

# Flussbeobachtung für Asynchronmaschinen

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades eines Diplom-Ingenieurs

Studienrichtung : Prozessautomatisierungstechnik

STEFAN LAIMGRUBER

Technische Universität Graz

Betreuer: Dipl.Ing.Dr.techn. Roland Seebacher

Institut: Elektrische Maschinen und Antriebe

03/2010

© Copyright 2009 Stefan Laimgruber

Alle Rechte vorbehalten

# Erklärung

Hiermit erkläre ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und die aus anderen Quellen entnommenen Stellen als solche gekennzeichnet habe.

Graz, am 28. Februar 2010

Stefan Laimgruber

# Vorwort

An dieser Stelle möchte ich mich bei meinem Betreuer Herrn Dipl.Ing.Dr.techn. Roland Seebacher, welcher das Thema für diese Arbeit lieferte und mir viel seiner knapp bemessenen Zeit zur Verfügung stellte, bedanken. Mein weiterer Dank gilt Herrn Dipl.Ing. Martin Draxler für das Finden zahlreicher Fehler in dieser Arbeit. Für die hilfreiche Unterstützung zahlreicher Kollegen während des Studiums möchte ich mich ebenfalls bedanken. Dabei entstanden Freundschaften, welche über Lerngemeinschaften hinaus reichen.

Insbesondere möchte ich meiner Familie für die Unterstützung während meines Studiums danken. Ohne diese wäre eine Durchführung des Studiums in so kurzer Zeit nicht möglich gewesen.

# Kurzfassung

Für die Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine (und andere Regelkonzepte) werden Informationen über den Fluss in der Maschine benötigt. Der Fluss könnte mit Hilfe von Hall-Elementen im Luftspalt gemessen werden, was jedoch einen zusätzlichen Sensor und einen Eingriff in die Maschine nötig macht. Um auf diesen Sensor verzichten zu können wurden verschiedene Modelle und Beobachter zur Beobachtung des Flusses entwickelt. Die Güte der Regelung ist dabei wesentlich von der Genauigkeit der Fluss-schätzung abhängig.

Weiters stieg in den letzten Jahrzehnten die Nachfrage nach sensorlos geregelten Antrieben stark. Dabei wird zusätzlich noch auf den Drehzahlsensor verzichtet und versucht die Asynchronmaschine nur mit Hilfe der Ständerspannung und des Ständerstromes zu Regeln. Auf Grund dieser Entwicklung existieren zu diesem Thema eine Vielzahl von Büchern und Forschungsberichten.

Ziel dieser Arbeit ist es, einige grundlegende Methoden zur Bestimmung des Flusses in Simulationen zu testen. Die Modelle werden anschließend mit Messdaten aus dem Labor verifiziert und die Auswirkungen auf die Momentenregelung untersucht. Die vielversprechendste Methode soll am Laborprüfstand implementiert werden.

# Abstract

For the control of induction machines information about the flux in the machine is needed. The flux may be measured with a Hall-Sensor mounted in the air gap between stator and rotor, which means an additional sensor is needed reducing the reliability of the overall system. To do the control without this sensor different flux observers were developed in the last thirty years. The quality of the control depends heavily on the accuracy of the flux estimation.

Furthermore the demand for sensorless control is increasing. The control approach is to control the induction machine even without speed sensor. Therefore the flux observers were adjusted to estimate the flux and the rotation speed. Because of the development in the last years there exist a lot of papers and books about this topic. The aim of this work is to give a brief overview and analyse some fundamental methods for flux estimation with and without rotational transducer and verify them using computer simulation. In addition the observers are fed with measured data from the induction machine. At the end one observer is selected and implemented in the laboratory using dSpace.

# Symbol-, Index- und Abkürzungsverzeichnis

## Symbolverzeichnis

$i_s$	Stromraumzeiger
$u_s$	Spannungsraumzeiger
$\psi_s$	Ständerflussraumzeiger
$\psi_r$	Rotorflussraumzeiger
$e_m$	Gegen-Elektromotorische-Kraft
$q_m$	Reaktanz
$L_m$	Hauptinduktivität
$L_r$	Rotorinduktivität
$L_s$	Ständerinduktivität
$L_{\sigma r}$	Rotorstreinduktivität
$L_{\sigma s}$	Ständerstreinduktivität
$R_s$	Ständerwiderstand
$R_r$	Rotorwiderstand
$\sigma$	Gesamtstreuiziffer
$T_r$	Rotorzeitkonstante
$T_s$	Ständerzeitkonstante
$p$	Polpaarzahl
$x$	Zustandsvektor
$A$	Systemmatrix zeitkontinuierlich
$B$	Eingangsmatrix zeitkontinuierlich
$C$	Ausgangsmatrix
$\Phi$	Systemmatrix zeitdiskret
$H$	Eingangsmatrix zeitdiskret
$K$	Kalman-Matrix
$G$	Rückkoppelmatrix
$\omega$	elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_s$	synchrone Winkelgeschwindigkeit
$\omega_r$	Winkelgeschwindigkeit des Schlupf
$\omega_m$	mechanische Winkelgeschwindigkeit
$m_W$	Moment an der Welle
$m_M$	Moment der Maschine
$T_a$	Abtastzeit

## Hochgestellte Indizes

$*$	Referenzmodell
$\diamond$	adjustierbares Modell
$s$	ständerfestes Koordinatensystem
$r$	rotorfestes Koordinatensystem
$w$	willkürliches Koordinatensystem
$*$	konjungiert komplex
$T$	transponiert

## Tiefgestellte Indizes

$\alpha$	Längskomponente im ständerfesten Koordinatensystem
$\beta$	Querkomponente im ständerfesten Koordinatensystem
$d$	Längskomponente im rotorfesten Koordinatensystem
$q$	Querkomponente im rotorfesten Koordinatensystem
$k$	Abtastzeitpunkt

## Abkürzungsverzeichnis

<i>KDS</i>	Koordinatensystem
<i>LTI</i>	Linear Time Invariant
<i>PWM</i>	Puls Weiten Modulation
<i>SM</i>	Sliding Mode
<i>AM</i>	Asynchron Maschine
<i>MRAS</i>	Model Reference Adaptive System
<i>EMK</i>	Gegen Motorische Kraft
<i>RFO</i>	Rotor Fluss Orientiert
<i>SFO</i>	Ständer Fluss Orientiert
<i>KF</i>	Kalman Filter
<i>EKF</i>	Erweitertes Kalman Filter



# Inhaltsverzeichnis

<b>Erklärung</b>	<b>iii</b>
<b>Vorwort</b>	<b>iv</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vi</b>
<b>Symbol-, Index- und Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>vii</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Flussbeobachtung mit Lagesensor . . . . .	1
1.2. Flussbeobachtung ohne Lagesensor . . . . .	1
1.3. Online-Parameteridentifikation . . . . .	3
<b>2. Grundwellenmodell der Asynchronmaschine</b>	<b>4</b>
2.1. Grundwellenmodell im ständerfesten KDS . . . . .	4
2.1.1. Kontinuierliches Zustandsraummodell . . . . .	4
2.1.2. Momentengleichung . . . . .	6
2.2. Grundwellenmodell im willkürlichen KDS . . . . .	6
2.2.1. Zeitdiskretes Zustandsraummodell im willkürlichen KDS . . . . .	7
2.2.2. Momentengleichung . . . . .	8
2.3. Diskretisierungsfehler . . . . .	8
2.3.1. Diskretisierungsfehler im ständerfesten KDS . . . . .	9
2.3.2. Diskretisierungsfehler im rotorfesten KDS . . . . .	11
2.4. Beobachtbarkeit Asynchronmaschine . . . . .	12
2.5. Betriebszustände Asynchronmaschine . . . . .	14
<b>3. Grundmodelle</b>	<b>15</b>
3.1. Spannungsmodell . . . . .	15
3.2. Strommodell . . . . .	17
3.3. Closed Loop Beobachter . . . . .	18
<b>4. MRAS</b>	<b>21</b>
4.1. Ständerstrom basiertes MRAS . . . . .	21
4.2. Gegen-EMK und Reaktanz basiertes MRAS . . . . .	22
4.3. Rotorfluss basiertes MRAS . . . . .	24
4.4. Luenberger-Beobachter mit MRAS . . . . .	27
<b>5. Kalmanfilter</b>	<b>31</b>
5.1. Lineare Kalmanfilter . . . . .	31
5.1.1. Theorie zum KF . . . . .	31

