Koordinatensystem berechnet, so dass die beiden Komponenten der Statorspannung konstant sind. Da der tatsächliche Statorspannungswinkel nicht bekannt ist, wird im Zuge dieser Arbeit für den Statorspannungsbeobachter ein weiteres synchrones Koordinatensystem eingeführt, das als das $\overset{\circ}{dq}$ -Referenzsystem bezeichnet werden soll. Diese Unterscheidung ist nötig, da das verwendete Koordinatensystem nicht notwendigerweise mit dem an der Statorspannung orientierten dq -System identisch ist. Zur Lösung des Orientierungsproblems werden zwei Ansätze vorgestellt. Einen Überblick über die beiden vorgeschlagenen Methoden zur Orientierung des Statorspannungsbeobachters gibt Abbildung 4.45.

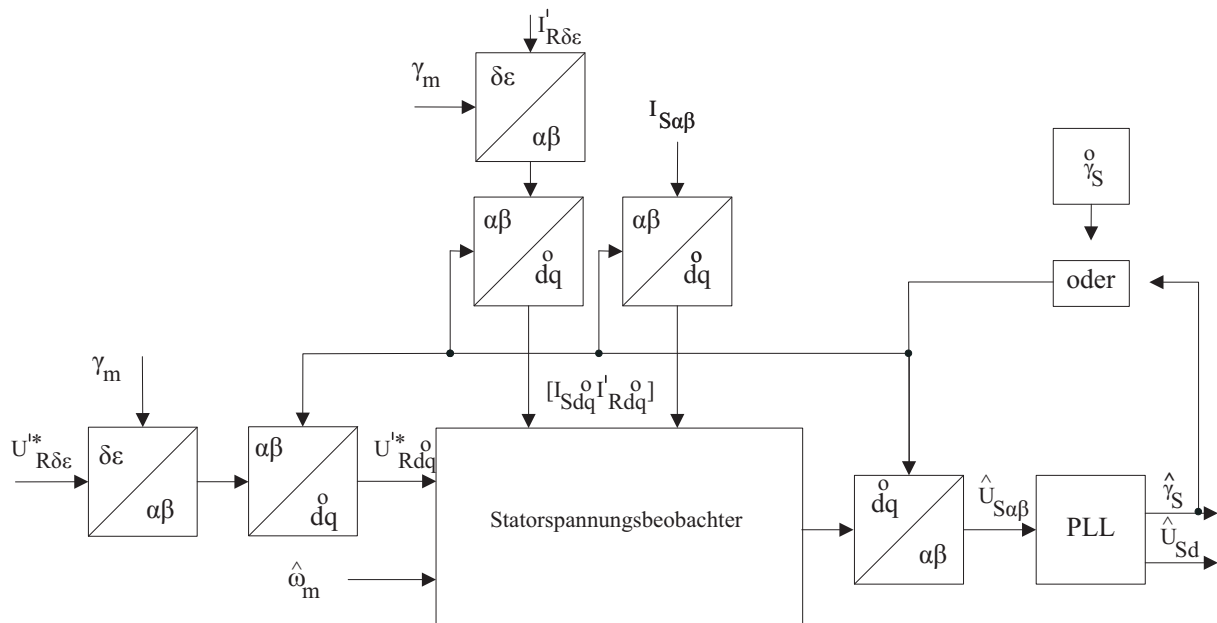


Abbildung 4.45: Referenzsysteme des Statorspannungsbeobachters

Der erste Ansatz ist die Berechnung des Spannungswinkels $\hat{\gamma}_S$ aus der beobachteten Spannung selbst, wodurch sich durch die gegenseitige Abhängigkeit die Frage der Stabilität stellt. Da der Transformationswinkel aus der beobachteten Spannung bezogen wird, und die beobachtete Spannung mit Hilfe des Transformationswinkels berechnet wird, wie in Abbildung 4.46 dargestellt, ist nicht garantiert, dass dieses Vorgehen auf einen sinnvollen Zustand einschwingt. An dem Teststand kommt es allerdings zu keinerlei Problemen.

Der zweite Ansatz ist die Verwendung eines künstlichen quasi-synchronen Referenzsy-

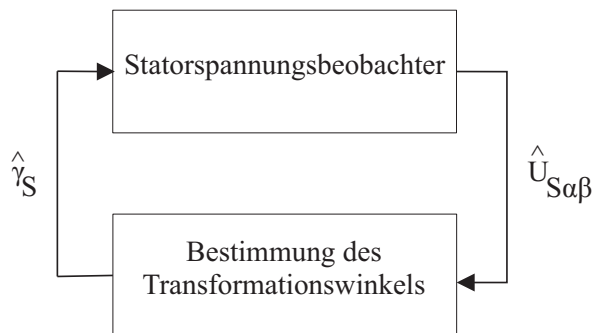


Abbildung 4.46: Gegenseitige Abhängigkeit von beobachteter Spannung $\hat{U}_{S\alpha\beta}$ und des aus dieser bestimmten Transformationswinkels $\hat{\gamma}_S$

stems, das an einem in dem Rechner erzeugten Transformationswinkel γ_S^0 orientiert ist. Dieser zu verwendende künstliche Transformationswinkel wird mit der idealen Nennfrequenz des Netzes $\omega_{SN} = 2\pi 50$ Hz fortlaufend hochgezählt, eine Rückkopplung zu dem eigentlichen Netz gibt es aber nicht. Aus diesem Grund driftet der künstlich erzeugte Transformationswinkel γ_S^0 gegen den eigentlichen netzsynchronen Transformationswinkel γ_S , die Relativgeschwindigkeit $\Delta\omega_S = \omega_{SN} - \omega_S$ der beiden Referenzsysteme ist allerdings in der Regel sehr klein. Aus dieser kleinen Relativgeschwindigkeit ergibt sich eine kleine zeitliche Änderung für die Real- und Imaginärkomponente der beobachteten Spannung, wie in (4.56) beschrieben. Ist die Drift ausreichend klein, so konvergiert der Beobachter und die d^0 - und q^0 -Komponente der Spannung wird korrekt beobachtet.

$$\vec{U}_S^0 = U_{sd}^0(t) + j U_{sq}^0(t) = |U_S^0| e^{j\Delta\omega_S t} \quad (4.56)$$

Durch die Rücktransformation mit dem selben quasi-synchronen Transformationswinkel ist außerhalb des Statorspannungsbeobachters von der Drift gegenüber dem tatsächlichen Referenzsystem nichts zu erkennen. Auch dieses Verfahren läuft ohne Beanstandungen.

4.3.5.2 Kombination von Sättigungsmodell und Statorspannungsbeobachter

Die Hauptinduktivität ist der bestimmende Parameter in der Modellierung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine. Die hauptsächliche Auswirkung einer ungenau bekannten Hauptinduktivität auf den Statorspannungsbeobachter ist eine fehlerhaft bestimmte Spannungsamplitude, während die Phasenlage der beobachteten Spannung nicht signifikant beeinflusst wird. Für eine korrekt beobachtete Statorspannung, deren Amplitude für die richtige Berechnung der Statorleistung benötigt wird, ist daher die Nachführung durch das Sättigungsmodell aus Abschnitt 2.3.4.4 unverzichtbar. Für dieses Modell muss die Amplitude der Statorspannung bekannt sein. Hieraus ergibt sich das Problem, dass

die Amplitude der Spannung durch den Beobachter selbst bestimmt wird. Wird demnach die beobachtete Spannung zur Berechnung der Hauptinduktivität verwendet, und diese Hauptinduktivität wiederum in dem Beobachter benutzt, so kann dies ähnlich zu dem oben geschilderten Problem des Transformationswinkels zu Instabilität führen. Abbildung 4.47 verdeutlicht dies.

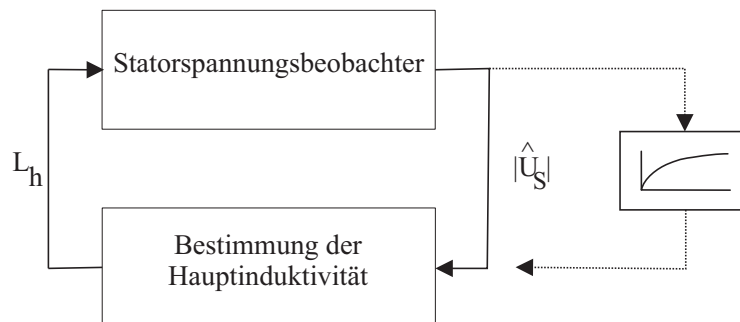


Abbildung 4.47: Gegenseitige Abhängigkeit von beobachteter Spannungsamplitude $|\hat{U}_S|$ und der Hauptinduktivität L_h , alternativ kann die tiefpassgefilterte Spannung im Sättigungsmodell verwendet werden

Es kann gezeigt werden, dass mit Hilfe eines Tiefpassfilters in der Kreisabhängigkeit nach Abbildung 4.47 Stabilität erreicht werden kann. Abbildung 4.48 stellt die Sättigungskennlinie $L_h = f(U_S)$ dar, die zur Bestimmung der Hauptinduktivität dient. Daneben wird in dem selben Diagramm dargestellt, welche Spannungsamplitude sich in Abhängigkeit der für die Beobachtung zu Grunde gelegten Hauptinduktivität ergibt. Diese Charakteristik, ausgedrückt durch $U_S = f(L_h)$, stellt in guter Näherung eine Gerade mit positiver Steigung dar. Sie wurde durch Messungen des Statorspannungsbeobachters ohne Rückkopplung der Sättigungskennlinie bestimmt. Die beiden Geraden schneiden sich in dem Gleichgewichtspunkt, in den der Beobachter idealerweise konvergieren soll.

In dem Diagramm sind zwei Trajektorien eingezeichnet, die das Verhalten nach einer Auslenkung aus diesem Gleichgewichtspunkt skizzieren. Die erste Trajektorie besteht aus den Abschnitten 1a, 2a und 3a und beschreibt eine instabile Rückkopplung. Ausgehend von einer zu klein ermittelten Hauptinduktivität wird in Schritt 1a eine zu geringe Statorspannung berechnet. Hieraus folgend wird in Schritt 2a eine zu große Hauptinduktivität bestimmt. Die Schrittabfolge führt immer weiter von dem Gleichgewichtspunkt weg, wie durch Schritt 3a angedeutet.

Die zweite Trajektorie besteht aus den Schritten 1b und 2b. Sie verwendet einen Tiefpass am Ausgang des Spannungsbeobachters, der dafür sorgt, dass sich die zur Bestimmung der Hauptinduktivität verwendete Spannung nicht schnell ändern kann. Genau wie Trajektorie a ist der Ausgangspunkt eine zu klein bestimmte Hauptinduktivität, aus der sich eine zu

gering berechnete Spannung ergibt. Durch den Tiefpassfilter wird Schritt 1b verkürzt, so dass im nächsten Schritt 2b wiederum eine zu geringe Hauptinduktivität berechnet wird, sich die Abweichung zum Gleichgewichtspunkt aber verringert hat. Der Vorgang konvergiert, und es stellt sich der Schnittpunkt der beiden Geraden als stabiler Arbeitspunkt ein. Als Zeitkonstante des Tiefpassfilters wird ein Wert von 1,25 s verwendet.

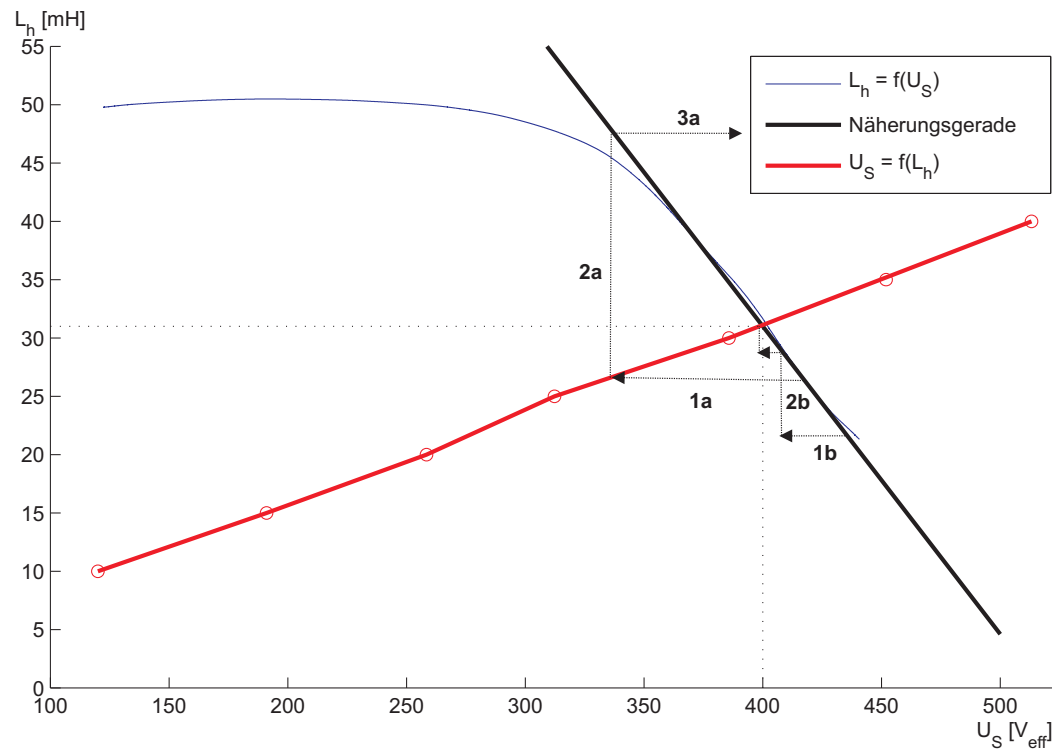


Abbildung 4.48: Nachweis der Stabilität des Spannungsbeobachters bei Verwendung der beobachteten Spannung zur Bestimmung der Hauptinduktivität, Trajektorie *a*: instabiler Verlauf ohne Tiefpassfilter. Trajektorie *b*: stabiler Verlauf mit Tiefpass.

4.3.5.3 Betriebseigenschaften

Ein typischer Betriebspunkt des Statorspannungsbeobachters ist in Abbildung 4.49 dargestellt. Die Amplitude und Winkellage der beobachteten Statorspannung wird gut geschätzt. In dem dargestellten Fall wird die Bestimmung der Sättigung der Hauptinduktivität wie beschrieben mit einem Tiefpassfilter umgesetzt. Die Berechnung des Beobachters erfolgt in einem Koordinatensystem, das an der beobachteten Spannung orientiert ist. Die Regelung läuft bei Verwendung des Statorspannungsbeobachters in jedem Betriebspunkt stabil, und es sind keine Änderungen der Regelparameter notwendig.

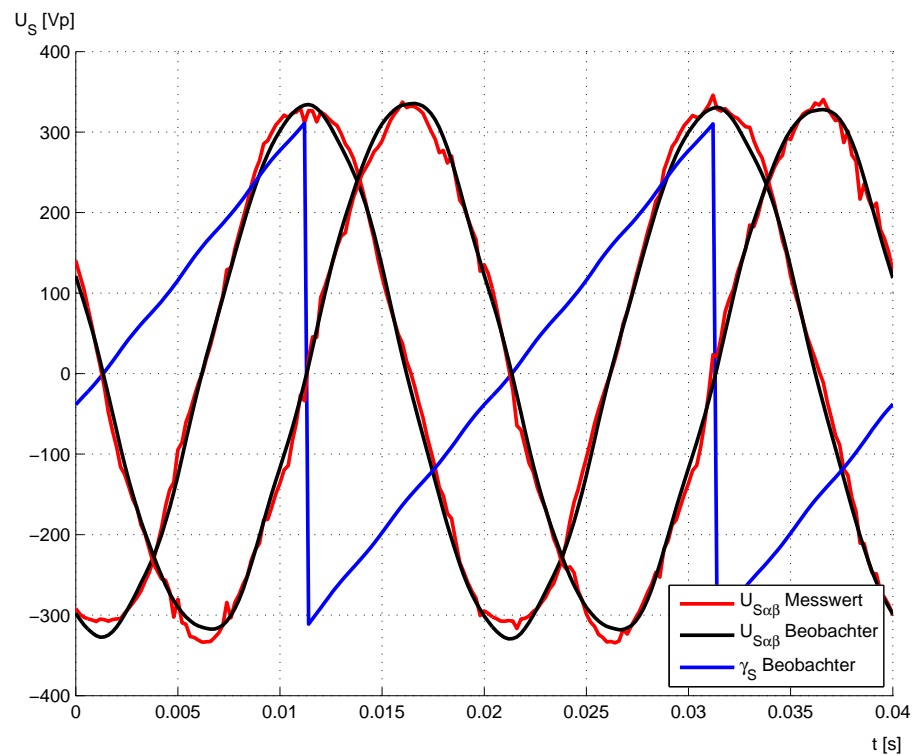


Abbildung 4.49: Messung Statorspannungsbeobachter: Beobachtete und gemessene Statorspannung in $\alpha\beta$ -Koordinaten sowie der beobachtete Statorspannungswinkel $\hat{\gamma}_S$ bei 1000 1/min

In Abbildung 4.50 ist die Abweichung der Wirk- und Blindleistung von der ebenfalls zum Vergleich bestimmten gemessenen Leistung in Prozent der Nennleistung aufgetragen. Die Abweichung der Wirkleistung beträgt $\pm 2\%$ und die der Blindleistung zwischen -4% und 2% , wobei sich ähnlich wie bei dem Statorspannungsschätzer eine Korrelation zu der Wirkleistung zeigt. Der Statorwinkel $\hat{\gamma}_S$ kann mittelwertfrei mit einer Abweichung von typischerweise deutlich unter $0,05 \text{ rad}$ bzw. $2,8 \text{ Grad}$ bestimmt werden, wie in Abbildung 4.51 dargestellt. Dies ist ein wenig geringer als bei dem Statorspannungsschätzer, wobei sich auch hier eine minimale Korrelation zur Wirkleistung zeigt.

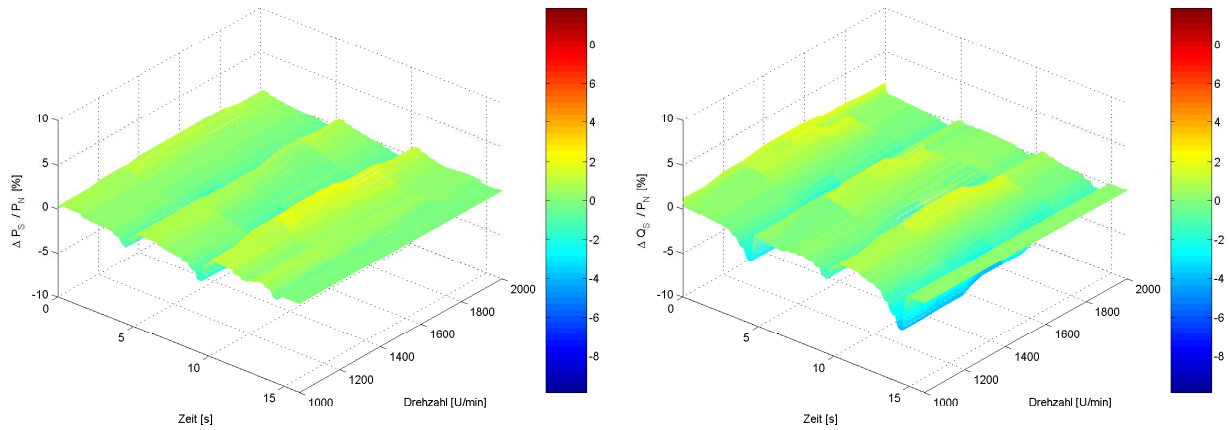


Abbildung 4.50: Messung Statorspannungsbeobachter: Abweichung zwischen gemessener und beobachteter Wirkleistung (links) und Blindleistung (rechts) des Stators in Prozent bezogen auf die Nennwirkleistung während Durchfahren des Lastprofils

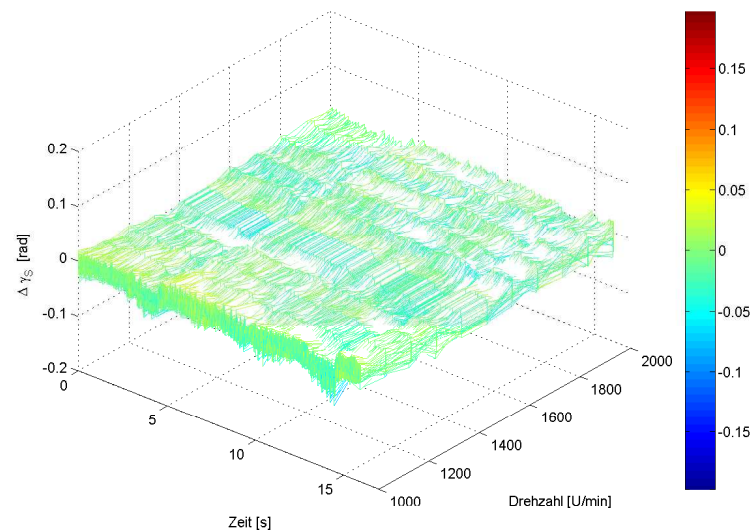


Abbildung 4.51: Messung Statorspannungsbeobachter: Abweichung des beobachteten Statorspannungswinkels $\hat{\gamma}_S$ von dem aus der gemessenen Spannung berechneten Winkel bei Durchfahren des Lastprofils

Zur Koordinatentransformation des Rotorstroms wird neben der Rotorlage γ_m auch $\hat{\gamma}_S$ verwendet. Die Sprungantwort der Rotorstromregelkreise zeigt auch mit dem geschätzten Winkel ein problemloses Verhalten, wie in Abbildungen 4.52 und 4.53 gezeigt.

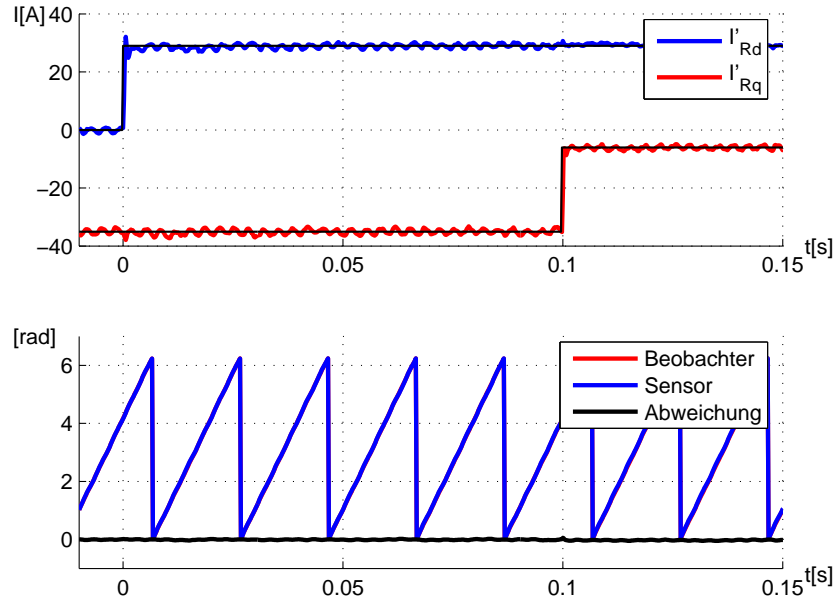


Abbildung 4.52: Messung Statorspannungsbeobachter: Beobachteter Statorspannungswinkel $\hat{\gamma}_S$ während des Sprungs des Rotorstromes. Sprung um $0,5 I_N$ bei 1000 1/min , Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.53

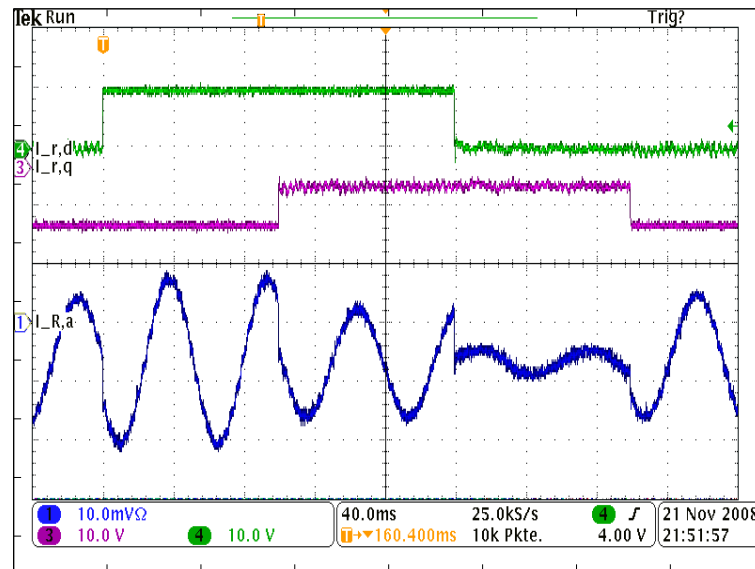


Abbildung 4.53: Messung Statorspannungsbeobachter: Sprungantwort des Rotorstroms unter Verwendung des beobachteten Statorspannungswinkels $\hat{\gamma}_S$, Sprung um $0,5 I_N$ bei 1000 1/min . Identischer Datensatz wie in Abbildung 4.52, Skalierung: 50 A/div , 40 ms/div

4.3.6 Rotorspannungsbeobachter

Die letzte verbleibende zu berechnende Größe ist die Zwischenkreisspannung. Sie geht zusammen mit dem Modulationsindex M_i des rotorseitigen Umrichters in die Rotorspannungen ein. Da der Modulationsindex im regelnden Programm bekannt ist, kann eine Verbindung zwischen Rotorspannung und Zwischenkreisspannung nach Gleichung (4.57) hergestellt werden. Allerdings ist die Rotorspannung keine Messgröße, sondern eine Referenzgröße, die durch die Rotorstromregler berechnet wird.

$$\tilde{U}_{Zw} = 2 \frac{\sqrt{\hat{U}'_{Rd}^2 + \hat{U}'_{Rq}^2}}{M_i} \quad (4.57)$$

Um die Zwischenkreisspannung zu rekonstruieren, ist es notwendig, die Rotorspannungen unabhängig zu berechnen. Dies kann mit dem Störgrößenbeobachter aus Abschnitt 4.3.4 erreicht werden, wenn die Matrizen B_S und B_R im Vergleich zum Statorspannungsbeobachter vertauscht werden, wie in Abbildung 4.55 dargestellt.

Die für die Rotorspannungsbeobachtung erreichbare Genauigkeit im Vergleich zur Rotorspannungsreferenz ist in Abbildung 4.56 für die d - und q -Komponente dargestellt und beträgt in etwa $\pm 10\%$, bezogen auf die Nennspannung des Rotors nach Tabelle 2.2. Diese relativ schlechte Übereinstimmung kann damit erklärt werden, dass die Rotorspannungsreferenz durch Störungen ständig angeregt wird. Diesen Bewegungen kann der Störgrößenbeobachter nicht folgen. Zu erwähnen ist, dass die Rotorspannung auch im Synchronpunkt zu bestimmen ist, aber auch hier die selbe Ungenauigkeit besitzt.

Mit Hilfe des Modulationsgrades, dessen Berechnung in Abschnitt 3.3.3 beschrieben ist, kann auf die Zwischenkreisspannung zurückgerechnet werden, wie durch Gleichung (4.57) beschrieben. Hierzu muss durch den Modulationsgrad geteilt werden, was für $M_i = 0$ nicht zulässig ist und für kleine Modulationsgrade in der Praxis Probleme birgt. Abbildung 4.57 zeigt die auf die Nennspannung des Zwischenkreises bezogene geschätzte Zwischenkreisspannung. Für die Betriebspunkte um die Synchrondrehzahl, bei denen ein sehr kleiner Modulationsgrad verwendet wird, weist die bestimmte Zwischenkreisspannung Abweichungen bis zu 60% auf. Selbst bei Drehzahlen unterhalb von $1400 \frac{1}{\text{min}}$ oder oberhalb von $1700 \frac{1}{\text{min}}$ werden große Abweichungen gemessen, sodass die Zwischenkreisspannungsschätzung in der vorgestellten Form nicht sinnvoll anwendbar ist. Daher sind die in Abbildung 4.57 angegebenen Messergebnisse mit gemessener Zwischenkreisspannung aufgenommen worden.

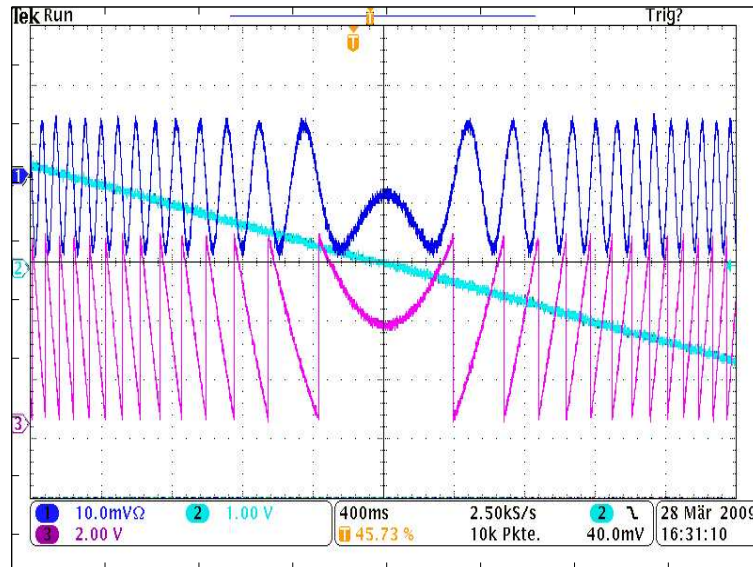


Abbildung 4.54: Messung Statorspannungsbeobachter: Drehzahländerung im Spannungsbeobachterbetrieb von 2000 1/min auf 1000 1/min , Kanal 1: Rotorstrom in 50 A/div , Kanal 2: Rotordrehzahl, Kanal 3: Rotortransformationswinkel γ_R in 1 rad/s , Zeitbasis 40 ms/div

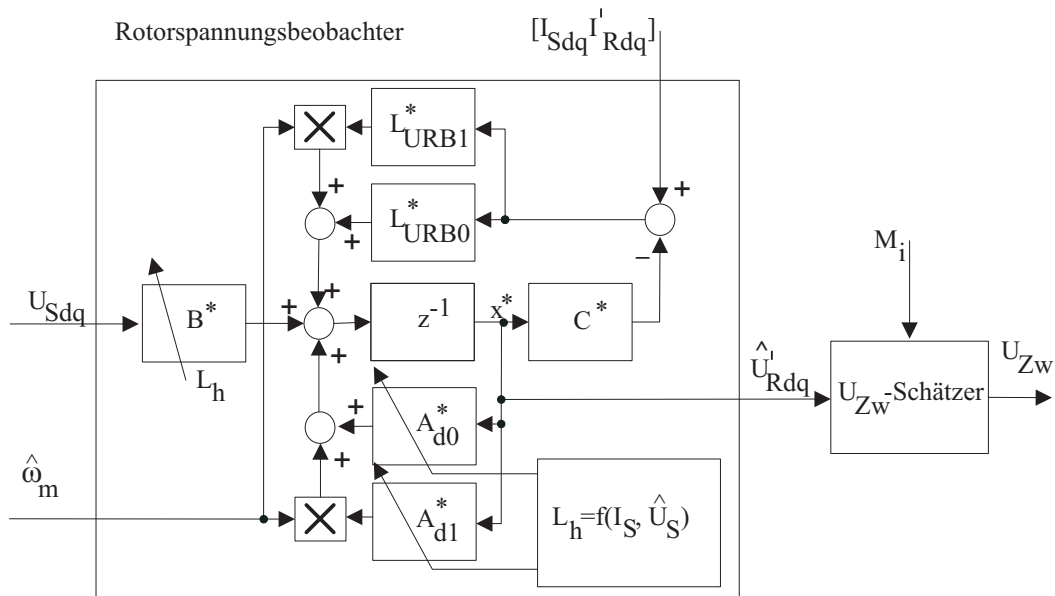


Abbildung 4.55: Störgrößenbeobachter zur Beobachtung der Rotorspannung mit abgeschlossenem Zwischenkreisspannungsschätzer nach Gleichung (4.57)

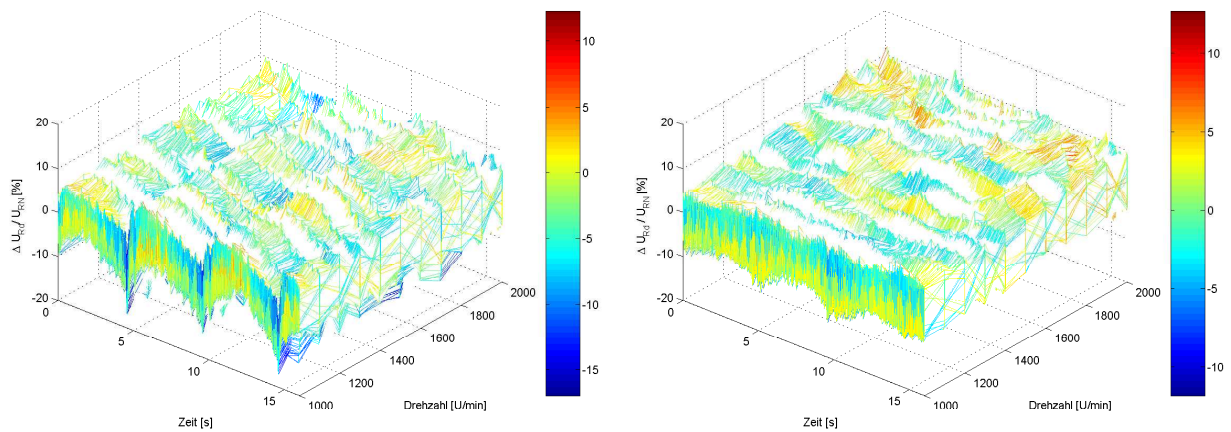


Abbildung 4.56: Messung Rotorspannungsbeobachter: Abweichung zwischen angelegter und beobachteter Rotorspannung, Rechts: d -Komponente, links: q -Komponente in Prozent bezogen auf die Rotornennspannung während Durchfahren des Lastprofils

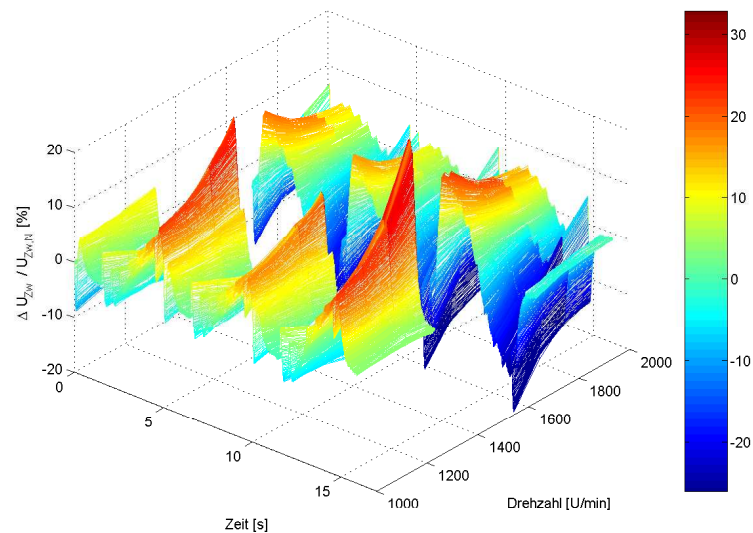


Abbildung 4.57: Messung Rotorspannungsbeobachter: Abweichung der geschätzten von der gemessenen Zwischenkreisspannung, bezogen auf den Nennwert, die mittleren Drehzahlen zwischen 1400 1/min und 1700 1/min sind nicht dargestellt

4.4 Vergleich der Eigenschaften der Regelung durch Alternativsignale

In diesem Kapitel wurden neun Alternativsignale detailliert vorgestellt und untersucht. Zusätzlich zu den bereits untersuchten Eigenschaften sollen zwei weitere Eigenschaften der Alternativsignale hier direkt miteinander verglichen werden. Es handelt sich dabei um das Netzverhalten, das durch den THD-Wert (Total Harmonic Distortion) angegeben wird, sowie um die Empfindlichkeit gegenüber nicht ideal eingestellten Parametern.

4.4.1 Netzverhalten der Alternativsignale

Das Netzverhalten der Regelverfahren wird anhand des THD-Wertes des Netzstromes bewertet. Es soll bestimmt werden, ob mit der Verwendung eines der Alternativsignale ein schlechteres Regelverhalten einhergeht, das zum Beispiel zu Oszillationen führt. Die Kompensation der Netzharmonischen nach Abschnitt 3.4.2 wird für die Regelverfahren deaktiviert, die den Statorstrom nicht messen, also die Verfahren Statorstrombeobachter und Statorstromschätzer. In den übrigen Regelverfahren bleibt sie aktiviert. Die Bestimmung des THD Wertes wird bei den drei Drehzahlen von $1000 \frac{1}{\text{min}}$, $1500 \frac{1}{\text{min}}$ und $2000 \frac{1}{\text{min}}$ mit einem Leistungsmessgerät des Types Norma D6133 durchgeführt, dessen Daten im Anhang 7.2 aufgeführt sind. Der Bestimmungszeitraum beträgt 15,2s und die Messung wird bei der jeweils möglichen Vollast von 10 - 20 kW durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.58 in einer Grafik verdichtet aufgeführt. Die Resultate bei Synchrondrehzahl zeigen durchgängig den niedrigsten THD-Wert zwischen in etwa 2,7% bis 5%, während die Resultate bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$ und $2000 \frac{1}{\text{min}}$ auf dem jeweils gleichen Niveau bei etwa 5% bis 6,5% liegen.

Aus den bestimmten THD-Werten lässt sich vor allem der Schluss ziehen, dass keines der Verfahren zu außergewöhnlich schlechten Resultaten führt. Die Verfahren Statorstrombeobachter (ISB, Abschn. 4.3.3) und Statorstromschätzer (ISS, Abschn. 4.2.4) liefern in etwa das Ergebnis, welches durch eine Standardregelung ohne Kompensation der Oberschwingungen erreicht wird (Stand.-, Abschn. 3.4.1). Die Spannungsschätzung (USS, Abschn. 4.2.2) führt stets zu sehr guten Ergebnissen und übertrifft zum Teil die Ergebnisse der Standardregelung mit Oberschwingungs-Kompensation (Stand.+ , Abschn. 3.4.2), während die Regelung mit dem Rotorstrombeobachter (IRB, Abschn. 4.3.2.1) stets die schlechtesten Ergebnisse liefert. Die Schätzung der Rotorlage nach dem Verfahren des Statorflusses (RLS, Abschn. 4.2.1.2) führt auch zu einem erhöhten THD Wert. Sollen keine Rotorstromsensoren verwendet werden, so kann ein Vorteil für das Schätzverfahren

aus dem Statorfluss (IRS, Abschn. 4.2.3) oder die unmittelbare Statorstromregelung (UIS, Abschn. 3.4.3) vor dem Statorstrombeobachter gesehen werden. Die Regelung mit dem Lageschätzer nach der EMK-Methode nach Abschnitt 4.2.1.4 liegt im Mittelfeld, kann aber nicht bei Synchrondrehzahl betrieben werden. Der Betrieb mit dem Nennwert der Zwischenkreisspannung gleicht der Standardregelung mit Kompensation.

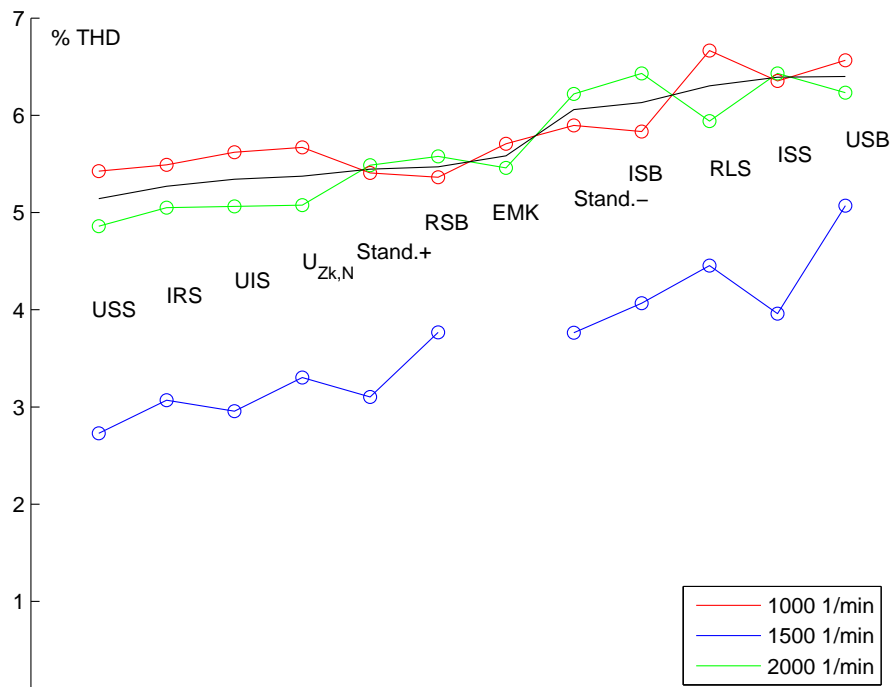


Abbildung 4.58: Messung: THD-Wert des Netzstromes bei verschiedenen Alternativsignalen bei Drehzahlen von 1000 1/min , 1500 1/min und 2000 1/min und jeweils Vollast, Sortierung aufsteigend anhand des Mittelwerts bei 1000 1/min und 2000 1/min .

4.4.2 Parameterempfindlichkeit der Alternativsignale

Ein typisches Problem bei der Anwendung von Schätzern und Beobachtern ist die korrekte Parametrisierung. Da eine ideale Parameterkenntnis nicht möglich ist, müssen praxistaugliche Verfahren auch mit ungenau eingestellten Parametern zu akzeptablen Ergebnissen führen.

Zur Bewertung der verschiedenen Alternativsignale werden die Parameter der T-Ersatzschaltbildes variiert, und die resultierenden Abweichungen des Residuums tiefpassgefiltert aufgezeichnet. Ziel ist es, den Parametereinfluss auf die stationäre Genauigkeit zu messen. Der Einfluss auf die transiente Genauigkeit wird nicht untersucht. Hierbei werden

die Parameter jeweils multiplikativ im Bereich zwischen 0,5 und 2 verfälscht, und die Abweichung über diesem Faktor aufgetragen. Die Untersuchungen werden jeweils bei den Drehzahlen 1000 1/min und 2000 1/min durchgeführt. Die Residuen des Spannungsbeobachters, des Spannungsschätzers sowie des Statorstrombeobachters und -schätzers werden dargestellt. Zu erwähnen ist, dass die automatische Nachführung der Hauptinduktivität beim Statorspannungsbeobachter deaktiviert ist (vergl. Abbildung 4.44).