---

5.2. Das Erweiterte Kalman-Filter . . . . .	34
5.2.1. Theorie zum Erweiterte Kalman-Filter . . . . .	34
5.2.2. EKF zur Schätzung der inversen Rotorzeitkonstante . . . . .	36
5.2.3. EKF zur Schätzung der Drehzahl . . . . .	38
<b>6. Luenberger-Beobachter</b>	<b>40</b>
6.1. Luenberger-Beobachter voller Ordnung . . . . .	40
6.2. Luenberger-Beobachter reduzierter Ordnung . . . . .	43
6.3. Erweiterter Luenberger-Beobachter . . . . .	46
<b>7. Sliding Mode Beobachter</b>	<b>47</b>
7.1. Adaptive SM Beobachter . . . . .	47
7.2. SM Beobachter . . . . .	50
<b>8. Simulation</b>	<b>52</b>
8.1. Feldorientierte Regelung . . . . .	52
8.2. Direkte Ständerflussregelung . . . . .	53
8.3. Simulierte Beobachter . . . . .	55
8.3.1. Beobachter ohne Lagesensor . . . . .	55
8.3.2. Beobachter mit Lagesensor . . . . .	56
8.4. Vorgabe der Sollgrößen . . . . .	57
8.4.1. Versuch 1: Reversion . . . . .	57
8.4.2. Versuch 2: Treppenfunktion . . . . .	65
8.5. Maschinenparameter . . . . .	76
<b>9. Labor</b>	<b>77</b>
9.1. Laboraufbau . . . . .	77
9.2. Kompensation der Umrichternichtlinearität . . . . .	78
9.3. Messwernerfassung und deren Auswirkung . . . . .	80
9.4. Auswertung Beobachter parallel zur Regelschleife . . . . .	83
9.5. Auswertung Beobachter in der Regelschleife . . . . .	92
9.5.1. Momentensprünge . . . . .	92
9.5.2. Reversiersversuche . . . . .	94
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>105</b>
<b>Anhang</b>	<b>107</b>
<b>A. Abbildungsverzeichnis</b>	<b>108</b>
<b>B. Tabellenverzeichnis</b>	<b>111</b>

# 1. Einleitung

## 1.1. Flussbeobachtung mit Lagesensor

Für die Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine (und andere Regelungskonzepte) werden Informationen über den Fluss in der Maschine benötigt. Der Fluss könnte mit Hilfe von Hall-Elementen gemessen werden, was jedoch einen zusätzlichen Sensor und einen Eingriff in die Maschine nötig macht. Um auf diesen Sensor verzichten zu können, wurden verschiedene Flussmodelle und Beobachter für die Schätzung dieser Größe entwickelt. Die Güte der Regelung ist dabei wesentlich von der Genauigkeit der Fluss-schätzung abhängig. Zur Schätzung des Stator -bzw. Rotorflusses wird das mathematische Grundwellenmodell der Asynchronmaschine herangezogen. Dabei wird eine sinusförmige Flussverteilung im Luftspalt angenommen, Oberwellen und andere parasitäre Effekte werden dabei vernachlässigt. Mit den Jahren entstanden eine Vielzahl von Beobachtern, welche sich in ihrer Komplexität stark unterscheiden. Im Zuge dieser Arbeit werden folgende Beobachter im Bereich der Regelung mit Lagegeber untersucht:

- Nicht Adaptive Verfahren aus Grundwellenmodell
  - Fluss-schätzung aus der Ständerspannungsgleichung genannt Spannungsmodell
  - Fluss-schätzung aus der Rotorspannungsgleichung genannt Strommodell
- Adaptive Verfahren aus Grundwellenmodell
  - Luenberger-Beobachter
  - Kalman-Filter
  - Sliding-Mode Beobachter

Wobei letztere Verfahren ein Fehlersignal aus geschätzten und gemessenen Strom über eine Matrix rückkoppeln und damit die Robustheit und Dynamik erhöht. Die Flussbeobachtung mit Lagesensor ist mit den angegebenen Methoden gut in den Griff zu bekommen. Lediglich Parameterschwankungen können die Qualität der Schätzung wesentlich beeinflussen.

## 1.2. Flussbeobachtung ohne Lagesensor

Geregelte Asynchronmaschinen ohne mechanische Drehzahlsensoren an der Welle gewinnen immer mehr an Bedeutung. Der Grund hierfür liegt an den wegfallenden Kosten für Sensoren und einer höheren Verlässlichkeit des Gesamtsystems. Weiters kann die Komplexität der Hardware verringert werden, was sich positiv auf die Häufigkeit von Wartungsarbeiten auswirkt. Die Nachfrage nach sensorlos geregelten Asynchronmaschinen hatte eine schnelle Entwicklung in den letzten Jahrzehnten zur Folge. Die Anforderungen an Sensorlose Antriebe werden immer größer und vor allem Antriebe mit sehr geringen

Drehzahlen stellen noch immer eine große Herausforderung dar.

Prinzipiell werden zwei verschiedene Ansätze zur Sensorlosen Regelung verfolgt. Das erste Prinzip umfasst die Methoden welche ein mathematisches Grundwellenmodell der Asynchronmaschine verwenden, die andere nutzt anisotropien im Rotor [19], [21], [30]. Für das Grundwellenmodell gibt es einige grundsätzliche Ansätze, welche aus der Regelungstechnik bekannt sind. Dazu gehören die bereits genannten adaptiven und nicht adaptiven Verfahren.

Die Modelle zur Flusschätzung mit Lagesensor können durch einigen Mehraufwand zur Sensorlosen Regelung der Asynchronmaschine erweitert werden. Nicht adaptive Verfahren verwenden unmittelbar die umgeformten Maschinengleichungen um die Drehzahl zu schätzen. Dabei gibt es keine Fehlerrückmeldung, weshalb Parameterschwankungen zu erheblichen Schätzfehlern führen. Nicht adaptive Verfahren werden in dieser Arbeit nicht weiter behandelt. Unter den adaptiven Verfahren kommt das Model Reference Adaptive System (MRAS), in verschiedenen Varianten zur Schätzung der Drehzahl, am häufigsten zum Einsatz. MRAS besitzt prinzipiell eine einfache Struktur, jedoch ist der Nachweis der Stabilität im gesamten Betriebsbereich der Asynchronmaschine schwierig. Vor allem bei niedrigen Drehzahlen im generatorischen Betrieb treten Instabilitäten auf. Das Stabilitätsproblem kann mit Hilfe eines Erweiterten-Kalman-Filter umgangen werden, da dieser durch lösen der Kalman-Gleichungen in jedem Abtastschritt die Stabilität garantiert. Dies kann auch mit einem Erweiterten-Luenberger Beobachter erfolgen, sofern die Eigenwerte richtig plaziert werden. Die Wahl der Eigenwerte erfolgt online, was den Rechenaufwand und die Komplexität drastisch erhöht. Folgende Methoden zur Sensorlosen Regelung der Asynchronmaschine werden untersucht:

- Adaptive Verfahren aus Grundwellenmodell
  - MRAS
  - Erweiterter-Kalman-Filter
  - Erweiterter-Luenberger-Beobachter
  - Sliding-Mode-Beobachter

Es sei noch erwähnt, dass das Grundwellenmodell Einschränkungen nahe der Statorfrequenz Null besitzt. Die im Rotor induzierte Spannung ist dann Null, was die Asynchronmaschine zu einem nicht beobachtbaren System macht. Bei geringen Frequenzen wird deshalb vorzugsweise das zweite Prinzip basierend auf Anisotropien in der Asynchronmaschine verwendet. Durch die Anisotropien können zusätzliche Informationen über die Rotorflusslage bzw. Position des Rotors gewonnen werden. Um dies zu ermöglichen werden zusätzliche Signale in die Ständerwicklungen injiziert und die dabei auftretenden Effekte ausgewertet um ein Abbild der Rotorlage erzeugt. Für die sogenannten signal-injection Methoden gibt es wiederum eine Vielzahl von verschiedenen Ansätzen zur Erzeugung der Zusatzsignale und Auswertung der Effekte, welche bei der Asynchronmaschine auftreten. Die Asynchronmaschine ist beinahe symmetrisch aufgebaut, was eine Auswertung der Signale schwierig macht. Abhilfe kann durch bauliche Maßnahmen, wie einfügen künstlicher Unsymmetrien geschaffen werden. Die Ausnutzung von Unsymmetrien bei niedrigen Drehzahlen stellt einen völlig neuen Ansatz zur Sensorlosen Regelung bei niedrigen Frequenzen und vor allem bei der Frequenz null dar. Für eine Regelung im gesamten Drehzahlbereich ist daher eine Kombination von Modellen basierend auf der

Grundwelle und der Ausnutzung von Asymmetrien anzustreben. Ein sehr guter Überblick über die eben besprochene Thematik wird von Holtz in [14] gegeben. Methoden basierend auf Anisotropien werden in dieser Arbeit nicht behandelt.

### 1.3. Online-Parameteridentifikation

Alle Ansätze, die auf einem mathematischen Modell der Asynchronmaschine beruhen sind abhängig von den Parametern der Maschine, welche sich im Betrieb stark ändern können. Vor allem die temperaturabhängige Änderung des Ständer- und Rotorwiderstandes beeinflussen die Qualität der Beobachtung. Gerade bei Sensorlosen Asynchronmaschinen, basierend auf MRAS, ist die Stabilität des Gesamtsystems stark abhängig vom Ständerwiderstand. Es ist eine große Herausforderung, den Fluss, die Drehzahl und die Widerstandsänderung simultan zu beobachten und die Stabilität des Gesamtsystems zu gewährleisten. Häufig wird die Stabilität der Einzelsysteme betrachtet und dadurch auf die Stabilität des Gesamtsystems geschlossen, was nicht zulässig ist.

Es existieren ebenfalls MRAS basierte Methoden zur Bestimmung des Ständerwiderstandes und der inversen Rotorzeitkonstanten, die Stabilität ist jedoch meist nicht in allen Betriebszuständen der Asynchronmaschine gegeben. Auf Grund der Komplexität der Online-Parameteridentifikation, kann im Zuge dieser Diplomarbeit nicht vollständig auf dieses Thema eingegangen werden. Behandelt wird die Identifikation der inversen Rotorzeitkonstanten mit Hilfe von EKF und MRAS mit Lagegeber. Änderungen der Hauptinduktivität treten vorwiegend im Feldschwächbereich auf und können offline durch Aufzeichnung der Sättigungskennlinie kompensiert werden.

## 2. Grundwellenmodell der Asynchronmaschine

Mit Hilfe des Grundwellenmodells lassen sich die stationären Eigenschaften der Asynchronmaschine gut simulieren. Dabei wird ein sinusförmiger Flussdichteverlauf im Luftspalt angenommen. Transiente und nichtlineare Vorgänge, wie Sättigung und Stromverdrängung werden nicht berücksichtigt. Folgend werden die Zustandsmodelle, welche für die Simulation und den Beobachterentwurf benötigt werden in Anlehnung an [27] kurz hergeleitet. Dabei werden die Modelle im ständerfesten als auch im willkürlichen KDS in zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Form dargelegt.

### 2.1. Grundwellenmodell im ständerfesten KDS

Die ständerfeste Darstellung kann auch aus dem willkürlichen KDS gewonnen werden. Die Herleitungen der Beobachter werden jedoch meist ständerfest durchgeführt, weshalb die folgenden Formeln in der Arbeit oft benötigt werden. Aus diesem Grund folgt eine detailliertere Angabe der Gleichungen.

#### 2.1.1. Kontinuierliches Zustandsraummodell

Ständerspannungsgleichung im Ständerwicklungssystem:

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt} \quad (2.1)$$

Läuferspannung im kurzgeschlossenen Läuferwicklungssystem:

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r^r + \frac{d\psi_r^r}{dt} \quad (2.2)$$

Ständer- und Rotorflussverkettung:

$$\psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (2.3)$$

$$\psi_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (2.4)$$

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma r}$$

Auf Grund des mechanisch symmetrischen Aufbaus sind die Induktivitäten in allen kartesischen Koordinatensystemen gleich. Deshalb entfallen die hochgestellten Indizes in den Flussverkettungsgleichungen. Wird die Läuferspannungsgleichung (2.2) auf das ständerfeste KDS bezogen, erhält man:

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\psi_r^s}{dt} - j \omega \psi_r^s \quad (2.5)$$

Für das Zustandsraummodell interessieren die Größen  $\mathbf{i}_s^s$  und  $\boldsymbol{\psi}_r^s$ , daher sollen die Größen  $\mathbf{i}_r^s$  und  $\boldsymbol{\psi}_s^s$  aus der Ständerspannungsgleichung (2.1) und der Läuferstromgleichung (2.5) eliminiert werden. Dazu wird Gleichung (2.4) auf  $\mathbf{i}_r^s$  umgeformt und in (2.3) eingesetzt. Werden nun  $\boldsymbol{\psi}_s^s$  in (2.1) und  $\mathbf{i}_r^s$  in (2.5) eliminiert, erhält man für die Spannungsgleichungen:

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^s}{dt} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{0} = -\frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s^s + \left( \frac{1}{T_r} - j \omega \right) \boldsymbol{\psi}_r^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^s}{dt} \quad (2.7)$$

Um das mathematische Modell in die Form eines Zustandsraummodells zu bringen, müssen die Gleichungen (2.6) und (2.7) auf die Ableitungen der Zustandsvariablen  $\mathbf{i}_s^s$  und  $\boldsymbol{\psi}_r^s$  umgeformt werden.

$$\frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \mathbf{u}_s^s - \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_s} \right) \mathbf{i}_s^s + \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{1}{T_r} - j \omega \right) \boldsymbol{\psi}_r^s \right] \quad (2.8)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s^s - \left( \frac{1}{T_r} - j \omega \right) \boldsymbol{\psi}_r^s \quad (2.9)$$

mit den Konstanten:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$$

Es handelt sich um ein System 4. Ordnung mit den Zustandsvariablen  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}$  und  $\psi_{r\beta}$ <sup>1</sup>. Die Gleichungen können nun noch in Matrixschreibweise angegeben werden [27]. Die  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Ständerspannung, des Ständerstromes und des Rotorflusses können in folgende Vektoren mit reellen Komponenten zusammengefasst werden.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^s &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi'_{r\alpha} \quad \psi'_{r\beta}]^T \\ \mathbf{u}_s^s &= [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \\ \mathbf{i}_s^s &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T \end{aligned}$$

Mit den oben definierten Vektoren erhält man nun das kontinuierliche Zustandsraummodell der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer in Matrixschreibweise.

$$\frac{d\mathbf{x}^s}{dt} = \mathbf{A}^s(\omega) \mathbf{x}^s + \mathbf{B}^s \mathbf{u}_s^s \quad (2.10)$$

$$\mathbf{i}_s^s = \mathbf{C} \mathbf{x}^s \quad (2.11)$$

<sup>1</sup>Mit  $\alpha$  und  $\beta$  werden die Längs- und Querkomponenten im ständerfesten KDS gekennzeichnet.