Abbildung 4.59 stellt dar, dass bei Veränderung des Statorwiderstandes alle betrachteten Residuen sowohl der Beobachter als auch der Schätzer quasi konstant bleiben. Sehr ähnliche Ergebnisse werden für die Variation des Rotorwiderstandes erzielt, wie in Abbildung 7.3 im Anhang 7.3 dargestellt.

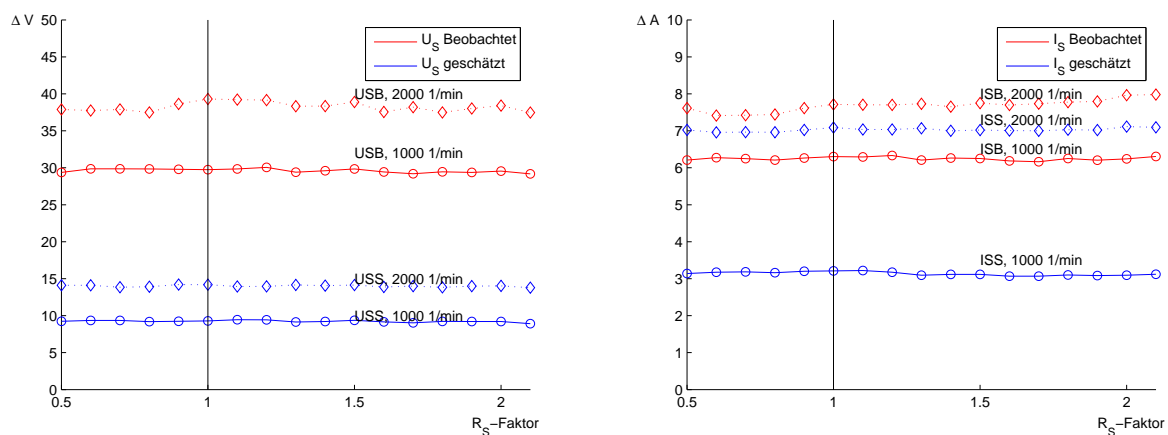


Abbildung 4.59: Messung: Residuum des Spannungsbeobachters und -schätzers (links) und des Statorstrombeobachters und -schätzers (rechts) in Abhängigkeit von R_S , bei 1000 1/min und 2000 1/min

Abbildung 4.60 zeigt, dass die Veränderung der Statorstreuinduktivität ebenfalls keinen nennenswerten Einfluss auf das Residuum hat. Der Verlauf des Residuums des Statorstrombeobachters (ISB) bei 1000 1/min in Abbildung 4.60 (rechts) ist untypisch und stellt vermutlich einen Messfehler dar. Ganz ähnlich unempfindlich stellen sich die Ergebnisse bei Variation der Rotorstreuinduktivität dar, wie in Abbildung 7.4 im Anhang 7.3 dargestellt. In Abbildung 4.61 wird gezeigt, dass die Veränderung der Hauptinduktivität entscheidenden Einfluss auf das Residuum sowohl der Beobachter als auch der Schätzer der Statorspannung und des Statorstromes haben. In beiden Fällen ist eine deutliche U-Form der Abweichungskurve zu erkennen, wobei Schätzer und Beobachter ein sehr vergleichbares Verhalten, aber verschobene Optima zeigen. Zu erkennen ist weiterhin an dem geringeren Residuenverlauf in Abbildung 4.61 (rechts), dass für eine optimale Einstellung bei dieser Untersuchung die Hauptinduktivität beim Schätzer etwa 2% bis 5% größer zu wählen

wäre, beim Beobachter jedoch ca. 5 % kleiner. Dieser Wert ist allerdings beim Beobachter nicht für den tatsächlichen Betrieb relevant, da dort die Nachführung der Hauptinduktivität aktiviert ist. Die Hauptinduktivität L_h ist somit der wichtigste Parameter für die Berechnung von Residuen zur Detektion oder Isolation von Fehlern.

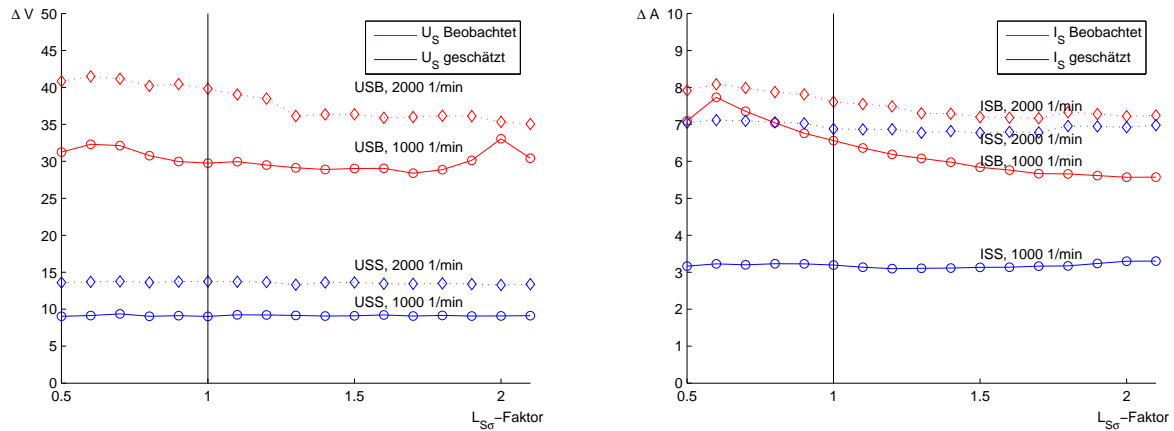


Abbildung 4.60: Messung: Residuum des Spannungsbeobachters und -schätzers (links) und des Statorstrombeobachters und -schätzers (rechts) in Abhängigkeit von $L_{S\sigma}$, bei 1000 1/min und 2000 1/min

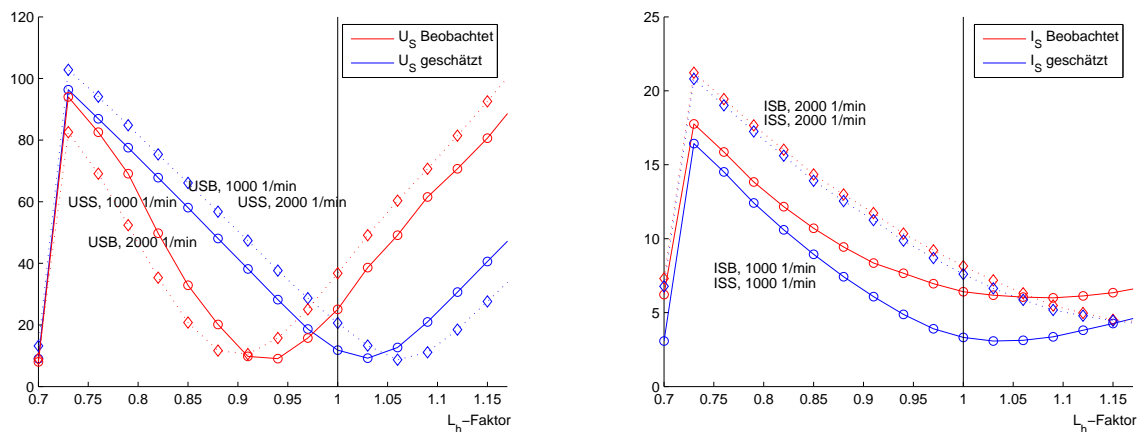


Abbildung 4.61: Messung: Residuum des Spannungsbeobachters und -schätzers (links) und des Statorstrombeobachters und -schätzers (rechts) in Abhängigkeit von L_h , bei 1000 1/min und 2000 1/min

4.4.3 Einfluss der Kompensation von Störeffekten auf die Alternativsignale

Das in Kapitel 5 beschriebene Verfahren zur fehlertoleranten Regelung basiert auf der Betrachtung der Abweichung der Alternativsignale von den gemessenen Größen. Weist ein Residuum einen erhöhten Betrag auf, so ist dies ein Indiz für einen Fehler. Während die genaue Vorgehensweise in Kapitel 5 beschrieben wird, soll hier kurz vergleichend darauf eingegangen werden, ob und wie sich die in Kapitel 3 und 4 beschriebenen Verfahren zur Verbesserung der Alternativsignalgenauigkeit auswirken.

Die in Abschnitt 3.3.4 beschriebene Totzeitkompensation bewirkt, dass die den Rotorstromreglern entnommene Rotorspannungsreferenz U_R^* besser der tatsächlichen Rotorspannung entspricht. Ziel ist, durch diese verbesserte regelungstechnische Umsetzung der Rotorspannungsausgabe ein verbessertes Beobachterergebnis und somit ein kleineres Residuum zu erreichen. Während bei der Berechnung der Rotorleistung in Abschnitt 3.4.4.1 nur bei aktivierter Totzeitkompensation ein plausibles Ergebnis erreicht werden konnte, bewirkt diese Kompensation kein merkbar vermindertes Residuum.

Gleiches gilt für die Kompensation des Einflusses der Rotorwinkelgeschwindigkeit auf die stationären Rotorspannungsreferenzkomponenten nach Abschnitt 3.3.3, die zwar einen erkennbaren Effekt im Residuum hinterlässt, welcher aber weder eindeutig positiv noch eindeutig negativ auf den Betrag des Residuums wirkt.

Die in Abschnitt 3.4.2 beschriebene Oberschwingungskompensation vermindert deutlich den Anteil niederfrequenter Harmonischer im Statorstrom, wirkt sich aber nicht wie ursprünglich geplant in ebensolcher Weise auf den Betrag des Statorstromresiduums aus.

Der Abgleich des möglicherweise in den Raumzeigergrößen gemessenen Gleichanteils nach Abschnitt 3.3.2 verbessert zwar generell das Regelverhalten und wirkt sich aber wegen überlagerten, anderen Störungen nicht eindeutig positiv auf das Residuum aus.

Die letzte Verbesserungsmaßnahme ist die Modellierung der Umrichterverzögerung in Abschnitt 4.3.2.2, deren Einfluss sich ausgeprägt in der dynamischen Genauigkeit der beiden Strombeobachter wiederfindet. Wie bereits in Abbildung 4.40 dargestellt, verringert auch diese Maßnahme das maximale Residuum nicht.

Zusammenfassend muss der Schluss gezogen werden, dass keines der erwähnten Verfahren signifikant zur Verbesserung der Residuen beiträgt. Somit ist von den hier aufgezählten vier Verbesserungsmaßnahmen einzig die Kompensation der Statorstromharmonischen im weiteren aktiviert.

4.4.4 Überblick zum Vergleich

Die in diesem Kapitel vorgestellten Alternativsignale sind auf ihre jeweiligen Betriebs-eigenschaften hin untersucht worden. Diese werden zusammengefasst und in Tabelle 4.1 dargestellt, um einen Überblick zu ermöglichen. Die Tabelle stellt die Ergebnisse dar, die sich ergeben, wenn das jeweilige Alternativsignal zur Regelung verwendet wird.

Die Parametrisierung aller Beobachter und Schätzer ist identisch und erfolgt nach Tabelle 2.2. Bisher wurden die Alternativsignale nach folgenden Kriterien untersucht:

Dynamische Genauigkeit Die schnellstmögliche Reaktion des Systems ist während eines direkten Sprungs der Rotorstromregelkreise bei deaktivierten überlagerten Regelkreisen zu erwarten. Es wird beurteilt, wie das Verhalten des Alternativsignals während eines solchen Sprunges von Null auf den halben Nennstrom ist.

Stationäre Genauigkeit Es wird für 30 verschiedene Kombinationen von Wirk- und Blindleistung sowie bei 11 verschiedenen Drehzahlen die Abweichung von Original- und Alternativsignal bestimmt. Angegeben ist die typische Abweichung, die in einigen Fällen überschritten werden kann.

Betriebsbereich Es wird untersucht, ob alle Betriebspunkte innerhalb des Zielbetriebsbereiches stabil betrieben werden können.

Sprungantwort des Rotorstromes Für Alternativsignale, die sich direkt auf die Rotorstromregelkreise auswirken, wird die Sprungantwort des Rotorstroms von Null auf halben Nennstrom beurteilt. Ein direkter Einfluss ist bei Winkel- und Rotorstromsignalen gegeben.

Veränderung der Regelparameter Es wird angegeben, ob zum stabilen, schwingungsfreien Betrieb die Parameter des Rotorstromregelkreises verändert werden müssen.

Alternativsignal	Rotorstrom Sprungantwort	Betriebsbereich	Veränderung Regelparameter	Abweichung Bereich	dynamische Genauigkeit	THD (Platzierung)
Lageschätzer (RLS)	schwingend	limitiert	leicht reduziert	$\gamma: \pm 5,7 \text{ Grad}$	ausreichend	10
EMK-Lageschätzer	gut	$ s > 10 \%$	identisch	$\gamma: \pm 10 \text{ Grad}$	sehr gut	7
Statorstrombeobachter (ISB)	nicht sinnvoll	voll	identisch	P: $0.3\% P_N$ Q: $-1.3\% P_N$	Abh. von Umrichtermodell	9
Statorstromschätzer (ISS)	nicht sinnvoll	voll	identisch	P: $0.2\% P_N$ Q: $-1.4\% P_N$	sehr gut	11
Statorspannungsbeobachter (USB)	gut	voll	identisch	P: $\pm 2\% P_N$ Q: $-4 \dots 2\% P_N$ $\gamma: \pm 2,8 \text{ Grad}$	sehr gut	12
Statorspannungsschätzer (USS)	gut	voll	identisch	P: $-1.3\% P_N$ Q: $-1.3\% P_N$ $\gamma: \pm 2,8 \text{ Grad}$	sehr gut	1
Rotorstrombeobachter (IRB)	gut	voll	identisch	d: $\pm 5\% I_N$ q: $\pm 5\% I_N$	Abh. von Umrichtermodell	6
Rotorstromschätzer (IRS)	d: gut q: schwingend	voll	d identisch q reduziert	d: $-1 \dots 7\% I_N$ q: $\pm 10\% I_N$	d: sehr gut q: befriedigend	2
unmittelbare Statorstromregelung	d: gut q: schwingend	voll	d identisch q reduziert	nicht sinnvoll	nicht sinnvoll	3
Rotorspannungsbeobachter	nicht untersucht	offen: voll	nicht untersucht	d: $\pm 10\% U_{RN}$ q: $\pm 10\% U_{RN}$	nicht untersucht	nicht untersucht
Zwischenkreisspannungsschätzer	nicht untersucht	offen: sinnvoll $ s > 13 \%$	nicht untersucht	$\pm 30\% U_{ZwN}$	nicht untersucht	nicht untersucht

Tabelle 4.1: Vergleich der Eigenschaften der vorgestellten Alternativsignale zur Regelung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine.

Alternativsignal	Statorstrom	Rotorstrom	Statorspannung	Rotorspannung	Rotorlage	Drehzahl	Zwischenkreisspg.
Lageschätzer	benötigt	benötigt	benötigt		ersetzt	ersetzt	
EMK-Lageschätzer		benötigt		benötigt	ersetzt	ersetzt	benötigt
Statorstrom-beobachter	ersetzt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt
Statorstrom-schätzer	ersetzt	benötigt	benötigt		benötigt		
Statorspannungs-beobachter	benötigt	benötigt	ersetzt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt
Statorspannungs-schätzer	benötigt	benötigt	ersetzt		benötigt		
Rotorstrom-beobachter	benötigt	ersetzt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt
Rotorstrom-schätzer	benötigt	ersetzt	benötigt		benötigt		
unmittelbare Statorstromregelung	benötigt		benötigt		benötigt		
Rotorspannungs-beobachter	benötigt	benötigt	benötigt	ersetzt	benötigt	benötigt	ersetzt
Zwischenkreis-spannungs-schätzer	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	benötigt	ersetzt

Tabelle 4.2: Zusammenstellung der zur Berechnung der Alternativsignale benötigten Messsignale.

Kapitel 5

Fehlererkennung, Isolation und Systemrekonfiguration

5.1 Einleitung und Überblick

Die in dieser Arbeit beschriebene Fehlertolerante Regelung verwendet einen modellbasierten Ansatz, der auf dem in Kapitel 2 beschriebenen Zustandsraummodell und dem kombinierten Statorflussmodell aufbaut. Vereinfachend kann das Funktionsprinzip so zusammengefasst werden, dass neben der Regelung der Maschine permanent die in Kapitel 4 beschriebenen Alternativsignale berechnet werden, die sich im fehlerfreien Fall mit den gemessenen Signalen decken. Tritt eine Abweichung größer als eine vordefinierte Schwelle ein, so wird der fehlerhafte Sensor durch ein geeignetes Alternativsignal ersetzt.

Im Detail wird dieser Prozess in vier Schritte unterteilt, die sich an das Konzept von [29] und [30] anlehnen. Diese vier Schritte entsprechen gut den einleitend in Abschnitt 1.3.1 eingeführten Begriffsdefinitionen, wobei die Begriffe des sicheren, gesteuerten Übergangsbetriebs und der Rekonfiguration hinzugefügt worden sind. Es wird zwischen Detektions- und Isolationsresiduum unterschieden.

Fehlerdetektion

Es wird anhand eines Detektionsresiduums festgestellt, dass ein Fehler vorliegt. Es ist nicht bekannt, was dies für ein Fehler ist und welcher Sensor betroffen ist.

Sicherer gesteuerter Übergangsbetrieb

Um den Betrieb der Maschine nicht zu unterbrechen, wird die Maschine für eine kurze Zeitdauer von allen Sensorsignalen abgekoppelt. Die Stellgröße der Regelung, die Ampli-

tude und Phasenlage der Rotorspannung, wird gesteuert betrieben, indem sie aus den vorliegenden Werten extrapoliert werden.

Fehlerisolation

Im Anschluss an die Fehlerdetektion und während des gesteuerten Betriebs wird die Fehlerisolation durchgeführt. Ziel ist es, den fehlerhaften Sensor anhand des Verlaufs von Isolationsresiduen zu bestimmen.

Rekonfiguration

Im Anschluss an die Isolation findet durch Beenden des gesteuerten Betriebs eine Rekonfiguration der Regelung statt, indem der als fehlerhaft bestimmte Sensor durch ein Alternativsignal ersetzt wird. Der Regelkreis wird über dieses Alternativsignal geschlossen.

5.1.1 Inhalt des Kapitels

Dieses Kapitel ist wie folgt aufgebaut: Zunächst werden einige Standardfehlertypen definiert, anhand derer das Konzept der Fehlerbehandlung geprüft werden soll. Dann wird der Schritt der Fehlerdetektion im Detail beschrieben. Hierauf folgend werden das Konzept und die Eigenschaften des gesteuerten Betriebs beschrieben. Danach werden die zur Isolation verwendeten Algorithmen vorgestellt und erläutert, sowie Anwendungsbeispiele gegeben. Auf die Rekonfiguration wird kurz eingegangen.

Die obigen Schritte lassen sich sinnvoll nur im Verbund darstellen, da sie einander bedingen und aufeinander aufbauen. Deswegen wird auf die Erklärung der einzelnen Schritte aufbauend auf dem kombinierten Verhalten bei den definierten Standardfehlern eingegangen. Dort werden typische Ergebnisse nach Eintritt der jeweiligen Fehler dargestellt, aber auch Grenzen des Verfahrens und eventuell typische Fehlversuche erwähnt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden bereits Forschungsergebnisse zur Fehlererkennung und Isolation veröffentlicht [118], [119], [120] und [121]. Sie stellen zum Teil Vorstufen der hier dargestellten Ergebnisse dar. Die Veröffentlichung [122] stellt eine erste Zusammenfassung dieser Arbeit dar, berücksichtigt jedoch nur einen Teil der Erkenntnisse.

5.1.2 Betrachtete Fehler

In Abschnitt 1.3.1 wurde ein Fehler als eine „unerlaubte Abweichung von mindestens einer charakteristischen Eigenschaft oder eines Parameters von dem akzeptablen / normalen Wert“ definiert. Diese sehr weite Definition ist für eine konkrete Untersuchung zu

allgemein. Für die systematische Untersuchung von Sensorfehlern ist es nötig, verschiedene Fehlerklassen einzuführen. Belastbare Erkenntnisse darüber, welche Sensorfehler in welcher Häufigkeit auftreten, sind in der Literatur nicht zu finden, wie bereits erwähnt. Deswegen sollen für die betrachteten Sensoren jeweils mehrere mögliche und als typisch erachtete Fehler als Standardfehler definiert werden, um diese in den nachfolgenden Untersuchungen reproduzierbar zu verwenden.

Die Unterteilung für die elektrischen Sensoren, die ein analoges Ausgangssignal liefern, erfolgt in mehreren Kategorien, die im Folgenden aufgeführt werden. Die einzelnen Kategorien ähneln sich zum Teil, erfassen dadurch aber ein weites Spektrum möglicher Fehler und ermöglichen eine Bewertung in der Breite. Ist die Erkennung und Isolation der Fehler aller Kategorien möglich, so erscheint auch die Erkennung von Fehlern wahrscheinlich, die nicht genau einer Kategorie entsprechen.

Totalausfall eines elektrischen Sensors

Das Sensorsignal X_{Mess} nach dem Fehler ist null (5.1). Dieser Totalausfall kann je nach Phasenlage der entsprechenden Größe unterschiedliche Auswirkungen haben. Deswegen werden totale Sensorfehler bei den Phasenlagen $\gamma_A = \frac{2}{4}\pi$, $\gamma_B = \frac{3}{4}\pi$, $\gamma_C = \pi$ und $\gamma_D = \frac{5}{4}\pi$ untersucht.

$$X_{Mess} = 0 \quad (5.1)$$

Doppelter Totalausfall eines elektrischen Sensors

Beide Sensoren einer Größe fallen zur gleichen Zeit aus.

$$X_{1,Mess} = 0 \quad (5.2)$$

$$X_{2,Mess} = 0 \quad (5.3)$$

Maximalausschlag eines elektrischen Sensors

Das Sensorsignal nach dem Fehler entspricht konstant dem maximalen Ausgangssignal K_{Max} (5.4). Dieser Fehler ähnelt dem Totalausfall, da kein Signal mehr übertragen wird. Das Ausgangssignal des Sensors ist jedoch nicht null. Diese Fehler wird nur für den Statorstromsensor ausgewertet.

$$X_{Mess} = K_{Max} \quad (5.4)$$

Gleichanteil eines elektrischen Sensors

Das Sensorsignal enthält einen Gleichanteil G (5.5). Dieser Gleichanteil tritt plötzlich auf oder steigt langsam an. Dieser Fehler kann eine Drift der Messelektronik modellieren.

$$X_{Mess} = X_{Real} + G \quad (5.5)$$

Verstärkungsfehler eines elektrischen Sensors

Das Sensorsignal wird mit einem falschen Verstärkungsfaktor $v \neq 1$ übertragen (5.6).

$$X_{Mess} = vX_{Real} \quad (5.6)$$

Für den mechanischen Sensor zur Erfassung der Rotorlage sind aufgrund des digitalen Messprinzips einige der oben aufgeführten Fehlerkategorien nicht sinnvoll. Der Inkrementalgeber sendet eine bestimmte Anzahl von Impulsen pro Umdrehung, die in der empfangenden Messelektronik zu einer Winkelinformation aufaddiert werden.

Die wahrscheinlichste Annahme ist der Totalausfall, wobei das resultierende Signal in der Regel nicht null sein muss. Eher unwahrscheinlich ist der konstante Gleichanteil, der zum Beispiel durch Verdrehen des Sensors auf der Achse auftreten könnte. Eingeschränkt sinnvoll ist der Verstärkungsfehler, wenn angenommen wird, dass durch Störung der Übertragung nicht jeder Impuls registriert wird oder durch eingekoppelte Störungen mehr Impulse gezählt als gesendet werden. Laut [31] ist ein Verstärkungsfaktor kleiner eins zum Beispiel in dem Fall denkbar, wenn die Lochungen in dem Lagegeber mit Schmutz verdeckt sind. Wird eine Index-Spur verwendet, so ergibt sich hieraus ein nicht stetiges Signal, da nicht synchron zum gemessenen Signal γ_m zurückgesetzt wird. Denkbar ist weiterhin eine fehlerhafte Übertragung von Index-Impulsen, die den bestimmten Winkel zu einer nicht vorgesehenen Winkellage auf null zurücksetzen. Das Ausbleiben eines Index-Impulses hingegen hat, sofern nach Start des Programmes die Nulllage einmal richtig gesetzt wurde, keine Auswirkungen.

Für den Lagegeber werden also folgende Fehlerfälle betrachtet:

Totalausfall des Lagegebers

Das Sensorsignal nach dem Fehler ist konstant K (5.7), da keine weiteren Impulse empfangen werden. K entspricht dem letzten korrekt gemessenen Winkel vor Auftreten des Fehlers.

$$X_{Mess} = K \quad (5.7)$$

Permanentes Zurücksetzen

Der bestimmte Winkel wird auf null gesetzt, danach werden die empfangenen Impulse weiterhin korrekt aufaddiert, bis wiederum fälschlich der Winkel zurückgesetzt wird.

Gleichanteil des Lagegebers

Das Sensorsignal enthält einen plötzlich auftretenden Gleichanteil G (5.5), der auch durch die Indexspur nicht zurückgesetzt wird.

$$X_{Mess} = X_{Real} + G \quad (5.8)$$

5.2 Fehlerdetektion

Der erste Schritt des Gesamtkonzeptes zur Detektion, Isolation und Rekonfiguration von Sensorfehlern ist die Detektion des Fehlers. Ziel ist es, möglichst schnell herauszufinden, dass ein Fehler aufgetreten ist. Dabei sind der Fehlerort und andere Eigenschaften des Fehlers zunächst nicht von Interesse. Die Detektion erfolgt mit Hilfe von Detektionsresiduen, die durch einen Schwellwertvergleich ausgewertet werden, wie in Abbildung 5.1 dargestellt.

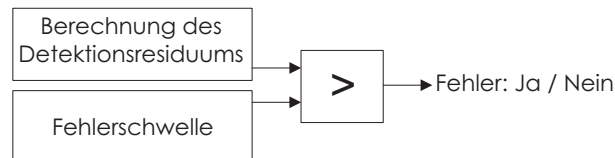


Abbildung 5.1: Detektion eines Fehlers über einen einfachen Vergleich zu einer Schwelle

In diesem Abschnitt wird beschrieben, welche Residuen für eine Fehlerdetektion geeignet sind und welches Ansprechverhalten diese Detektionsresiduen aufweisen. Desweiteren wird darauf eingegangen, wie die zur Detektionsentscheidung verwendete Schwelle geeignet parametrisiert werden kann.

5.2.1 Bestimmen eines geeigneten Detektionsresiduums

Zu jedem der in Kapitel 4 beschriebenen Alternativsignale können ein oder mehrere Residuen berechnet werden. Im folgenden Abschnitt wird untersucht, mit welchen Residuen am geeignetsten ein Fehler detektiert werden kann.

Die aktuellen Messergebnisse der Sensoren der Maschine werden in einem Messsignalvektor \underline{V} laut Gleichung (5.9) zusammengefasst. Dieser Vektor enthält neben den Zuständen des elektrischen und mechanischen Systems, den Strömen \underline{I}_S und \underline{I}_R , sowie des Rotorlagewinkels γ_m und der Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_m , auch die Eingangsgröße Statorspannung \underline{U}_S . Aus der Statorspannung werden der Statorwinkel γ_S und die Statorwinkelgeschwindigkeit ω_S gewonnen, die ebenfalls in den Vektor aufgenommen werden. Alle elektrischen Größen sind im statorspannungsorientierten Referenzsystem dargestellt. Zwischenkreisspannung und Rotorspannung sind in diesem Vektor nicht enthalten.

$$\underline{V} = [I_{Sd} \ I_{Sq} \ I'_{Rd} \ I'_{Rq} \ \gamma_m \ \omega_m \ U_{Sd} \ \gamma_S \ \omega_S] \quad (5.9)$$

5.2.1.1 Definition der Alternativsignal- und Residuenvektoren

Als Gegenstück zu diesem Messsignalvektor werden zwei Alternativsignalvektoren definiert. Der Alternativsignalvektor $\hat{\underline{V}}$ in Gleichung (5.10) enthält die aus den Beobachtern gewonnenen Alternativsignale, der Alternativsignalvektor $\tilde{\underline{V}}$ in Gleichung (5.12) enthält die aus den Schätzern berechneten. Im Folgenden werden zwei weitgehend parallele Strukturen zur Residuenberechnung und Auswertung beschrieben. Diese verwenden einmal die beobachteten Alternativsignale und einmal die geschätzten. Die beobachteten Signale und die aus ihnen gewonnenen werden durch ein Dach $\hat{}$ bezeichnet, die aus den Schätzern hergeleiteten Signale werden durch die Tilde $\tilde{}$ bezeichnet. Der EMK-Rotorflussbeobachter ist bei den Beobachtern einsortiert.

Alternativsignalvektor (5.10) enthält zu jedem im Messsignalvektor enthaltenen Messsignal ein berechnetes Alternativsignal. Die Alternativsignale der Ströme werden aus den Strombeobachtern entnommen, die in Abschnitt 4.3.1 beschrieben sind. Die Rotorlage und die Rotorwinkelgeschwindigkeit werden aus dem EMK-Rotorflussbeobachter nach Abschnitt 4.2.1.4 entnommen. Die Alternativsignale zur Statorspannung sowie zu Statorspannungswinkel $\hat{\gamma}_S$ und dessen Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_S$ werden aus dem Spannungsbeobachter nach Abschnitt 4.3.5 und der angeschlossenen Phasenregelschleife entnommen.

Aus dem Messsignal- und Alternativsignalvektor wird der Detektionsresiduenvektor $\underline{\hat{D}R}$ der beobachteten Signale nach Gleichung (5.13) definiert.

$$\hat{\underline{V}} = [\hat{I}_{Sd} \hat{I}_{Sq} \hat{I}'_{Rd} \hat{I}'_{Rq} \hat{\gamma}_m \hat{\omega}_m \hat{U}_{Sd} \hat{\gamma}_S \hat{\omega}_S] \quad (5.10)$$

$$\underline{\hat{D}R} = \hat{\underline{V}} - \underline{V} \quad (5.11)$$

Der zweite Alternativsignalvektor nach (5.12) enthält die Alternativsignale aus den Schätzern. Die Alternativsignale der Ströme werden aus den Stromschätzern nach Abschnitt 4.2.4 entnommen. Die Alternativsignale der Statorspannung und des Statorspannungswinkels werden durch den Statorspannungsschätzer 4.2.2 berechnet. Die Rotorlage und die mechanische Rotorwinkelgeschwindigkeit werden aus dem Lageschätzer nach Abschnitt 4.2.1 und einem darauffolgenden Drehzahlbeobachter entnommen. Für die Alternativsignale aus den Schätzern wird ebenfalls ein Residuenvektor $\underline{\tilde{D}R}$ nach Gleichung (5.13) definiert.

$$\tilde{\underline{V}} = [\tilde{I}_{Sd} \tilde{I}_{Sq} \tilde{I}'_{Rd} \tilde{I}'_{Rq} \tilde{\gamma}_m \tilde{\omega}_m \tilde{U}_{Sd} \tilde{\gamma}_S \tilde{\omega}_S] \quad (5.12)$$

$$\underline{\tilde{D}R} = \tilde{\underline{V}} - \underline{V} \quad (5.13)$$

Durch die Koordinatentransformation geht ein Fehler in einem der Stromsensoren, je nach Winkellage gewichtet, in Real- und Imaginärteil des Raumzeigers ein. Es hat sich daher als

sinnvoll erwiesen, die Residuen der Raumzeigergrößen auf ihre Beträge zu reduzieren, wie in Gleichungen (5.14) und (5.15) beispielhaft für die Residuen der Beobachter dargestellt. Auch von den Residuen der skalaren Größen werden die Beträge gebildet. Das Residuum der Statorspannung wird nur in der d -Komponente gebildet und entspricht daher einem Skalar.

$$\hat{D}R_{I_S} = \sqrt{(\hat{I}_{Sd} - I_{Sd})^2 + (\hat{I}_{Sq} - I_{Sq})^2} \quad (5.14)$$

$$\hat{D}R_{I_R} = \sqrt{(\hat{I}_{Rd} - I_{Rd})^2 + (\hat{I}_{Rq} - I_{Rq})^2} \quad (5.15)$$

Es ergibt sich jeweils für Beobachter (5.16) und Schätzer (5.17) ein auf sieben Elemente verkürzter neuer Betrags-Residuenvektor.

$$|\hat{D}R| = [\hat{D}R_{I_S} \ \hat{D}R_{I_R} \ \hat{D}R_{\gamma_m} \ \hat{D}R_{\omega_m} \ \hat{D}R_{U_{Sd}} \ \hat{D}R_{\gamma_S} \ \hat{D}R_{\omega_S}] \quad (5.16)$$

$$|\tilde{D}R| = [\tilde{D}R_{I_S} \ \tilde{D}R_{I_R} \ \tilde{D}R_{\gamma_m} \ \tilde{D}R_{\omega_m} \ \tilde{D}R_{U_{Sd}} \ \tilde{D}R_{\gamma_S} \ \tilde{D}R_{\omega_S}] \quad (5.17)$$

Abbildung 5.2 stellt die realisierte Beobachterbank zur Residuenberechnung aus dem Messsignalvektor dar.

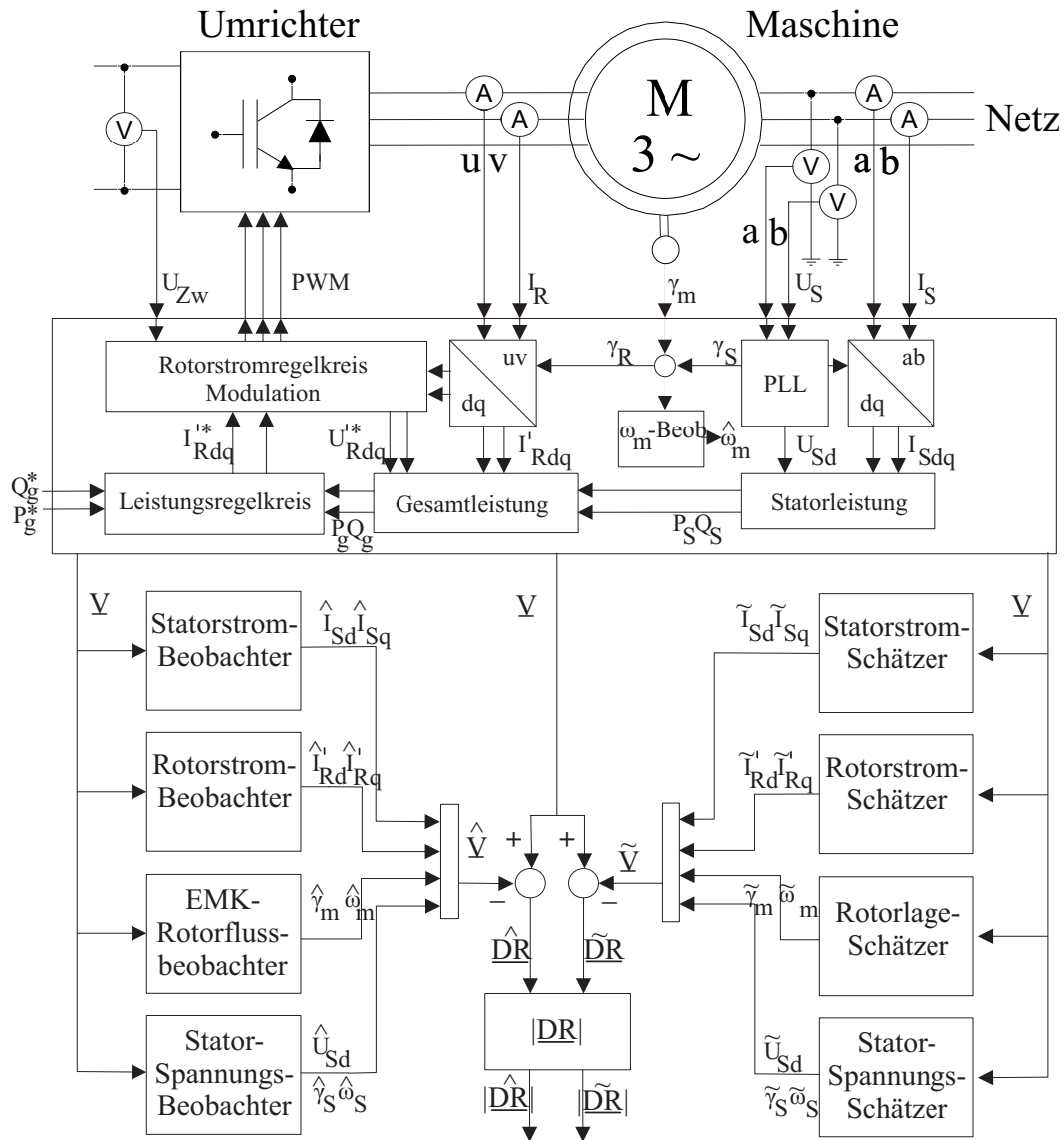


Abbildung 5.2: Beobachterbank zur Bildung der Detektionsresiduen aus dem Messsignalvektor und den Alternativsignalen, die Regelung der Maschine ist zum Verständnis vereinfacht dargestellt

5.2.1.2 Überprüfung der Eignung der definierten Residuen

Es ist erforderlich zu untersuchen, wie die Residuen auf die verschiedenen denkbaren Fehlerfälle eines jeden Sensors reagieren. Hierzu wird die Maschine leistungsgeregelt betrieben und für jeden Sensor der in Abschnitt 5.1.2 beschriebene Totalausfall nach Gleichung (5.1) in das System eingebracht. Dies geschieht durch Nullsetzen des fehlerfreien Sensorsignals direkt nach dem Einlesen in das regelnde Programm. Da die Regelung des Systems aktiv ist, kann dies je nach Sensor und nachgebildetem Fehler nur für eine beschränkte Zeitdauer geschehen. Die Reaktion der Residuen auf jeden der Fehler wird aufgezeichnet. Zum

komprimierten standardisierten Testen der in Abschnitt 5.2.1 definierten Residuen zur Fehlerdetektion wird eine Testsequenz definiert, die in Tabelle 5.1 beschrieben ist. Neben der Reaktion auf den Ausfall eines Sensors wird die Reaktion auf einen Sprung der Rotorstromreferenz aufgenommen. Hierzu wird der Leistungsregelkreis kurz vor dem Sprung deaktiviert und die Rotorstromreferenz um den halben Nennstrom verändert.

Vorgang	Zeitpunkt	Dauer / Sprunghöhe
Totalausfall I_{Sa}	$t=0,01$ s	5 ms
Totalausfall I_{Ru}	$t=0,1$ s	0,2 ms
Totalausfall U_{Sa}	$t=0,21$ s	5 ms
Totalausfall U_{Zw}	$t=0,31$ s	10 ms
Totalausfall γ_m	$t=0,41$ s	3 ms
Sprung I_{Rd}	$t=0,5$ s	$+0,5 I_N$
Sprung I_{Rq}	$t=0,6$ s	$+0,5 I_N$
Sprung I_{Rq}	$t=0,7$ s	$-0,5 I_N$
Sprung I_{Rd}	$t=0,8$ s	$-0,5 I_N$

Tabelle 5.1: Ablauf der Testsequenz zur Bestimmung der Reaktion der Residuen nach Gleichungen (5.16) und (5.17) auf den Totalausfall eines Sensors und auf den Sprung der Rotorstromreferenz. Die Reaktion der Residuen ist in Abbildung 5.4 dargestellt.

In diesem Zusammenhang ist anzumerken, dass jeder Beobachter außer der EMK-Lagebeobachter von allen bis auf ein Messsignal abhängig ist. Im Falle eines Fehlers in einem der Sensoren ergibt sich, dass alle bis auf ein Beobachter durch Verwendung dieses falschen Eingangssignals ein falsches Ausgangssignal berechnen. Ein Beobachter berechnet weiterhin ein korrektes Ausgangssignal, da er das fehlerhafte Messsignal nicht verwendet.

Die Alternativsignale, die falsch berechnet sind, werden von dem fehlerfrei gemessenen Messsignal subtrahiert. Es ergibt sich als Abweichung das Residuum. Das verbleibende Alternativsignal, das fehlerfrei berechnet wird, wird von dem fehlerhaften Messsignal abgezogen. Es ergibt sich also auch hier eine Abweichung. Dieser Effekt ist beispielhaft für die beiden Strombeobachter für Fehler in einem Statorstromsensor in Abbildung 5.3 dargestellt [123].

Auch die Schätzer sind von mehreren Eingangssignalen abhängig. Daher gilt die obige Ausführung ebenso für die Schätzer und deren Eingangssignale. Allerdings verwendet kein Schätzer die Rotorspannung, so dass es keine Abhängigkeit zu ihr bzw. der Zwischenkreisspannung gibt.

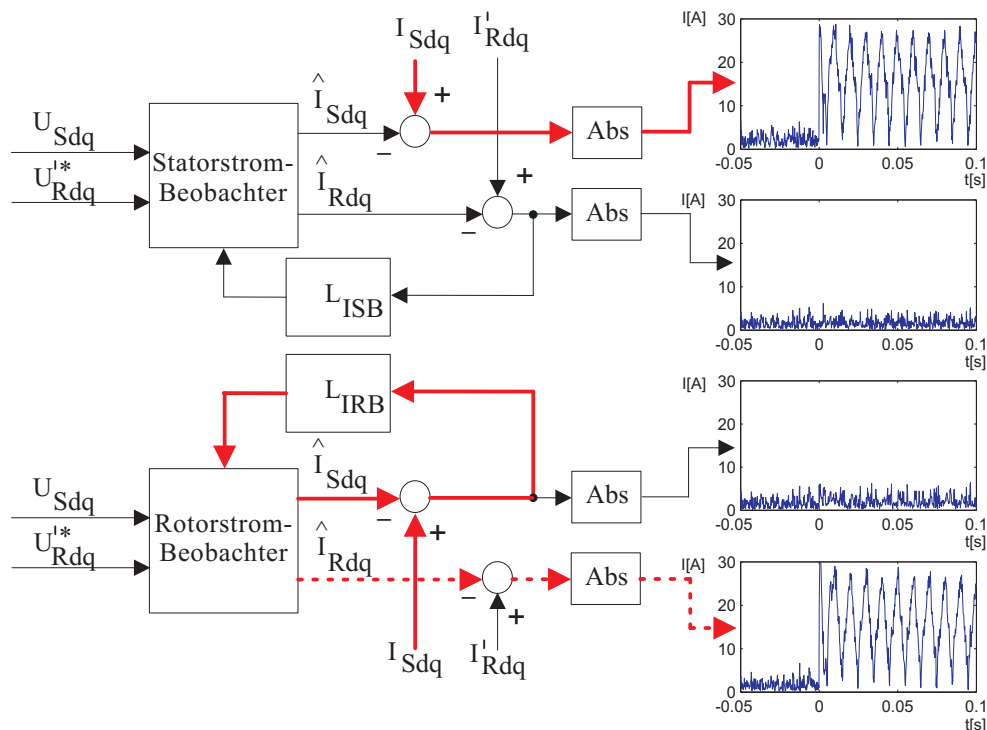


Abbildung 5.3: Beeinflussung nicht direkt betroffener Residuen durch Sensorfehler in der Statorstrommessung

5.2.1.3 Verhalten der Residuen bei Sensorfehlern

Abbildung 5.4 zeigt das Verhalten der berechneten Residuen während des in Tabelle 5.1 beschriebenen Ablaufs. Gezeigt sind die Betrags-Residuen der Beobachter (Abb. 5.4 links) und der Schätzer (Abb. 5.4 rechts) nach Gleichungen (5.16) und (5.17).