Dabei sind:

$$\begin{aligned} \psi'_{r\alpha} &= \frac{\psi_{r\alpha}}{L_m} & \psi'_{r\beta} &= \frac{\psi_{r\beta}}{L_m} \\ \mathbf{A}^s(\omega) &= \begin{bmatrix} -\gamma \mathbf{I} & \epsilon \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \\ \frac{1}{T_r} \mathbf{I} & -\left( \frac{1}{T_r} - \mathbf{J} \omega \right) \end{bmatrix} & \mathbf{B}^s &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} & \mathbf{C}^s &= [\mathbf{I} \quad \mathbf{0}] \\ \gamma &= \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \epsilon &= \frac{1-\sigma}{\sigma} & \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Die Gleichung (2.10) stellt ein zeitvariantes Zustandssystem dar, da die Drehzahl  $\omega$  als veränderlicher Parameter in der Systemmatrix auftritt. Dieses kontinuierliche Zustandsmodell der Asynchronmaschine ist im folgenden Grundlage zum Entwurf der verschiedenen Beobachter und Regelungen. Die Komponenten des Zustandsvektors  $\mathbf{x}^s$  treten im stationären Fall als sinusförmige Größen auf. Zu beachten ist, dass in der gewählten Darstellungsform nicht  $\psi_r$  sondern  $\psi'_r$  als Zustandsvariable auftritt.

### 2.1.2. Momentengleichung

Zur Beschreibung der Maschine werden auch die mechanischen Gleichungen benötigt. Diese sind die Drehmomentgleichung und die Bewegungsgleichung:

$$m_M = \frac{3}{2} p \Im \{ \psi_s^* \mathbf{i}_s \} = -\frac{3}{2} p \Im \{ \psi_s \mathbf{i}_s^* \} \quad (2.12)$$

$$m_M = m_W + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.13)$$

Dabei ist  $m_M$  das elektrische Moment der Asynchronmaschine und  $m_W$  das Lastmoment an der Welle. Eliminiert man  $\psi_s$  in Gleichung (2.12) mit Hilfe der Gleichungen (2.3) und (2.4), erhält man die Momentengleichung für das Zustandsraummodell (2.10).

$$m_M = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \left( \psi'_{r\alpha} \mathbf{i}_{s\beta} - \psi'_{r\beta} \mathbf{i}_{s\alpha} \right) \quad (2.14)$$

## 2.2. Grundwellenmodell im willkürlichen KDS

Um das mathematische Modell in einem willkürlichen KDS zu erhalten, müssen die Gleichungen (2.1) und (2.2) in ein mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_w$  umlaufendes KDS transformiert werden. Man erhält dadurch folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s^w &= R_s \mathbf{i}_s^w + \frac{d\psi_s^w}{dt} + j \omega_w \psi_s^w \\ \mathbf{0} &= R_r \mathbf{i}_r^w + \frac{d\psi_r^w}{dt} + j (\omega_w - \omega) \psi_r^w \end{aligned} \quad (2.15)$$

Wie beim ständerfesten KDS werden auch hier der messbare Läuferstrom sowie der Ständerfluss aus dem Gleichungssystem eliminiert. Es ergibt sich folgendes System:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}^w}{dt} &= \mathbf{A}^w(\omega, \omega_s) \mathbf{x}^w + \mathbf{B}^w \mathbf{u}_s^w \\ \mathbf{i}_s^w &= \mathbf{C} \mathbf{x}^w \end{aligned} \quad (2.16)$$



mit dem Zustandsvektor  $\mathbf{x}^w$ , Eingangsvektor  $\mathbf{u}_s^w$ , Ausgangsvektor  $\mathbf{i}_s^w$ <sup>1</sup>:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^w &= [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi'_{rd} \quad \psi'_{rq}]^T \\ \mathbf{u}_s^w &= [u_{sd} \quad u_{sq}]^T \\ \mathbf{i}_s^w &= [i_{sd} \quad i_{sq}]^T\end{aligned}$$

Dabei sind:

$$\begin{aligned}\psi'_{rd} &= \frac{\psi_{rd}}{L_m} & \psi'_{rq} &= \frac{\psi_{rq}}{L_m} \\ \mathbf{A}^w(\omega, \omega_w) &= \begin{bmatrix} -\gamma \mathbf{I} - \omega_w \mathbf{J} & \epsilon \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \\ \frac{1}{T_r} \mathbf{I} & - \left( \frac{1}{T_r} - \mathbf{J} (\omega - \omega_w) \right) \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^w &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} & \mathbf{C}^w &= [\mathbf{I} \quad \mathbf{0}]\end{aligned}$$

Die Zustandsgleichung (2.16) weist auf eine nichtlineare Charakteristik hin. Dabei stellen die Ständerspannungskomponenten  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  und die Drehzahl  $\omega_w$  die Eingangsgrößen dar. Für die Wahl von  $\omega_w$  kommen drei Möglichkeiten in Frage.

- $\omega_w = 0$ : damit ergibt sich die ständerfeste Darstellung aus 2.1
- $\omega_w = \omega$ : das KDS dreht sich synchron mit dem Rotor
- $\omega_w = \omega_s$ : das KDS dreht sich synchron mit der Winkelgeschwindigkeit des Ständerstromes bzw. des umlaufenden Rotorflusses

### 2.2.1. Zeitdiskretes Zustandsraummodell im willkürlichen KDS

Unter der Annahme, dass die elektrischen Zeitkonstanten wesentlich kleiner sind als die mechanischen, kann angenommen werden, dass die Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes konstant ist. Weiters wird angenommen, dass die Eingangskomponenten  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  und  $\omega_k$  innerhalb einer Abtastperiode konstant sind. Bei den modernen Drehfeldantrieben mit Pulswechselrichtern ist diese Vorderung auf Grund der hohen Abtastraten weitgehend erfüllt. Die bekannte Theorie [27] zur Umrechnung von zeitkontinuierlichen LTI-Systeme in zeitdiskrete liefert:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^w(k+1) &= \mathbf{\Phi}^w(\omega, \omega_w, T_a) \mathbf{x}^w(k) + \mathbf{H}^w \mathbf{u}_s^w(k) \\ \mathbf{i}^w(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}^w(k)\end{aligned}\tag{2.17}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{\Phi}^w(\omega, \omega_w, T_a) &= e^{\mathbf{A}^w(\omega, \omega_w) T_a} = \sum_{\nu=0}^{\infty} (\mathbf{A}^w(\omega, \omega_w))^{\nu} \frac{T_a^{\nu}}{\nu!} \\ \mathbf{H}^w &= \int_k^{(k+1)T_a} e^{\mathbf{A}^w(\omega, \omega_w)\tau} d\tau \mathbf{B}^w = \sum_{\nu=1}^{\infty} (\mathbf{A}^w(\omega, \omega_w))^{\nu} \frac{T_a^{\nu}}{\nu!} \mathbf{B}^w\end{aligned}$$

<sup>1</sup>Mit  $d$  und  $q$  werden die Längs- und Querkomponenten im willkürlichen KDS gekennzeichnet. Ausnahme ist das ständerfeste KDS

Mit der Systemmatrix  $\Phi^w$ , dem Eingangsvektor  $\mathbf{H}^w$  und dem Ausgangsvektor  $\mathbf{C}$ .

$$\Phi^w(\omega, \omega_w, T_a) = \begin{bmatrix} \mathbf{I} - \gamma T_a \mathbf{I} - \omega_w T_a \mathbf{J} & \epsilon \left( \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega T_a \right) \\ \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} & \mathbf{I} - \left( \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} (\omega - \omega_w) T_a \right) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}^w = \begin{bmatrix} \frac{T_a}{\sigma L_s} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = [\mathbf{I} \quad \mathbf{0}]$$

Die Systemmatrix und der Eingangsvektor ergeben sich aus der Matrix- Exponentialfunktion  $e^{\mathbf{A}^s T_a}$ , welche durch eine Reihenentwicklung angenähert wird. Bei hohen Abtastraten reicht eine Näherung 1.Ordnung völlig aus. Eine Näherung höherer Ordnung würde den Rechenaufwand nur unnötig erhöhen. Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde eine Näherung 1.Ordnung verwendet. Jedoch steigt der Diskretisierungsfehler mit steigender Drehzahl an. Deshalb wird zur Realisierung das rotorfeste KDS bevorzugt, da in diesem wesentlich geringere Frequenzen auftreten und somit der Fehler genügend klein bleibt.