Es zeigt sich, dass die Residuen aller Beobachter auf alle betrachteten Sensorfehler reagieren. Dies ist bei den Schätzern nicht so eindeutig der Fall. Nur der EMK-Rotorflussbeobachter, der sich im Aufbau deutlich unterscheidet, reagiert nur auf einen Fehler in dem Stator- und Zwischenkreisspannungssensor und dem Lagegeber.

Unerwünschterweise reagieren die Strombeobachter ebenfalls auf die Sprünge der Rotorstromreferenz. Der ebenfalls auf dem Zustandsraummodell basierende Statorspannungsbeobachter reagiert wegen der langsamen Wahl der Eigenwerte nicht auf diese Sprünge.

Es zeigt sich insbesondere, dass die Residuen der Stromschätzer unempfindlich gegenüber Sprüngen der Rotorstromreferenz sind, was eine direkte Folge der guten dynamischen Genauigkeit dieser Schätzer ist. Weiterhin zeigt sich, dass die Schätzer der elektrischen Größen wie erwartet nicht auf eine Störung des Zwischenkreisspannungssensors reagieren, da für ihre Berechnung nicht die Rotorstromreferenz verwendet wird. Die dargestellte

Auswertung ist auch typisch für die Reaktion in anderen Betriebspunkten. Nichttypische Betriebspunkte werden im Abschnitt 5.2.1.5 behandelt.

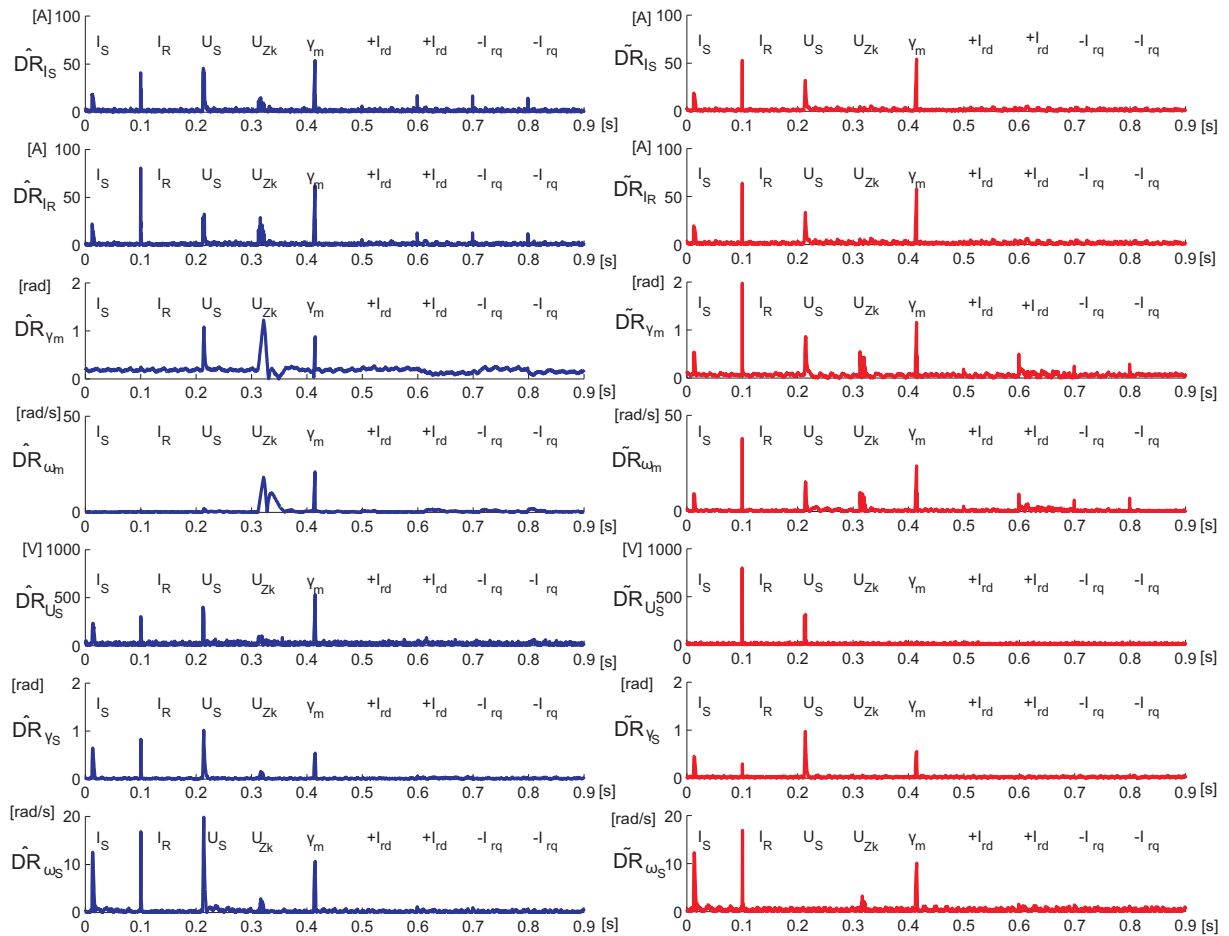


Abbildung 5.4: Messung: Reaktion aller Residuen auf die in Tabelle 5.1 aufgeführte Testsequenz, Betriebspunkt: 2000 1/min , $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, $\cos\varphi = 1$, Links: Beobachter, Rechts: Schätzer

5.2.1.4 Auswahl eines Detektionsresiduums

In Abbildung 5.4 wird dargestellt, dass für jeden der betrachteten Fehler eine Vielzahl von Residuen ansprechen. Es ist also nicht notwendig, alle Residuen zur Fehlerdetektion zu verwenden, sondern es reicht aus, eine Auswahl zu treffen. Somit muss auch nur für diese Auswahl untersucht werden, welche Schwelle sinnvoll ist. Es wird deutlich, dass einige Residuen nicht auf alle Fehler ansprechen, so zum Beispiel die Residuen des EMK-Rotorflussbeobachters.

Zur Wahl der Detektionsresiduen werden die Residuen der Strombeobachter und die Residuen der Stromschätzer als geeignet angesehen. Die Residuen der Strombeobachter rea-

gieren auch auf Fehler des U_{Zk} -Sensors, was bei den Residuen der Stromschätzer nicht der Fall ist. Im Gegenzug weisen die Residuen der Schätzer keine Reaktion auf Sprünge des Rotorstroms auf, was unerwünschterweise bei den Rotorstrombeobachtern der Fall ist. Da der Zwischenkreis Spannungssensor ebenfalls überwacht werden soll und im praktischen Betrieb direkte Sprünge des Rotorstroms vermieden werden können, fällt die Wahl auf die Residuen des Stator- und Rotorstrombeobachters.

Wie später gezeigt wird, gestaltet sich die Fehlerbehandlung des U_{Zk} -Sensors schwierig. Würde also dieser Sensor von vorneherein nicht betrachtet werden, so könnten auch die Residuen der Stromschätzer verwendet werden. Im weiteren Verlauf der Arbeit werden allerdings ausschließlich die Residuen der Strombeobachter als Detektionsresiduen verwendet. Detektionsresiduen werden in dieser Arbeit mit DR bezeichnet, die im weiteren Verlauf erklärten Isolationsresiduen mit IR .

5.2.1.5 Überblick über das Residuenverhalten und untypisches Verhalten

Das Verhalten der Residuen wird in einer Vielzahl von Messpunkten überprüft, die über den Zielbetriebsbereich des Systems verteilt liegen. Abbildung 5.5 zeigt die überprüften Betriebspunkte. In allen Betriebspunkten wird jeweils eine Messung mit maximaler, minimaler und ohne Statorblindleistung durchgeführt. Mit einigen Ausnahmen ist das Verhalten der Residuen überall vergleichbar. Für einige der verwendeten Messgrößen ergeben sich Besonderheiten, ebenso für einige der berechneten Alternativsignale. Diese werden im Folgenden beschrieben.

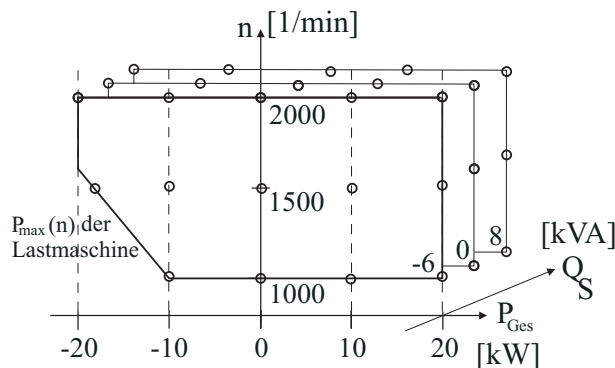


Abbildung 5.5: Überblick über die Betriebspunkte, in denen die Reaktion der Residuen untersucht wurde, jeweils mit maximaler, minimaler und ohne Statorblindleistung

Für den Statorstrom stellt der Fall $\underline{I}_S = 0$, also der Leerlauf der Maschine mit Magnetisierung über den Rotor, einen typischen und sinnvollen Betriebspunkt dar. Dies stellt

eine Schwierigkeit für den Fall dar, dass ein Totalausfall des Sensors auftritt. In diesem Fall entspricht der fehlerhafterweise angezeigte Wert sehr gut dem tatsächlichen Wert. Da das entstehende Detektionsresiduum daher sehr klein ist, wird eventuell kein Fehler detektiert. Für die Statorspannung ergibt sich diese Problematik nicht, da die Spannung im typischen und sinnvollen Betrieb nicht null wird.

Für den Rotorstrom stellt der Fall $\underline{I}_R = 0$ einen sinnvollen aber untypischen Betriebspunkt dar, der zum Beispiel während des Anfahrens der Maschine auftreten kann. In diesem Bereich treten somit die selben Einschränkungen auf, wie für den Statorstrom beschrieben. Ebenfalls problematisch kann ein Betrieb nahe des Synchronpunktes sein, da hier die Rotorfrequenz gegen null geht. Der Phasenstrom ändert sich nahe dieses Punktes sehr langsam, weswegen ein Ansteigen des Residuums $\tilde{D}R_{IR}$ ebenso langsam erfolgt. Problematisch könnte daher also ein Fehlereintritt bei oder nahe des Nulldurchgangs des Stromes sein. In Abbildung 5.7 wird allerdings gezeigt, dass dies nicht der Fall ist.

Die Winkellage des Rotors γ_m weist keine besonderen potentiellen Schwierigkeiten auf. Die mechanische Kreisfrequenz ist im typischen und sinnvollen Betrieb immer größer als null. Es gibt durch das Messprinzip eines Inkrementalgebers keine variierende Amplitude des Messsignals.

Die Zwischenkreisspannung U_{Zk} stellt die einzige gemessene Gleichgröße dar und ist daher von den anderen Messsignalen verschieden. Eine Schwierigkeit ist, dass wie in Abschnitt 4.3.6 beschrieben kein in allen Arbeitspunkten verlässliches Alternativsignal zur Verfügung steht, so dass kein aussagekräftiges Residuum gebildet werden kann.

Die Residuen des EMK-Schätzers reagieren laut Abbildung 5.4 nur auf drei der betrachteten Fehler. Dies ist zum einen ein Fehler der Statorspannungsmessung, der zu einem Fehler des Statorspannungswinkels führt, welcher direkt in die Berechnung des Residuums eingeht. Ein Fehler der Zwischenkreisspannungsmessung führt zu einer falsch bestimmten Rotorspannung und somit zu einer Fehlberechnung des Rotorflusses. Fehler des Lagegebers wirken direkt auf die Bildung des Residuums ein.

Alle Schätzer, die auf dem kombinierten Statorflussmodell basieren, sind unempfindlich gegenüber einem Sprung der Rotorstromreferenz, mit Ausnahme des Lageschätzers (RLS). Alle auf dem Statorflussmodell basierenden Schätzer reagieren ebenfalls nicht auf einen Fehler der Zwischenkreisspannungsmessung, außer der Lageschätzer, welcher durch die Rotorstromregelkreise beeinflusst wird. Wie in Abschnitt 4.2.1 gezeigt, reagiert der Lageschätzer auf Sprünge des Rotorstroms mit Schwingungen.

5.2.1.6 Ansprechverhalten der Residuen in Abhängigkeit des Phasenwinkels

Die elektrischen Raumzeigergrößen Statorstrom \underline{I}_S , Statorspannung \underline{U}_S und Rotorstrom \underline{I}_R sind im stationären Betrieb in ihren jeweiligen natürlichen Referenzsystemen sinusförmig und periodisch. Der Zeitverlauf der gemessenen Größen ist daher von dem Phasenwinkel γ_S oder γ_R abhängig und ändert sich mit der Zeit.

Nicht nur für den Fall eines Totalausfalls eines Sensors ergibt sich hieraus ein von dem Phasenwinkel abhängiges Ansprechverhalten des Residuums, das zu diesem Sensor gebildet wird. Beispielhaft wird dies hier für einen Totalausfall nach Gleichung (5.1) geschildert, gilt aber entsprechend auch für andere Fehler. Während der Nulldurchgänge der beobachteten Größe ist auch das Residuum null. Für die Statorgrößen ergibt sich durch die Betrachtung des Betrags der Abweichung eine Periodizität von 100 Hz, während die Frequenz des Rotorstromes von der Drehzahl abhängt.

Für eine schnelle Fehlerdetektion ist es erforderlich, dass eine vorher definierte Schwelle klar überschritten wird. Aus diesem Grund ist es nötig, das Ansprechverhalten der Residuen zu betrachten.

Abbildung 5.6 zeigt das Verhalten aller Residuen nach einem Fehler des I_{SA} -Stromsensors. Das System wird leistungsgeregelt bei einer Gesamtleistung von 20 kW und 2000 $1/\text{min}$ mit einem Leistungsfaktor von eins betrieben. Der Stromsensor wird in verschiedenen Winkellagen ausgeschaltet, und die verschiedenen Messungen so übereinandergelegt, dass der Fehlerzeitpunkt jeweils bei $t=0$ s liegt. Die Leistungsregelung erlaubt durch ihr langsameres Verhalten den temporären Betrieb mit fehlerhaften Statorstromsensoren, ohne dass das System aus dem stationären Zustand ausgelenkt wird.

Es ergibt sich die erwartete Periodizität des Residuums mit einem unterschiedlichen Ansprechverhalten zum Zeitpunkt des Ausfalls. Wie zu erkennen ist, steigt das Residuum des Stator- und Rotorstroms bei einer Winkellage von $\gamma_S = \frac{3}{2} \pi$ (rot) mit geringer Steigung an, da der Sensor im Nulldurchgang ausgeschaltet wird. Für Winkellagen von $\gamma_S = \frac{3}{4} \pi$ (dunkelblau), $\gamma_S = 1 \pi$ (hellblau) und $\gamma_S = \frac{5}{4} \pi$ (grün) steigt das Residuum des Statorstroms steil an. Die Residuen der anderen Sensoren weisen ein prinzipiell ähnliches Verhalten auf und sind ebenso zeitlich verschoben. Es kann also nicht in jedem Fehlerfall von einem schnell ansteigenden Residuum ausgegangen werden, sondern die Detektion und spätere Isolation muss ebenfalls für langsames Ansteigverhalten wie beim Zeitverlauf mit dem Fehler im Nulldurchgang funktionieren. Dieser Umstand ist für die schnelle Detektion und eindeutige Isolation eines Fehlers von Bedeutung.

Wie bereits erwähnt, existiert das Problem des Fehlers im Nulldurchgang nicht nur bei

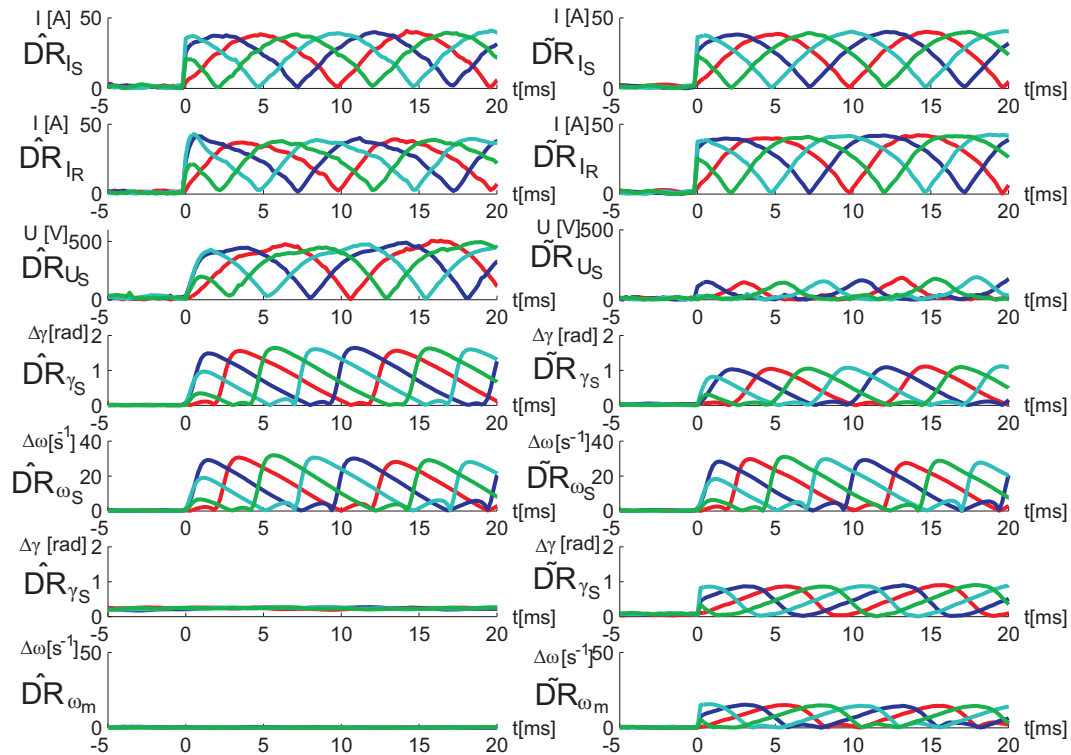


Abbildung 5.6: Messung: Reaktion aller Residuen $|\hat{R}|$ und $|\tilde{R}|$ auf einen Ausfall des I_{SA} -Stromsensors zu unterschiedlichen Phasenwinkeln γ_S . Rot: $\gamma_{SA} = \frac{3}{2}\pi$, dunkelblau: $\gamma_{SB} = \frac{3}{4}\pi$, hellblau: $\gamma_{SC} = \pi$, grün: $\gamma_{SD} = \frac{5}{4}\pi$. Betriebspunkt: $2000\text{ }^1/\text{min}$, $P_{ges} = 20\text{ kW}$, $\cos\varphi = 1$

dem Statorstrom, sondern auch bei Statorspannung und Rotorstrom. Während die Statorspannung sich gleichwertig zu dem Statorstrom verhält, kommt dem Rotorstrom eine Sonderrolle zu. Diese Sonderrolle ergibt sich daraus, dass die Rotorstromregelkreise ein sehr schnelles Regelverhalten aufweisen und daher, anders als die langsamen Statorleistungsregelkreise, das Ansprechverhalten des Rotorstromresiduums deutlich verändern.

Abbildung 5.7 zeigt den Verlauf der Residuen bei einem kurzen Fehler eines Rotorstromsensors. Der Fehler tritt immer im Nulldurchgang des Rotorstromes auf, während die Fehlerlänge variiert wird. Es zeigt sich, dass die Detektionsresiduen $\tilde{D}R_{IS}$ und $\tilde{D}R_{IR}$ linear mit der Fehlerdauer ansteigen und bereits nach vier Abtastschritten einen Wert von 24 A bzw. 35 A überschritten haben. Im gewählten Arbeitspunkt hat der bezogene fehlerfreie Rotorstrom einen Scheitelwert von 40 A und eine Periodendauer von 66 ms. Die Residuen steigen also sehr viel schneller an, als es im unregulierten Fall zu erwarten wäre. Dies liegt an den Rotorstromregelkreisen, die gegen die gemessene Abweichung anregeln.

Hier ist die schnelle Auslegung der Rotorstromregelkreise hilfreich, die im Falle eines Rotorstromsensorfehlers den Regelfehler schnell aufintegrieren und das System aus dem

statischen Betrieb heraussteuern, wodurch das Residuum ansteigt. In der Praxis war die Erkennung eines Fehlers eines Rotorstromsensors mit den wie beschrieben verwendeten Residuen des Stator- und Rotorstroms im Nulldurchgang nicht problematisch.

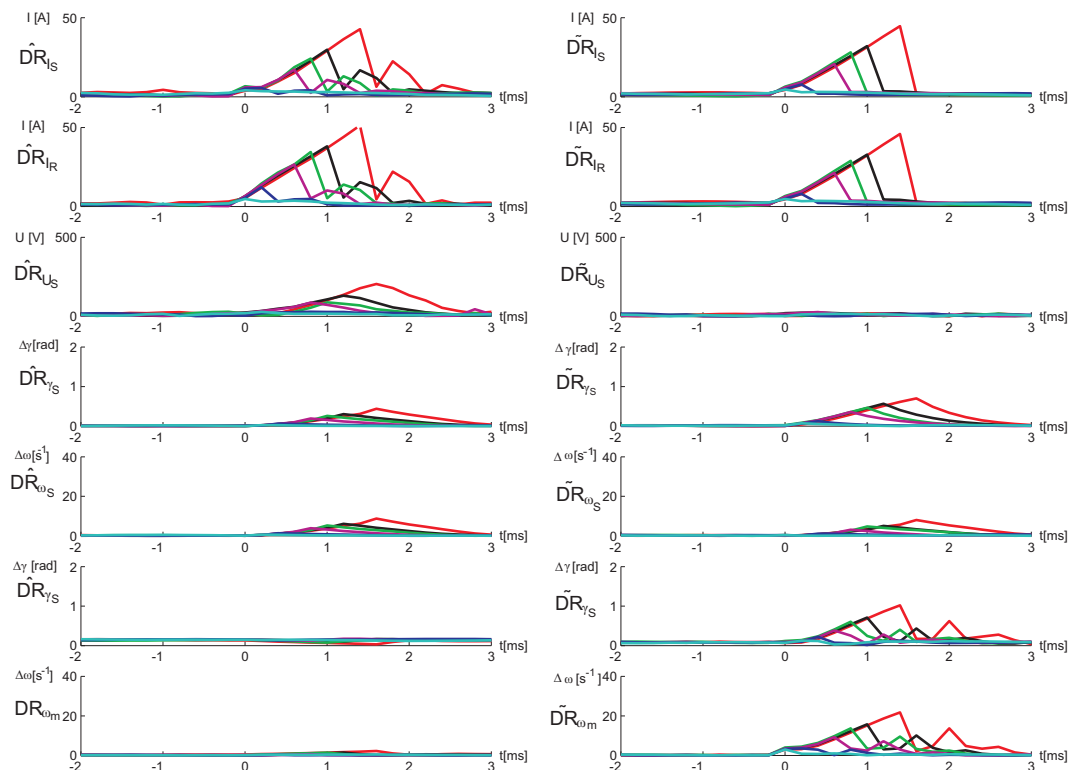


Abbildung 5.7: Messung: Reaktion der Residuen auf einen Fehler eines Rotorstromsensors im Nulldurchgang für verschiedene Fehlerdauern von $n T_A$, Hellblau: $n=1$, Dunkelblau: $n=2$, Magenta: $n=4$, Grün: $n=5$, Schwarz: $n=6$, Rot: $n=8$, Arbeitspunkt bei 1000 1/min und $P = 0 \text{ kW}$

5.2.2 Bestimmen einer geeigneten Detektionsschwelle

5.2.2.1 Anforderungen an eine Fehlerschwelle

Im Folgenden sollen zwei Begriffe aus der Statistik eingeführt werden, die im Weiteren zur Diskussion der Wahl der Detektionsschwelle verwendet werden.

Ein **falsch positives** Resultat ist ein in der Statistik verwendeter Ausdruck, der bedeutet, dass eine Hypothese fälschlicherweise als wahr angenommen wird. Dieser Fehler wird auch als Fehler erster Art oder α -Fehler bezeichnet.

Ein **falsch negatives** Resultat bedeutet dementsprechend, dass eine Hypothese als unwahr betrachtet wird, obwohl sie wahr ist. Dies wird auch als Fehler zweiter Art oder β -Fehler bezeichnet.

Diese beiden Begriffe sollen auf das Problem der Wahl der Detektionsschwelle angewendet werden. Idealerweise ist das Ziel, dass weder falsch positive noch falsch negative Resultate auftreten. Dies bedingt, dass eine Schwelle gefunden werden kann, die in fehlerfreiem Zustand unter keinen Umständen überschritten wird. Tritt ein Fehler auf, so muss diese Schwelle aber auf jeden Fall überschritten werden, damit kein Fehler zweiter Art auftritt. Dieser Idealzustand ist nicht zu erreichen, da das Residuum, welches zur Detektion verwendet wird, nicht für jeden Fehler gleich groß wird. Daher müsste eine Schwelle an das minimal zu erwartende Residuum angepasst werden. Da das Residuum, wie später gezeigt z. B. für Verstärkungs- oder Gleichanteilsfehler beliebig klein werden kann, müsste die Schwelle daher bei Null liegen. Auch im fehlerfreien Zustand ist das Residuum durch unsichere Parameter, nicht-ideale Modellierung und Messrauschen größer als Null. Andererseits betrachtet müsste die Schwelle möglichst groß gewählt werden, um falsch positive Resultate zu vermeiden.

Aus der obigen Erläuterung wird klar, dass im betrachteten Fall nicht beide Fehlerarten minimiert werden können. Vielmehr muss die Eintrittswahrscheinlichkeit der beiden Fehler gegeneinander abgewogen werden. In Anwendungen, in denen ein Sensorfehler unbedingt ausgeschlossen werden muss, muss daher eine höhere Rate an falsch positiven Resultaten, also Fehlalarmen, in Kauf genommen werden. In Anwendungen, in denen der normale Betrieb nicht durch falsch positive Detektionen unterbrochen werden soll, muss eine höhere Rate an unentdeckten Fehlern akzeptiert werden, also falsch negativen Resultaten.

Eine Möglichkeit beide Fehler zu verringern besteht darin, mehr Informationen auszuwerten. Dies bedeutet auf diese Anwendung übertragen, dass nicht nur eine Schwelle zur Entscheidungsfindung dient, sondern der Zeitverlauf eines Residuums betrachtet wird. Problematisch ist, dass die Reaktion auf einen Sensorfehler sehr schnell erfolgen muss, da es sich um ein geregeltes System handelt. Eine Betrachtung eines längeren Zeitverlaufs, in dieser Anwendung länger als etwa zwei bis drei Abtastschritte, ist daher zur Detektion nicht möglich.

5.2.2.2 Trennen von Detektion und Isolation

Diese Problematik wird in dieser Arbeit aufgelöst, indem die Vorgänge der Detektion und der Isolation zeitlich getrennt werden. Zur Isolation steht daher ein Zeitverlauf zur Verfügung, während die Detektion durch eine schnell reagierende Schwelle ausgelöst wird.

Dementsprechend werden in dem hier vorgestellten Konzept zwei Resultate berechnet, nämlich das Resultat der Detektion und das Resultat der Isolation. Hieraus ergibt sich die Möglichkeit, für beide Resultate getrennt zwischen dem Fehler erster oder zweiter Art abzuwägen. Hierbei stellt das Detektionsresultat ein Zwischenresultat dar, während das Isolationsresultat als Endresultat betrachtet werden kann.

In dem hier verwendeten Ansatz wird für die Detektion das Auftreten von falsch negativen Ergebnissen soweit begrenzt, wie dies aufgrund des Rauschens sinnvoll möglich ist. Bei der Abwägung zwischen falsch negativem und falsch positivem Ergebnis werden also falsch positive Ergebnisse bevorzugt. Für die Isolation steht aufgrund der Zeitspanne zwischen Detektion und Isolationsresultat der Zeitverlauf aller Signale und Residuen zur Verfügung. Mit dieser zusätzlichen Information wird jetzt zum zweiten Mal bestimmt, ob überhaupt ein Fehler vorliegt, und wenn ja, welcher.

Für das Isolationsresultat wird der Fehler erster Art reduziert, indem über eine Zeitspanne hinweg der Verlauf eines Indikators zu einem Isolationsresultat verdichtet wird. Dies wird genau in den Abschnitten 5.3.3.2 und 5.3.4 beschrieben. Wechselt der Indikator während der Zeitspanne sein Ergebnis, so lautet das Isolationsresultat, dass kein Fehler aufgetreten ist. Bleibt das Indikatorergebnis in der betrachteten Zeitspanne konstant, so ist der Fehler isoliert. Abbildung 5.8 stellt den zeitlichen Ablauf der Fehlerbehandlung dar.

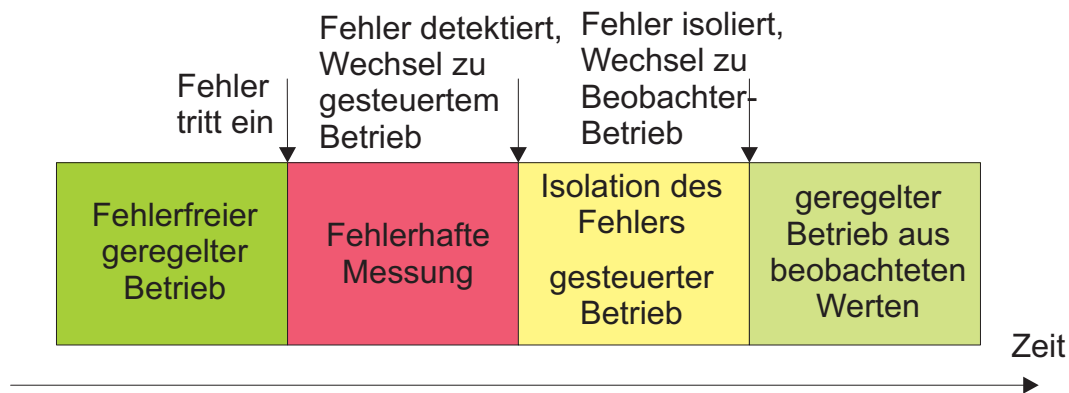


Abbildung 5.8: Übersicht über den zeitlichen Ablauf des Fehlereintritts, der Detektion, der gesteuerten Übergangsphase sowie Isolation und Rekonfiguration

5.2.2.3 Festlegen einer geeigneten Schwelle

Die Anforderung an eine Schwelle zur Fehlerdetektion ist also, eine möglichst schnelle Detektion zu ermöglichen. Aus diesem Grund ist eine Bearbeitung im Sinne eines digitalen Filters nicht sinnvoll, da diese in der Regel mit einer Verzögerung einhergeht. Daher

wird das erzeugte, ungefilterte Residuum direkt mit einer Schwelle verglichen. Während in einigen Ansätzen Wege beschrieben werden, Detektionsschwellen dynamisch an den Systemzustand anzupassen [47], oder Residuen dynamisch zu normieren [124], wird in der Literatur vorwiegend mit statischen Schwellen [44], [38] gearbeitet. In [31] werden beide Methoden verwendet. Vorteile einer stationären Schwelle sind die einfachere Auslegung und ein verlässliches Verhalten. An dem verwendeten Laborteststand ergab sich in allen Betriebspunkten ein sehr vergleichbares Residuum, wie in Abbildung 5.9 dargestellt. Dies kann auch anhand Abbildung 4.36 in Abschnitt 4.3.2.1 belegt werden, die das Residuum des Rotorstrombeobachters über dem gesamten betrachteten Betriebsbereich darstellt. Das dortige maximale, typische Residuum beträgt ca. 3 bis 4 A. Da sich die maximale Amplitude des Residuums mit dem Betriebspunkt nicht deutlich verschiebt, kann eine stationäre Schwelle von 10 A sehr gut verwendet werden. Bei der zweiten, kleineren Maschine ergibt sich ein Residuum im Bereich von ca. 1,5 bis 2 A im fehlerfreien Zustand. Hier wird die Schwelle auf 4 A gelegt.

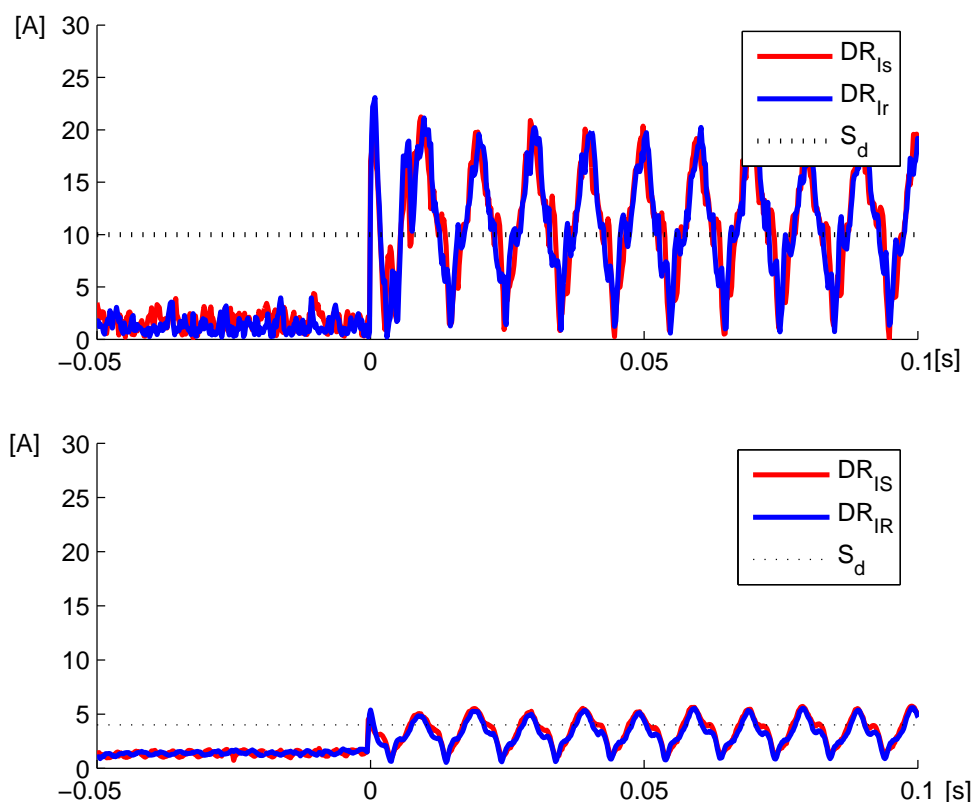


Abbildung 5.9: Messung: Beispielhafter Verlauf der Detektionsresiduen $\hat{D}R_{1s}$ und $\hat{D}R_{1r}$ der 22 kW (oben) und 2,2 kW Maschine bei Fehler nach Gleichung (5.1) in eine Statorstromsensor, die Schwelle $S_d = 10$ A bzw $S_d = 4$ A wird weit über das Rauschniveau gelegt

Um die Information, die in den Residuen der beiden Strombeobachter enthalten ist, auf die einzelne Information "Fehler erkannt" oder "kein Fehler erkannt" zu reduzieren, werden beide Residuen $\hat{D}R_{IS}$ und $\hat{D}R_{IR}$ mit jeweils der Schwelle $S_d = 10\text{ A}$ bzw. 4 A verglichen. Wird die Schwelle überschritten, so wird ein Detektionsflag D gesetzt, wie in Gleichungen (5.18) und (5.19) dargestellt. Die beiden entstehenden Detektionsflags werden mit einer Oder-Verknüpfung zu einem Signal F' zusammengeführt. Dieses Signal ist also immer dann gesetzt, wenn mindestens eines der beiden Residuen die jeweilige Schwelle überschreitet.

Zusätzlich muss die Detektion durch $D_{Aktiv} = 1$ freigeschaltet sein.

$$D_{IS} = \begin{cases} 1 : |R_{IS}| > S_d \\ 0 : |R_{IS}| < S_d \end{cases} \quad (5.18)$$

$$D_{IR} = \begin{cases} 1 : |R_{IR}| > S_d \\ 0 : |R_{IR}| < S_d \end{cases} \quad (5.19)$$

$$F' = D_{IS} \vee D_{IR} \quad (5.20)$$

$$F'' = F' \vee D_{Aktiv} \quad (5.21)$$

5.2.3 Nachbehandlung des Fehlersignals

Die Residuen der Raumzeigergrößen sind zeitabhängig und verändern sich mit der zweifachen Stator- bzw. Rotorfrequenz. Um ein kontinuierliches Fehlersignal F zu erhalten, wird eine Funktion eingeführt, die nach einem einmal erkannten Fehler auch bei temporärer Nichterfüllung der in (5.21) angegebenen Bedingung das Fehlersignal nicht sofort zurücksetzt. Zur Fehlerdetektion wird daher zunächst das Vor-Fehlersignal F'' gesetzt, aus dem F bestimmt wird. Die Funktion *Halte()* ist in Abbildung 5.10 als C-Code angegeben. Sie benutzt einen Zähler, der bei $F'' = 1$ auf seinen Maximalwert gesetzt wird. Bei $F'' = 0$ wird der Zähler herabgezählt. Solange der Zähler größer als Null ist, wird $F = 1$ ausgegeben. Die Fehlerdetektion ist nur dann aktiviert, wenn $D_{Aktiv} = 1$ gilt, wie in Abbildung 5.11 dargestellt ist. Nachdem ein Fehler isoliert ist, wird $D_{Aktiv} = 0$ gesetzt, da nur die Behandlung des ersten Fehlers möglich ist.


```

UInt32 Halte(UInt32 F2strich, UInt32 *Z_Fehler, UInt32 DauerF)
{
    if (F2strich==1) *Z_Fehler=DauerF;
    else if (Z_Fehler>0) *Z_Fehler--;

    if ((F2strich==1)|| (Z_Fehler>0)) return 1;
    else return 0;
}

```

Abbildung 5.10: Der verwendete C-Code zum Aktiv-Halten des Fehlersignals mit Hilfe des Zählers Z_{Fehler}

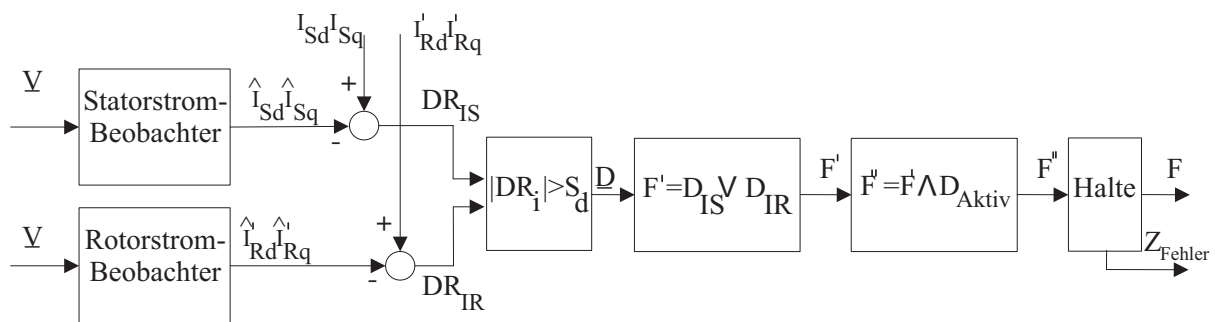


Abbildung 5.11: Wenn $D_{Aktiv} = 1$ gilt, wird aus den berechneten Residuen die Entscheidung getroffen, ob ein Fehler vorliegt ($F'' = 1$) oder nicht ($F'' = 0$), dieses Signal wird durch eine Halteschaltung verlängert zu F

5.3 Fehlerisolation

5.3.1 Sicherer Betrieb nach Fehlerdetektion

Ein Fehler eines Sensors in einem rückgekoppelten System führt häufig zu einer komplexen Reaktion des Systems. Da der Regelkreis durch den Sensorfehler unterbrochen ist, reagiert das gemessene rückgeführte Signal nicht mehr auf eine Veränderung der Stellgröße. Es besteht die Gefahr, dass die Integratoren der Strom-, Drehzahl- oder Leistungsregelkreise einen Fehler aufintegrieren. Hierdurch wird die ausgegebene Rotorspannung verändert, und in den Betrieb des Systems eingegriffen. Zudem besteht durch einen Fehler, der sich auf die zur Koordinatentransformation benötigten Winkel auswirkt, die Gefahr, dass die korrekte Orientierung des Systems verloren geht. Dadurch wird die Funktionsfähigkeit des gesamten Systems in Mitleidenschaft gezogen.

Das System sollte daher schnellstmöglich von dem fehlerhaften Sensorsignal getrennt wer-

den. Dies ist insbesondere bei Signalen erforderlich, die sich direkt auf die Rotorstromregelkreise auswirken. Wie bereits erwähnt, ist durch die Fehlerdetektion nur bekannt, dass ein Fehler aufgetreten ist. Welcher der betrachteten Sensoren fehlerhaft ist, ist jedoch noch nicht festgestellt worden. Hierzu wird eine Fehlerisolation durchgeführt. Es hat sich herausgestellt, dass für eine verlässliche Isolation eines Fehlers die Betrachtung des Zeitverlaufs der Residuen und weiterer Hilfssignale notwendig ist. Dies wird weiter in Abschnitt 5.3.2.1 erläutert.

Um das System von dem fehlerhaften Sensor zu trennen, wird es von allen Sensoren getrennt. Die Trennung von allen Sensorsignalen ist ein erforderlicher Kompromiss und beinhaltet einige Nachteile. Der Weiterbetrieb der Maschine wird möglich gemacht, indem die an die Rotorklemmen angelegte Spannung mit konstanter Amplitude und Winkelgeschwindigkeit extrapoliert wird. Die Ausgabe der Rotorspannung erfolgt mit Hilfe der Rotorspannungsreferenzen U'_{Rd}^* und U'_{Rq}^* , die mit Hilfe des Winkels γ_R in das rotor feste $\delta\epsilon$ -System transformiert werden. Um die ausgegebene Rotorspannung von allen Sensorsignalen zu trennen, wird zunächst der Rotorstromregler angehalten, und dessen Ausgangsgrößen eingefroren. Es zeigt sich, dass die so gewonnenen Werte durch den Regeleingriff in den Abtastschritten zwischen Eintritt und Detektion des Fehlers beeinflusst werden. Deswegen wird durch Verwendung von tiefpassgefilterten Rotorspannungsreferenzen ein besseres Verhalten erreicht, wie in Abbildung 5.13 zu sehen ist. Durch das gleichzeitige Einfrieren der Zwischenkreisspannung wird erreicht, dass der Modulationsindex konstant bleibt.