### 2.2.2. Momentengleichung

Da das Moment unabhängig vom angegebenen Koordinatensystem sein muss, kann mit Hilfe von Gleichung (2.14) das Moment im willkürlichen KDS sofort angegeben werden.

$$m_M = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \left( \psi'_{rd} i_{sq} - \psi'_{sq} i_{sd} \right) \quad (2.18)$$

Beachtet man, dass bei Orientierung der reellen Achse des KDS auf den Rotorflussvektor ( $\omega_k = \omega_s$ ) die Rotorflusskomponente  $\psi_{rq} = 0$  ist, vereinfacht sich (2.18) zu:

$$m_M = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \psi'_{rd} i_{sq} \quad (2.19)$$

## 2.3. Diskretisierungsfehler

Da die Beobachter nicht zeitkontinuierlich, sondern zeitdiskret realisiert werden, muss eine Umrechnung des zeitkontinuierlichen Modells in ein zeitdiskretes Modell erfolgen. Dabei entsteht der sogenannte Diskretisierungsfehler. Das zeitkontinuierliche Zustandsraummodell lautet:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.20)$$

Das Differentialgleichungssystem (2.20) kann durch numerische Simulation gelöst werden. Dabei verwendet das zum Einsatz kommende Signalprozessorsystem den Euler-Algorithmus, welcher das System wie folgt löst.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + T_a (\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k)) \quad (2.21)$$

Betrachtet man das System als zeitdiskreten Simulator ergibt sich mit einer Taylor-Linearisierung 1.Ordnung (Vergleich Abschnitt 2.2.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_a) \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_a \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{x}(k) + T_a (\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k)) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Die Gleichungen 2.21 und 2.22 zeigen, dass der Euler- Algorithmus und die Taylor- Linearisierung das selbe Ergebnis liefern. Daraus folgt, dass durch Simulation des zeitdiskretisierte Modell 2.17 mit Hilfe des Euler-Algorithmus kein zusätzlicher Fehler entsteht. Es reicht also aus, einen der beiden Fehler zu untersuchen. Dazu wird die Übertragungsfunktion des zeitkontinuierlichen und des zeitdiskreten Modells von der Eingangsspannung  $\mathbf{u}_s$  zum Rotorfluss  $\boldsymbol{\psi}_r$  berechnet und durch Vergleich der Funktionen der Fehler berechnet. Mit dem Betragsfehler  $\epsilon_{abs}$  in Prozent:

$$\epsilon_{abs} = \left( 1 - \frac{\overline{G_s(j\omega)}}{G_z(j\omega)} \right) \cdot 100$$

Und der Winkelfehler  $\epsilon_{phi}$  in Grad:

$$\epsilon_{phi} = [\angle G_s(j\omega) - \angle G_z(j\omega)] \cdot \frac{180}{\pi}$$

Für die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion wird vereinfacht angenommen, dass der Ständerspannungsraumzeiger kontinuierlich ist. Tatsächlich ist auf Grund der verwendeten Raumzeigermodulation der Ständerspannungsraumzeiger zeitdiskret. Daher spiegeln die folgenden Ergebnisse nicht vollständig die Realität wieder.

### 2.3.1. Diskretisierungsfehler im ständerfesten KDS

Das zeitkontinuierliche mathematische Modell der AM im ständerfesten KDS lautet nach (2.10)<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_s &= -\gamma \mathbf{i}_s + \epsilon \omega_{br} \boldsymbol{\psi}'_r + \mathbf{u}_s \frac{1}{\sigma L_s} \\ \dot{\boldsymbol{\psi}}'_r &= \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_s - \omega_{br} \boldsymbol{\psi}'_r \end{aligned} \quad (2.23)$$

mit:

$$\omega_{br} = \frac{1}{T_r} - j\omega$$

Damit ergibt sich die gesuchte kontinuierliche Übertragungsfunktion zu:

$$\frac{U_s(s)}{\Psi'_r(s)} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s T_r}}{s^2 + s(\omega_{br} + \gamma) + \frac{\omega_{br}}{T_r} (T_r \gamma - \epsilon)} \quad (2.24)$$

Das zeitdiskrete Modell der AM im ständerfesten KDS lautet nach (2.2.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(k+1) &= (1 - \gamma T_a) \mathbf{i}_s(k) + \epsilon \omega_{br1} \boldsymbol{\psi}'_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \frac{1}{\sigma L_s} \\ \boldsymbol{\psi}'_r(k+1) &= \frac{T_a}{T_r} \mathbf{i}_s(k) + \omega_{br2} \boldsymbol{\psi}'_r(k) \end{aligned} \quad (2.25)$$

mit:

$$\begin{aligned} \omega_{br1} &= \frac{T_a}{T_r} - j\omega T_a \\ \omega_{br2} &= 1 - \frac{T_a}{T_r} + j\omega T_a \end{aligned}$$

<sup>1</sup>Der hochgestellte Index s, welche das ständerfeste KDS symbolisiert wird vernachlässigt.

Damit ergibt sich die gesuchte diskrete Übertragungsfunktion zu:

$$\frac{U_s(z)}{\Psi_r'(z)} = \frac{\frac{T_a}{\sigma L_s T_r}}{z^2 - z(\omega_{br2} + 1 - T_a \gamma) - T_a \left( \omega_{br2} \gamma + \frac{1}{T_r} \omega_{br1} \epsilon \right) + \omega_{br2}} \quad (2.26)$$

Die Fehler werden aus den Übertragungsfunktionen (2.26) und (2.24) mit  $s = j\omega_s$  und  $z = e^{j\omega_s T_a}$  berechnet. In Abbildung 2.1 ist der Diskretisierungsfehler im ständerfes-

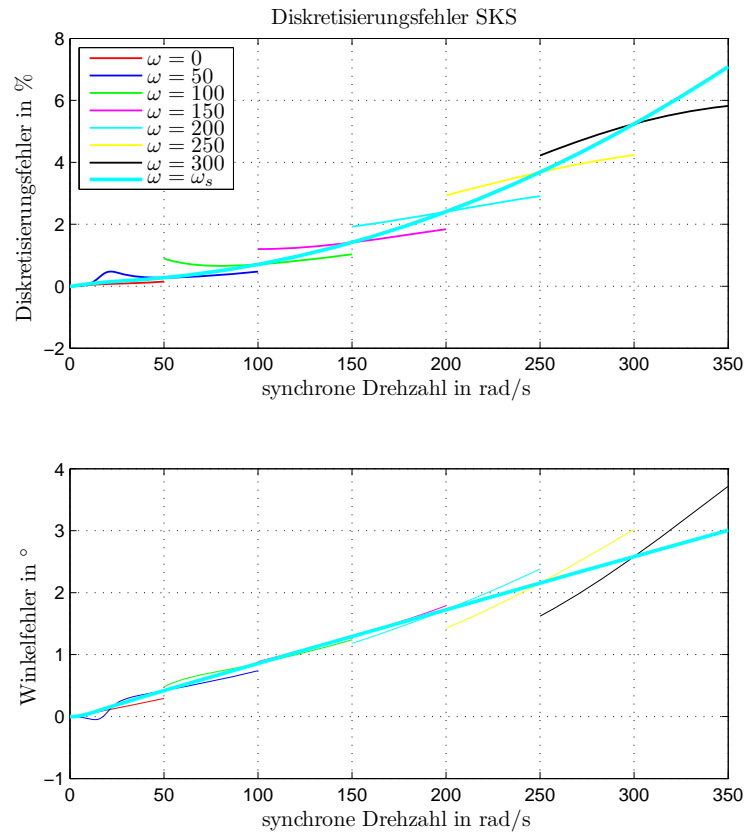


Abbildung 2.1.: Diskretisierungsfehler im ständerfesten KDS

ten KDS abgebildet. Dabei entspricht die Kurve  $\omega = \omega_s$  dem Leerlauf. Das heißt, die Drehzahl steigt ohne Forderung eines Momentes. Es ist ersichtlich, dass der Diskretisierungsfehler eine große Abhängigkeit von der Drehzahl aufweist. Die Kurven, welche die Leerlaufkurve kreuzen, entsprechen dem Anlegen eines Momentes bei einer vorgegebenen Drehzahl. Dabei steigt bei positiven Moment die synchrone Drehzahl und damit auch der Diskretisierungsfehler. Bei negativen Moment tritt der umgekehrte Effekt auf.