Desweiteren wird der Rotortransformationswinkel γ_R ersetzt, indem der Rotorkreisfrequenzbeobachter zu einem Winkelgenerator umfunktioniert wird. Hierzu wird das Eingangssignal des Beobachters zu Null gesetzt, so dass dieser die durch ihn bestimmte Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_R$ konstant beibehält. Dies ist dann zulässig, wenn sich die Netzfrequenz und die Drehzahl nicht verändern. Die Netzfrequenz kann als stabil angesehen werden, ebenso kann die Drehzahl wegen des kurzen gesteuerten Zeitraumes und unter der Annahme eines ausreichenden Trägheitsmomentes als quasi-konstant betrachtet werden. Die Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_R$ wird aufintegriert und so der Winkel $\hat{\gamma}_R$ extrapoliert. Die Totzeitkompensation wird deaktiviert.

Abbildung 5.12 stellt das beschriebene Vorgehen als Blockdiagramm dar. Durch das Fehlersignal $F = 1$ werden die oben geschilderten Maßnahmen aktiviert. Somit wird die ausgegebene Rotorspannung von keinem Sensorsignal beeinflusst. Abbildung 5.13 zeigt beispielhaft, wie die Rotorspannungsreferenzen während der Steuerungsphase konstant gehalten werden.

Es ist unumgänglich, dass in dieser Betriebsart keine Ausregelung von Störungen möglich

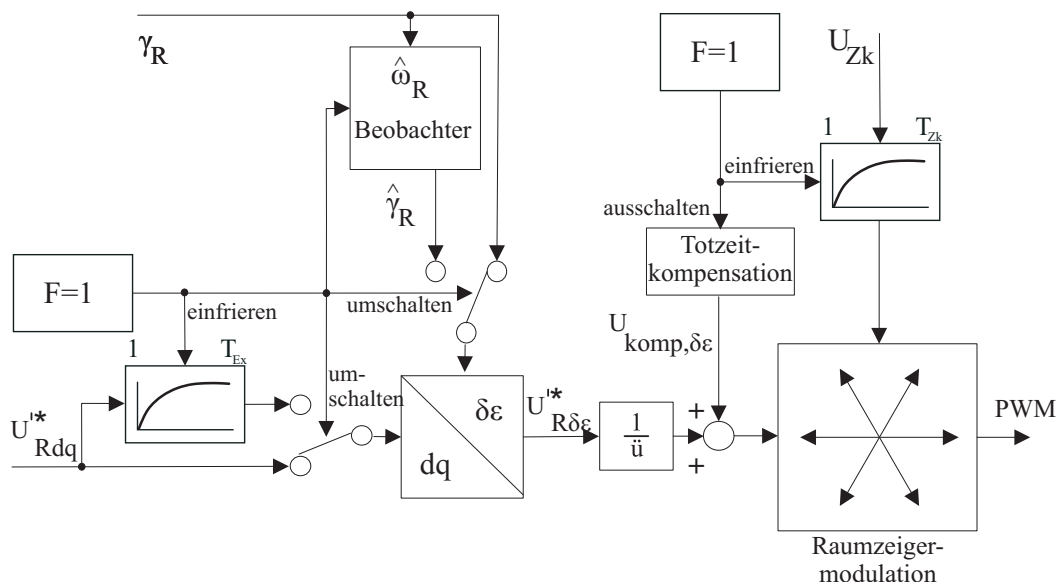


Abbildung 5.12: Entkopplung und gesteuerter Betrieb der ausgegebenen Rotorspannung von möglicherweise fehlerhaften Messwerten

ist. Die Spannung kann nicht beliebig lange gesteuert betrieben werden, da insbesondere die Extrapolation des Rotortransformationswinkels nicht synchron zu dem tatsächlich erforderlichen Winkel ist und sich somit ein Orientierungsfehler aufbaut.

Der gesteuerte Betrieb sollte so kurz wie möglich, aber so lange wie nötig aktiv sein. Es zeigt sich, dass 5 ms eine geeignete Zeitspanne ist. Diese Zeitspanne entspricht der zur Fehlerisolation benötigten Zeit. Nach beenden des gesteuerten Betriebs wird der Regelkreis so geschlossen, dass der als fehlerhaft isolierte Sensor nicht enthalten ist und durch ein Alternativsignal ersetzt wird.

5.3.2 Auswahl von Isolationsresiduen

5.3.2.1 Beobachterbank

Zur Isolation eines Fehlers werden andere Residuen verwendet als zur Detektion. Wie in Abbildung 5.4 gezeigt wurde, reagieren die meisten der berechneten Detektionsresiduen auf jeden der betrachteten Sensorfehler und sind daher nicht für eine Isolation geeignet.

Zur Isolation werden die Sensoren in drei Gruppen eingeteilt, wie in Abbildung 5.14 gezeigt. Die erste Gruppe besteht allein aus dem Lagegeber, die zweite Gruppe besteht aus den Statorstromsensoren, den Statorspannungssensoren und den Rotorstromsensoren, und die dritte Gruppe besteht allein aus dem Zwischenkreisspannungssensor. Die zweite

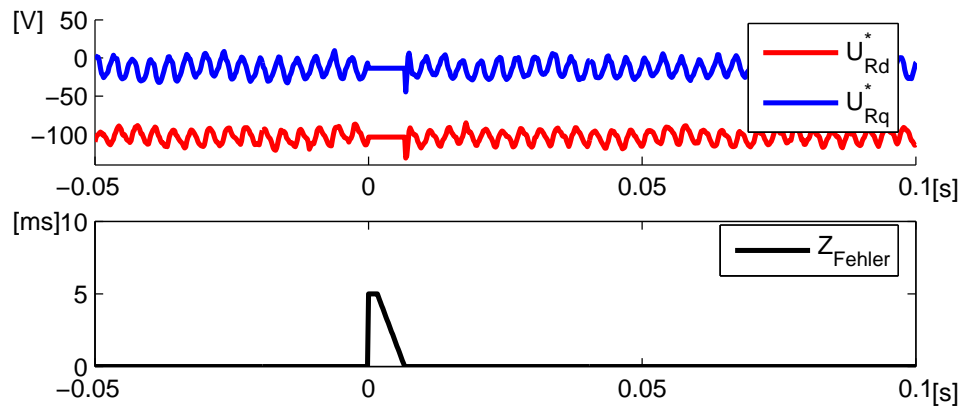


Abbildung 5.13: Messung: Beispielhafter Verlauf der erzeugten Rotorspannungsreferenzen U_{Rd}^* und U_{Rq}^* während der gesteuerten Phase, deren Länge durch den Zähler Z_{Fehler} bestimmt wird

Gruppe beinhaltet also die Sensoren, aus deren Messwerten sich die Raumzeigergrößen bestimmen lassen. Die beschriebene Einteilung wird gewählt, um den Entscheidungsprozess in mehrere Unterentscheidungen zu teilen. Für die Isolation in Gruppe zwei werden nur die Beobachter verwendet, nicht aber die Schätzer. Ebenso wird an den Winkelschätzer in Gruppe eins ein Drehzahlbeobachter angeschlossen. Es gibt keinen Beobachter für die Zwischenkreisspannung, daher kann dieser nur getrennt betrachtet werden. Die Verwendung mehrerer Beobachter in einer parallelen Anordnung wird auch als Beobachterbank bezeichnet. Nach der Einteilung in drei Gruppen kann man auch von Teilbeobachterbänken sprechen. Beobachterbänke werden zum Beispiel beschrieben in [25], [40] und in [42].

Die Einteilung in die drei Gruppen und deren Abgrenzung wird wie folgt begründet:

Gruppe 1: Rotorlage

Für den Lagegeber steht der auf dem Flussmodell basierende Lageschätzer nach Abschnitt 4.2.1 zur Verfügung. Dieser Lageschätzer selbst enthält keinen Zustand, er wird aber von einem Drehzahlbeobachter ergänzt. Dieser Drehzahlbeobachter enthält zwei Zustände.

Gruppe 2: Raumzeigergrößen

Der Lageschätzer unterscheidet sich im Aufbau erheblich von den Zustandsbeobachtern nach den Abschnitten 4.3.5, 4.3.2.1 und 4.3.3, die für die Raumzeigergrößen zur Verfügung stehen. Diese Zustandsbeobachter verwenden zu einem großen Teil identisch parametrisierte Zustandsmatrizen und verfügen über eine vergleichbare Struktur.

Gruppe 3: Zwischenkreisspannung

Für den Zwischenkreisspannungssensor steht kein sinnvoll zu verwendendes Alternativsignal zur Verfügung. Zur Isolation eines Fehlers in diesem Sensor muss daher ein anderes

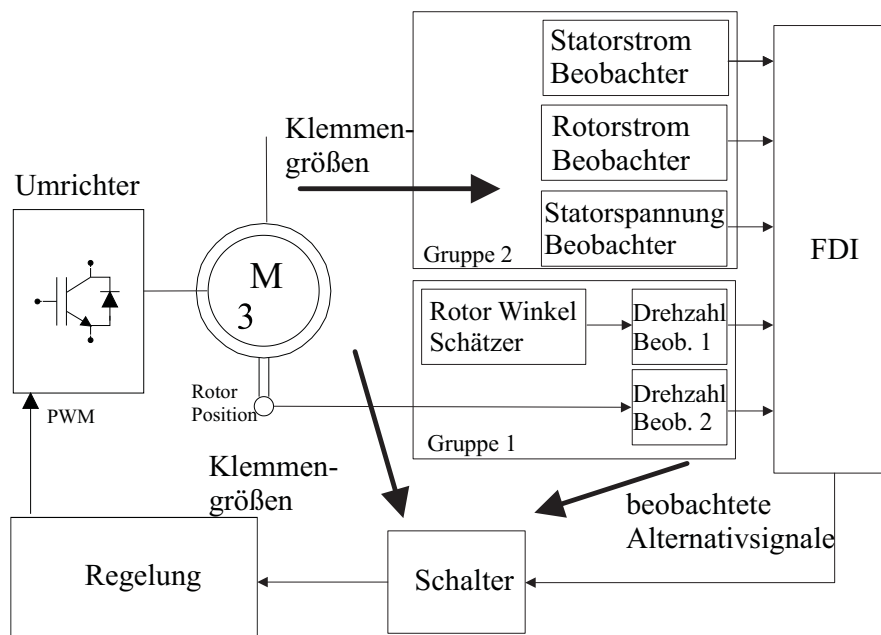


Abbildung 5.14: Überblick über die zur Fehlerdetektion und -isolation verwendete Beobachterbank mit Detektions- und Isolationseinheit FDI, der Beobachter der Zwischenkreisspannung ist nicht dargestellt

Verfahren gewählt werden, als für die Sensoren, für die ein Beobachter zur Verfügung steht.

5.3.2.2 Überblick über das Isolationskonzept

Für die Isolation werden Isolationsresiduen verwendet, von denen auf den fehlerhaften Sensor geschlossen werden kann. Hierzu sind die rückgekoppelten Residuen des Beobachters geeignet, die zur Stabilisierung der Beobachter verwendet werden. Während des fehlerfreien Betriebs folgen die beobachteten, nicht direkt zurückgekoppelten Zustände indirekt über die Beobachterrückführung den tatsächlichen Zuständen. Im fehlerhaften Betrieb zwingt diese Rückführung die beobachteten Zustände daher, den fehlerhaft bestimmten Zuständen zu folgen. Um die beobachteten Zustände von dem Zustand vor Fehlereintritt auf den Zustand nach Fehlereintritt zu bewegen, ist ein Anstieg der Beobachterrückführung als Stellgröße zum Umlenken benötigt. Dies bedeutet, es tritt eine größere Stellgröße $L(y - \hat{y})$ nach Gleichung (4.28) auf als im fehlerfreien Beobachter.

Der Drehzahlbeobachter, der in Gruppe 1 verwendet wird, wird mit dem Drehzahlbeobachter verglichen, der aus dem tatsächlichen Lagegeber gespeist wird. Auch hier folgen die Zustände des Beobachters, getrieben durch die Rückführung $L_m^T(\hat{\gamma}_m - \gamma_m)$ nach Gleichung

(3.40) dem gemessenen Signal. Auch im Drehzahlbeobachter läßt sich daher der Übergang der Zustände an der ansteigenden Beobachterrückführung erkennen.

Die Isolation basiert in beiden Gruppen darauf, dass das Umschwingen der internen Beobachterzustände von dem korrekten Sensorsignal auf einen fehlerhaften Verlauf erkannt wird. Als Isolationsresiduum wird die Stellgröße $L(y - \hat{y})$ bzw. $L_m^T(\hat{\gamma}_m - \gamma_m)$ verwendet. Für jeden Beobachter wird ein eigenes Isolationsresiduum berechnet. Um auf eine Schwelle verzichten zu können, werden die Isolationsresiduen miteinander verglichen. Anstatt eines Vergleiches zu einer Schwelle wird daher nur das jeweils größte Residuum bestimmt, wie im Weiteren in Abbildungen 5.16 und 5.22 veranschaulicht wird. Dieses Verfahren kann nicht zur Isolation des Zwischenkreisspannungssensors verwendet werden. Für diesen Sensor wird daher ein separates Verfahren verwendet, das in Abschnitt 5.3.6 beschrieben ist.

5.3.3 Isolationsvorgang des Mechanischen Sensors

5.3.3.1 Teilbeobachterbank und Algorithmus

Eine Beobachterbank aus zwei identisch parametrisierten Drehzahl-Beobachtern nach Abschnitt 3.5.2 dient zur Entscheidung zwischen einem Fehler in dem Lagegeber oder in einem der elektrischen Sensoren, die zur Berechnung der Lageschätzung nach Abschnitt 4.2.1 benötigt werden. Die Isolationsresiduen sind die auf die Beobachter zurückgeführten Residuen zwischen Eingangswinkellage und interner Eingangswinkellage der Beobachter, wie in Abbildung 5.15 gezeigt. Im fehlerfreien Fall sind die Winkelgeschwindigkeiten des gemessenen und der geschätzten Lagewinkels identisch, auch wenn zwischen den beiden Winkeln ein bleibender Schätzfehler bestehen mag. Ebenso strebt die Differenz zwischen Eingangswinkel und beobachtetem Winkel sowohl beim Geber-Beobachter ($\Delta\gamma_1$) als auch beim Schätzer-Beobachter ($\Delta\gamma_2$) gegen Null. Tritt ein Fehler auf, wird einer der beiden Beobachter davon beeinflusst.

Bei einem Fehler des Lagegebers ist der gemessene Winkel fehlerhaft, wodurch der Geber-Beobachter in Abbildung 5.15 beeinflusst wird. Ist einer der verwendeten elektrischen Sensoren fehlerhaft, also entweder der Statorspannungssensor, der Statorstromsensor oder der Rotorstromsensor, so wird der Schätzer-Beobachter beeinflusst. In dem beeinflussten Beobachter steigt hierdurch die Differenz $\Delta\gamma = \gamma_m - \hat{\gamma}_m$ an, die der Beobachterrückführung entspricht, während sie in dem nicht beeinflussten Beobachter bei kleinen Werten verbleibt. Dieser Effekt wird für die Isolation ausgenutzt. Es wird der Betrag der Differenz gebildet, und diese mit einem Tiefpass mit einer Zeitkonstante von $T_{iso} = 25$ ms gefiltert.

Das Resultat stellt das Isolationsresiduum $IR_{mech.}$ bzw. $IR_{elektr.}$ dar. Zur Isolation werden die beiden Isolationsresiduen direkt miteinander verglichen. Eine Schwelle ist hierzu nicht erforderlich, da die beiden Beobachter ideal identisch parametrisiert sind, und daher die Isolationsresiduen direkt vergleichbar sind. Das jeweils größere Residuum zeigt den Beobachter an, dessen Eingangssignal gestört ist. Diese Berechnung wird permanent durchgeführt, das Ergebnis wird aber nur betrachtet, wenn zuvor ein Fehler detektiert worden ist, also bei $F = 1$ nach Abbildung 5.11. Erst dann wird der Algorithmus nach Abbildung 5.16 gestartet.

Dieser Algorithmus wertet den zeitlichen Verlauf der Isolationsresiduen $IR_{mech.}$ und $IR_{elektr.}$ während der Steuerungsphase aus. Die beiden Isolationsresiduen werden in jedem Abtastschritt direkt verglichen, und für das größere der beiden jeweils ein Zähler, $Z_{mech.}$ oder $Z_{elektr.}$, hochgezählt. Der Zähler des jeweils kleineren Residuums wird auf Null gesetzt. Erreicht ein Zähler die eingestellte Isolationszeit S_{Iso} , so wird ein Ergebnis ausgegeben, das "Fehler im mechanischen Sensor" oder "Fehler im elektrischen Sensor" lauten kann. Im ersten Fall wird dann auf den Lageschätzer rekonfiguriert, im zweiten Fall wird das Ergebnis von Algorithmus 5.22, der zweiten Stufe der Isolation, berücksichtigt.

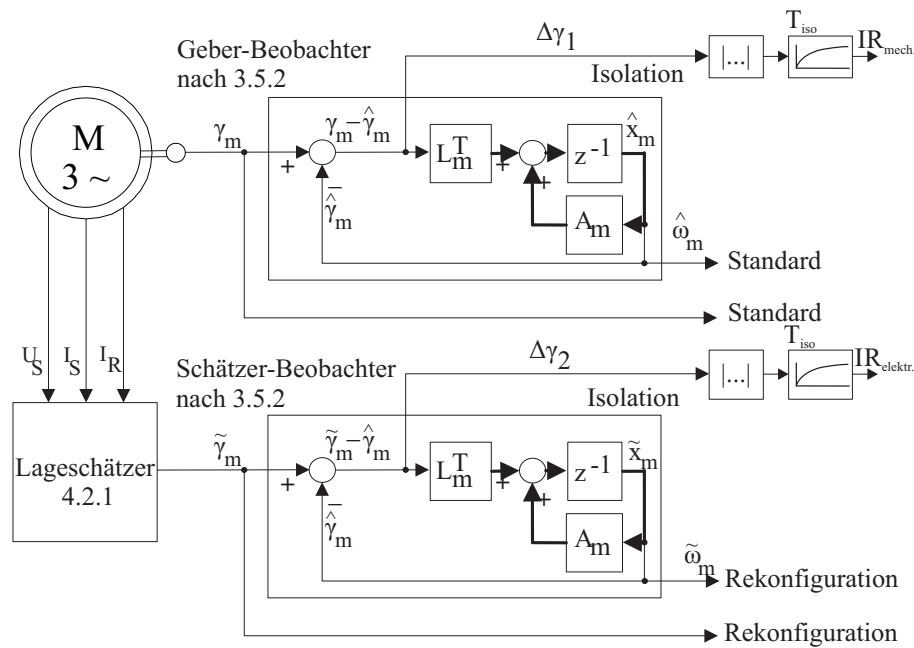


Abbildung 5.15: Teil-Beobachterbank der ersten Gruppe zur Entscheidung zwischen Lagegeber oder einem der elektrischen Sensoren, der Algorithmus nach Abbildung 5.16 wertet die Isolationsresiduen dieser Struktur aus

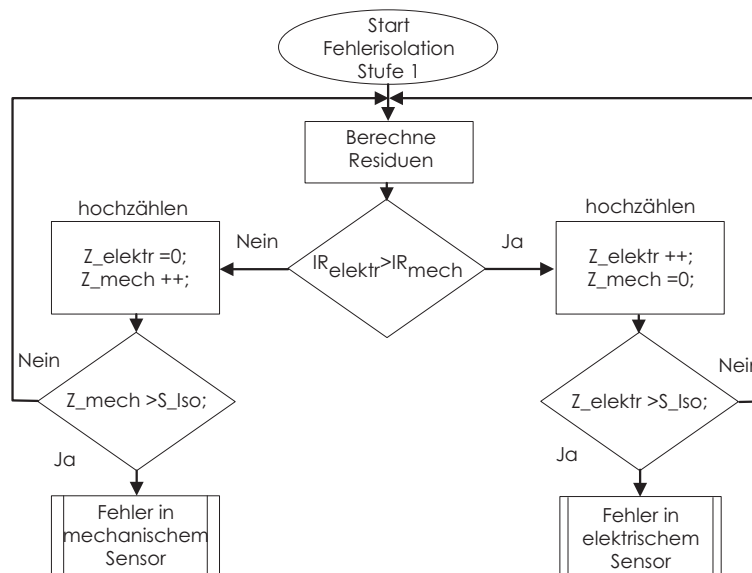


Abbildung 5.16: Erste Stufe der Isolation: Entscheidung zwischen Lagegeber und elektrischem Sensor anhand der Isolationsresiduen aus Abbildung 5.15

5.3.3.2 Isolation und Rekonfiguration eines Lagegeberfehlers

In Abbildung 5.17 ist die Behandlung eines totalen Ausfalls des Lagegebers gezeigt. Die Maschine wird übersynchron bei einer Drehzahl von $2000 \text{ }^1/\text{min}$ und $P_{ges} = 20 \text{ kW}$ betrieben. Bei keinem anderen betrachteten Sensor ist das Verhalten der Isolation so unabhängig von dem Arbeitspunkt und Eintrittszeitpunkt des Fehlers, wie bei einem Fehler des Lagegebers. Aus diesem Grund ist nur ein Arbeitspunkt dargestellt. Es wird gezeigt, dass ein Fehler des Lagegebers die Detektionsresiduen DR_{IR} und DR_{IS} nach Abschnitt 5.2.1 ansteigen lässt, die in Achse 4 dargestellt sind. Es zeigt sich, dass bei einem Fehler des Lagegebers diese Residuen sofort nach Übergang in den gesteuerten Betrieb zurückgehen. Da das Fehlersignal F gehalten wird, wie in Abschnitt 5.2.3 beschrieben, hat dies aber keine Auswirkungen auf die Isolation des Fehlers. In Achse 5 ist gezeigt, dass das geschätzte Winkelsignal $\gamma_{m,schätz}$ ungestört weiterläuft, während $\gamma_{m,mess}$ fehlerhaft ist. Achse 6 zeigt den Verlauf der in Abbildung 5.15 erklärten Isolationsresiduen. Der Vergleich zwischen IR_{mech} und IR_{elektr} mit Hilfe der ersten Isolationsstufe führt zu dem eindeutigen Hochzählen des Zählers Z_{mech} . aus Abbildung 5.17 in Achse 7, so dass der Lagegeber als fehlerhaft erkannt wird. Nachdem der Extrapolationszähler Z_{Fehler} zu null herabgezählt ist, wird auf den lagegeberlosen Betrieb mit Hilfe des geschätzten Rotorwinkels rekonfiguriert. Wie zum Beispiel am Verlauf des Rotorstroms zu sehen ist, gelingt dies ohne große Störungen.

Abbildung 5.18 zeigt das Verhalten bei permanentem Zurücksetzen des Lagegebers, wel-

ches auch problemlos detektiert und isoliert wird. Wie deutlich zu erkennen ist, wird das Isolationresiduum durch das permanente Zurücksetzen stetig weiter erregt, was die ohnehin problemlose Isolation im Gegensatz zum totalen Fehler weiter begünstigt. Durch den gesteuerten Weiterbetrieb ist in den elektrischen Größen nichts von dieser Pulsation zu erkennen.

Abbildung 5.19 gibt einen Überblick über alle Arbeitspunkte, in denen die Isolation von Fehlern des Lagegebers untersucht wurde. In den Arbeitspunkten, die mit Kreisen markiert sind, wurden totale Ausfälle des Lagegebers nach Gl.(5.7) untersucht. In den Arbeitspunkten, die in dieser Abbildung dunkel ausgefüllt sind, wurden neben dem Totalausfall auch der Fehler „permanentes Zurücksetzen“ aus Abschnitt 5.1.2 untersucht. Lediglich die Isolationen bei Leerlauf und Minimaldrehzahl waren schwankend, was durch ein Ausrufezeichen in der Abbildung gekennzeichnet ist. Neben diesen beiden Fehlern ist der Gleichanteilfehler des Lagegebers in Abschnitt 5.3.5 erklärt.

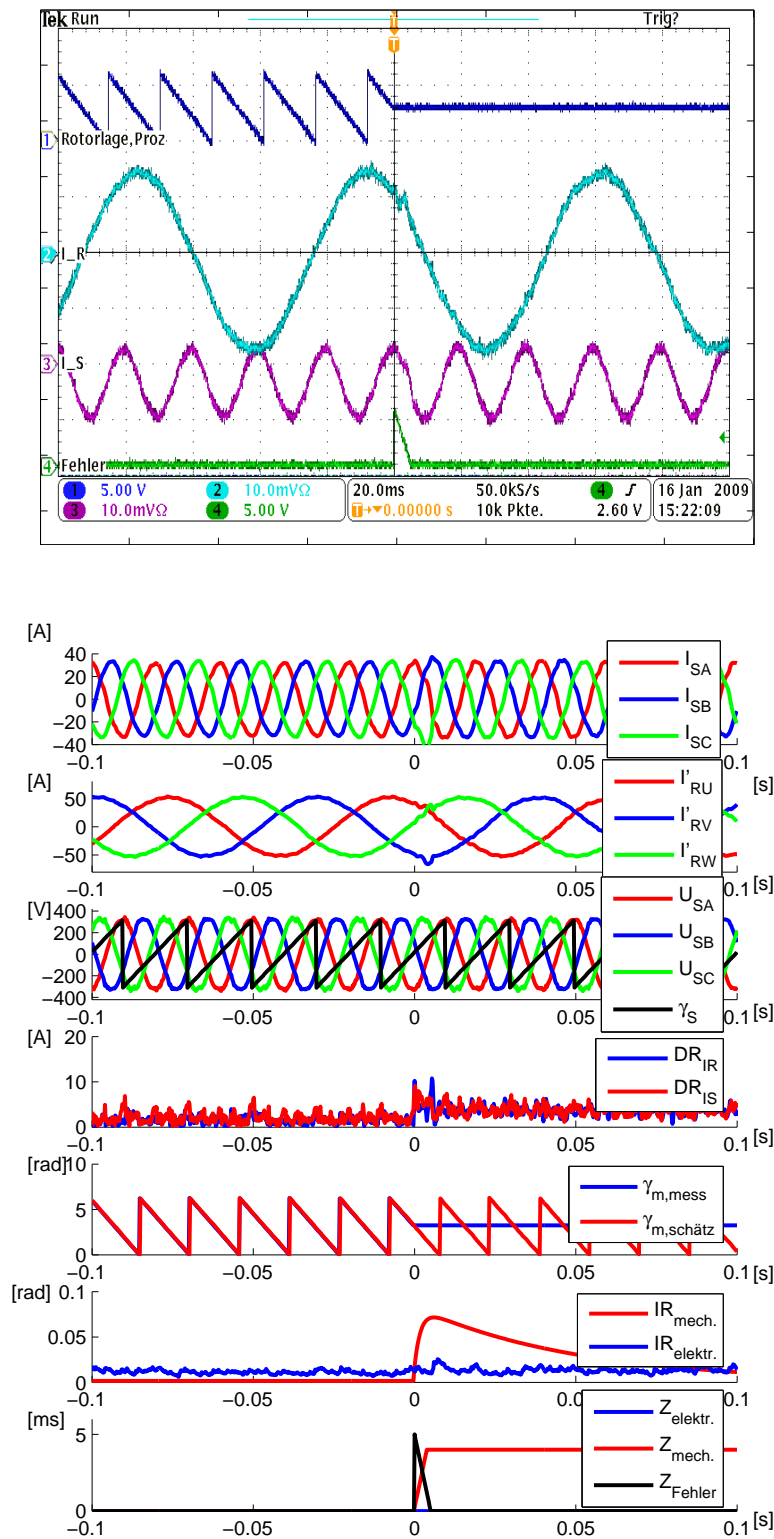


Abbildung 5.17: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Fehlers in dem Lagegeber. Betriebspunkt: $P_{ges} = 20 \text{ kW}$, Drehzahl 2000 1/min , Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus Regelung

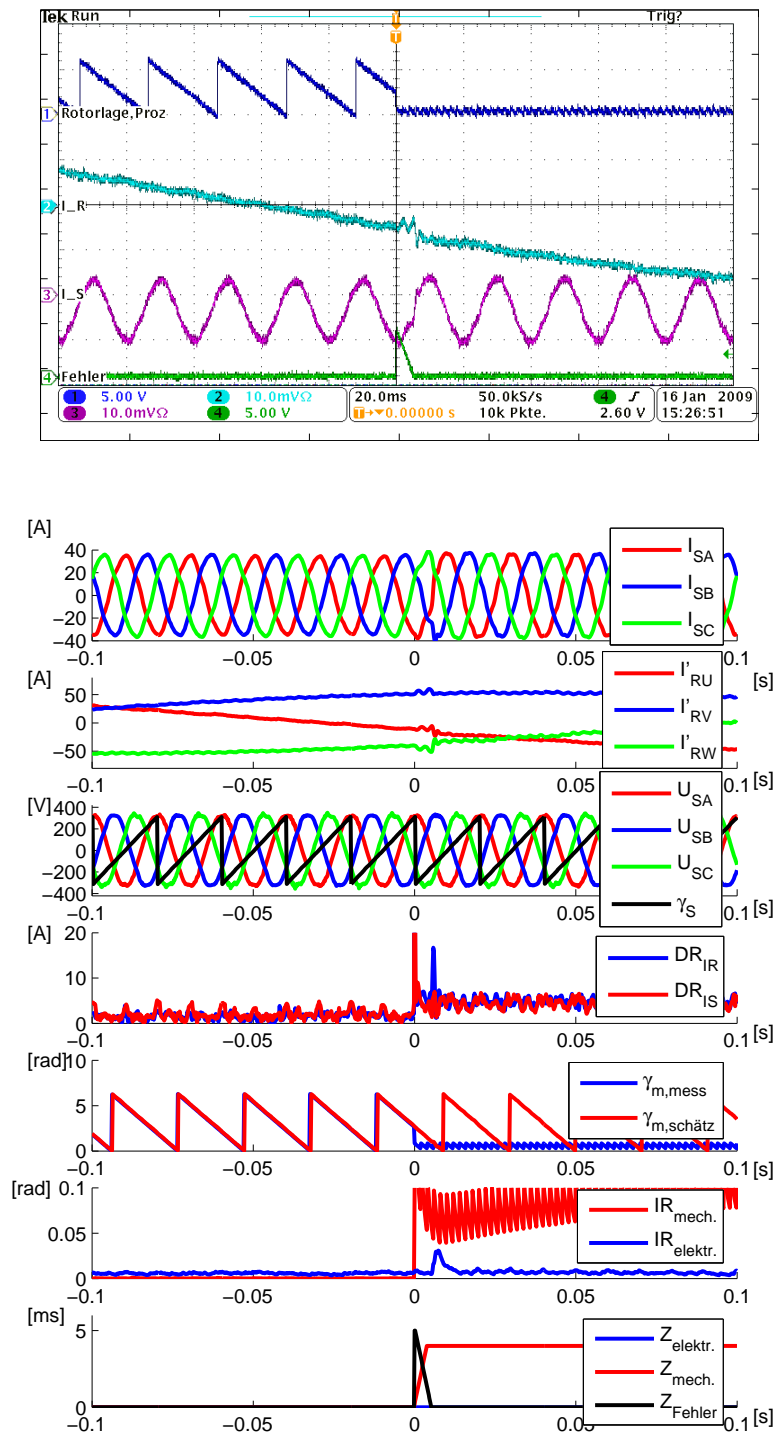


Abbildung 5.18: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Fehlers in dem Lagegeber. Betriebspunkt: $P_{ges} = 18 \text{ kW}$, Drehzahl 1500 1/min , Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

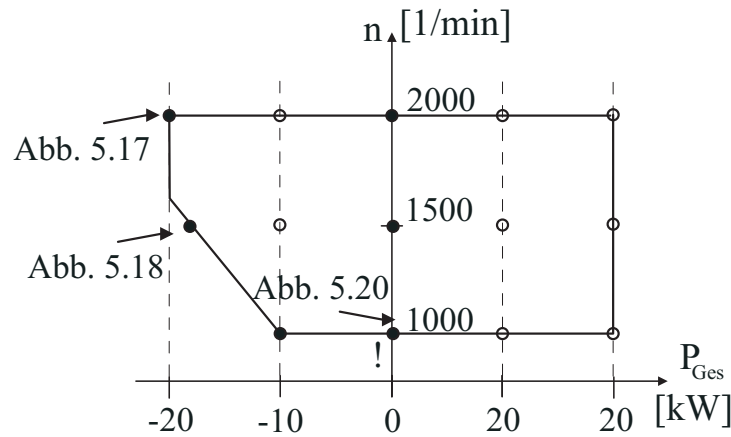


Abbildung 5.19: Überblick über alle erfolgreich durchgeführten Fehlerbehandlungen für Fehler des Lagesensors. In den dunkel ausgefüllten Betriebspunkten wurden totale Fehler und permanentes Rücksetzen, in den übrigen nur der Totalausfall nach Gleichung (5.7) untersucht

5.3.3.3 Problematische Isolationsvorgänge

Wie in Abbildung 5.19 dargestellt, sind in dem Betriebspunkt bei einer Leistung von $P_{ges} = 0 \text{ kW}$ und einer Drehzahl von 1000 1/min Schwierigkeiten bei der Isolation eines Fehlers im Lagegeber aufgetreten. Zwar wird in allen untersuchten Fällen der Lagegeber richtig als der fehlerhafte Sensor erkannt, dies geschieht allerdings nicht klar und ein anderes, falsches Isolationsergebnis kann nicht ausgeschlossen werden. In dem fraglichen Betriebspunkt sind vier Versuche unternommen worden, die vier verschiedene Phasenlagen der Rotorlage abdecken. Beispielfhaft für diese vier Versuche stellt Abbildung 5.20 dar, dass der Zähler $Z_{mech.}$ erst nach mehreren Anläufen die Schwelle von 5 ms erreicht. Gleichzeitig ist trotz gesteuerter Übergangsphase ein starkes Ansteigen des Statorstromes zu erkennen, welches sich in andere Betriebspunkten nicht zeigt. Der genaue Grund kann nicht bestimmt werden, ein Anhaltspunkt ist eventuell die niedrige Rotorgeschwindigkeit in Verbindung mit dem sehr geringen Statorstrom.

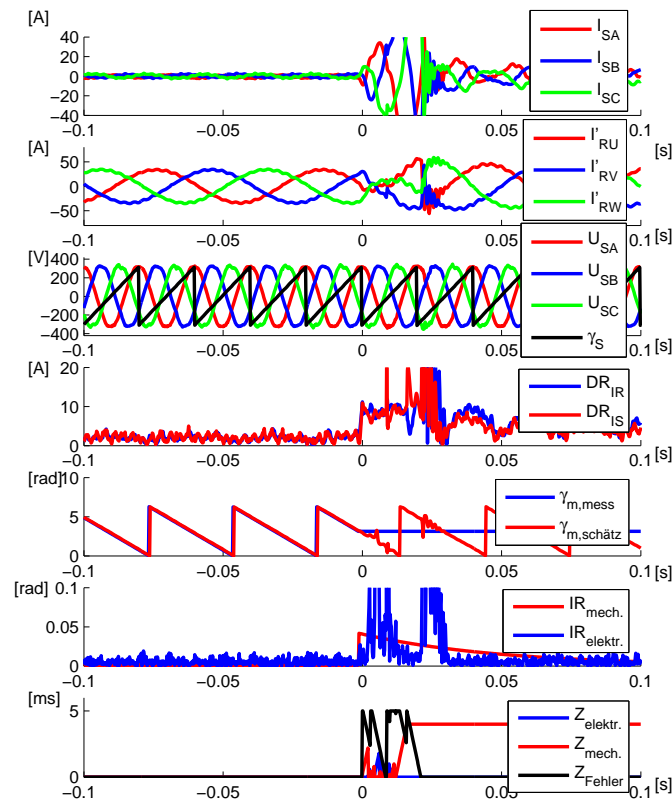


Abbildung 5.20: Messung: Detektion, problematische Isolation und Rekonfiguration eines Fehlers in dem Lagegeber, Betriebspunkt: $P_{ges} = 0 \text{ kW}$, Drehzahl 1000 1/min

5.3.4 Isolationsvorgang der Raumzeigersensoren

5.3.4.1 Teilbeobachterbank und Algorithmus

Parallel zu der ersten Isolationsstufe nach Abbildung 5.16 wird eine zweite Isolationsstufe verwendet, der Algorithmus nach Abbildung 5.22, um zwischen den Raumzeigersensoren zu entscheiden. Das Ergebnis dieses Algorithmus wird nur dann berücksichtigt, wenn die erste Stufe das Ergebnis "Fehler elektrischer Sensor" liefert.

Die in Abbildung 5.21 dargestellte Teil-Beobachterbank der zweiten Gruppe wird zur Isolation von Fehlern der Sensoren verwendet, aus denen Raumzeigergrößen berechnet werden. Sie besteht aus dem Statorstrombeobachter, dem Rotorstrombeobachter und dem Statorspannungsbeobachter. Alle Beobachter basieren auf dem Zustandsraummodell und bestehen größtenteils aus identisch parametrisierten Matrizen. Die Beobachter

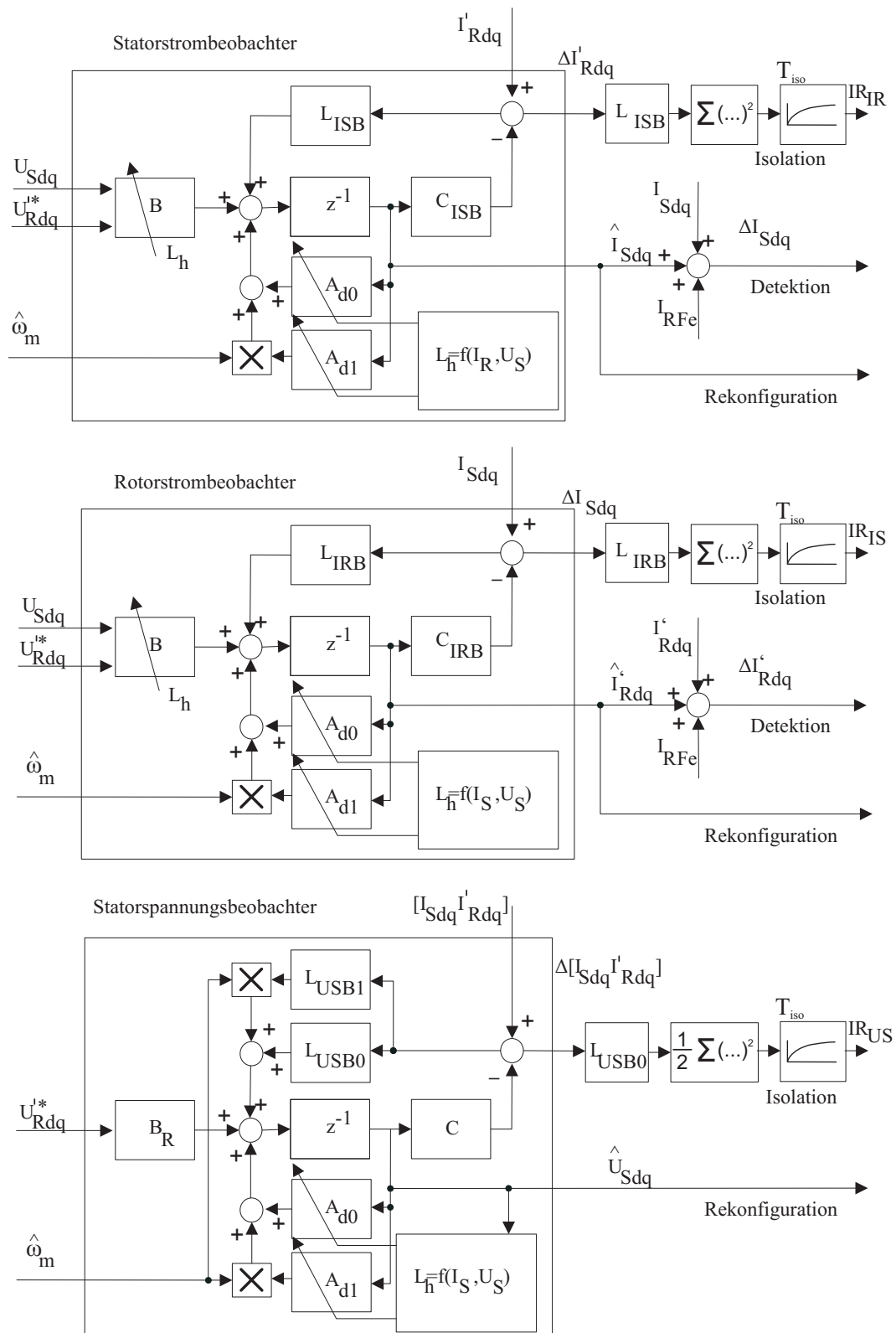


Abbildung 5.21: Teil-Beobachterbank der Gruppe 2 zur Isolation von Fehlern in den Raumzeigersensoren und zur Rekonfiguration

unterscheiden sich in den verwendeten Eingangssignalen und in der Struktur der Beobachterrückführmatrizen. Die Beobachter der Raumzeigergrößen verwenden die Rückführung $L(\hat{y}-y)$, um den Beobachter den gemessenen Zuständen nachzuführen. Diese Rückführung wirkt über die Rückführmatrix L auf die Ableitung $\dot{\hat{x}}$ der Zustände der Beobachter. Wird ein Zustand falsch gemessen, so wird der Beobachter über diesen Signalweg auch diesem falsch gemessenen Zustand nachgeführt.

Die Isolation findet anhand des rückgeführten Residuums nach der Multiplikation mit den Rückführmatrizen statt. Ebenso wäre die Verwendung vor der Multiplikation möglich. Nach dieser Multiplikation ist das Residuum im Fall der Strombeobachter ein vierelementiger Vektor, und im Fall des Statorspannungsbeobachters ein sechselementiger Vektor. Von diesen Vektoren wird das Quadrat gebildet. Das Quadrat wird anstelle des Betrages verwendet, um auf die Wurzelbildung zu verzichten. Das Ergebnis der Quadratbildung wird mit $T_{iso} = 25$ ms tiefpassgefiltert. Es ergeben sich die drei Isolationsresiduen IR_{IR} , IR_{IS} und IR_{US} . Für das Residuum der Spannungsbeobachtung wird der Faktor $\frac{1}{2}$ verwendet, da hier das Residuum von Stator- und Rotorstrom zurückgekoppelt wird, und somit das Summenresiduum größer als bei den beiden Strombeobachtern ist. Genau wie bei der Isolationsentscheidung zwischen elektrischem und mechanischem Sensor werden die Residuen gegeneinander verglichen, nicht aber mit einer Schwelle. Dieser Vergleich ist in dem Algorithmus nach Abbildung 5.22 beschrieben. Genau wie in Algorithmus 5.16 wird jedem Residuum ein Zähler Z_{IR} , Z_{IS} und Z_{US} zugeordnet. In jedem Abtastschritt werden die Residuen IR_{IR} , IR_{IS} und IR_{US} berechnet, und das kleinste bestimmt. Der Beobachter, der am unempfindlichsten reagiert, zeigt den Fehler an und weist das kleinste Residuum auf. Der diesem Residuum zugeordnete Zähler wird heraufgezählt, während die beiden anderen zu null gesetzt werden. Erreicht einer der drei Zähler den Wert S_{Iso} , so ist einer der drei Sensoren als fehlerhaft isoliert.

Im Folgenden werden sechs Experimente vorgestellt, die den beschrittenen Weg darstellen sollen. Gezeigt werden jeweils zwei Fehler des Statorspannungssensors, des Statorstromsensors und der Rotorstromsensors. In der Tabelle sind nur Fehler der Sensoren in der Phase A bzw. U aufgeführt. Fehler in der Phase B und V werden genauso sicher erkannt.

Fehler	Fehlerart	Winkellage	Leistung	Drehzahl	Abbildung
U_{SA}	Totalausfall	Scheitel	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.23 5.24
U_{SA}	Totalausfall	Nulldurchgang	$P_{ges} = 18 \text{ kW}$	1500 1/min	5.25
I_{SA}	Totalausfall	Scheitel	$P_{ges} = 20 \text{ kW}$	2000 1/min	5.27 5.28
I_{SA}	Totalausfall	Nulldurchgang	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.29
I_{RU}	Totalausfall	fallend	$P_{ges} = 20 \text{ kW}$	2000 1/min	5.31 5.32
I_{RU}	Totalausfall	Nulldurchgang	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.33

Tabelle 5.2: Überblick über die dargestellten Experimente zur Fehlerbehandlung in den Sensoren der Statorspannung, des Statorstroms und des Rotorstroms.

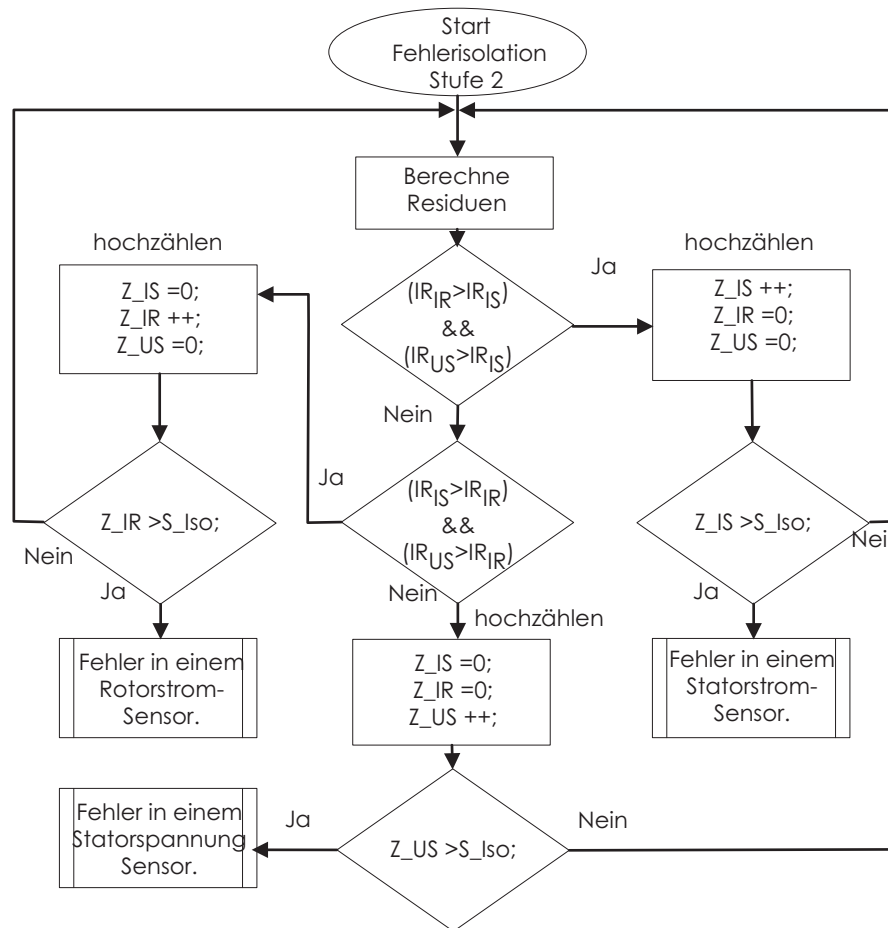


Abbildung 5.22: Zweite Stufe des Isolationsprozesses: Entscheidung zwischen den elektrischen Sensoren Statorstrom, Rotorstrom und Statorspannung

5.3.4.2 Isolation und Rekonfiguration eines Statorspannungssensorfehlers

Abbildungen 5.23 und 5.24 zeigen eine vollständige und erfolgreiche Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines totalen Fehlers nach Gleichung (5.1) im Statorspannungssensor U_{SA} . Abbildung 5.23 stellt dabei die Entscheidung für den elektrischen Sensor in der ersten Stufe dar, während Abbildung 5.24 die eigentliche Isolation durch den Algorithmus aus Abbildung 5.22 zeigt. Der untere Bereich der Abbildung zeigt die Zeitverläufe der Messungen der Ströme I_S und I_R sowie der Statorspannung U_S in den oberen drei Achsen. In der vierten Achse sind die Detektionsresiduen zu sehen. Wie zu sehen ist, findet der Fehler im Scheitelpunkt der Spannung statt. Hierdurch steigen die Detektionsresiduen $\tilde{R}D_{IS}$ und $\tilde{R}D_{IR}$ schnell stark an und lösen unmittelbar eine Fehlerdetektion aus. Der Extrapolationszähler Z_{Fehler} ist dabei in der sechsten Achse dargestellt. Während er größer als null ist, befindet sich die Regelung im gesteuerten Betrieb. Während dieser Phase werden die Isolationsresiduen, die in der fünften Achse dargestellt sind, ausgewertet. Es ist offensichtlich, dass der grüne Zeitverlauf, der der Statorspannung zugeordnet ist, andauernd den kleinsten Wert aufweist. Hierdurch wird mit Hilfe des entsprechenden Zählers Z_{US} , grün dargestellt in der sechsten Achse, auf einen Fehler in dem Statorspannungssensor geschlossen. Dieses Ergebnis wird abschließend zur Rekonfiguration verwendet, da der Algorithmus nach Abbildung 5.16 auf einen Fehler in den elektrischen Sensoren entscheidet, wie in der siebten Achse dargestellt. Nachdem der Extrapolationszähler auf Null gefallen ist, wird auf die durch den Spannungsbeobachter nach Abschnitt 4.3.5 bestimmte Spannung und Winkel rekonfiguriert. Die Regelung läuft weiterhin stabil, während des Fehlers und der darauffolgenden gesteuerten Übergangsphase sind keine großen Transienten in Spannungen oder Strömen zu messen.

Im oberen Bereich der Abbildung 5.24 sind die selben Messergebnisse in einem Oszillogramm dargestellt. Auch hier ist an dem Verlauf des Rotorstroms deutlich zu erkennen, dass die Rekonfiguration erfolgreich verläuft. Die Steuerungsphase ist durch den Extrapolationszähler Z_{Fehler} in Kanal 4 kenntlich gemacht.

Abbildung 5.25 zeigt eine zweite komplette Fehlerbehandlung für einen Statorspannungssensor. Im Gegensatz zu dem vorherigen Beispiel in Abbildung 5.24 ist in diesem Fall der Zeitpunkt des Spannungseinbruchs nicht im Scheitel der Spannung, sondern im Nulldurchgang. Es ergibt sich dennoch ein sehr vergleichbares Verhalten, auch wenn die Detektionsresiduen langsam ansteigen und somit die Fehlerschwelle verzögert überschritten wird. Diese Verzögerung ist auch deutlich in dem Oszillogramm 5.25 (oben) daran zu erkennen, dass das Signal Z_{Fehler} (grün) verzögert eintritt, nachdem die gemessene Spannung U_{SA} dauerhaft auf null bleibt. Es ändert sich aber nichts daran, dass die Isolation schnell und

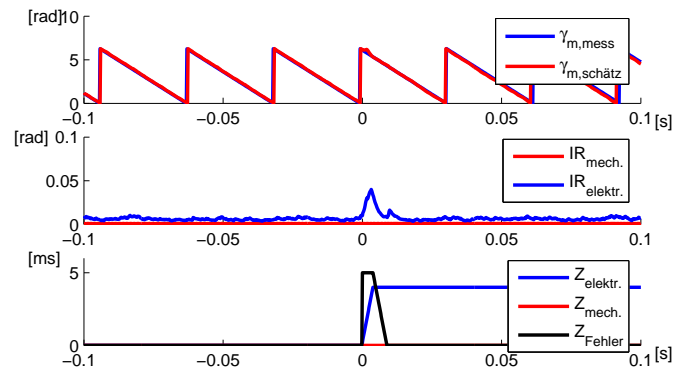


Abbildung 5.23: Messung: Entscheidung nach Algorithmus Abb. 5.16 während Statorspannungssensor-Fehler U_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 10$ kW, Drehzahl 1000 $1/min$, Entspricht Abbildung 5.24

eindeutig geschieht, und die Rekonfiguration ohne Störungen abläuft.

Abbildung 5.26 gibt einen Überblick über alle Arbeitspunkte, in denen die Isolation von Fehlern des Statorspannungssensors untersucht wurde. In den Arbeitspunkten, die mit Kreisen markiert sind, wurden totale Ausfälle des Sensors nach (5.1) untersucht. In den Arbeitspunkten, die in dieser Abbildung dunkel ausgefüllt sind, wurde das Verhalten bei vier verschiedenen Phasenlagen des Fehlers untersucht. In keinem der untersuchten Arbeitspunkte war die Isolation unklar oder problematisch. Zusätzlich wurde untersucht, ob auch der gleichzeitige Ausfall beider Spannungssensoren korrekt rekonfiguriert wird. Dies war immer problemlos in allen Betriebspunkten der Fall.

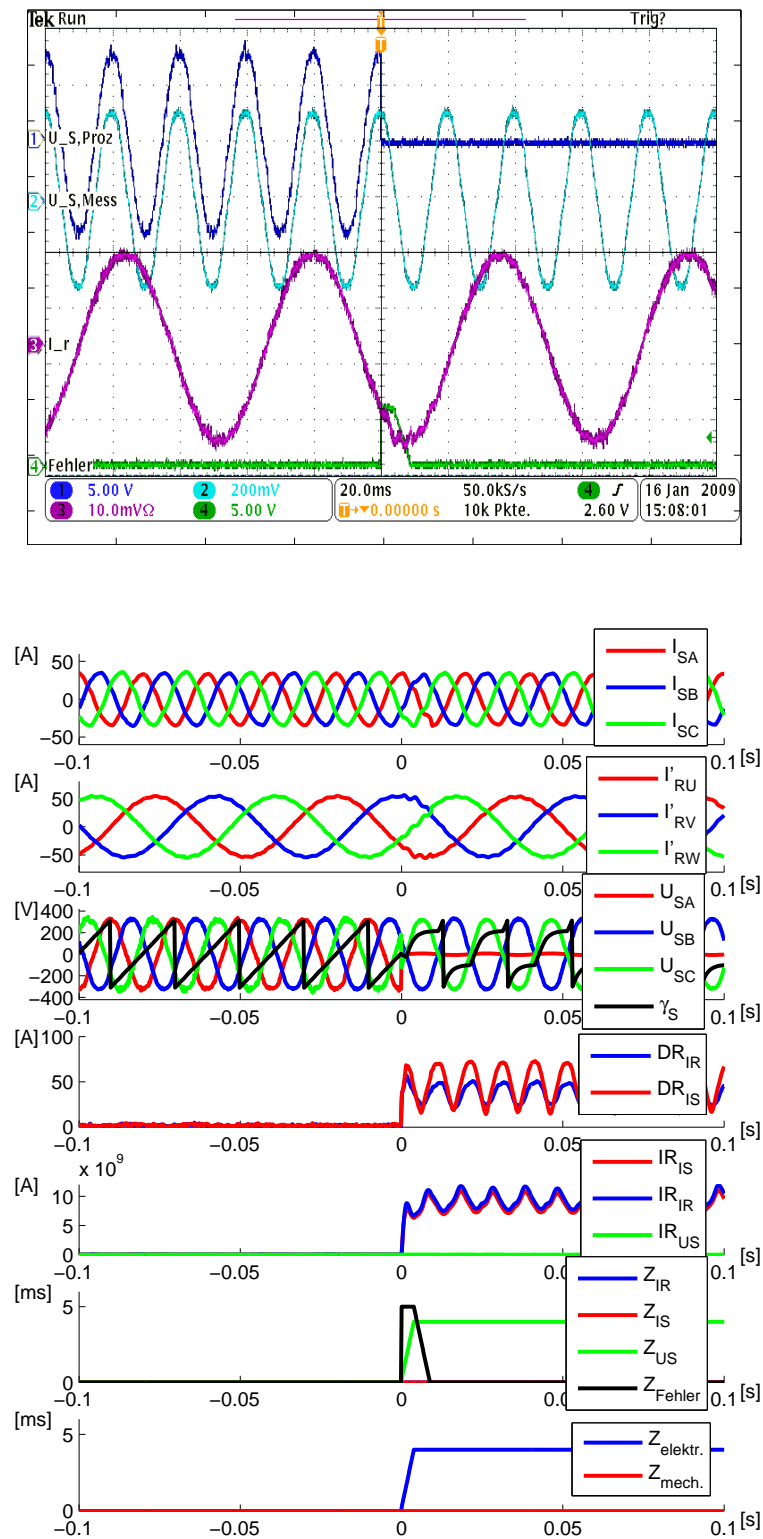


Abbildung 5.24: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorspannungssensor U_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, Drehzahl $1000 \frac{1}{\text{min}}$. Einstellungen: 50 A/div , 200 V/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung, Identischer Datensatz wie in Abbildung 5.23

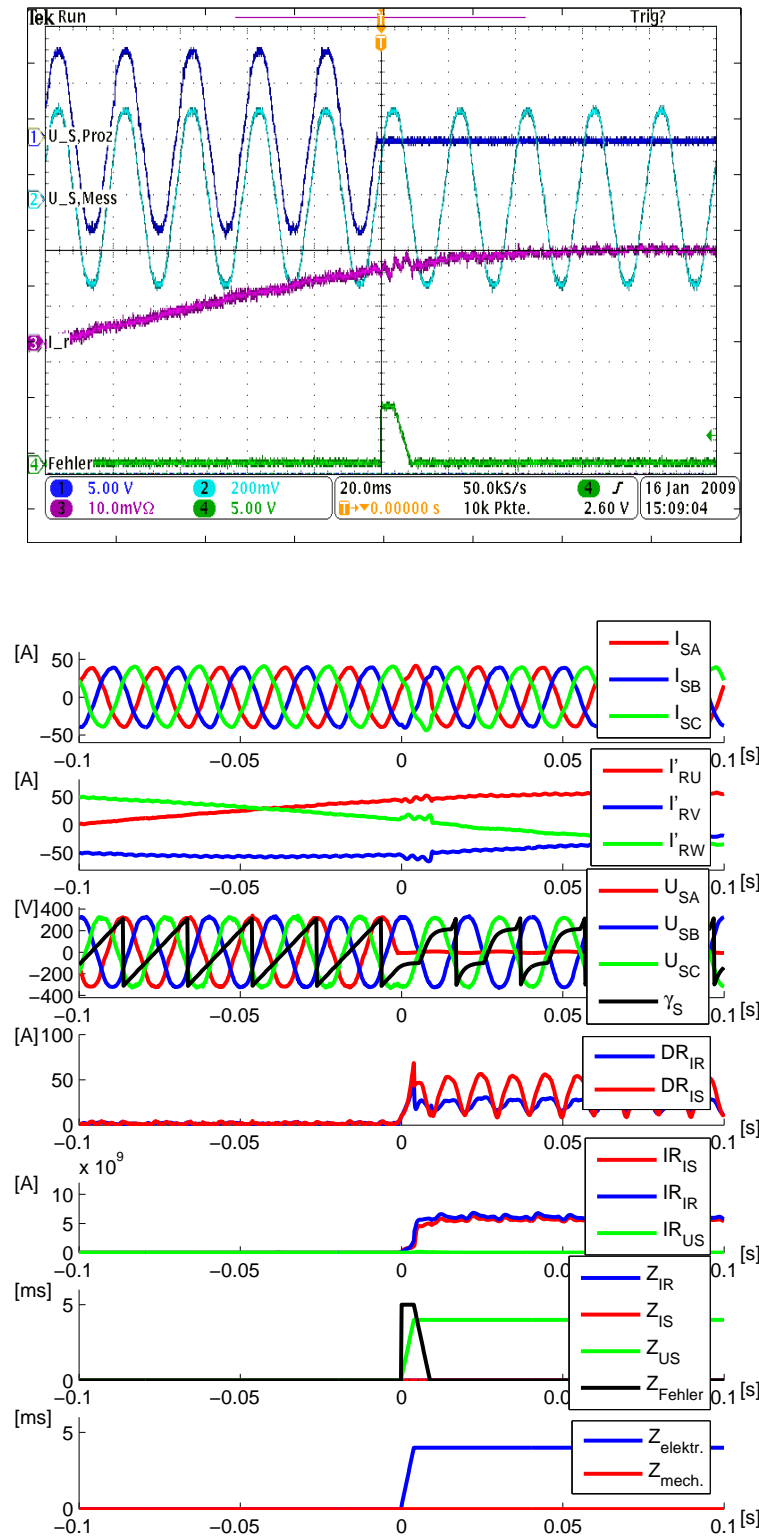


Abbildung 5.25: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorspannungssensor U_{SA} , Betriebspunkt: $P_{ges} = 18 \text{ kW}$, Drehzahl $1500 \frac{1}{\text{min}}$, Einstellungen: 50 A/div , 200 V/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, mit verzögerter Detektion, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

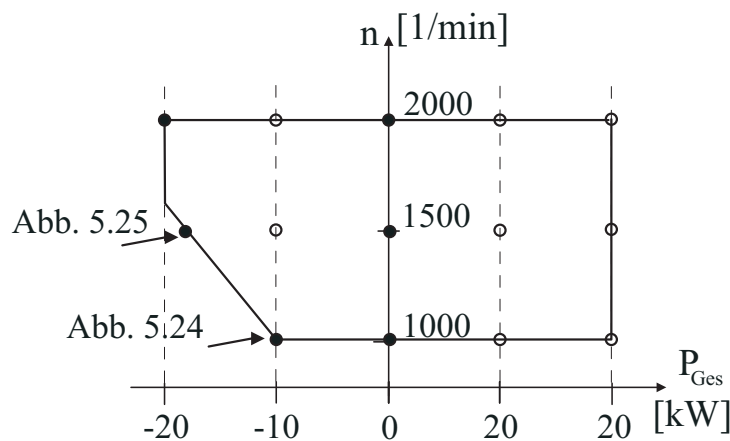


Abbildung 5.26: Überblick über alle erfolgreich durchgeführten Fehlerbehandlungen für Fehler der Statorspannungssensoren, Schwarz: Doppelausfall und Totaler Fehler in allen vier Phasenlagen $\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C, \gamma_D$, nach Abschnitt 5.1.2, Kreis: Doppelausfall und totaler Fehler in zufälligem Punkt

5.3.4.3 Isolation und Rekonfiguration eines Statorstromsensorfehlers

Abbildungen 5.27 und 5.28 zeigen die Behandlung eines Fehlers im Statorstromsensor I_{SA} . Abbildung 5.27 zeigt, dass die Entscheidung für den elektrischen Sensor nach dem Algorithmus aus Abbildung 5.16 sehr deutlich ist. Im Fehlerzeitpunkt in Abbildung 5.28 befindet sich der Statorstrom auf dem Scheitelwert. Die Isolation erfolgt eindeutig und ohne Schwierigkeiten, wie anhand der Detektionsresiduen in Achse 4, der Isolationsresiduen in Achse 5 und der dazugehörigen Zähler in der Abbildung 5.28 deutlich zu sehen ist. Im Vergleich zu den Darstellungen in Abschnitt 5.3.4.2 ist die Skala der Isolationsresiduen in Achse 5 um eine Größenordnung verringert. Dies stellt aber kein Problem dar, da die Relation der Residuen zueinander ausgewertet wird. Die dargestellte Detektion führt zu keinen problematischen Transienten in den elektrischen Größen.

In Abbildung 5.29 ist ein Fehler nahe des Nulldurchgangs dargestellt. Die Entscheidung zwischen mechanischem und elektrischem Sensor erfolgte sehr ähnlich zu den bisher gezeigten Beispielen, und ist daher nicht dargestellt. Der Fehler tritt in diesem Fall im Nulldurchgang des Stroms auf. Dadurch steigen die Detektionsresiduen in Achse 4 langsamer an, und das Isolationsresiduum des Rotorstrombeobachters in Achse 5 zeigt eine weniger starke Ausprägung. Dennoch gelingt die Isolation und Rekonfiguration, wie durch die Zähler in Achse 6 gezeigt.

Abbildung 5.30 gibt einen Überblick über alle Arbeitspunkte, in denen die Isolation von Fehlern des Statorstromsensors untersucht wurde. In den Arbeitspunkten, die mit Kreisen markiert sind, wurden totale Ausfälle des Sensors nach Gleichung (5.1) untersucht. In

den Arbeitspunkten, die in dieser Abbildung dunkel ausgefüllt sind, wurde das Verhalten bei vier verschiedenen Phasenlagen des Fehlers untersucht. Die mit A gekennzeichneten Betriebspunkte sind beim Scheitelwert der jeweiligen Phase, die mit C gekennzeichneten beim Nulldurchgang gemessen worden. Bei den mit E gekennzeichneten Betriebspunkten wurde anstatt des problematischen Totalausfalls ein Maximalausschlagfehler nach (5.4) getestet. Zusätzlich wurde untersucht, ob auch der gleichzeitige Ausfall beider Statorstromsensoren korrekt rekonfiguriert wird. Dies war immer problemlos der Fall.

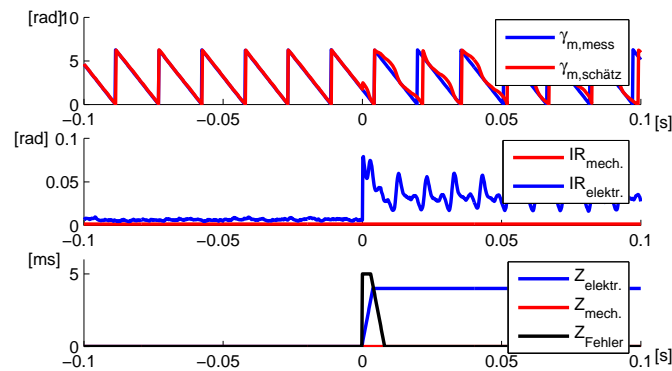


Abbildung 5.27: Messung: Entscheidung nach Algorithmus Abb. 5.16 während Statorstromsensor-Fehler I_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 20$ kW, Drehzahl 2000 $1/\text{min}$. Identischer Datensatz wie in Abbildung 5.28

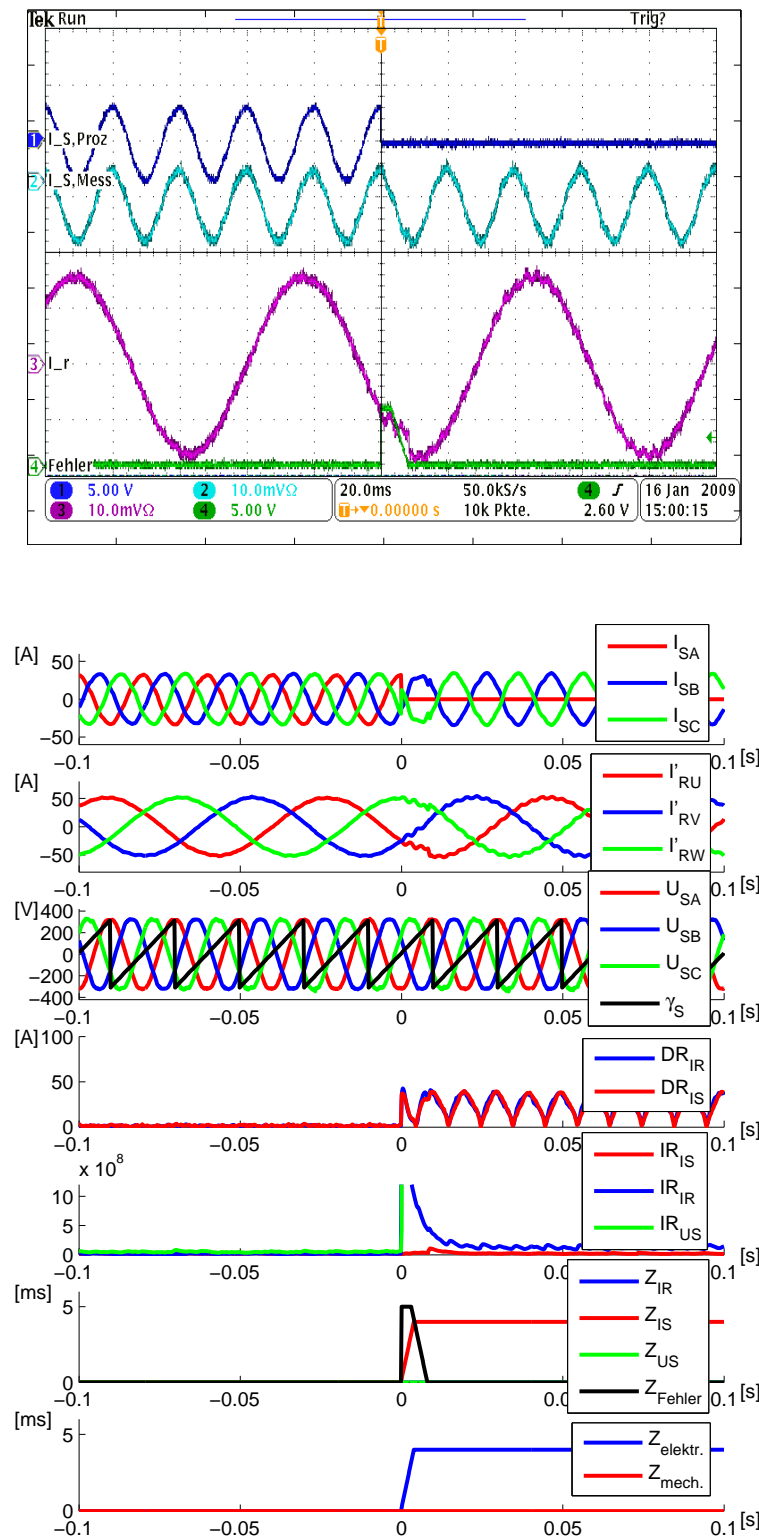


Abbildung 5.28: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorstromsensor I_{SA} . Achse 5 eine Größenordnung herabskaliert (vgl. Abschnitt 5.3.4.2). Betriebspunkt: $P_{ges} = 20 \text{ kW}$, Drehzahl 2000 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div . Oben: Oszillogramm. Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung. Identischer Datensatz wie in Abbildung 5.27

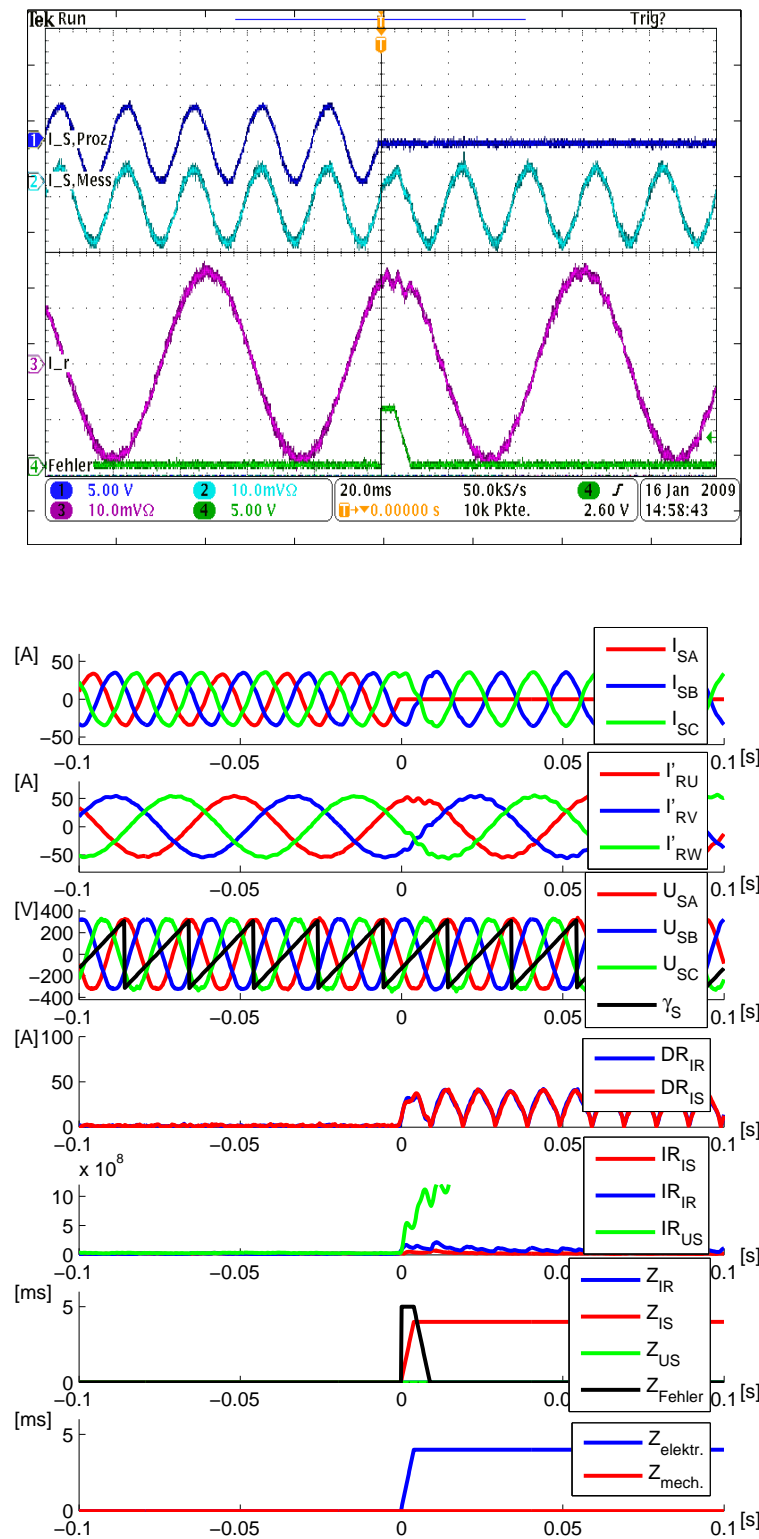


Abbildung 5.29: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorstromsensor I_{SA} . Achse 5 eine Größenordnung herabskaliert (vgl. Abschnitt 5.3.4.2). Betriebspunkt: $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, Drehzahl 1000 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div . Oben: Oszillogramm. Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

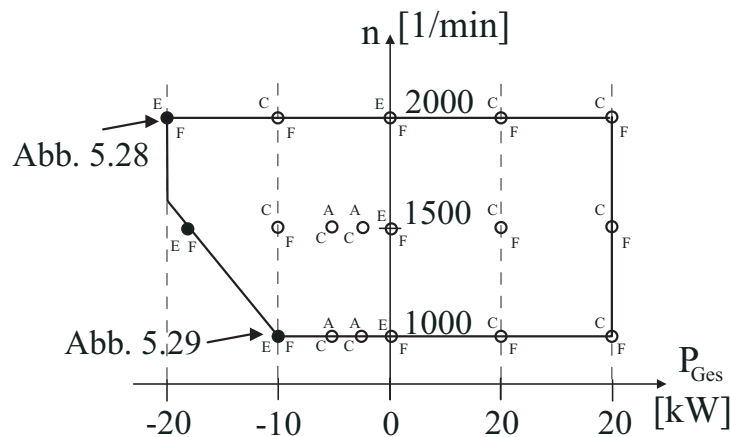


Abbildung 5.30: Überblick über alle erfolgreich durchgeführten Fehlerbehandlungen für Fehler der Statorstromsensoren. A: Scheitelwert, C: Nulldurchgang, E: Maximalausschlagfehler, F: Doppelausfall, schwarz: Totaler Fehler in allen vier Phasenlagen $\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C, \gamma_D$, nach Abschnitt 5.1.2

5.3.4.4 Isolation und Rekonfiguration eines Rotorstromsensorfehlers

In Abbildungen 5.31 und 5.32 wird die Behandlung eines Fehlers im Rotorstromsensor I_{RU} dargestellt. Abbildung 5.31 zeigt, dass die Entscheidung der ersten Stufe eindeutig auf einen elektrischen Sensor fällt. Der Fehler nach Abbildung 5.32 findet zu einem Zeitpunkt statt, zu dem der Rotorstrom der entsprechenden Phase ausreichend von dem Nullpunkt entfernt ist. Daher steigen die Detektions- und Isolationsresiduen in Achse 4 und 5 der Abbildung 5.32 schnell an. Die Isolation des Fehlers ist eindeutig und es entstehen keine schädlichen Transienten. Es ist zu sehen, dass das grüne Isolationsresiduum des Statorspannungsbeobachters in Achse 5 stärker ausschlägt als das Residuum des Statorstrombeobachters, was jedoch für die Isolation kein Problem darstellt. Da das Residuum IR_{IR} andauernd am kleinsten ist, wird der Fehler sicher isoliert.

Abbildung 5.33 stellt ebenso einen Fehler des Rotorstromsensors I_{RU} dar. Die Entscheidung für einen elektrischen Sensor ist ähnlich zu der in Abbildung 5.31 dargestellten und wird daher nicht erneut aufgeführt. Im Gegensatz zu dem Vorgang in Abbildung 5.32 ist in diesem Fall der Rotorstrom der betreffenden Phase fast im Nulldurchgang, weswegen die Detektionsresiduen ein deutlich langsames Verhalten zeigen. Die Isolationsresiduen schlagen infolgedessen sehr viel geringer aus, weswegen die Skalierung der fünften Achse um eine Größenordnung verringert wurde. Da anstatt des absoluten Ausschlages der Residuen der relative Wert zueinander zählt, beeinträchtigt dies die korrekte Isolation nicht. Allerdings stellt der dargestellte Verlauf in Achse 5 dar, aus welchen Gründen eine fehlerhafte Isolation auftreten könnte. Dies könnte zum Beispiel dadurch geschehen, dass

das Isolationsresiduum des Statorstrombeobachters sich nicht deutlich genug von dem des Rotorstrombeobachters abhebt.

Abbildung 5.34 gibt einen Überblick über alle Arbeitspunkte, in denen die Isolation von Fehlern des Rotorstromsensors untersucht wurde. In den Arbeitspunkten, die mit Kreisen markiert sind, wurden totale Ausfälle des Sensors nach Gleichung (5.1) untersucht. In den Arbeitspunkten, die in dieser Abbildung dunkel ausgefüllt sind, wurde das Verhalten bei vier verschiedenen Phasenlagen (Nulldurchgang, steigend, Scheitelpunkt und fallend) untersucht. In den untersuchten Arbeitspunkten bei $1000 \text{ }^1/\text{min}$ und $1500 \text{ }^1/\text{min}$ war die Isolation zwar erfolgreich, aber die Entscheidung bei einem Fehlerzeitpunkt im Nulldurchgang des Stromes fiel knapp aus. Eine fehlerhafte Isolation könnte somit in diesen Betriebspunkten auftreten, sie sind daher mit einem Ausrufezeichen gekennzeichnet. Zusätzlich wurde untersucht, ob auch der gleichzeitige Ausfall beider Rotorstromsensoren korrekt rekonfiguriert wird. Dies war immer problemlos der Fall.

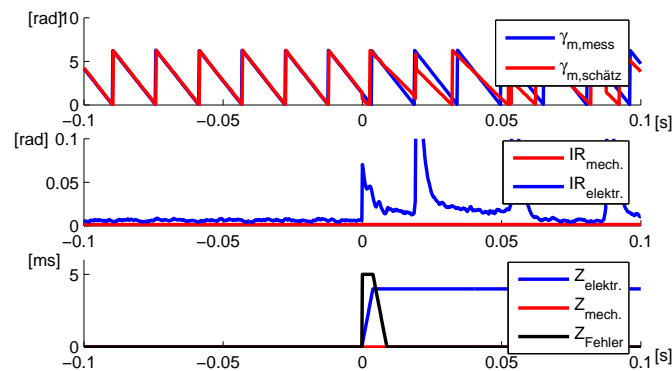


Abbildung 5.31: Messung: Entscheidung nach Algorithmus Abb. 5.16 während Rotorstromsensor-Fehler I_{RU} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 20 \text{ kW}$, Drehzahl $2000 \text{ }^1/\text{min}$. Datensatz identisch zu Abbildung 5.32

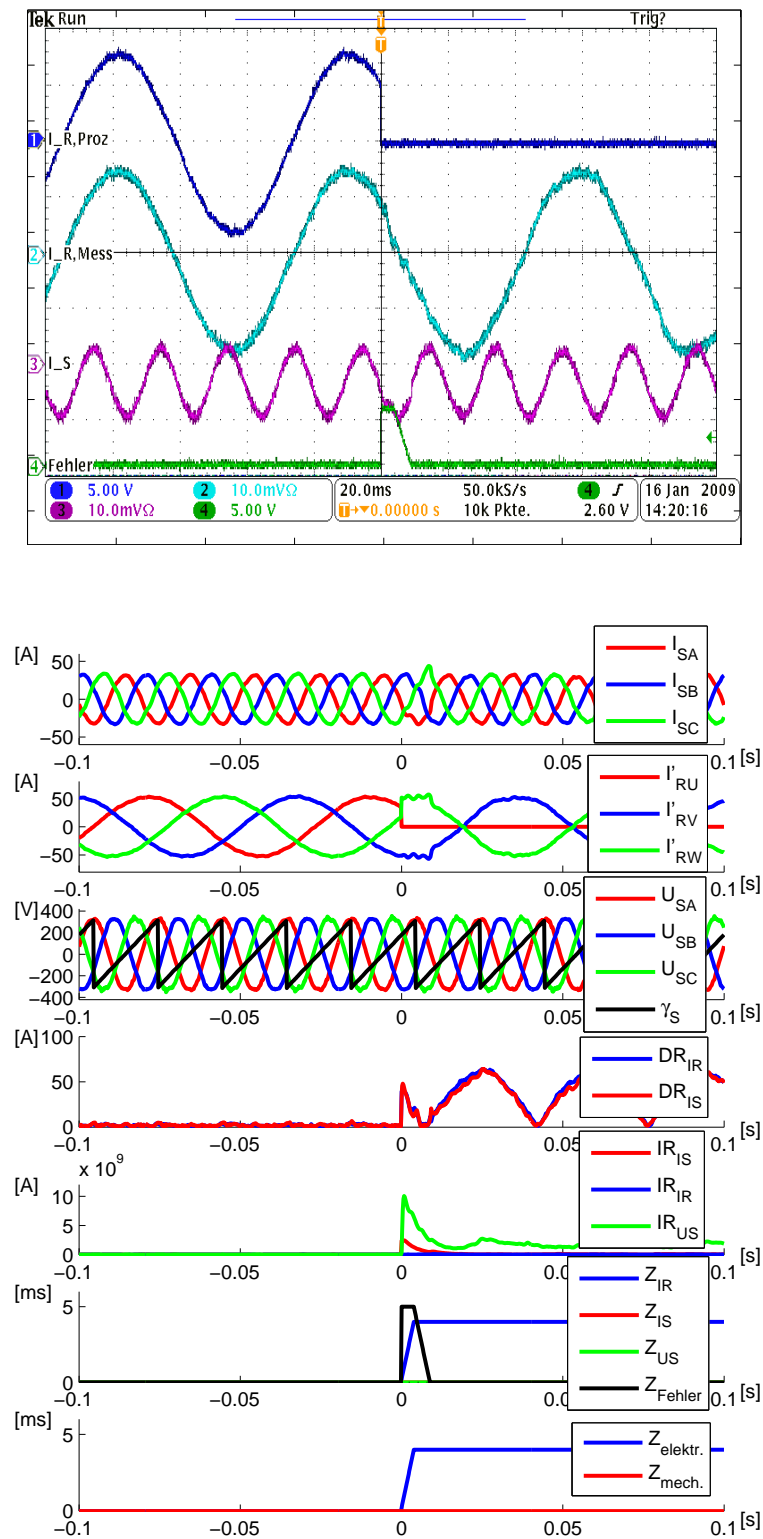


Abbildung 5.32: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Rotorstromsensor I_{RU} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 20 \text{ kW}$, Drehzahl 2000 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div . Oben: Oszillogramm. Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung. Datensatz identisch zu Abbildung 5.31

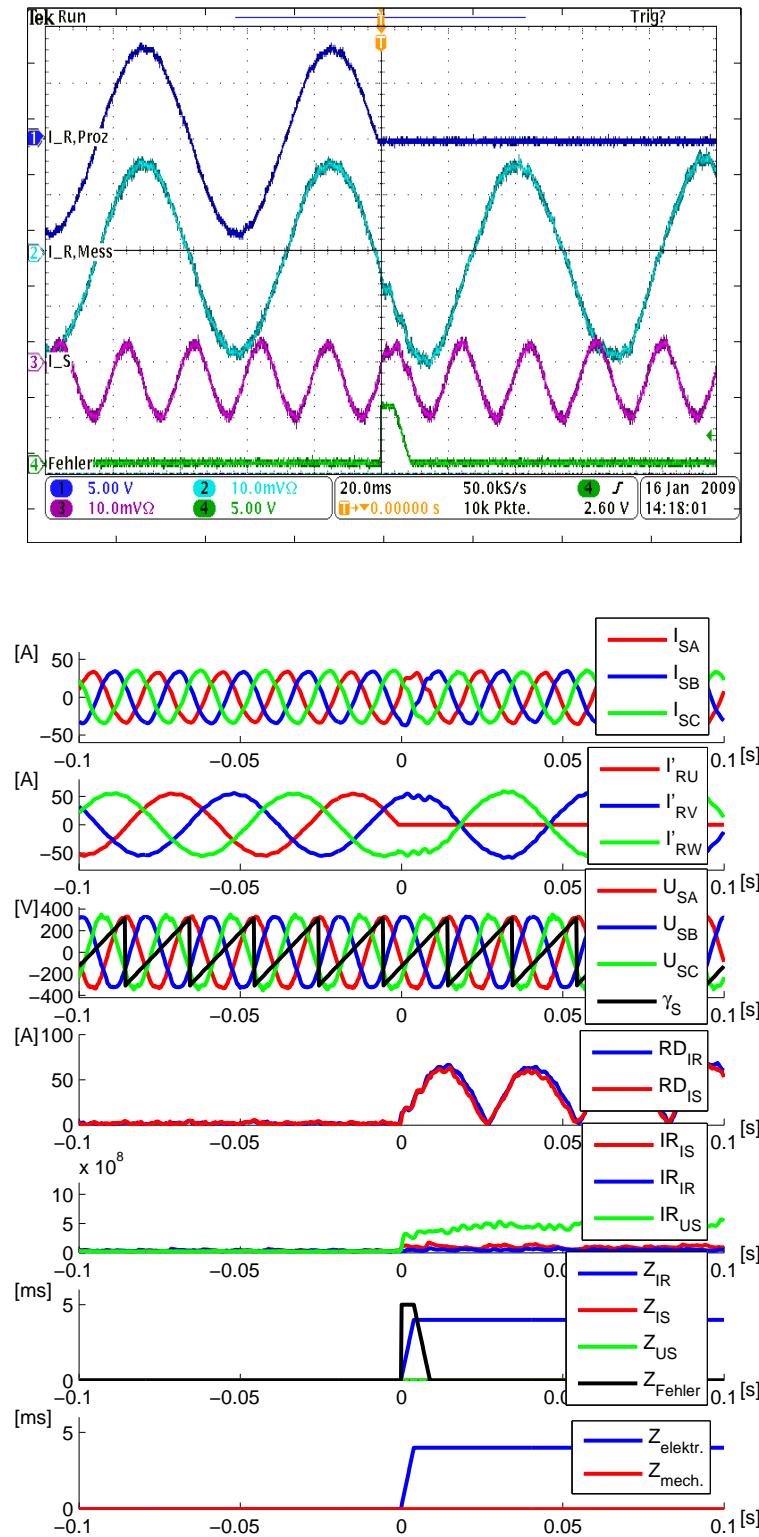


Abbildung 5.33: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Rotorstromsensor I_{RU} . Achse 5 eine Größenordnung herabskaliert (vgl. Abb. 5.32). Betriebspunkt: $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, Drehzahl $1000 \text{ }^1/\text{min}$. Einstellungen: $50 \text{ A}/\text{div}$, $20 \text{ ms}/\text{div}$. Oben: Oszillogramm. Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

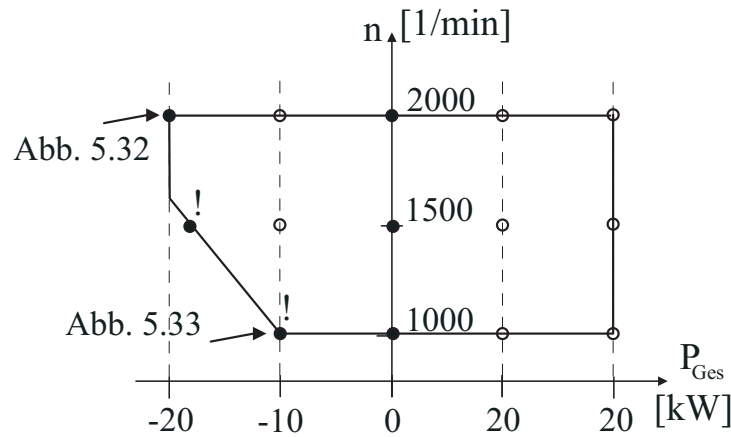


Abbildung 5.34: Überblick: Fehler in Rotorstromsensoren. Ausrufezeichen: Betriebspunkte mit korrektem, aber knappen Ergebnis bei Nulldurchgang. Schwarz: Totaler Fehler in allen vier Phasenlagen $\gamma_A, \gamma_B, \gamma_C, \gamma_D$, nach Abschnitt 5.1.2. Kreis: Totaler Fehler in zufälliger Lage und Doppelfehler

5.3.4.5 Problematische Isolationsvorgänge

In diesem Abschnitt sind einige Beispiele für das Scheitern und das beinahe Scheitern von Isolationsvorgängen aufgeführt. Abbildung 5.35 zeigt, wie im Fall eines Statorstromsensorfehlers nach erfolgter Detektion zunächst der Zähler des Rotorstromsensors heraufgezählt wird. Bevor jedoch die Isolationschwelle S_{Iso} erreicht wird, wird korrekt auf den Zähler des Statorstromsensors gewechselt und so letztendlich das richtige Isolationsresultat erzeugt. Abbildung 5.36 zeigt, dass im Fall einer kleinen Leistung das Detektionsresiduum eines Fehlers in einem Statorstromsensor nicht ausreicht, um die Detektionsschwelle zu überschreiten. Es ist deutlich zu erkennen, dass zwischen Fehler- und Detektionszeitpunkt in etwa eine Zeitspanne von 60 ms liegt. Erst als die Detektionsschwelle überschritten wird, wird der Fehler korrekt isoliert. Abbildung 5.37 zeigt ebenfalls im Fall eines Statorstromsensorausfalls, dass auch Fehlisolationen auftreten können. In einem Betriebspunkt mit einer Leistung von 10 kW und einer Drehzahl von 2000 1/min wird zwar der Fehler unverzüglich detektiert, der Isolationsalgorithmus entscheidet jedoch fälschlicherweise auf einen Fehler in einem Rotorstromsensor. Hieraus resultierend wird die Regelung so rekonfiguriert, dass die zur Rotorstromregelung verwendeten Signale aus dem Rotorstrombeobachter bezogen werden. Dieser ist jedoch wegen des Ausfalls eines Statorstromsensors nicht zu verwenden. In dem aufgezeichneten Fall schaltet der Umrichter wegen erhöhter Kollektor-Emitter-Spannung an einem der Halbleiterventile automatisch ab. Der hier dargestellte Fall einer Fehlisolationsvorgang ist unüblich und trat in den durchgeführten Versuchen sehr selten auf. Da ein solcher Fall trotzdem nicht gänzlich ausgeschlossen werden kann, ist er hier aufgeführt.