### 2.3.2. Diskretisierungsfehler im rotorfesten KDS

Das zeitkontinuierliche mathematische Modell der AM im rotorfesten KDS lautet nach (2.16)<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_s &= \omega_{br3} \mathbf{i}_s + \epsilon \omega_{br} \boldsymbol{\psi}'_r + \mathbf{u}_s \frac{1}{\sigma L_s} \\ \boldsymbol{\psi}'_r &= \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_s - \frac{1}{T_r} \boldsymbol{\psi}'_r \end{aligned} \quad (2.27)$$

Damit ergibt sich die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion zu:

$$\frac{U_s(s)}{\Psi'_r(s)} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s T_r}}{s^2 + s \left( \frac{1}{T_r} - \omega_{br3} \right) - \frac{1}{T_r} (\omega_{br3} - \omega_{br} \epsilon)} \quad (2.28)$$

mit:

$$\omega_{br3} = -\gamma - j\omega$$

Das zeitdiskrete Modell der AM lautet nach (2.17):

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(k+1) &= \omega_{br4} \mathbf{i}_s(k) + \epsilon \omega_{br1} \boldsymbol{\psi}'_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \frac{1}{\sigma L_s} \\ \boldsymbol{\psi}'_r(k+1) &= \frac{T_a}{T_r} \mathbf{i}_s(k) + \left( 1 - \frac{T_a}{T_r} \right) \boldsymbol{\psi}'_r(k) \end{aligned} \quad (2.29)$$

mit:

$$\omega_{br4} = 1 - \gamma T_a - j\omega T_a$$

Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion ergibt sich zu:

$$\frac{U_s(z)}{\Psi'_r(z)} = \frac{\frac{T_a}{\sigma L_s T_r}}{z^2 + z \left( \frac{T_a}{T_r} - 1 - \omega_{br4} \right) - \omega_{br4} \left( \frac{T_a}{T_r} - 1 \right) - \frac{T_a}{T_r} \omega_{br1} \epsilon} \quad (2.30)$$

Die Fehler werden aus den Übertragungsfunktionen (2.30) und (2.28) mit  $s = j\omega_r$  und  $z = e^{j\omega_r T_a}$  berechnet. Abbildung 2.2 zeigt den Diskretisierungsfehler im rotorfesten KDS. Dieses KDS dreht sich mit der Drehzahl des Rotors, weshalb im Leerlauf keine Frequenzen auftreten und damit kein Diskretisierungsfehler. Damit ist der Fehler im Gegensatz zum ständerfesten KDS unabhängig von der Drehzahl, sondern abhängig vom Lastmoment und der dadurch resultierenden Schlupfdrehzahl. Die Schlupfdrehzahl beträgt meist nur einige Prozent der Rotordrehzahl, der Diskretisierungsfehler bleibt im Vergleich sehr klein. Aus diesem Grund werden die Flussbeobachter bei zeitdiskreter Realisierung bevorzugt im rotorfesten KDS realisiert.

<sup>1</sup>Der hochgestellte Index r, welche das rotorfeste KDS symbolisiert wird vernachlässigt.

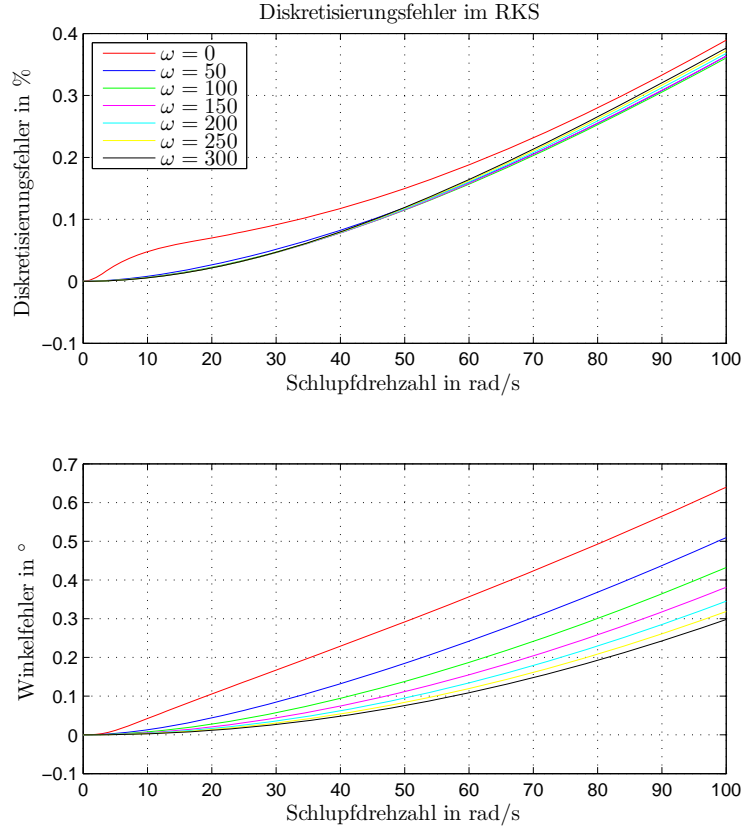


Abbildung 2.2.: Diskretisierungsfehler im rotorfesten KDS

## 2.4. Beobachtbarkeit Asynchronmaschine

In [13] wird ein einsichtiger Beweis für die Beobachtbarkeit bei Sensorlosen Regelungen der ASM gezeigt. Dabei werden transiente Übergänge außer acht gelassen und die Maschine stationär betrachtet ( $\dot{\omega} = 0$ ). Im stationären Betrieb sind die Größen der Asynchronmaschine sinusförmig und es gilt:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s^s &= \widehat{\mathbf{U}}_s \cdot e^{j \omega_s t} \\ \mathbf{i}_s^s &= \widehat{\mathbf{I}}_s \cdot e^{j \omega_s t} \\ \boldsymbol{\psi}_s^s &= \widehat{\boldsymbol{\Psi}}_s \cdot e^{j \omega_s t} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Durch Einsetzen von (2.31) in die Differentialgleichungen der Asynchronmaschine (2.6) und (2.7) erhält man:

$$j\omega_s \widehat{\mathbf{I}}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \widehat{\mathbf{u}}_s - \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_s} \right) \widehat{\mathbf{I}}_s + \frac{Lm}{Lr} \left( \frac{1}{T_r} - j \omega \right) \widehat{\boldsymbol{\Psi}}_r \right] \quad (2.32)$$

$$j\omega_s \widehat{\boldsymbol{\Psi}}_r = \frac{Lm}{T_r} \widehat{\mathbf{I}}_s - \left( \frac{1}{T_r} - j \omega \right) \widehat{\boldsymbol{\Psi}}_r \quad (2.33)$$

Aus Gleichung (2.33) erhält man durch umstellen auf  $\widehat{\Psi}_r$ :

$$\widehat{\Psi}_r = \frac{\frac{L_m}{T_r}}{j\omega_s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)} \widehat{\mathbf{I}}_s \quad (2.34)$$

Betrachtet man in (2.32) nur den Teil, welcher vom Rotor auf den Stator wirkt, erhält man durch einsetzen von (2.34):

$$\widehat{\Psi}_{rb} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{j\omega_s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)} \widehat{\mathbf{I}}_s \quad (2.35)$$

Dabei entspricht  $\widehat{\Psi}_{rb}$  der Rückwirkung vom Rotor auf den Stator. Geht nun die synchrone Drehzahl  $\omega_s$  gegen null, erhält man:

$$\lim_{\omega_s \rightarrow 0} \widehat{\Psi}_{rb} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{L_m^2}{L_r T_r} \widehat{\mathbf{I}}_s \quad (2.36)$$

Betrachtet man Gleichung (2.36) ist ersichtlich, dass die Rotordrehzahl keinen Einfluss mehr auf den Ständer hat. Da bei Sensorlosen Antrieben nur die Ständerspannung und der Ständerstrom messbar sind, kann mit Hilfe dieser Größen nichtmehr auf die Drehzahl geschlossen werden. Das System ist also für  $\omega_s \rightarrow 0$  nicht beobachtbar. Bei geringen Drehzahlen wird der Term welcher  $\omega_s$  enthält nicht mehr gekürzt. Jedoch ist hier die Drehzahlinformation im Ständerstrom sehr gering und mit Störungen überlagert, was eine Bestimmung der Drehzahl schwierig macht. Aus diesem Grund ist eine Sensorlose Regelung um den Nullpunkt mit dem Grundwellenmodell nicht möglich.