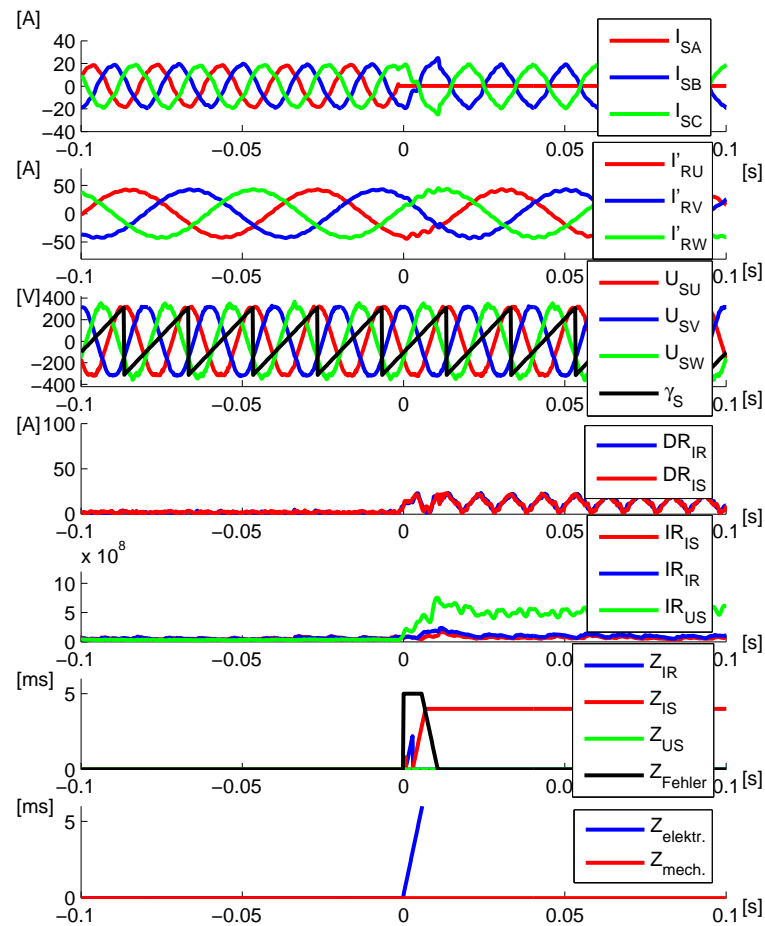
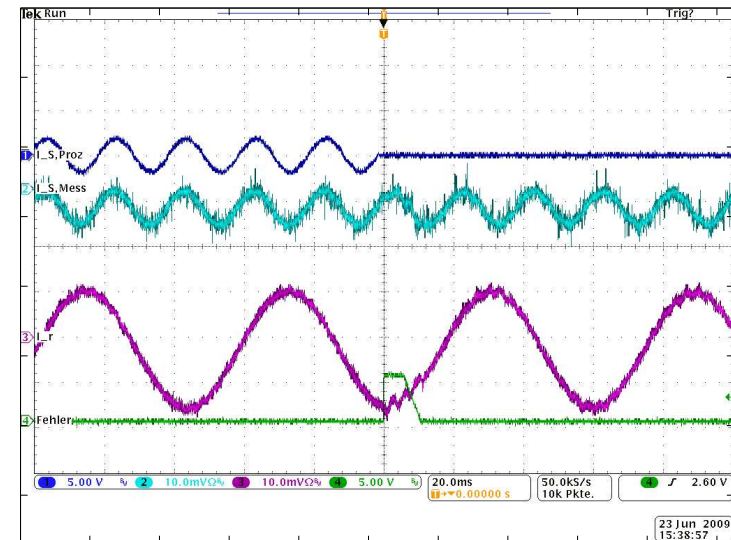


Abbildung 5.35: Messung: Sofortige Detektion, zunächst beginnend falsch, dann korrekte Isolation und Rekonfiguration eines Fehlers in dem Statorstromsensor I_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 5 \text{ kW}$, Drehzahl 1000 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

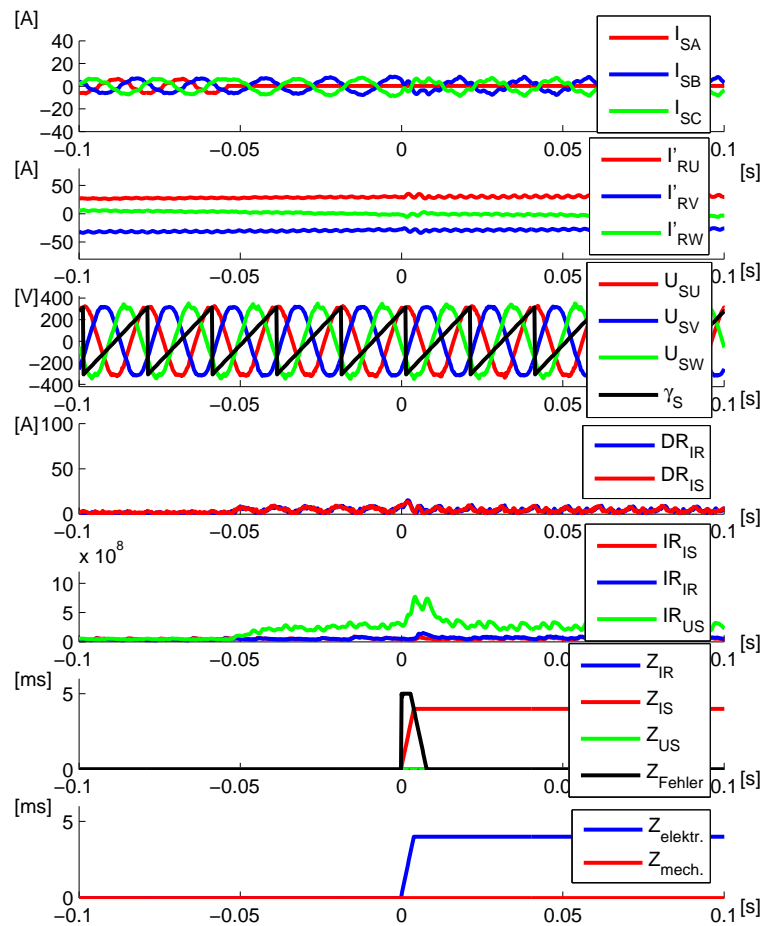
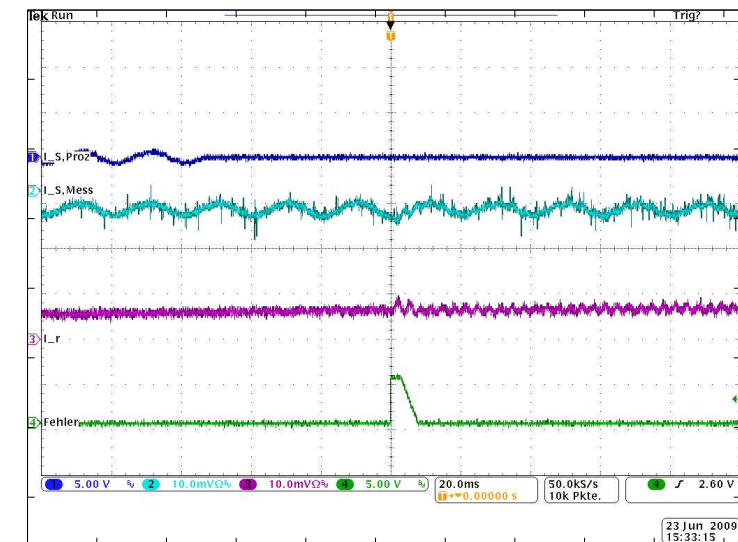


Abbildung 5.36: Messung: Verzögerte Detektion, sodann korrekte Isolation und Rekonfiguration eines Fehlers in dem Statorstromsensor I_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 2,5 \text{ kW}$, Drehzahl 1500 1/min , Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

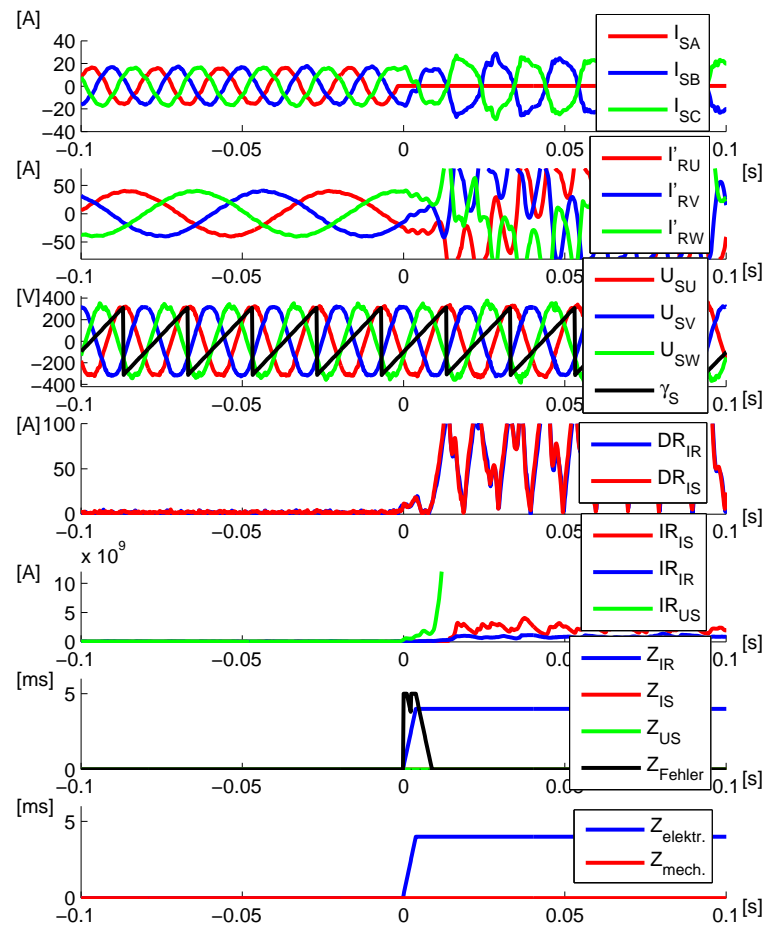
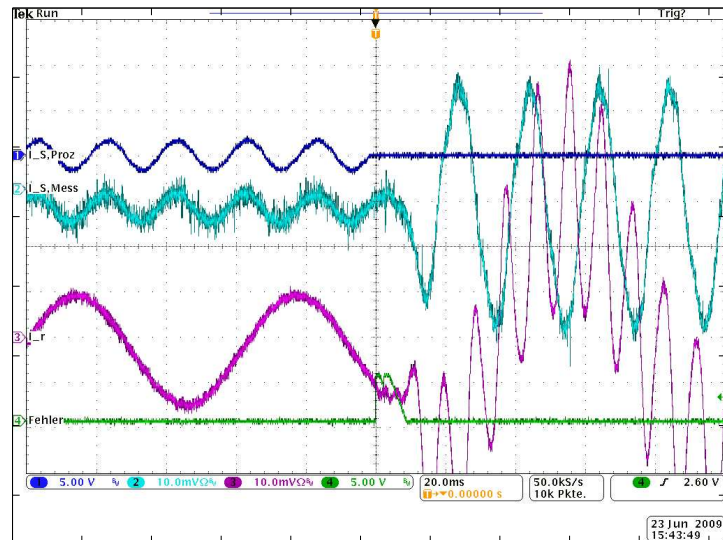


Abbildung 5.37: Messung: Sofortige Detektion, sodann falsche Isolation und Rekonfiguration auf ein nicht verfügbares Alternativsignal und Abschaltung durch Überstrom, bei einem Fehler in dem Statorstromsensor I_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 10 \text{ kW}$, Drehzahl 2000 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

5.3.5 Behandlung von Gleichanteilen und Verstärkungsfehlern

Es wurde gezeigt, dass die entworfene modellbasierte Fehlererkennung und -isolation sehr gut auf totale Fehler anzuwenden ist. Diese Fehler sind plötzlich auftretende Fehler mit großem Einfluss auf das Regelsystem. Neben diesen totalen Ausfällen sind auch Fehler mit weniger einschneidenden Effekten auf das Regelsystem denkbar, wie z.B. Verstärkungsfehler nach Gleichung (5.6) und Gleichanteilfehler nach Gleichung (5.5). Diese Fehler führen in aller Regel nicht dazu, dass das betroffene System nicht mehr zu betreiben ist. In den meisten Fällen scheint ein Weiterbetrieb möglich, der jedoch durch die nicht korrekte Meßwerterfassung gestört ist, und daher z.B. zu größeren Netzurückwirkungen oder Momentenoszillationen führt. Es ist daher auch interessant zu untersuchen, ob das bereits entworfene Erkennungsverfahren sinnvoll auf solche Fehler anzuwenden ist. Gleichanteil- oder Verstärkungsfehler in dem Zwischenkreisspannungssensor werden wegen der beschriebenen Schwierigkeiten nicht betrachtet.

Für die folgenden Untersuchungen wird das bereits beschriebene Verfahren verwendet, ohne dass Anpassungen der Struktur oder der Parametrisierung gemacht werden. Es werden Fehler der Meßverstärkung untersucht, indem der Faktor ν aus Gleichung (5.6) in Schritten von 2,5 % verändert wird, sowie ab 15 % in Schritten von 5 %. Gleichanteilfehler in den Messwerten werden durch aufaddieren eines Gleichanteils in Schritten von 2,5 % des Nennwertes untersucht, wiederum ab 15 % in Schritten von 5 %. Das aus diesen Fehlern resultierende Detektionsresiduum des Statorstrombeobachters ist in Abbildung 5.38 dargestellt. Das Detektionsresiduum des Rotorstrombeobachters verläuft gleichwertig. Es werden Verstärkungs- und Gleichanteilfehler in den Messungen der Statorspannung, des Statorstromes und des Rotorstromes dargestellt. Für dieses Experiment ist das Detektionssystem abgeschaltet. Die Darstellung des Residuums für einen Gleichanteilfehler der Statorspannung erfolgt durch einen korrigierten Bezugswert nicht in den oben genannten Schritten.

Es ist deutlich zu erkennen, dass das Detektionsresiduum in etwa linear mit dem Fehlergrad ansteigt. Es ist zu beachten, dass jeweils die Maximalwerte des Residuums inklusive Rauschens angegeben sind. Die Steigung unterscheidet sich dabei je nach Sensor und Fehlertyp, wobei Fehler in dem Stator- und Rotorstrom in etwa eine gleiche Steigung aufweisen. Es ist zu erkennen, dass die Detektionsschwelle von 10 A für Verstärkungsfehler von ca. 5 % bis 10 % erreicht wird und für Gleichanteilfehler von ca 10 % bis 15 %. Für eine sichere Isolation sind allerdings Fehlerniveaus ab ca. 20 % nötig, wie anhand der folgenden Auswertung gezeigt wird. Auch bei dem Lagegeber kann ein Gleichanteilfehler erst ab einem Winkelfehler von ca. 30 ° erkannt werden. Die Tabelle 5.3 fasst die im Folgenden

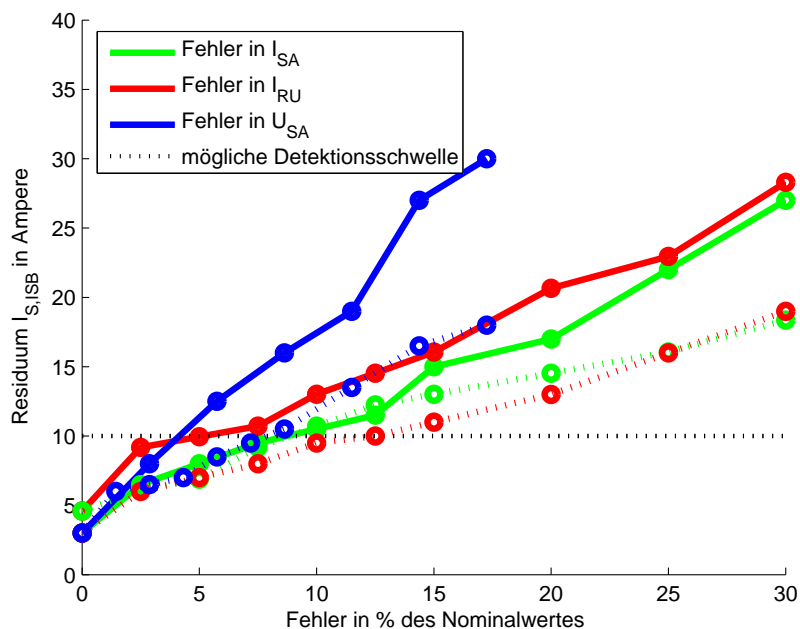


Abbildung 5.38: Messung: Reaktion des Detektionsresiduums des Statorstrombeobachters in Abhängigkeit des Fehlergrades für Verstärkungsfehler (gestrichelt) und Gleichanteilfehler (durchgehend). Das Detektionsresiduum des Rotorstrombeobachters verläuft gleichwertig

dargestellten Versuche zusammen.

Fehler	Fehlerart	Fehlergrad	Leistung	Drehzahl	Abbildung
U_{SA}	Verstärkung	20 %	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.39
I_{SA}	Verstärkung	20 %	$P_{ges} = 18 \text{ kW}$	1500 1/min	5.40
I_{RU}	Verstärkung	20 %	$P_{ges} = 18 \text{ kW}$	1500 1/min	5.41
U_{SA}	Gleichanteil	20 %	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.42
I_{SA}	Gleichanteil	30 %	$P_{ges} = 10 \text{ kW}$	1000 1/min	5.43
I_{RU}	Gleichanteil	20 %	$P_{ges} = 18 \text{ kW}$	1500 1/min	5.44
γ_m	Gleichanteil	30 °	$P_{ges} = 18 \text{ kW}$	1500 1/min	5.45

Tabelle 5.3: Überblick über die dargestellten Experimente zur Fehlerbehandlung in den Sensoren der Statorspannung, des Statorstroms, des Rotorstroms und der Rotorlage für Fehler in Messverstärkung und Gleichanteil.

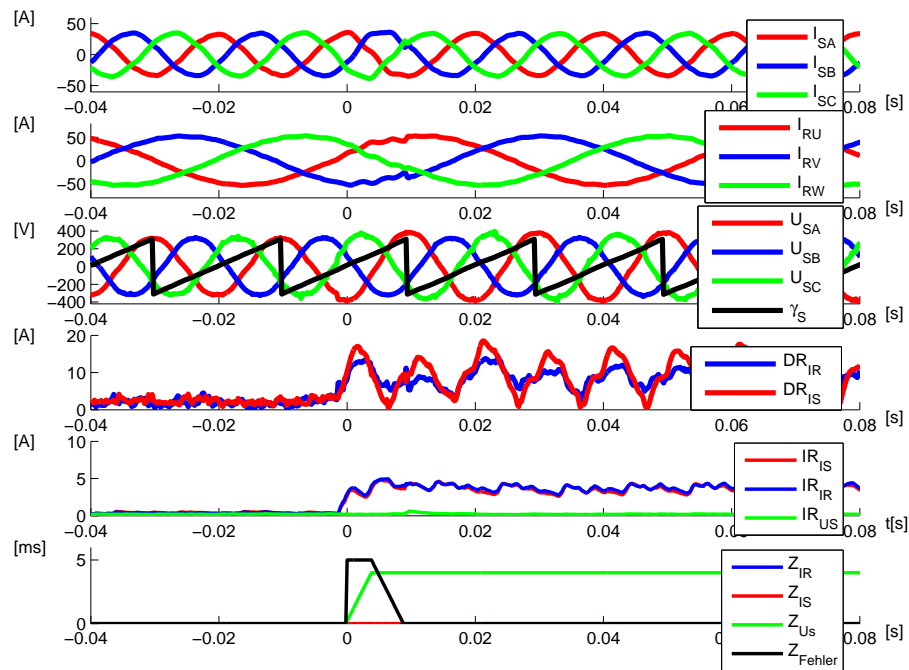


Abbildung 5.39: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Verstärkungsfehlers von 20% bei $1000 \frac{1}{\text{min}}$ in einem Statorspannungssensor

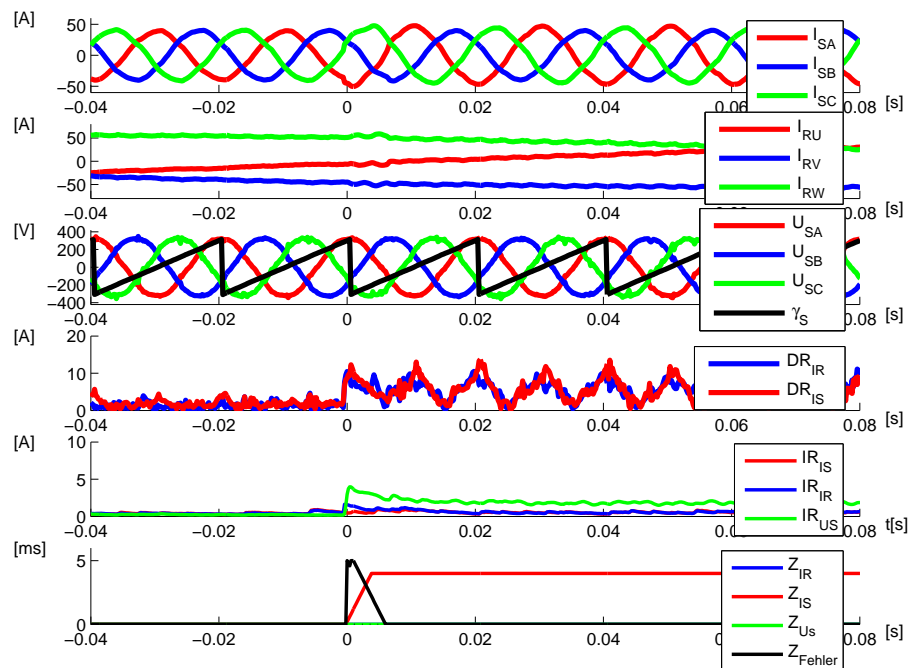


Abbildung 5.40: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Verstärkungsfehlers von 20% bei $1500 \frac{1}{\text{min}}$ in einem Statorstromsensor

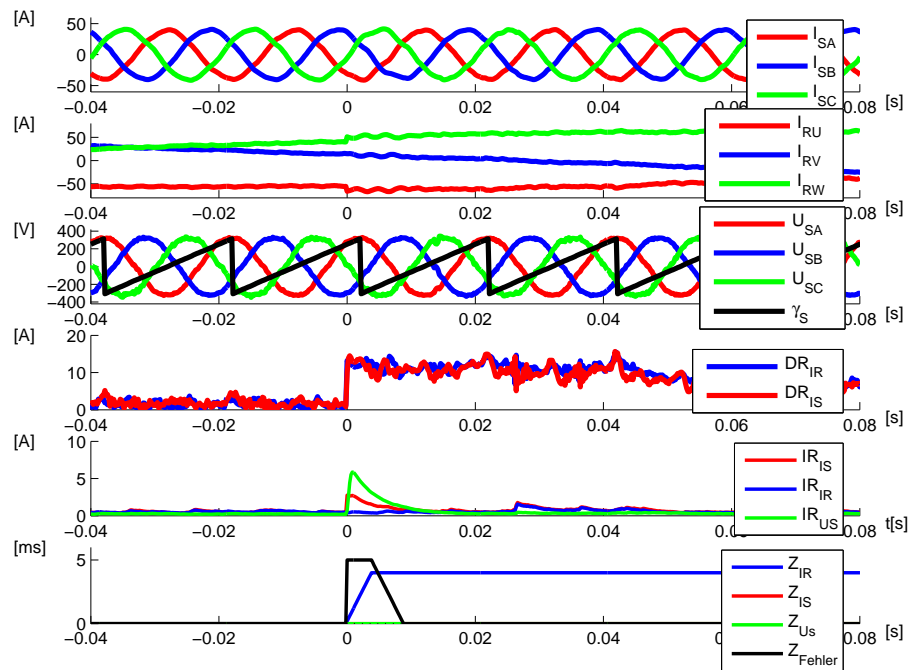


Abbildung 5.41: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Verstärkungsfehlers von 20% bei 1500 $1/\text{min}$ in einem Rotorstromsensor

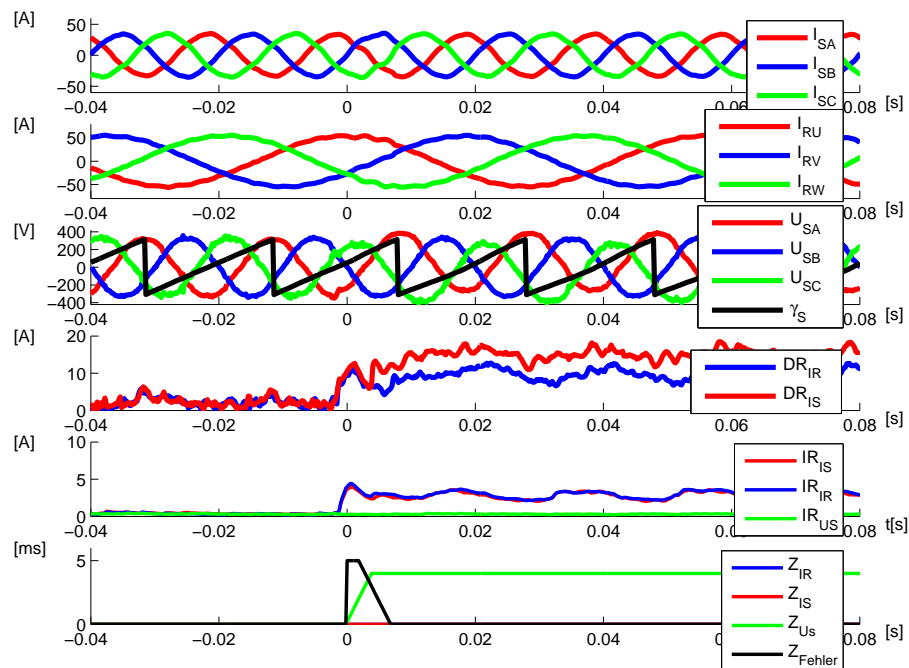


Abbildung 5.42: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Gleichanteilfehlers von 20% 1000 $1/\text{min}$ in einem Statorspannungssensor

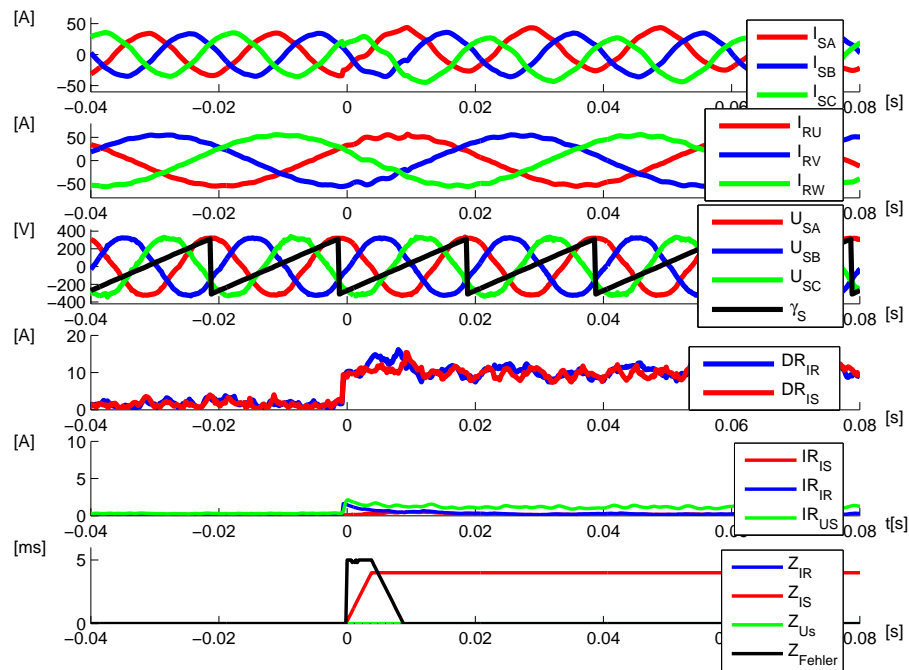


Abbildung 5.43: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Gleichanteilfehlers von 30 % bei 1000 1/min in einem Statorstromsensor

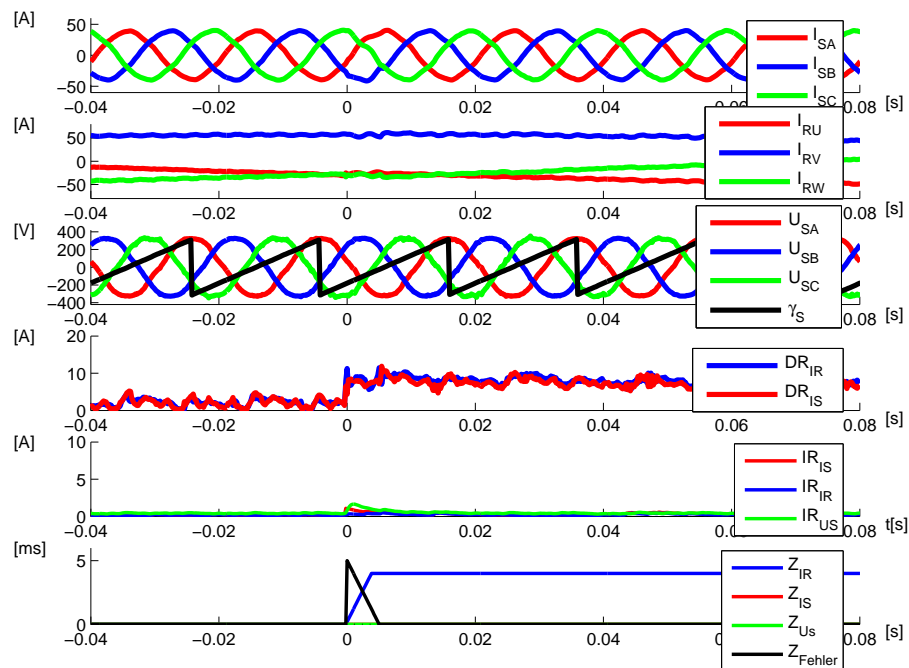


Abbildung 5.44: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Gleichanteilfehlers von 30 % bei 1500 1/min in einem Rotorstromsensor

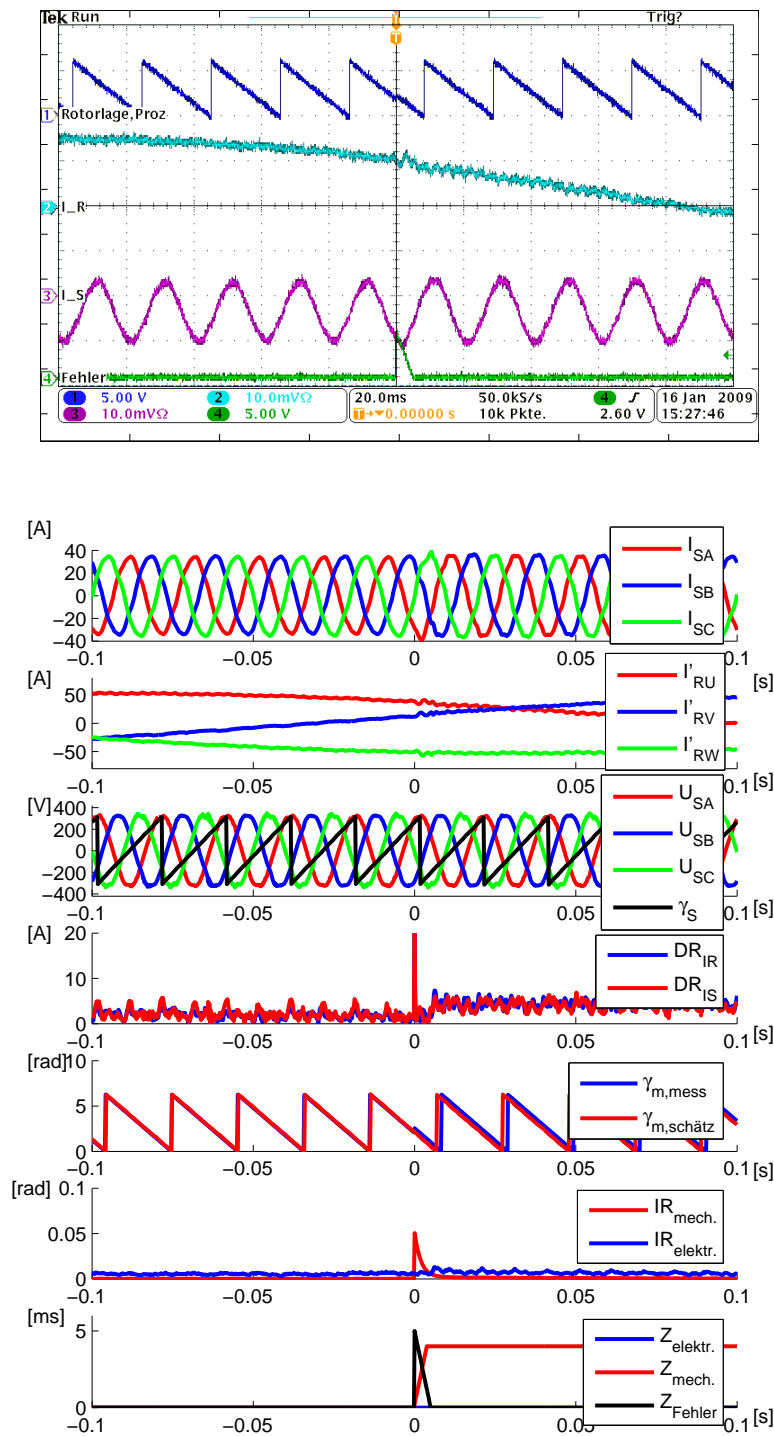


Abbildung 5.45: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration eines Gleichanteil-Fehlers von 30° in dem Lagegeber. Betriebspunkt: $P_{ges} = 18 \text{ kW}$, Drehzahl 1500 1/min . Einstellungen: 50 A/div , 20 ms/div

5.3.6 Isolationsvorgang des Zwischenkreisspannungssensors

Für den Sensor der Zwischenkreisspannungsmessung kann kein sinnvoll zu verwendendes Alternativsignal berechnet werden, wie in Abschnitt 4.3.6 beschrieben wurde. Es ist daher nicht möglich, die modellbasierte Fehlererkennung und -isolation, die für die anderen Sensoren vorgestellt wurde, auf den Zwischenkreisspannungssensor anzuwenden. Trotzdem ist ein Betrieb des maschinenseitigen Umrichters auch ohne Messung dieser Spannung möglich, indem der nominelle Wert konstant angenommen wird. Ein solcher Betrieb ist zum Beispiel in [44] beschrieben.

Das in dieser Arbeit zur Fehlerbehandlung beschriebene Verfahren ist im Gegensatz zu den anderen beschriebenen Verfahren sehr einfach, und es unterscheidet sich sowohl in der verwendeten Erkennung eines Fehlers als auch durch das konstante Alternativsignal sehr deutlich von ihnen. Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Fehlern erfolgt eine Erkennung und Isolation signalbasiert.

Die Erkennung eines Fehlers erfolgt, wie in Abbildung 5.46 dargestellt, über den Vergleich der ungefiltert gemessenen Spannung mit einem gefilterten Wert. Übersteigt diese Abweichung eine vorher festgelegte Schwelle $S_{\Delta Z_k}$, so wird ein Fehler der Zwischenkreisspannungsmessung detektiert. Dieses entspricht einer Hochpassfilterung der Zwischenkreisspannung. Daneben wird ebenfalls die absolute Abweichung der Zwischenkreisspannung von dem Nominalwert bestimmt. Überschreiten sowohl hochpassgefilterte Zwischenkreisspannung als auch die Abweichung zum Nominalwert die ihnen zugewiesenen Schwellen, so wird ein Fehler des Zwischenkreissensors angenommen, wenn die Detektionsresiduen der Strombeobachter nach Abschnitt 5.2.1.4 nicht aktiv sind. Ein Zähler Z_{Z_k} wird hochgezählt, solange die oben erwähnte Kondition erfüllt ist. Wird eine Isolationsschwelle erreicht, so wird die Zwischenkreisspannungsmessung deaktiviert und der Generator weiter mit dem Nominalwert der Zwischenkreisspannung geregelt.

Eine solche Detektion und Isolation ist in Abbildung 5.48 dargestellt. Die Achsen eins bis drei zeigen den Verlauf der elektrischen Raumzeigergrößen. Die Erkennung von Fehlern in diesen anderen Sensoren ist aktiviert, und sie spricht wie gewünscht nicht an. Jedoch steigen die Detektionsresiduen in Achse 4 mit der Fehlerdauer an und erreichen fast die Detektionsschwelle von 10 A. In anderen Konstellationen kann also eine Fehldetektion nicht ausgeschlossen werden. In Achse 5 sind neben der Zwischenkreisspannung die Residuen dargestellt, mit Hilfe derer der Fehler des Zwischenkreisspannungssensors erfasst wird. In Achse 6 ist gezeigt, dass der Zähler Z_{Z_k} hochzählt, während Z_{Fehler} bei null stehen bleibt. In Achse 7 ist dargestellt, dass der Algorithmus 5.16 nicht aktiviert wird. Erreicht Z_{Z_k} die Zählerschwelle S_{Iso} , so wird die Messung auf den nominellen Zwischenkreisspannungswert

umgeschaltet und $D_{U_{zk},Aktiv} = 0$ gesetzt.

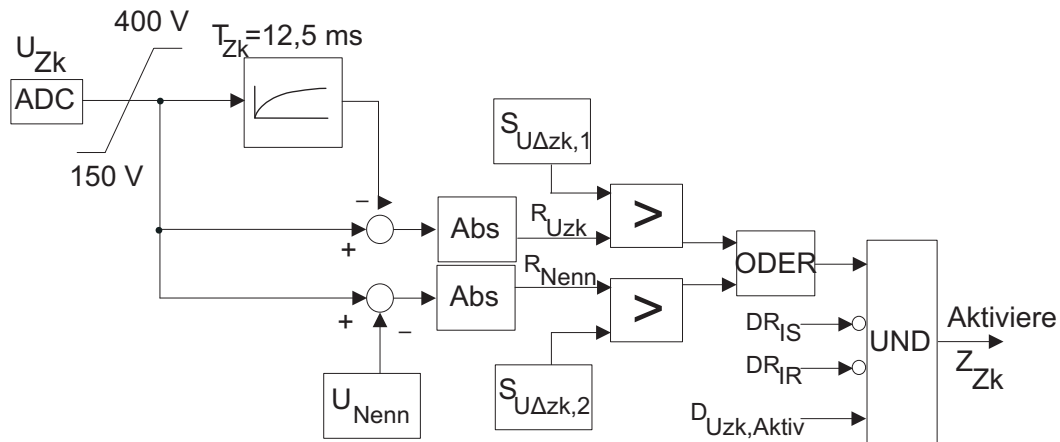


Abbildung 5.46: Blockdiagramm zur Isolation von Fehlern des Zwischenkreisspannungssensors

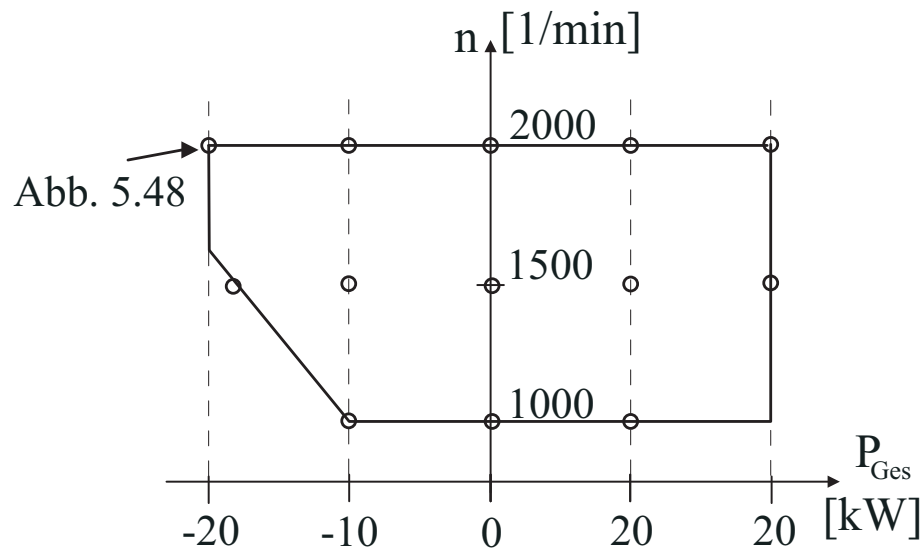


Abbildung 5.47: Überblick über alle erfolgreich ausgeführten Fehlerbehandlungen des Zwischenkreisspannungssensors

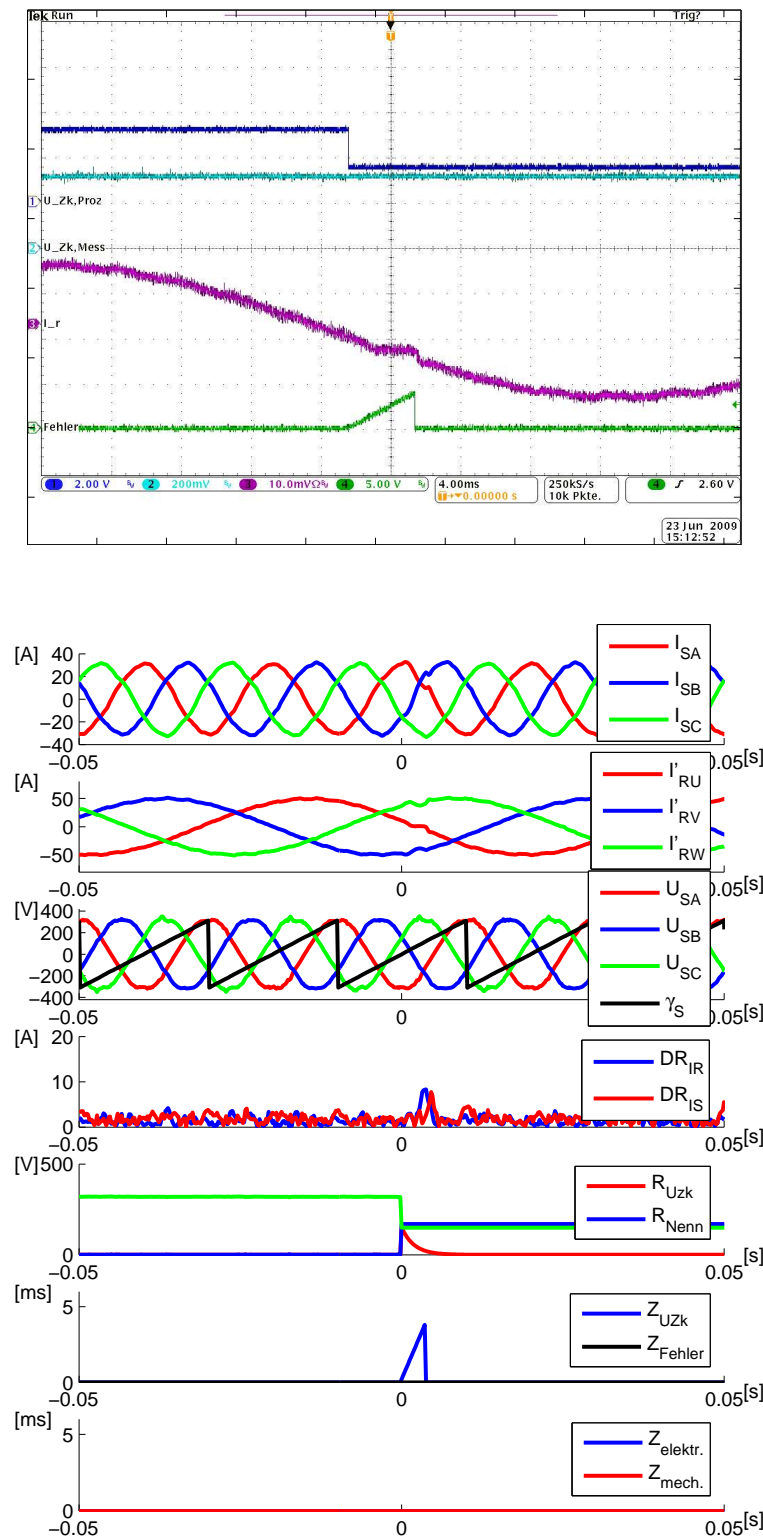


Abbildung 5.48: Messung: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Zwischenkreisspannungssensor. Betriebspunkt: $P_{ges} = 20 \text{ kW}$, Drehzahl 2000 1/min , Einstellungen: 50 A/div , 200 V/div , 4 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

5.4 Übertragbarkeit des beschriebenen Ansatzes

Der beschriebene Ansatz zur Detektion, Isolation und Rekonfiguration läßt sich unproblematisch auf eine Maschine mit kleinerer Baugröße übertragen. Hierzu wird das Regelsystem und das Leistungsteil an die in Kapitel 2 beschriebene 2,2 kW Maschine angeschlossen.

Um diese Maschine betreiben zu können, werden die Stromregelkreise, die Beobachter und die Schätzer anhand der Parameter in Tabelle 2.2 eingestellt. Die einzige Änderung an dem Detektions- und Isolationsverfahren ist, dass die Detektionsschwelle S_d auf 4 A verringert wird.

Die Untersuchung der Fehlererkennung, -isolation und Rekonfiguration anhand dieses zweiten Generators ist nicht so umfangreich wie bei der 22 kW-Maschine. Sie zeigt jedoch sehr gut, dass ein Übertragbarkeit einfach möglich ist. Im Folgenden werden die in Tabelle 5.4 aufgeführten Versuche dargestellt, die alle erfolgreich verlaufen. Die Darstellung und Vorgehensweise ist identisch zu den Beschreibungen in den Abschnitten 5.3.3 bzw. 5.3.4.

Fehler	Fehlerart	Winkellage	Leistung	Drehzahl	Abbildung
U_{SA}	Totalausfall	Scheitel	$P_{ges} = 2 \text{ kW}$	1500 1/min	5.49
I_{SA}	Totalausfall	Scheitel	$P_{ges} = 2 \text{ kW}$	1500 1/min	5.50
I_{RU}	Totalausfall	fallend	$P_{ges} = 2 \text{ kW}$	1500 1/min	5.51
Lagegeber	Totalausfall	-	$P_{ges} = 2 \text{ kW}$	1500 1/min	5.52

Tabelle 5.4: Überblick über die dargestellten Experimente zur Fehlerbehandlung in den Sensoren der Statorspannung, des Statorstroms, des Rotorstroms und des Lagegebers in der 2,2 kW Maschine.

In Abbildung 5.49 wird die Rekonfiguration eines Fehlers in einem Statorspannungssensor dargestellt. Zu beachten ist, dass die Detektions- und Isolationsresiduen in diesem Fall deutlich größer werden, als zum Beispiel in dem in Abbildung 5.24 dargestellten Fall. Die Detektion ist hierdurch aber nicht betroffen, da das Vorfehlerresiduum, wie in Abbildung 5.9 auf Seite 167 dargestellt, immer deutlich kleiner ist als bei dem größeren Generator. Die Isolation ist ebenfalls nicht betroffen, da hier wie erwähnt das jeweils kleinste Residuum ausschlaggebend ist und nicht der absolute Wert eines Residuums.

In Abbildung 5.50 ist ein totaler Fehler eines Statorstromsensors im Scheitelpunkt dargestellt. Der Verlauf der Isolation ist qualitativ identisch zu dem in Abschnitt 5.3.4.3

beschriebenen Ablauf. Quantitativ sind die Residuen kleiner, was sich in der geringeren Detektionsschwelle ausdrückt.

In Abbildung 5.51 wird ein Fehler in einem Rotorstromsensor dargestellt. Die Detektion, Isolation und Rekonfiguration verläuft ohne Problem, lediglich der Verlauf des Isolationsresiduums IR_{IS} erscheint knapp zu sein, liegt aber ausreichend über IR_{IR} um eine sichere Isolation zu ermöglichen.

Abbildung 5.52 zeigt das Verhalten während eines Fehlers im Lagegeber. Ähnlich wie in Abbildung 5.18 haben die Detektionsresiduen RD_{IS} und RD_{IR} einen Verlauf, der die Detektionsschwelle nur kurz nadelförmig überschreitet, und danach unter der Schwelle verläuft. Dieses einmalige Überschreiten reicht jedoch aus, da der Fehlerzähler nach Abbildung 5.10 verwendet wird.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass das Verhalten der Detektions- und Isolationsalgorithmen bei beiden Generatoren sehr vergleichbar sind.

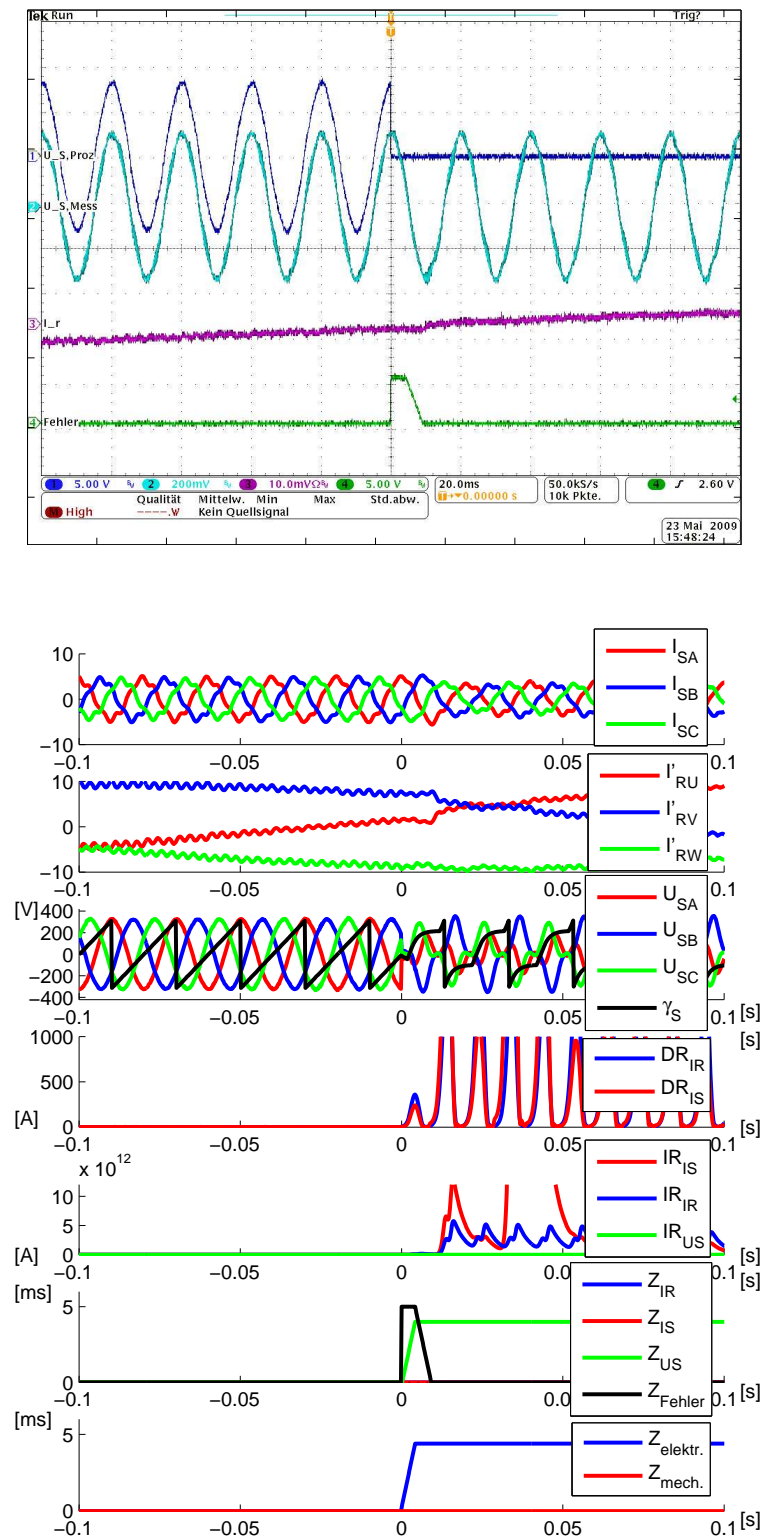


Abbildung 5.49: Messung 2,2 kW-Maschine: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorspannungssensor U_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 2 \text{ kW}$, Drehzahl 1500 1/min . Einstellungen: 200 V/div , 50 A/div , 20 ms/div . Oben: Oszillogramm. Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

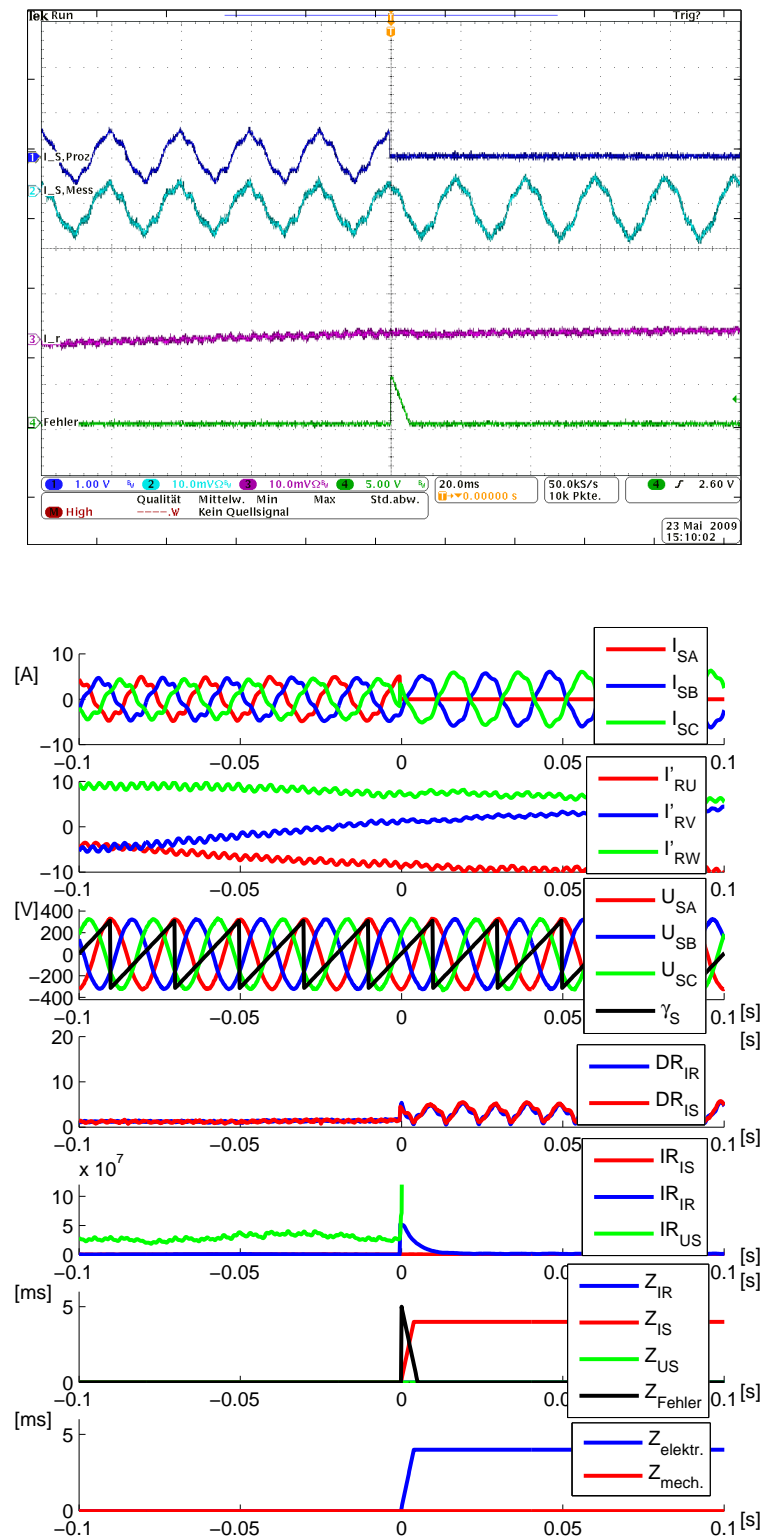


Abbildung 5.50: Messung 2,2 kW-Maschine: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Statorstromsensor I_{SA} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 2 \text{ kW}$, Drehzahl $1500 \frac{1}{\text{min}}$. Einstellungen: 10 A/div , 50 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

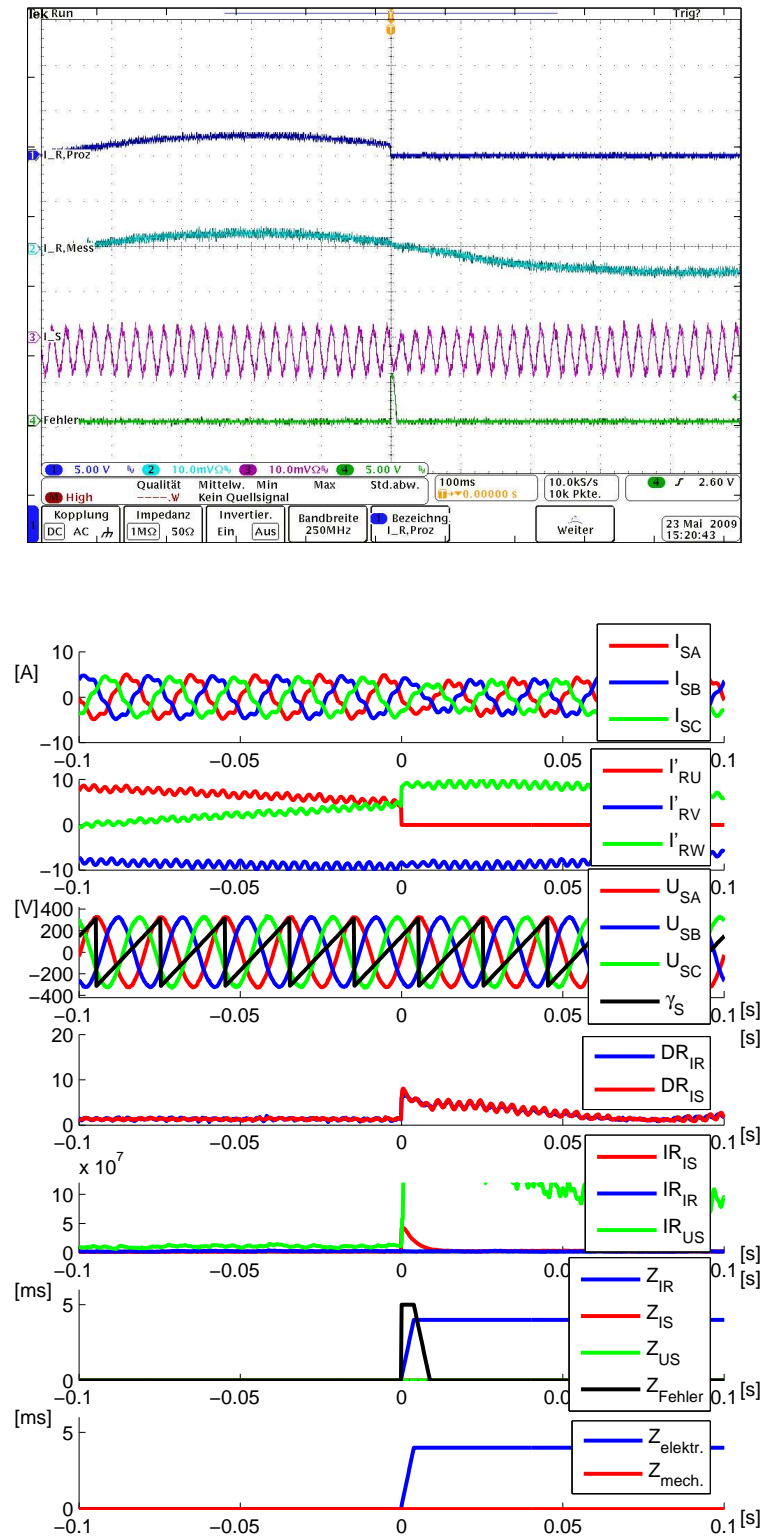


Abbildung 5.51: Messung 2,2 kW-Maschine: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Rotorstromsensor I_{RU} . Betriebspunkt: $P_{ges} = 2$ kW, Drehzahl $1500 \frac{1}{min}$. Einstellungen: 50 A/div , 10 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

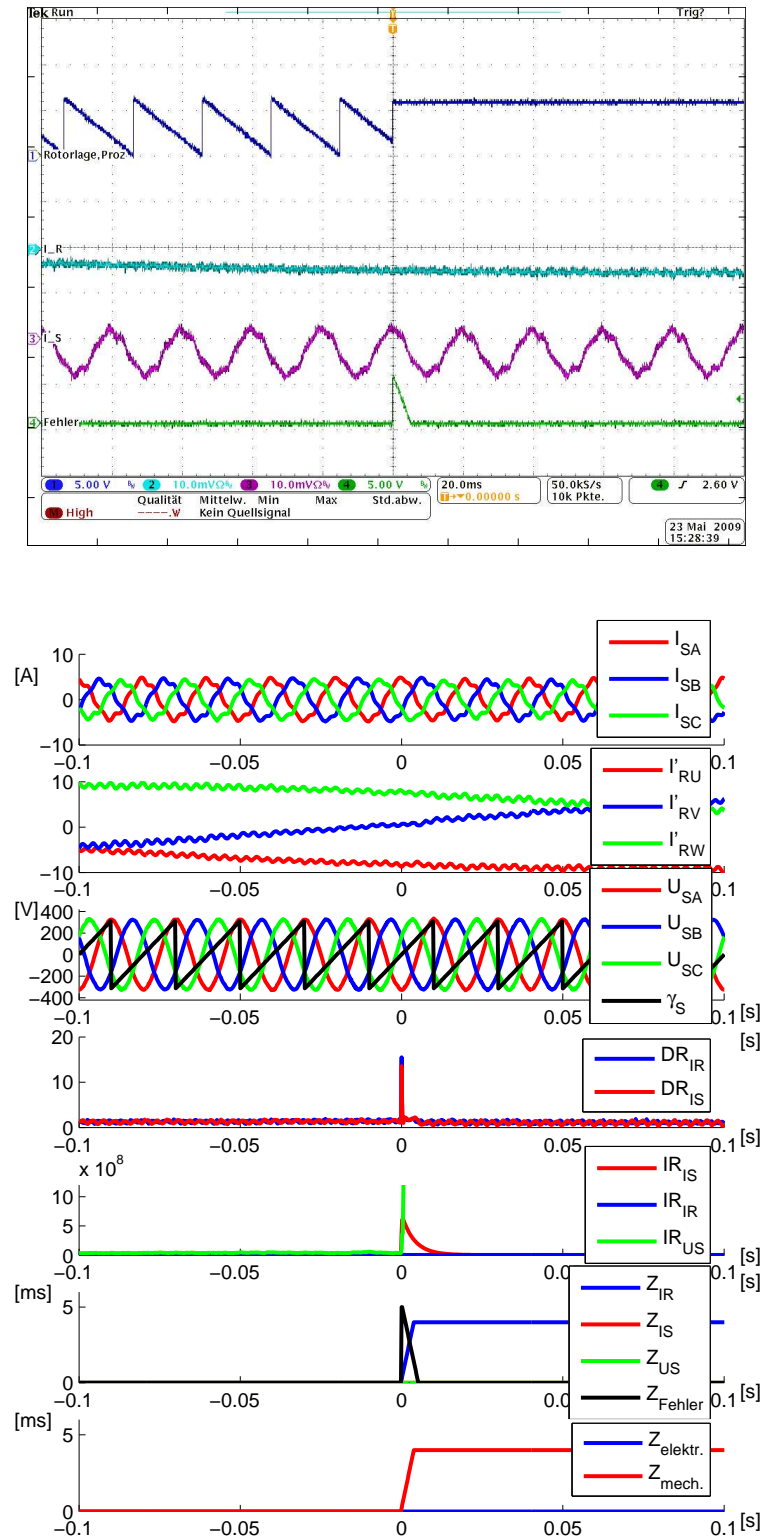


Abbildung 5.52: Messung 2,2 kW-Maschine: Detektion, Isolation und Rekonfiguration Lagegeber. Betriebspunkt: $P_{ges} = 2 \text{ kW}$, Drehzahl 1500 1/min . Einstellungen: 0.2π , 50 A/div , 10 A/div , 20 ms/div , Oben: Oszillogramm, Unten: Entsprechender Datensatz aus DSpace-Regelung

5.5 Parametrisierung der FDI-Algorithmen

Eine hervorzuhebende Eigenschaft der entwickelten Algorithmen zur Detektion, Isolation und Rekonfiguration von Sensorfehlern ist, dass sie durch eine geringe Anzahl von Parametern mit konkreter Bedeutung eingestellt werden können. Dies verbessert zum einen die Verständlichkeit des vorgeschlagenen Ansatzes und ermöglicht daneben die Adaption auf andere Gegebenheiten. Für die Behandlung von Fehlern in den Raumzeigersensoren sind fünf FDI-Parameter zur Fehlerdetektion und Isolation (FDI, ebenso engl. für "fault detection and isolation") einzustellen, die in Tabelle 5.5 zusammengefasst sind. Diese Werte wurden experimentell bestimmt. Der Ansatz zur Behandlung des Zwischenkreisspannungssensors benötigt drei weitere FDI-Parameter, die in Tabelle 5.6 beschrieben sind. Hierbei ist der Parameter T_{Zk} identisch zu der ohnehin in der Regelung verwendeten Tiefpassfilterung der Zwischenkreisspannung, wie in Abschnitt 3.3.2 beschrieben. Neben den Parametern der FDI-Algorithmen sind eine weitere Zahl von Parametern zum Einstellen der Schätzer und Beobachter sowie der Sättigungskennlinie erforderlich, die in Tabelle 5.7 aufgeführt sind. Sie können durch Messungen bestimmt werden, wie in Kapitel 2 beschrieben. In Tabelle 5.8 sind die Parameter der Strom- und Leistungsregler aufgeführt. Sie bestimmen sich direkt aus den gemessenen Maschinen-Parametern.

Parameter	Bezeichner	verwendeter Wert	beschrieben in
Detektionsschwelle	S_d	10 A bzw. 5 A	Abschnitt 5.2.2.3
Extrapolationsdauer	DauerF	5 ms	Abbildung 5.10
TP-Filterung der Rotorspannungsreferenz	T_{Ex}	50 ms	Abbildung 5.12
TP-Filterung der Isolationsresiduen	T_{Iso}	25 ms	Abbildung 5.15 Abbildung 5.21
Isolationsschwelle	S_{Iso}	5 ms	Abbildungen 5.16, 5.22

Tabelle 5.5: Aufstellung der zur Einstellung der FDI-Algorithmen benötigten Parameter.

Parameter	Bezeichner	verwendeter Wert	beschrieben in
Detektionsschwelle 1	$S_{U\Delta Zk,1}$	10 V	Abbildung 5.46
Detektionsschwelle 2	$S_{U\Delta Zk,2}$	70 V	Abbildung 5.46
TP-Filterung der Zwischenkreisspannung	T_{Zk}	12,5 ms	Abbildung 5.46 Abbildung 5.12

Tabelle 5.6: Aufstellung der Parameter, die zusätzlich zur Detektion und Isolation von Fehlern des Zwischenkreisspannungssensors benötigt werden.

Parameter	Bezeichner	Wert 22 kW	Wert 2,2 kW	beschrieben in
Statorwiderstand	R_S	114 m Ω	1282 m Ω	Abschnitt 2.3.1
Rotorwiderstand	R_R	49,8 m Ω	253,3 m Ω	Abschnitt 2.3.1
Statorstreuinduktivität	$L_{S\sigma}$	0,95 mH	9 mH	Abschnitt 2.3.1
Rotorstreuinduktivität	$L_{R\sigma}$	0,6 mH	2 mH	Abschnitt 2.3.1
Sättigung Hauptindukt.	L_{h0}	31,5 mH	135 mH	Abschnitt 2.3.4.5
Sättigung Hauptindukt.	U_{h0}	326,6 V	326,6 V	Abschnitt 2.3.4.5
Sättigung Hauptindukt.	$\frac{\partial L_h}{\partial U_h}$	-0,33 mH/V	-1,17 mH/V	Abschnitt 2.3.4.5
Sättigung Hauptindukt.	$\frac{\partial L_h}{\partial I_{sd}}$	60,5 μ H/A	1,49 mH/A	Abschnitt 2.3.4.5
Sättigung Hauptindukt.	$\frac{\partial L_h}{\partial I_{sq}}$	-156,6 μ H/A	-3,31 mH/A	Abschnitt 2.3.4.5

Tabelle 5.7: Aufstellung der Parametrierung der Schätzer und Beobachter und der Hauptfeldsättigung.

Parameter	Bezeichner	Wert 22 kW	Wert 2,2 kW	beschrieben in
Stromregler I-Anteil	K_I	819	1900	Abschnitt 3.4.1
Stromregler P-Anteil	K_P	7	60	Abschnitt 3.4.1
Leistungsregler I-Anteil	k.A.	0,03333	0,03333	Abschnitt 3.4.4
Leistungsregler P-Anteil	k.A.	0,002	0,002	Abschnitt 3.4.4

Tabelle 5.8: Aufstellung der Parametrierung der verwendeten Strom- und Leistungsregler.

5.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird die Detektion, Isolation und Rekonfiguration des geregelten doppeltgespeisten Asynchrongenerators auf Basis der in Kapitel 4 beschriebenen Alternativsignale dargestellt. Zunächst werden eine Reihe von Standardfehlern definiert, mit Hilfe derer Fehler zur weiteren Untersuchung reproduzierbar erzeugt werden können. Zwar ist eine Untersuchung aller eventuellen Fehlerausprägungen nicht möglich, durch die Auswahl

der untersuchten Fehler und die Ergebnisse der Analysen kann jedoch festgestellt werden, dass die Anwendung der beschriebenen Methoden auf andere möglicherweise auftretenden Fehler sinnvoll und auch erfolgversprechend ist.

Der zur Fehlerdetektion, -isolation und Rekonfiguration verwendete Ansatz gliedert sich in die Unterschritte Detektion, gesteuerte Übergangsphase, Isolation und Rekonfiguration. Insbesondere durch die Trennung von Detektion und Isolation durch die eingeführte Steuerungsphase wird eine zutreffende Isolation möglich gemacht. Der gesteuerte Übergangsbetrieb erlaubt die notwendigerweise sehr schnelle Entkopplung von einem fehlerhaften Sensorsignal und ermöglicht gleichzeitig die Betrachtung des Signalverlaufs der Isolationsresiduen, ohne den die hier geschilderte Methode der Isolation nicht möglich wäre.

Für die Fehlerdetektion sind die Residuen des Stator- und Rotorstrombeobachters gewählt worden. Für die Bewertung der Residuen wird ein fester Schwellwert als Vergleich verwendet.

Für die Fehlerisolation wird zwischen Lagegeber und den elektrischen Sensoren unterschieden. Fehler in diesen Sensoren werden mit einer Beobachterbank isoliert, die neben den Detektions- auch Isolationsresiduen berechnet und deren Zeitverlauf betrachtet. Ein Zwischenkreisspannungssensorfehler kann nicht nach diesem Schema isoliert werden, da kein verwendbares Alternativsignal zur Verfügung steht.

Die Rekonfiguration der Regelung erfolgt, indem die als fehlerhaft isolierten Sensoren durch die entsprechenden Alternativsignale ersetzt werden. Hierbei wird nach Beendigung der Steuerungs- und Isolationsphase hart umgeschaltet.

Es wurde Augenmerk darauf gelegt, die Parametrisierung dieses FDI-Algorithmus möglichst einfach zu gestalten. Zur Parametrisierung sind wie beschrieben fünf Parameter ausreichend, die daneben eine direkte, verständliche Bedeutung aufweisen.

Der beschriebene Ansatz ist insbesondere für die erfolgreiche Detektion und Isolation von sehr schnell auftretenden Fehlern mit großer Auswirkung auf den Regelkreis geeignet. Der beschriebene Ansatz ist anwendbar auf Fehler in den Stator- und Rotorstromsensoren, in den Statorspannungssensoren und in dem Lagegeber. Der Ansatz funktioniert unabhängig von vielen Einflussparametern, wie Leistung, Drehzahl, Leistungsfaktor und Phasenlage des gemessenen Signals zum Zeitpunkt des Fehlers. Die wenigen Fälle, in denen die Erkennung und Isolation nicht gelang oder nicht unproblematisch war sind geschildert. Die Erkennung von schwerwiegenden Fehlern wird nach alleiniger Anpassung der Detektionsschwelle erfolgreich auf der 2,2kW Maschine wiederholt, was die einfache Übertragbarkeit der Methode belegt.

Neben den geschilderten Fehlern mit großer Auswirkung wurde auch die Anwendbarkeit auf Fehler mit geringer Wirkung auf den Regelkreis untersucht. Hierzu wurden die elektrischen Sensoren mit Gleichanteilen oder Verstärkungsfehlern beaufschlagt und auf die gemessene Rotorlage wurde eine konstante Abweichung aufaddiert. Das Ergebnis dieser Untersuchungen ist, dass die für starke Fehler entworfene Methode auch für Fehler mit geringem Einfluss ohne Änderungen anwendbar ist, allerdings sind Gleichanteile oder Verstärkungsfehler in einer unplausiblen Größenordnung von ca. 20 % erforderlich, um eine Fehlerdetektion auszulösen. Bei dem Lagegeber war ein konstanter Winkelfehler von 30° für eine erfolgreiche Detektion und Isolation notwendig. Für Fehler, die einen Regelkreis nicht unmittelbar instabil werden lassen, erscheinen signalbasierte Erkennungsmethoden besser geeignet.

Der in diesem Kapitel dargestellte Ansatz zur Fehlerdetektion, -isolation und Rekonfiguration erfüllt die Zielvorgaben aus Abschnitt 1.1 in sehr guter Weise.

Kapitel 6

Zusammenfassung, Beurteilung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen eines durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten Projekts, dessen Ziel die Entwicklung einer Sensorfehlertoleranten Regelung eines doppeltgespeisten Asynchrongenerators ist. Ziel dieses Projekts war es, einen solchen Generator trotz Fehlers in einem der zur Regelung verwendeten Sensoren in Betrieb zu halten, indem die Regelung nach Erkennen und Isolieren des fehlerhaften Sensors auf ein Regelverfahren umgeschaltet wird, das unabhängig von diesem Sensor funktioniert. Um dieses Ziel zu erreichen ist es notwendig, den aufgetretenen Fehler zu erkennen und zu isolieren, um danach die Regelung geeignet auf ein alternatives Regelverfahren umzuschalten.

Hierzu wird zunächst in der zur Verfügung stehenden Fachliteratur nach vergleichbaren Forschungsberichten gesucht. Eine Reihe von passenden Arbeiten werden in Kapitel 1 vorgestellt. Auffällig ist, dass es keine belastbaren Angaben darüber gibt, wie häufig Sensorfehler auftreten und welcher Art mögliche Sensorfehler sind. Die Theorie zur Erkennung von Fehlern in Sensoren und darüber hinaus ist jedoch umfangreich. Die Fachliteratur unterscheidet zwischen signalbasierten und modellbasierten Verfahren. Ergebnis dieser Recherche ist, dass zur Fehlerdetektion und -isolation in Antrieben häufig modellbasierte Ansätze verwendet werden, da elektrische Antriebe ausreichend treffend durch bekannte physikalische Beziehungen beschrieben werden können. Bei der Betrachtung von Fehlern in geregelten elektrischen Antrieben werden häufig mehrere alternative Regelverfahren implementiert, zwischen denen je nach Sensorverfügbarkeit umgeschaltet werden kann.

Basierend auf diesem Ergebnis werden in Kapitel 2 zwei Modellansätze für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine beschrieben. Zum einen wird das Zustandsraummodell der Maschine hergeleitet, auf dem die später entwickelten Zustandsraumbeobachter basieren. Daneben wird ein Statorflussmodell vorgestellt, das um einiges einfacher als das Zustandsraummodell ist, diesem jedoch in anderen Eigenschaften ebenbürtig ist. Beide Modelle werden identisch parametrisiert, wobei die Parameter des T-Ersatzschaltbildes ausreichend sind. Die Parameterbestimmung erfolgt mit Hilfe von Messungen an einem Laborteststand, mit zwei unterschiedlichen Generatoren. Beide verwendeten Maschinen weisen im Betrieb mit Nennspannung eine Sättigung der Hauptinduktivität auf. Um die Modellgenauigkeit auf ein ausreichendes Maß zu erhöhen, ist die Modellierung der Sättigung unabdingbar. Ein einfaches Sättigungsmodell erhöht die Modellgenauigkeit deutlich. Eine weitere, kleinere Verbesserung läßt sich durch die Einbeziehung von Eisenverlusten erreichen.

Die Betrachtung von Sensorfehlern in rückgekoppelten Regelsystemen erfordert die genaue Beschreibung des Regelsystems. Ebenso erfordert der Vergleich mehrerer alternativer Regelverfahren ein Standardverfahren, mit dem diese verglichen werden. In Kapitel 3 wird das verwendete spannungsorientierte Regelsystem genau beschrieben und charakterisiert. Eine Reihe von Maßnahmen zur Verbesserung der Signalwerterfassung und Signalausgabe werden beschrieben.

Ziel dieser Maßnahmen ist auch, die Eingangsgrößen der verwendeten Beobachter und Schätzer zu verbessern, die in Kapitel 4 beschrieben werden. Dort werden vier alternative Regelverfahren auf Basis des Statorflussmodells, vier Verfahren auf Basis des Zustandsraummodells und ein Verfahren auf Basis eines Rotorflussschätzers vorgestellt. Alle berechneten Alternativsignale wurden umfangreich untersucht und in einer Vielzahl von Arbeitspunkten auf Stabilität, Regelverhalten und stationäre Genauigkeit getestet. Daneben wird das Netzverhalten beim Betrieb mit diesen Signalen untersucht und die Parameterempfindlichkeit einiger vorgestellter Schätzer und Beobachter verglichen. Die Ergebnisse dieses Vergleichs sind tabellarisch zusammengefasst. Mit Ausnahme der Zwischenkreisspannung stehen für alle Messgrößen gut verwendbare Alternativsignale zur Verfügung.

Durch die Berechnung der Alternativsignale steht eine Auswahl alternativer Regelkonfigurationen zur Verfügung. Diese Alternativsignale werden auch zur Detektion und Isolation von Fehlern in den Sensoren verwendet, wie in Kapitel 5 beschrieben. Entsprechend der Literatur wird zwischen der Detektion und der Isolation eines Fehlers unterschieden. Dabei bedeutet Detektion, dass irgendein Fehler aufgetreten ist. Die Detektion erfolgt mit Hilfe der Abweichung zwischen den beobachteten und gemessenen Stator- und Rotorströmen, dem sogenannten Residuum, welches mit einer Schwelle verglichen wird.

Welcher der Sensoren genau fehlerhaft ist, wird durch die Isolation bestimmt.

Nach einer Detektion wird das Regelsystem in eine gesteuerte Übergangsphase geschaltet, während derer spezielle Isolationsresiduen ausgewertet werden. Dabei sind die Isolationsresiduen aller Sensoren in jedem getesteten Fall freigeschaltet. Die größte Schwierigkeit der Isolation ist, dass fehlerhaft gemessene Signale die Residuen mehrerer Alternativsignale beeinflussen, und somit eine Falsch-Isolation möglich ist. Hier ist durch Betrachtung der Beobachterrückführung ein aussagekräftiges Isolationsresiduum gefunden worden. Die Verlässlichkeit und Unabhängigkeit des Verfahrens von äußeren Einflüssen, wie Betriebspunkt und Art des Fehlers, wird dadurch gestärkt, dass verschiedene Isolationsresiduen relativ zueinander bewertet werden und nicht im Vergleich zu einem einstellbaren Schwellwert. Hierdurch wird auch die Anzahl der einzustellenden Parameter verringert. Zur Parametrisierung des Fehlerdetektions- und -isolationssystems sind nur fünf konkrete Parameter notwendig. Nach erfolgreicher Isolation wird auf eines der zur Verfügung stehenden Alternativsignale umgeschaltet. Eine Detektion erfolgt in der Regel innerhalb weniger Abtastschritte, also in der Regel im Bereich unterhalb einer Millisekunde, die Isolation ist meist nach etwa 5 ms erfolgreich.