In [8] wird die Beobachtbarkeit mit Hilfe der Beobachtbarkeitsmatrix überprüft. Dies ist jedoch komplizierter und physikalisch nicht so einsichtig, wie die eben beschriebene Methode.

Flussbeobachter, welchen eine Drehzahlinformation zur Verfügung steht, sind in allen Betriebsbereichen beobachtbar. Dies kann ebenfalls mit der Beobachtbarkeitsmatrix (2.37) bewiesen werden. Der Rang dieser Matrix entspricht immer der Systemordnung  $n$  und Beobachtbarkeit ist damit garantiert.

$$\mathbf{S}_B = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C} \mathbf{A} \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^2 \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^3 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

## 2.5. Betriebszustände Asynchronmaschine

Bei der Sensorlosen Regelung der Asynchronmaschine mit MRAS ist der Adaptionsalgorithmus für die Drehzahl nicht in allen Betriebszuständen stabil. Zur Einteilung in welchen Betriebszuständen das jeweilige Modell stabil ist, wird folgende Einteilung aus [6] übernommen.

1. Generatorbetrieb  $\frac{\omega_r}{\omega_s} < 0$
2. Motorbetrieb  $0 < \frac{\omega_r}{\omega_s} < 1$
3. Gegenstrombremsbetrieb  $\frac{\omega_r}{\omega_s} > 1$

Im nachstehenden Diagramm (Abb. 2.3) ist das Verhältnis Läuferfrequenz  $f_2$  zu Ständerfrequenz  $f_1$  als Funktion dieser Betriebszustände aufgetragen.

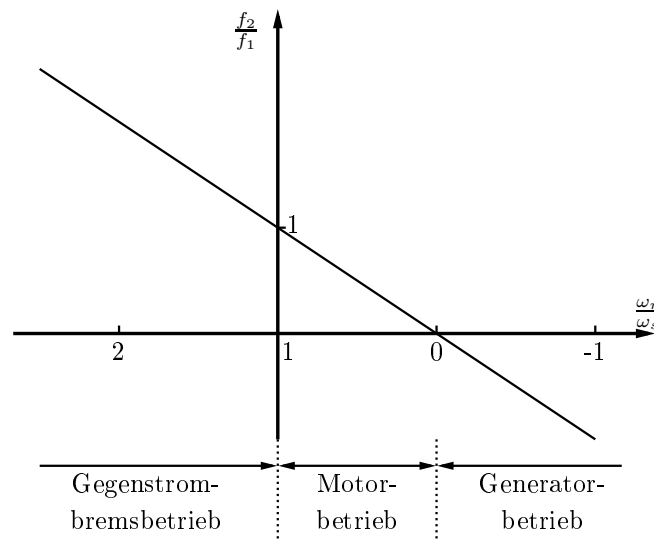


Abbildung 2.3.: Definition der Betriebszustände bei der AM



### 3. Grundmodelle

Das Spannungs- und Strommodell sind die grundlegendsten und einfachsten Flussbeobachter. Dabei wird aus der Ständerspannungs- bzw Rotorspannungsgleichung der Fluss berechnet. Dabei handelt es sich um open-loop Beobachter, was sie anfällig gegen Parameterschwankungen macht. Spannungs- und Strommodell haben verschiedene Vor- und Nachteile und es kann von Vorteil sein diese beiden Modelle zu einem Gesamtmodell zu vereinigen, wodurch man einen Beobachter voller Ordnung erhält.

#### 3.1. Spannungsmodell

Durch Integration der Ständerspannungsgleichung (2.1) erhält man den Ständerfluss, aus welchem mit Hilfe der Gleichungen (2.3) und (2.4) der Rotorfluss berechnet werden kann.

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_s^s &= \int_0^t (\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s) d\tau \\ \hat{\psi}_r^s &= \frac{L_r}{L_m} (\hat{\psi}_s^s - \sigma L_s \mathbf{i}_s^s) \end{aligned} \tag{3.1}$$

Gleichung (3.1) beschreibt das Spannungsmodell, welches in Abbildung 3.1 dargestellt

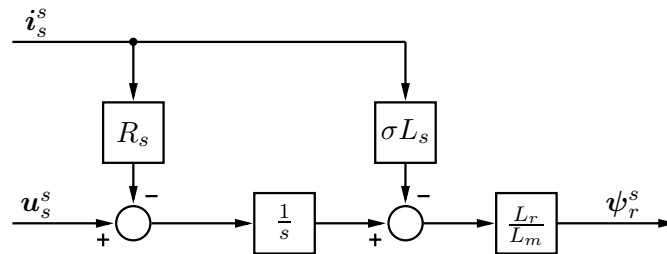


Abbildung 3.1.: Rotorflussbeobachter mit Hilfe des Spannungsmodells

ist. Hierbei handelt es sich um eine reine Integration der Eingangsgrößen, namentlich Ständerspannung und Ständerstrom, welche wegen der Messung mit Offsets behaftet sind. Dadurch kommt es bei realen Systemen am Ausgang des Integrators zu einer großen Verstärkung des Gleichanteils was folglich zur Instabilität des Systems führt. Daher wird in der Praxis die Integration mit Hilfe einer Tiefpassintegration realisiert, welche den Gleichanteil unterdrücken soll. Durch diese Maßnahme wird die Beobachtung des Flusses in der Nähe der Eckfrequenz  $\frac{1}{T}$  unbrauchbar, da das integrierende Verhalten verloren geht und daher kein vertrauenswürdiges Flusssignal vorhanden ist. In Abbildung 3.2 ist das Bodediagramm eines Integrators und eines Tiefpasses gegenübergestellt.

Es ist also von großem Interesse, die Flussschätzung unterhalb der Knickfrequenz aufrecht

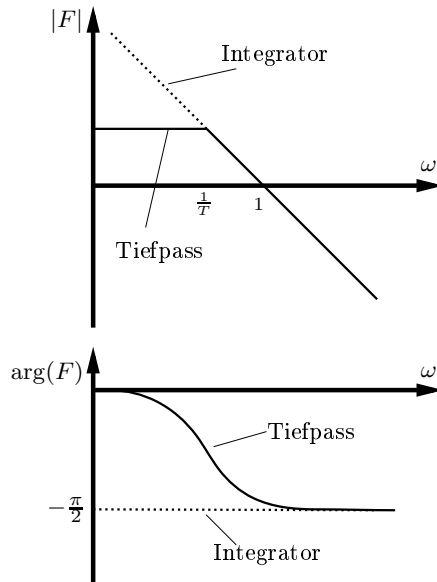
zu erhalten, ohne Verlust der DC-Unterdrückung. Eine Lösung dieses Problems liefert [15], wobei drei Integrationsalgorithmen vorgestellt werden. Die Grundidee ist, dass die Integration der Ständerspannung wie folgt aufgefasst werden kann.

$$\widehat{\psi}_s^s = \frac{\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s}{s + \omega_c} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\omega_c}{s + \omega_c}} = \frac{\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s}{s} \quad (3.2)$$

Gleichung 3.2 kann alternativ auch wie folgt angeschrieben werden.

$$\widehat{\psi}_s^s = \frac{\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \widehat{\psi}_s^s \quad (3.3)$$

Dabei entspricht  $\omega_c$  der Knickfrequenz. Der erste Term in (3.3) entspricht der Tiefpassintegration und der zweite Term kann als Rückkopplung zur Kompensation aufgefasst werden. Wird die Kompensation durch Einflussnahme auf  $\widehat{\psi}_s^s$  richtig beeinflusst, können