Die Fehlerbehandlung wird umfangreich in einer Vielzahl von Arbeitspunkten und in verschiedenen Konstellationen ausgetestet und dargestellt. Zur breiten Untersuchung werden mehrere Standardfehler definiert. Die Detektion und Isolation verläuft für die Sensoren der Statorspannung, des Statorstroms, des Rotorstroms und der Rotorlage in den allermeisten Fällen problemlos und eindeutig, allerdings ergeben sich in einigen wenigen Fällen Probleme, die eindeutig herausgestellt werden. Das Detektions- und Isolationsverfahren weist für alle erwähnten Sensoren einen identischen Ansatz auf. Die Detektion und Isolation von Fehlern in dem Sensor der Zwischenkreisspannung ist wegen des unzureichenden Alternativsignals nicht gleichwertig zu den anderen Sensoren möglich.

Da sich die Ergebnisse der Fehlerbehandlung sehr einfach auf einer um eine Größenordnung kleineren Maschine reproduzieren lassen, ist die Übertragbarkeit des Ansatzes gezeigt. Für die Übertragung muss die Parametrisierung der Beobachter und Schätzer entsprechend dem T-Ersatzschaltbild geändert werden, sowie die Detektionsschwelle angepasst werden. Weitere Änderungen sind nicht notwendig.

Es stellt sich heraus, dass plötzlich auftretenden Fehler mit großem Einfluss auf die Regelkreise sehr gut, schnell und eindeutig erkannt werden. Daneben ist auch die Erkennung und Isolation von weniger einschneidenden Fehlern möglich, wie z.B. Gleichanteil und Verstärkungsfehlern, allerdings erst ab einem Fehlerniveau von etwa 20 %, welches in den meisten Fällen unzureichend ist. Hier erscheinen signalbasierte Verfahren besser geeignet zu sein.

6.2 Bewertung der Ergebnisse und Ausblick

Ziel der Arbeit ist die Entwicklung einer sensorfehlertoleranten Regelung. Vor Beginn der Arbeit war unklar, in wie fern und auf welche Weise das Ziel einer Toleranz gegen Sensorfehler erreicht werden kann. Somit war ein Teil der Fragestellung, herauszufinden ob und wie Fehlertoleranz erreicht und sinnvoll genutzt werden kann, und sodann die Grenzen einer solchen Fehlertoleranz zu bestimmen.

Wie in der Zusammenfassung dargestellt kann für die beschriebenen Sensoren eine unter Laborbedingungen sehr gut funktionierende Fehlererkennung, -isolation und Rekonfiguration vorgewiesen werden. Sensorfehler, die normalerweise einen Weiterbetrieb unmöglich machen, können in Echtzeit erkannt und isoliert werden. Die hieraus gewonnen Information wird genutzt, um die Regelung zu rekonfigurieren und die Maschine ohne Unterbrechung und ohne schädliche Transienten weiterbetreiben zu können. Die Ergebnisse zeigen, dass eine modellbasierte FDI sehr gut auf plötzliche Sensorfehler anzuwenden ist, unter den in der Arbeit genannten Einschränkungen, zum Beispiel bei Fehlern, die nicht plötzlich und mit großen Auswirkungen auftreten.

In realen Systemen ist nicht nur mit dem Auftreten von Sensorfehlern zu rechnen. Vor Anwendung der beschriebenen Methodik für Sensoren wäre zu klären, ob es sichergestellt ist, dass nicht andere Fehler fälschlicherweise einen Detektions- und Isolationsprozess hervorrufen können. Solche Fehlerquellen können zum Beispiel in den Aktoren des Systems liegen, oder in dem Prozess selbst. Desweiteren kann das System von außen gestört werden, so zum Beispiel durch nicht modellierte Eigenheiten des Systems oder durch starke Anregung über modellierte Signalpfade.

Hieraus ergeben sich folgende Anhaltspunkte für die Einordnung dieser Arbeit und für einen Ausblick: Das vorgestellte System weist Detektionsalgorithmen auf, die auch durch andere, hier nicht betrachtete Fehler ausgelöst werden könnten. So könnte z.B. ein Aktorfehler ein Residuum generieren, und einen Isolationsprozess mit unbekanntem Resultat auslösen. Ein voll ausgereiftes System muss dahingehend untersucht werden, dass alle plausiblen Fehler und nicht nur Sensorfehler richtig erkannt und isoliert werden. Hierzu können durchaus die in dieser Arbeit entwickelten Beobachter und Schätzer verwendet werden, da sie in ihrer Anwendung nicht speziell auf die Residuengenerierung zu Sensorfehlern beschränkt sind. Ein besonderer Augenmerk sollte bei jeder Betrachtung der doppelgespeisten Asynchronmaschine darauf gelegt werden, dass ein Netzfehler, also das plötzliche Einbrechen der Netzspannung, richtig behandelt wird. Bis sichergestellt ist, dass alle zu erwartenden Fehler richtig erkannt und isoliert werden, ist eine industrielle Anwendung des entwickelten Systems lediglich zur Fehlerdetektion und soweit möglich zu

Isolation denkbar. Eine automatische Rekonfiguration wird allerdings auch danach mit einigen Risiken behaftet sein, da sie in ihren Auswirkungen immer mit einer sicheren Abschaltung ohne Weiterbetrieb verglichen werden muss.

Desweiteren sind die in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren zwar am Beispiel der doppeltgespeisten Asynchronmaschine entwickelt und eng mit diesem System verwoben. Je nach Verwandtschaft können die verwendeten Methoden aber auch auf andere Anwendungen, eventuell andere elektrische Maschinen oder gänzlich andere Systeme, übertragen werden und somit anderweitig genutzt werden. Insbesondere die vorgestellte Steuerungsphase zur Unterbrechung der schnellen Regelkreise könnte in andere Systemen Anwendung finden, wie auch das Bewerten von Residuen relativ zueinander, um so die Anzahl der einzustellenden Parameter zu reduzieren und die Auswertung unabhängiger vom Betriebspunkt des Systems zu machen.

Daneben sind insbesondere die entwickelten Beobachter und Schätzer für Anwendungen interessant, die nicht aus dem Bereich der Fehlerdetektion und -isolation stammen, so zum Beispiel der Betrieb von elektrischen Maschinen mit einer verminderten Zahl von Sensoren.

In der Gesamtbetrachtung kann das Ziel des Forschungsprojekts und der Dissertation als erreicht betrachtet werden, da ein im Laborbetrieb zuverlässig funktionierendes System entwickelt wurde.

Kapitel 7

Anhang

7.1 Anhang zum Kapitel Modellierung

Zur Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses wie in Abschnitt 2.3.2 wird Gleichung (7.1) verwendet. Diese kann in Realteil und Imaginärteil nach Gleichungen (7.2) und (7.3) gespalten werden.

$$\ddot{u} \underline{U}_{\vec{R}} = \underline{U}_{\vec{S}} - (R_S + jX_{S\sigma}) \underline{I}_{\vec{S}} \quad (7.1)$$

$$\ddot{u} U_{Rd} = U_{Sd} - R_S I_{Sd} + X_{S\sigma} I_{Sq} \quad (7.2)$$

$$\ddot{u} U_{Rq} = -R_S I_{Sq} - X_{S\sigma} I_{Sd} \quad (7.3)$$

Es gibt mehrere Wege, dieses Gleichungspaar nach \ddot{u} aufzulösen. Da der Parameter $X_{S\sigma}$ derjenige mit der größten Unsicherheit ist, wird er eliminiert. Gleichungen (7.2) und (7.3) werden jeweils nach $X_{S\sigma}$ aufgelöst und gleichgesetzt. Es ergibt sich Gleichung (7.4), hieraus kann durch Gleichung (7.5) \ddot{u} bestimmt werden.

$$\frac{\ddot{u} U_{Rd}}{I_{Sq}} - \frac{U_{Sd}}{I_{Sq}} + \frac{R_S I_{Sd}}{I_{Sq}} = -\frac{\ddot{u} U_{Rq}}{I_{Sd}} - \frac{R_S I_{Sq}}{I_{Sd}} \quad (7.4)$$

$$\ddot{u} = \frac{\frac{U_{Sd}}{I_{Sq}} - \frac{R_S I_{Sd}}{I_{Sq}} - \frac{R_S I_{Sq}}{I_{Sd}}}{\frac{U_{Rd}}{I_{Sq}} + \frac{U_{Rq}}{I_{Sd}}} \quad (7.5)$$

Der Ansatz zur Berechnung der Stator- und Rotorstreuung ist in Gleichung (7.6) gegeben. Einfacherhalber wird der Imaginärteil verwendet (7.7), und nach der Streuinduktivität umgestellt.

$$\ddot{u}\underline{U}_R + (R_S + j\omega L_{S\sigma})\underline{I}_S + U_{Sd} = 0 \quad (7.6)$$

$$\ddot{u}U_{Rq} + R_S I_{Sq} - \omega L_{S\sigma} I_{Sd} = 0 \quad (7.7)$$

7.2 Anhang zum Kapitel Regelung

Regel- und Messsystem

Es wurde ein Prozessorsystem der Firma dSpace verwendet, mit den folgenden Eigenschaften:

1. DS2003 Multichannel AD Board, Auflösung 16 bit, Lesezeit 5,7 μ s
2. DS3001 Inkremental Encoder Interface Board, 2-phasige Geberleitung plus Index
3. DS5101 Digital Waveform Output Board, Auflösung 25 ns
4. DS1006 Processor Board 64-Bit 2,6 GHz AMD Opteron
5. DS2101 D/A Board, 5 Kanäle, Auflösung 12 bit, Einschwingzeit 3 μ s

Tabellen zum Regelsystem und dessen Einstellung

Sensor	Rotorstrom	Statorstrom	Spannungen	Rotorlage
Bezeichnung	LEM LA 100-P	LEM LA 55-P	-	Inkremental
Messverfahren	Hall	Hall	Differenzverstärker	Quadraturpuls
Nenngröße	100 A	50 A	1000 V	1024 / 500 Pulse
Bandbreite	200 kHz	200 kHz	OP- Bandbreite	
Versorgung	± 15 V	± 15 V	0 V, ± 15 V	5 V

Tabelle 7.1: Daten der verwendeten Sensoren für die Maschinenregelung.

Nennleistung	2,2 kW			22 kW		
	rechn. BO	rechn. SO	Aufbau	rechn. BO	rechn. SO	Aufbau
$K_I \left[\frac{\Omega}{s}\right]$	3438	60567	1900	292	74165	819
$K_P \left[\Omega\right]$	48,45	48,45	60	5,8	5,9	7

Tabelle 7.2: Parametrisierung der Stromregler. Berechnete Werte für das Symmetrische und Betragsoptimum nach [48] und am Teststand verwendete Parameter.

	2,2 kW	22 kW
P_0	0,35 kW	0,65 kW
Q_0	3,3 kVA	13,4 kVA

Tabelle 7.3: Statorwirk- und -blindleistung bei $|I_R| = 0$.

P-Anteil $\left[\frac{1}{V}\right]$	0,002
I-Anteil $\left[\frac{1}{V_s}\right]$	0,03333
T_{VF}	0,08 s
T_{RF}	0,08 s

Tabelle 7.4: Verwendete Parameter der Leistungsregelkreise.

	2,2 kW	22 kW
$K_p \left[As\right]$	0,337	3
$K_I \left[A\right]$	1,39	9
$T_{VF} \left[s\right]$	0,08	0,08

Tabelle 7.5: Parameter der Drehzahlregler, die der Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum am nächsten kommen.

Verwendete Messgeräte

Mehrzweck-Oszilloskop Tektronix

Leistungsmessgerät Norma D6133

Leistungsmessgerät ZES Zimmer LMG500

Messbereich: DC - 10MHz

Genauigkeit: 0,03 %

Eingangsspannung: 3 V - 1000 V

Eingangsspannung: 20 mA - 32 A

Anti-Aliasing-Filter

Der verwendete Anti-Aliasing-Filter ist ein Tschebyscheff-Filter vom Typ 2, dessen Eckfrequenz 3 kHz beträgt. Der Phasenfehler bei 50 Hz beträgt bei dem gewählten Filter 1° , die Dämpfung bei 4 kHz beträgt 22 dB. Die verwendete Schaltung des Filters ist in Abbildung 7.1 und das Bode-Diagramm in Abbildung 7.2 dargestellt.

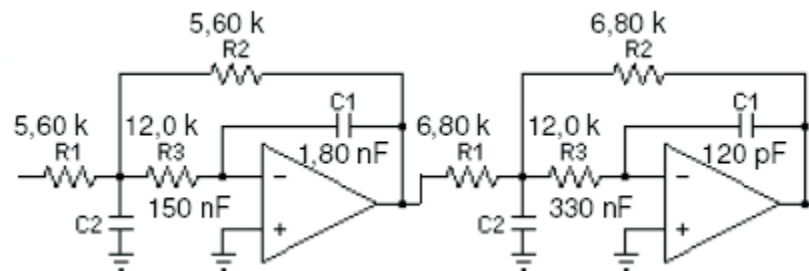


Abbildung 7.1: Verwendete Schaltung zur Realisierung des Anti-Aliasing-Filter.

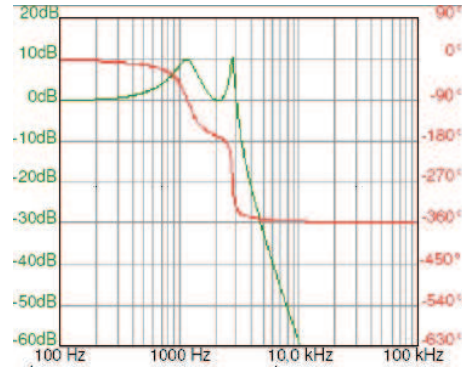


Abbildung 7.2: Bodediagramm des verwendeten Anti-Aliasing-Filters.

7.3 Anhang zum Kapitel Alternativsignale

Anhang EMK Schätzer

Aus einem diskreten Tiefpass lässt sich ideal der Phasengang in Abhängigkeit der Eingangskreisfrequenz ω_R bestimmen.

$$z = e^{j\omega_R T_A} = \cos(\omega_R T_A) + j \sin \omega_R T_A \quad (7.8)$$

$$a = \frac{T_A}{T_{TP}} \quad (7.9)$$

$$G(z) = \frac{a}{z - 1 + a} = \frac{a}{\cos(\omega_R T_A) - 1 + a - j \sin \omega_R T_A} = \frac{a}{b^{-j\varphi}} \quad (7.10)$$

$$(7.11)$$

Es wird nur der Winkel betrachtet, während der Betrag uninteressant ist.

$$\arg\left(\frac{a}{b^{-j\varphi}}\right) = -\arg\left(\frac{b^{-j\varphi}}{a}\right) \quad (7.12)$$

$$-\arg\left(\frac{b^{-j\varphi}}{a}\right) = -\arg\left(\frac{\cos(\omega_R T_A) - 1 + a - j \sin(\omega_R T_A)}{a}\right) \quad (7.13)$$

$$\arctan\left\{\frac{\Im b^{-j\varphi}}{\Re b^{-j\varphi}}\right\} = \arctan\left\{\frac{-\sin(\omega_R T_A)}{\cos(\omega_R T_A) - 1 + a}\right\} \quad (7.14)$$

Parameterempfindlichkeit der Alternativsignale

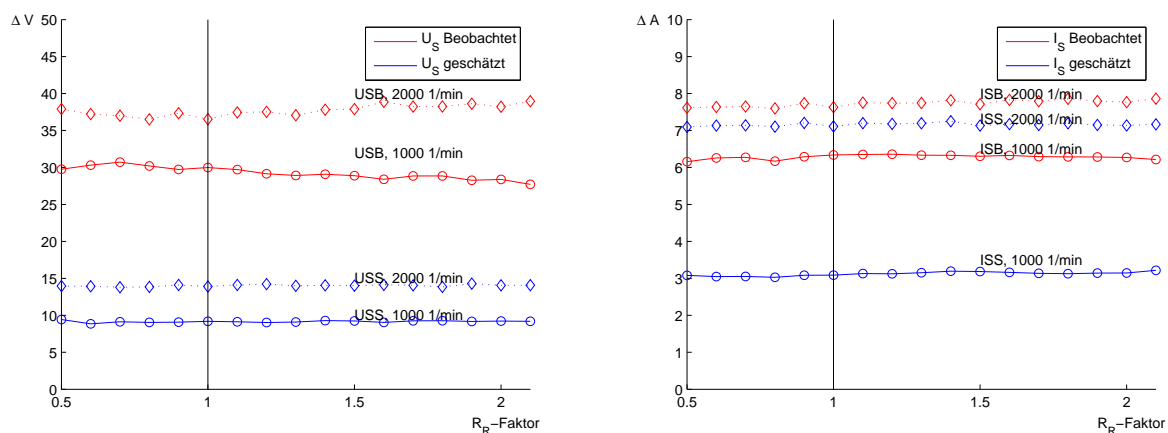


Abbildung 7.3: Messung: Residuum des Spannungsbeobachters und -schätzers (links) und des Statorstrombeobachters und -schätzers (rechts) in Abhängigkeit von R_R , bei 1000 1/min und 2000 1/min .

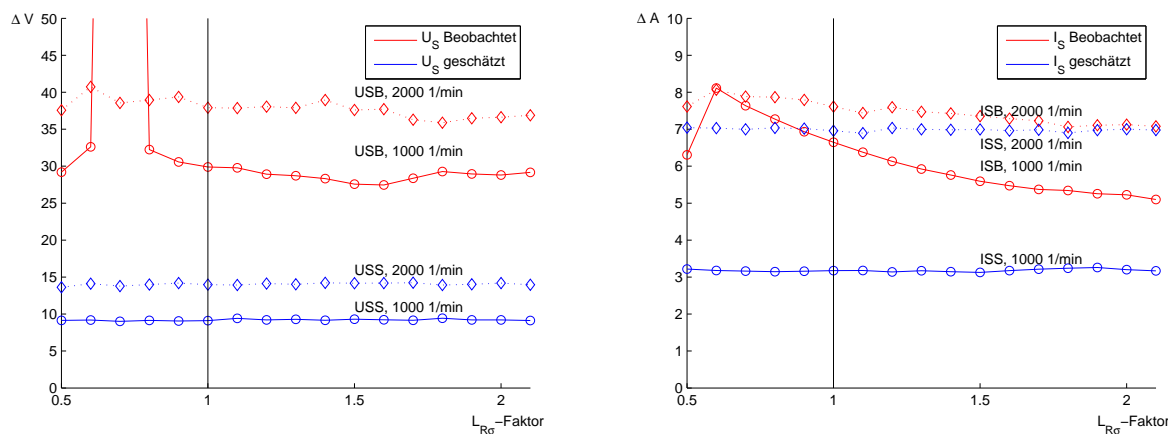


Abbildung 7.4: Messung: Residuum des Spannungsbeobachters und -schätzers (links) und des Statorstrombeobachters und -schätzers (rechts) in Abhängigkeit von $L_{R\sigma}$, bei 1000 1/min und 2000 1/min .

Literaturverzeichnis

- [1] KLUG, R.D. und A. MERTENS: *Reliability of Megawatt Drive Concepts*. In: *ICIT 2003*, Seiten 636–641, Maribor, Slovenien, 2003.
- [2] WIKSTRÖM, P., L. TERENS und H. KOBİ: *Reliability, Availability and Maintainability of High-Power Variable-Speed Drive Systems*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1):231–241, Jan. 2000.
- [3] STEIMER, P. und A. GIESECKE: *Increased Availability and Reliability of Large AC Adjustable-Speed Drive Systems*. In: *American Power Conference*, Seiten 193–203, Chicago, USA, 1991.
- [4] GARDNER, P., L. CRAIG und G. SMITH: *Electrical Systems for Offshore Wind-farms*. In: *20th British Wind Conference*, Seiten 309–17, Cardiff, Großbritannien, 1998.
- [5] LEANEY, V. und D. SHARPE: *Condition Monitoring Techniques for Offshore Wind Farms*. In: *21st British Wind Conference*, Seiten 239–48, Cambridge, Großbritannien, 1999.
- [6] POPA, L., B. JENSEN, E. RITCHIE und I. BOLDEA: *Condition Monitoring of Wind Generators*. In: *IEEE Industry Applications Conference*, Seiten 1839–46, Salt Lake City, USA, 2003.
- [7] KRISHNAN, R. und M.P. KAZMIERKOWSKI: *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Academic Press Inc, 2002.
- [8] HANSEN, A.D, F. IOV, F. BLAABJERG und L.H. HANSEN: *Review of Contemporary Wind Turbine Concepts and their Market Penetration*. *Journal of Wind Engineering*, 28(3):247–263, 2004.
- [9] HANSEN, A., F. IOV, P. SORENSEN und F. BLAABJERG: *Overall control strategy of variable speed doubly-fed induction generator wind turbine*. In: *Nordic wind power conference*, Schweden, 2004.

- [10] BLAABJERG, F. und Z.CHEN: *Power Electronics for modern Wind Turbines*. Morgan and Claypool Publishers, 2005.
- [11] HAU, E.: *Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. Springer Verlag Berlin, 4. Auflage, 2008.
- [12] PETERSSON, A.: *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. Doktorarbeit, Chalmers University of Technology, 2005.
- [13] MOREL, L., H. GODFROID, A. MIRZAIAN und J.M. KAUFFMANN: *Double-fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor*. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 145(4):360–368, Jul 1998.
- [14] BOCQUEL, A. und J. JANNING: *Analysis of a 300 MW Variable Speed Drive for Pump-Storage Plant Applications*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 05*, Dresden, Deutschland, 2005.
- [15] BURSCHEM, R.: *Shaft Generator Plants with Slipring Induction Machines*. In: *Treffen Schiffsbau-technische Gesellschaft e. V.*, Band 11, Seiten 18–21, Hamburg, Deutschland, 1987.
- [16] BOGALECKA, E.: *Power Control of a Double Fed Induction Generator without speed or position sensor*. In: *Power Electronics in Generation and Transmission*, Band 8, Seiten 224–228, Brighton, Großbritannien, 1993.
- [17] AKAGI, H. und H. SATO: *Control and Performance of a Doubly-Fed Induction Machine Intended for a Flywheel Energy Storage System*. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(1):109–116, Jan. 2002.
- [18] KHATOUNIAN, F., E. MONMASSON, F. BERTHEREAU, E. DELALEAU und J. LOUIS: *Control of a Doubly Fed Induction Generator for Aircraft Application*. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 2003. Proceedings of the IECON '03., International Conference on*, Seiten 2711–2716, Roanoke, USA, 2003.
- [19] E.ON, NETZ GMBH: *Anforderungen an seeseitige Netzanschlüsse an das Netz der E.ON Netz*. 2008.
- [20] HWANG, I., S. KIM, Y. KIM und C. SEAH: *A Survey of Fault Detection, Isolation, and Reconfiguration Methods*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 18(3):636–653, 2010.

- [21] ISERMANN, R.: *Fault Diagnosis Systems - An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Springer Verlag Berlin, 2006.
- [22] WELCHKO, B.A., T.A. LIPO, T.M. JAHNS und S.E. SCHULZ: *Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 19(4):1108–1116, July 2004.
- [23] GERTLER, J.: *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*. Marcel Dekker, New York, 1998.
- [24] ISERMANN, R.: *Überwachung und Fehlerdiagnose technischer Systeme: Moderne Methoden und ihre Anwendungen bei technischen Systemen*. Düsseldorf : VDI-Verl., 1994.
- [25] PATTON, R., P. FRANK und R. CLARK: *Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Springer Verlag, 2000.
- [26] BASSEVILLE, M.: *Detecting changes in signals and systems-a survey*. Automatica (Journal of IFAC) archive, 24(3):309–326, 1988.
- [27] ROMBERG, T., J. BLACK und T. LEDWIDGE: *Signal Processing for Industrial Diagnostics*. John Wiley and Sons Ltd, 1996.
- [28] BASSEVILLE, M. und I.V. NIKIFOROV: *Detection of Abrupt Changes: Theory and Application*. Englewood Cliffs, N.J., 1993.
- [29] ISERMANN, R.: *Supervision, Fault-Detection and Fault Diagnosis Methods - an Introduction*, Band 5. Control Engineering Practice, 1997.
- [30] ISERMANN, R. und P. BALLE: *Trends in the Application of Model-Based Fault Detection and Diagnosis of Technical Processes*, Band 5. Control Eng. Practice, 1997.
- [31] THYBO, C.: *Fault-tolerant Control of Inverter Fed Induction Motor Drives*. Doktorarbeit, University of Aalborg, 1999.
- [32] SEPE, R., B. FAHIMI und J. MORRISON: *Fault Tolerant Operation of Induction Motor Drives with Automatic Controller Reconfiguration*. In: *IEMDC 2001*, Seiten 156–162, 2001.

- [33] BENBOUZID, M., D. DIALLO und M. ZERAOUILA: *Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: from conventional to modern and intelligent control techniques*. IEEE-Transactions-on-Vehicular-Technology, 56(2):519–28, March 2007.
- [34] DIALLO, D., M. BENBOUZID und A. MAKOUF: *A Fault-Tolerant Control Architecture for Induction Motor Drives in Automotive Applications*. IEEE-Transactions-on-Vehicular-Technology, 53(6):1847–1855, November 2004.
- [35] BENBOUZID, M., D. DIALLO und A. MAKOUF: *A Fault-Tolerant Control Management System for Electric-Vehicle or Hybrid-Electric-Vehicle Induction Motor Drives*. Electromotion, 10(1):45–55, 2003.
- [36] ZIDANI, F., M. BENBOUZID, D. DIALLO und A. BENCHAIIB: *Active Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives in EV and HEV against Sensor Failures Using a Fuzzy Decision System*. In: *International Electric Machines and Drives Conference*, Band 2, Seiten 677–683, 2003.
- [37] BAGHLI, L., P. POURE und A. REZZOUG: *Sensor fault detection for fault tolerant vector controlled induction machine*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 05*, 2005.
- [38] LEE, K. und J RYU: *Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives*. IEE Proceedings of Control Theory Applications, 150(4):376–382, 2003.
- [39] BENNETT, S., R. PATTON, S. DALEY und D. NEWTON: *Sensor fault-tolerant control of a rail traction drive*. In: *Control Engineering Practise*, Band 7, Seiten 217–225, 1999.
- [40] BENNETT, S., R. PATTON, S. DALEY und D. NEWTON: *Model Based Intermittent Fault Tolerance in an Induction Motor Drive*. In: *Symposium on Control, Optimization and Supervision*, Band 1, Seiten 678–83, Lille, Frankreich, 1996.
- [41] BENNETT, S.M., R.J. PATTON, S. DALEY und D.A. NEWTON: *Torque and flux estimation for a rail traction system in the presence of intermittent sensor faults*. In: *Control '96, UKACC International Conference on (Conf. Publ. No. 427)*, Band 1, Seiten 72–77 vol.1, Sept. 1996.
- [42] BENNETT, S.: *Model Based Methods for Sensor Fault-Tolerant Control of Rail Vehicle Traction*. Doktorarbeit, University of Hull, Großbritannien, 1998.

- [43] BENNETT, S., R. PATTON und S. DALEY: *Using a bilinear motor model for a sensor fault tolerant rail traction drives*. In: *Proceedings of SAFEPROCESS 97*, Band 2, Seiten 783–788, Kingston upon Hull, Großbritannien, 1997.
- [44] JEONG, YU SEOK, SEUNG-KI SUL, S.E. SCHULZ und N.R. PATEL: *Fault detection and fault-tolerant control of interior permanent-magnet motor drive system for electric vehicle*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(1):46–51, Jan.-Feb. 2005.
- [45] BERENDSEN, C.-S., G. ROSTAING, G. CHAMPENOIS, G. OBRECHT und J. SAADI: *Detection of sensor faults with observer structures in control loops*. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on*, Seiten 344–348 vol.1, Nov 1993.
- [46] ABDELLATIF, MERIEM, M. PIETRZAK-DAVID und I. SLAMA-BELKHODJA: *Control Reconfiguration of a Doubly Fed Induction Motor Drive with a Current Sensor Fault*. In: *ELECTRIMACS'08*, Quebec, Kanada, 2008.
- [47] ABDELLATIF, MERIEM, M. PIETRZAK-DAVID und I. SLAMA-BELKHODJA: *Sensitivity of the Currents Input-Output Decoupling Vector Control of the DFIM versus Current Sensor Fault*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'08*, Seiten 953–959, Posen, Polen, 2008.
- [48] SCHRÖDER, DIERK: *Elektrische Antriebe, Regelung von Antriebssystemen*. Springer Verlag, 3. Auflage, 2009.
- [49] MALINOWSKI, M.: *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Doktorarbeit, Politechnika Warszawska, 2001.
- [50] LEONHARD, W.: *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [51] DUARTE, J. L., A. VAN ZWAM, C. WIJNANDS und A. VANDENPUT: *Reference Frames Fit for Controlling PWM Rectifiers*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [52] PETERSSON, A., L. HERNEFORS und T. THIRINGER: *Evaluation of Current Control Methods for Wind Turbines Using Doubly-Fed Induction Machines*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1):227–235, 2005.
- [53] TIMBUS, A., R. TEODORESCU, F. BLAABJERG und M. LISERRE: *Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems: An Overview and*

- Evaluation*. In: *38th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 07.*, Orlando, USA, 2007.
- [54] BOGALECKA, E.: *Power Control of a Double Fed Induction Generator without Speed or Position Sensor*. Power Electronics in Generation and Transmission, European Conference on Power Electronics and Applications, 8:224–228, 1993.
- [55] ABRATE, M., G. GRIVA, F. PROFUMO und A. TENCONI: *High speed sensorless fuzzy-like Luenberger observer*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, Band 1, Seiten 477–481 vol.1, Aug 1999.
- [56] KUBOTA, H. und K. MATSUSE: *The improvement of performance at low speed by offset compensation of stator voltage in sensorless vector controlled induction machines*. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, Band 1, Seiten 257–261 vol.1, Oct 1996.
- [57] ABOLHASSANI, M., P. NIAZI, H. TOLIYAT und P. ENJENTI: *A Sensorless Integrated Doubly-Fed Electric Alternator/Active Filter (IDEA) for Variable Speed Wind Energy System*. In: *38th Industry Applications Conference*, Band 1, Seiten 507–514, Salt Lake City, USA, 2003.
- [58] DATTA, R. und V.T. RANGANATHAN: *A Simple Position Sensorless Algorithm for Rotor Side Field Oriented Control of Wound Rotor Induction Machine*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48(4):786–368, 2001.
- [59] HOPFENSBERGER, B., D.J. ATKINSON und R.A. LAKIN: *Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder*. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 147(4):241–250, Jul 2000.
- [60] HELLER, M. und W. SCHUMACHER: *Stability Analysis of Doubly-Fed Induction Machines in Stator Flux Reference Frame*. In: *European Power Electronics Conference*, Brüssel, Belgien, 1997.
- [61] GEVERS, D. NAVARRO: *Beitrag zur Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine ohne Lagegeber für Windkraftanlagen*. Doktorarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2004.
- [62] XU, L. und W. CHENG: *Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 31(3):636–642, May/Jun 1995.

- [63] YAMAMOTO, M. und O. MOTOYOSHI: *Active and Reactive Power Control for Doubly-Fed Wound Rotor Induction Generator*. IEEE Transactions on Power Electronics, 6(4):624–629, 1991.
- [64] BREKKEN, T., N. MOHAN und T. UNDELAND: *Control of a Doubly-Fed Induction Wind Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 05*, Dresden, Deutschland, 2005.
- [65] ARSUDIS, D.: *Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreis-Umrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen*. Doktorarbeit, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1989.
- [66] RABELO, B. und W. HOFMANN: *Control of an Optimized Power Flow in Wind Power Plants with Doubly-Fed Induction Machines*. In: *34th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2003. PESC 03.*, Seiten 1563–1568, 2003.
- [67] PETERSSON, A., L. HARNEFORS und T. THIRINGER: *Comparison Between Stator-Flux and Grid-Flux-Oriented Rotor Current Control of Doubly-Fed Induction Generators*. In: *35th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04.*, Seiten 482–486, Aachen, Deutschland, 2004.
- [68] HURST, K.D., T.G. HABETLER, G. GRIVA und F. PROFUMO: *Zero-speed tacholless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(4):790–795, 1998.
- [69] DATTA, R. und V.T. RANGANATHAN: *Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine without Rotor Position Sensors*. IEEE Transactions on Power Electronics, 16(3):390–399, 2001.
- [70] SOKOLA, M. und E. LEVI: *A novel induction machine model and its application in the development of an advanced vector control scheme*. IJEEE International Journal for Electrical ENgineering Education, 37(3):233–248, 2000.
- [71] DITTRICH, A.: *Model Based Identification of the Iron Loss Resistance of an Induction Machine*. In: *7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Seiten 500–503, London, Großbritannien, 1998.
- [72] SKAAR, D.: *A Simplified Analysis of the Six-Element Model of Three-Phase Induction Motor*. IEEE Transactions on Education, 41(3):232–234, 1998.

- [73] BROWN, J.E., K.P. KOVACS und P. VAS: *A Method of Including the Effects of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A.C. Machines*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-102(1):96–103, Jan. 1983.
- [74] TAVNER, P.J.: *Cross-magnetisation effects in electrical machines*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 151(3):249–259, 2003.
- [75] ARSUDIS, D. und W. VOLLSTEDT: *Sensor-Less Power Control of a DFM AC Machine with Nearly Sinusoidal Line Current*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 89*, Aachen, Deutschland, 1989.
- [76] BEN-BRAHIM, L.: *The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in Three Phase PWM Inverters*. 2:792–797, 1998.
- [77] HOLTZ, J.: *Sensorless Control of Induction Motor Drives*. Proceedings of the IEEE, 90(8):1359–1394, 2002.
- [78] MURAI, Y., T. WATANABE und H. IWASAKI: *Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times*. IEEE Transactions on Industry Applications, 23(5):881–886, 1987.
- [79] JEONG, SEUNG-GI und MIN-HO PARK: *The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 38(2):108–114, Apr 1991.
- [80] LIN, JONG-LICK: *A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters*. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on, 49(4):476–483, Apr 2002.
- [81] CHEN, L. und F. PENG: *Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 23(2):574–580, 2008.
- [82] CHOI, JONG-WOO und SEUNG-KI SUL: *Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 11(2):221–227, Mar 1996.
- [83] URASAKI, N., T. SENJYU, K. UEZATO und T. FUNABASHI: *On-line dead-time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive*. Band 1, Seiten 268–273, 2002.
- [84] SWIERCZYNSKI, D.: *Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Doktorarbeit, Politechnika Warszawska, 2005.

- [85] IEC61000-2-2: *Umgebungsbedingungen Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen*. International Electrotechnical Commission, 2, 2002.
- [86] HWANG, J.W.G., M. WINKELNKEMPER und P.W. LEHN: *Design of an Optimal Stationary Frame Controller for Grid Connected AC-DC Converters*. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Seiten 167–172, Nov. 2006.
- [87] TEODORESCU, R., F. BLAABJERG, U. BORUP und M. LISERRE: *A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, Band 1, Seiten 580–586 Vol.1, 2004.
- [88] DEPENBROCK, M.: *Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung*. etz Archiv, VDE-Verlag, 7:211 – 218, 1985.
- [89] TAKAHASHI, I. und T. NOGUCHI: *A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 22:820–827, 1986.
- [90] KUBOTA, H. und K. MATSUSE: *Speed sensorless field oriented control of induction machines using flux observer*. In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*, Band 3, Seiten 1611–1615, Sep 1994.
- [91] KUBOTA, H., K. MATSUSE und T. NAKANO: *New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives*. In: *Industrial Electronics Society, 1990. IECON '90., 16th Annual Conference of IEEE*, Seiten 921–926 vol.2, Nov 1990.
- [92] NAHID-MOBARAKEH, B., F. MEIBODY-TABAR und F. SARGOS: *Back EMF Estimation-Based Sensorless Control of PMSM: Robustness With Respect to Measurement Errors and Inverter Irregularities*. IEEE Transactions on Industry Applications, 43(2):485–494, 2007.
- [93] EILENBERGER, A. und M. SCHRÖDL: *Extended Back EMF model for PM synchronous machines with different inductances in d- and q-axis*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'08*, Seiten 960–963, Posen, Polen, 2008.

- [94] HARNEFORS, L., M. JANSSON, R. OTTERSTEN und K. PIETILÄINEN: *Unified Sensorless Vector Control of Synchronous and Induction Motors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(1):153–160, 2003.
- [95] HOLTZ, J. und J. QUAN: *Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification*. IEEE Transactions on Industry Applications, 38(6):840–851, 2002.
- [96] HINKANNEN, M., L. HARNEFORS und J. JUOMI: *Reduced-Order Flux Observers with Stator-Resistance Adaptation for Speed-Sensorless Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009.
- [97] NAHID-MOBARAKEH, B., F. MEIBODY-TABAR und F. SARGOS: *Mechanical Sensorless Control of PMSM With Online Estimation of Stator Resistance*. IEEE Transactions on Industry Applications, 40(2):457–471, 2004.
- [98] SCHRÖDL, M.: *Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the INFORM Method*. In: *31st IEEE Industry Applications Society*, Band 1, Seiten 270–278, San Diego, USA, 1996.
- [99] CORLEY, M. und R. LORENZ: *Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(4):784–789, 1998.
- [100] WOLBANK, T. und M. METWALLY: *Tracking Inherent Saliencies of Standard Induction Machines for Zero Speed Sensorless Control using different Signal Processing Methods*. In: *39th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 08.*, Seiten 4249–4255, Rhodos, Griechenland, 2008.
- [101] SCHRÖDL, M. und C. SIMETZBERGER: *Sensorless Control of PM Synchronous Motors Using a Predictive Current Controller with Integrated INFORM and EMF Evaluation*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'08*, Seiten 2306–2313, Posen, Polen, 2008.
- [102] BOGALECKA, E. und Z. KRZEMINSKI: *Control Systems of Doubly-Fed Induction Machine Supplied by Current Controlled Voltage Source Inverter*. In: *Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, Seiten 168–172, Oxford, Großbritannien, 1993.
- [103] BOGALECKA, E.: *Control of the Slip-Ring Induction Generator Connected to the Power System*. In: *Prace Instytutu Elektrotechniki*, Band 43, Seiten 25–43, Warschau, Polen, 1995.

- [104] IWANSKI, G. und W. KOCZARA: *Sensorless Stand Alone Variable Speed System for Distributed Generation*. 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference., Seiten 1915–1921, 2004.
- [105] KRZEMINSKI, E., A. POPENDA, M. MELCER und P. LADACH: *Sensorless Control System of Double Fed Induction Machine with Predictive Current*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 01*, Graz, Österreich, 2001.
- [106] PENA, R., R. CARDENAS, J. PROBOSTE, G. ASHER und J. CLARE: *Sensorless Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Stand Alone Operation*. In: *35th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04.*, Seiten 3378–3383, Aachen, Deutschland, 2004.
- [107] PODDAR, G. und V.T. RANGANATHAN: *Direct Torque and Frequency Control of Double-Inverter-Fed Slip-Ring Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(6):1329–1337, 2004.
- [108] PODDAR, G. und V.T. RANGANATHAN: *Sensorless Field-Oriented Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(5):1089–1096, 2004.
- [109] GHOSN, R., C. ASMAR, M. PIETRZAK-DAVID und B. FORNEL: *A MRAS-Luenberger Sensorless Speed Control of Doubly Fed Induction Machine*. In: *European Power Electronics Conference*, Toulouse, Frankreich, 2003.
- [110] ARSUDIS, D. und W. VOLLSTEDT: *Sensorlose Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine mit geringen Netzrückwirkungen*. Archiv für Elektrotechnik, 74:89–97, 1990.
- [111] RÄDEL, U., D. NAVARRO, G. BERGER und S. BERG: *Sensorless Field-Oriented Control of a Slipring Induction Generator for a 2.5 MW Wind Power Plant from Nordex Energy GmbH*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 01*, Graz, Österreich, 2001.
- [112] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Position Estimator including Saturation and Iron Losses for Encoder Fault Detection of Doubly-Fed Induction Machine*. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'08*, Poznan, Polen, 2008.
- [113] RABELO, B., W. HOFMANN, J. SILVA, R. OLIVEIRA und S SILVA: *Reactive Power Control in Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. In: *39th IEEE*

- Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 08.*, Seiten 106–112, Rhodos, Griechenland, 2008.
- [114] LUENBERGER, D. G.: *Observing the State of a Linear System*. IEEE Transactions of Military Electronics, 8:74–80, 1964.
- [115] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2*. Springer Verlag, 2005.
- [116] KAUTSKY, J. und N.K. NICHOLS: *Robust Pole Assignment in Linear State Feedback*. International Journal on Control, 41:1129–1155, 1985.
- [117] THOMSEN, S., K. ROTHENHAGEN und F.W. FUCHS: *Stator Voltage Observation for a Doubly Fed Induction Generator*. In: *European Power Electronics Conference, EPE 07*, Aalborg, Dänemark, 2007.
- [118] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Current Sensor Fault Detection, Isolation and Control Reconfiguration for Doubly Fed Induction Generators*. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 2007. Proceedings of the IECON '07., International Conference on*, Taipei, Taiwan, 2007.
- [119] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Current Sensor Fault Detection and Reconfiguration for a Doubly Fed Induction Machine*. In: *38th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 07.*, Orlando, USA, 2007.
- [120] ROTHENHAGEN, K., S. THOMSEN und F.W. FUCHS: *Voltage Sensor Fault Detection and Reconfiguration for a Doubly Fed Induction Generator*. In: *SDEMPED07*, Krakow, Polen, 2007.
- [121] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Advanced Sensor Fault Detection and Control Reconfiguration of Wind Power Plants using Doubly Fed Induction Generators*. In: *39th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 08.*, Rhodos, Griechenland, 2008.
- [122] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Doubly-Fed Induction Generator Model-based Sensor Fault Detection and Control Loop Reconfiguration*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Seiten 4229–4238, 2009.
- [123] ROTHENHAGEN, K. und F.W. FUCHS: *Current Sensor Fault Detection, Isolation and Control Reconfiguration for Doubly Fed Induction Generators*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Seiten 4239–4245, 2009.

- [124] ABRAMIK, S., W. SLESZYNSKI, J. NIEZNANSKI und H. PIQUET: *A Diagnostic Method for On-Line Fault Detection and Localization in VSI-Fed AC Drives*. EPE 2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Seiten 1–9, 2003.