**Abbildung 3.2.:** Bodediagramm von Integrator und Tiefpass

die Probleme, verursacht durch die offene Integration, verringert werden. Hier soll der Adaptionalgorithmus-3 verwendet werden, welcher die Tatsache ausnützt, dass der Fluss und dessen Ableitung im stationären Zustand normal aufeinander stehen müssen. Um dies zu erreichen wird folgendes Fehlersignal definiert:

$$e = \frac{1}{|\widehat{\psi}_s^s|} \left( \widehat{\psi}_{s\alpha} \frac{d\widehat{\psi}_{s\alpha}}{dt} + \widehat{\psi}_{s\beta} \frac{d\widehat{\psi}_{s\beta}}{dt} \right) \quad (3.4)$$

Das Fehlersignal wird mit Hilfe eines PI-Reglers so geregelt, dass ein entsprechendes Ausgangssignal zur Kompensation entsteht. In Abbildung 3.3 ist der verwendete Integrationsalgorithmus dargestellt. Den größten Einfluss in der Ständerspannungsgleichung hat der Ständerwiderstand, welcher sich mit der Temperatur stark ändert. Ein Parameterfehler in  $R_s$  beeinflusst das Signal  $R_s \mathbf{i}_s^s$ , welches bei niedrigen Frequenzen den Eingang

am Integrator dominiert. Bei hohen Frequenzen ist die Ständerspannung viel größer als das widerstandsabhängige Signal und der Einfluss von  $R_s \mathbf{i}_s^s$  wird kleiner. Zusammenfassend liegt das Einsatzgebiet des Spannungsmodells wegen der Integration mit Hilfe eines Tiefpasses und der starken Abhängigkeit des Ständerwiderstandes bei hohen Frequenzen.

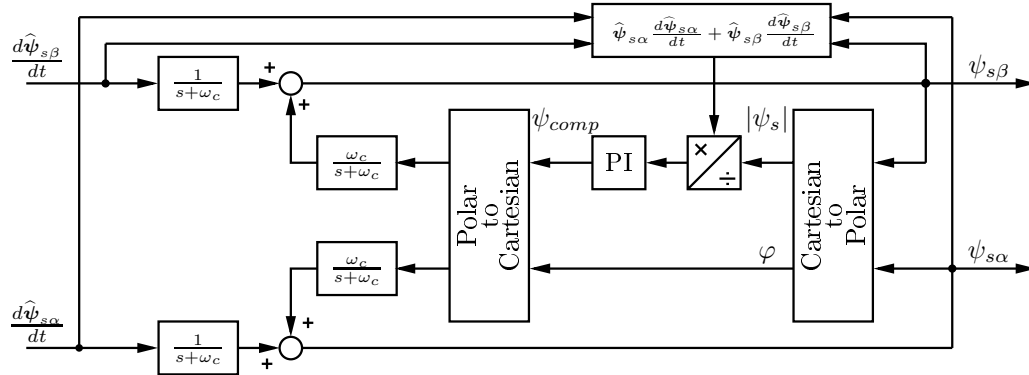


Abbildung 3.3.: Integrationsalgorithmus zur Integration der Ständerspannungsgleichung

### 3.2. Strommodell

Mit Hilfe von Gleichung (2.7) kann man ebenfalls einen Fluss konstruieren, welcher in der Literatur als Strommodell bezeichnet wird.

$$\frac{d\psi_r^s}{dt} = \frac{L_h}{T_r} \mathbf{i}_s^s - \left( \frac{1}{T_r} - j \omega_r \right) \psi_r^s \quad (3.5)$$

Dieses Modell benötigt im Gegensatz zum Spannungsmodell den Ständerstrom  $\mathbf{i}_s^s$  und die Drehzahl  $\omega$  als Eingangsgröße. In Abbildung 3.4 ist das Blockschaltbild des Strommodells abgebildet. Einen wichtigen Einfluss auf die Genauigkeit der Flussschätzung hat

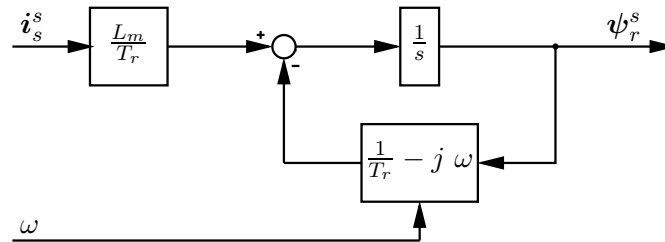


Abbildung 3.4.: Rotorflussbeobachter mit Hilfe des Strommodells

die inverse Rotorzeitkonstante  $1/T_r$ , welche temperaturabhängig ist. Bei hohem Schlupf bzw. Lastmoment ist die Rotorflussschätzung sehr empfindlich auf Änderungen des Rotorwiderstandes, da mit steigendem Moment der Strom im Rotor steigt. Diese Abhängigkeit ist im gesamten Frequenzbereich gegeben, weshalb bei höheren Frequenzen das

Spannungsmodell überlegen ist. Jedoch hat das Strommodell keine Probleme bei der Durchführung der Integration.

Das Strommodell wurde zur Berücksichtigung der Hauptinduktivität zusätzlich erweitert. Die Gleichungen 2.3 und 2.4 werden umgeschrieben und die Hauptflussverkettung  $\psi_h$  eingeführt.

$$\psi_s = L_{\sigma s} \mathbf{i}_s + \psi_h \quad (3.6)$$

$$\psi_r = L_{\sigma r} \mathbf{i}_r + \psi_h \quad (3.7)$$

mit:

$$\psi_h = L_h (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r) = L_h \mathbf{i}_\mu$$

Gleichung 3.7 wird nun um  $L_{\sigma r} \mathbf{i}_s$  erweitert, damit der Magnetisierungsstrom auftritt. Dadurch erhält man:

$$\begin{aligned} \psi_{hr} &= \psi_r + L_{\sigma r} \mathbf{i}_s = \psi_h + L_{\sigma r} \mathbf{i}_\mu \\ |\psi_{hr}| &= |\psi_h + L_{\sigma r} \mathbf{i}_\mu| \end{aligned} \quad (3.8)$$

Aus der Magnetisierungskennlinie sind die Größen  $i_\mu$  und  $\psi_h$  bekannt. Damit kann  $\psi_{hr}$  und  $L_h = \frac{|\psi_h|}{|i_\mu|}$  berechnet werden. Man erhält einen Look-Up Table wie in Tabelle 3.1 dargestellt. In Abbildung 3.5 ist der Aufbau des Strommodells mit Sättigung der Haupt-

$i_\mu$	$\psi_h$	$ \psi_{hr} $	$L_h$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

**Tabelle 3.1.:** Look-Up Table zur Berücksichtigung der Eisensättigung

induktivität dargestellt. Die Berechnung kann nicht wie in 3.8 erfolgen, da dadurch eine algebraische Schleife im Modell entstehen würden. Dies kann wie folgt umgangen werden.

$$\psi_{hr} = \psi_r + L_{\sigma r} \mathbf{i}_s \quad (3.9)$$

Durch einsetzen von 3.7 in 3.9 ist leicht erkennbar, dass die vorangegangene Gleichung richtig ist.

### 3.3. Closed Loop Beobachter

Da das Spannungsmodell bei hohen Drehzahlen und Strommodell bei niedrigen Drehzahlen ihr Einsatzgebiet haben, kann es für Anwendungen, welche einen großen Drehzahlbereich abdecken müssen, sinnvoll sein diese beiden Modelle zu verbinden. Von Jansen und Lorenz [29] und [32] wurde ein closed-loop Beobachter entworfen, welcher einen glatten Übergang zwischen den Modellen ermöglicht. Dabei kann mit den Eigenwerten des geschlossenen Systems die Drehzahl eingestellt werden, bei der der Übergang vom Strommodell auf das Spannungsmodell erfolgen soll. In Abbildung 3.6 ist der Aufbau des closed-loop Beobachters dargestellt. Mit den Parametern  $K_1$  und  $K_2$  können die Eigenwerte des Beobachters und damit die Übergangsfrequenz festgelegt werden.

$$K_1 = \frac{L_m}{L_r} (\sigma_1 + \sigma_2) \quad K_2 = \frac{L_m}{L_r} \sigma_1 \sigma_2 \quad (3.10)$$

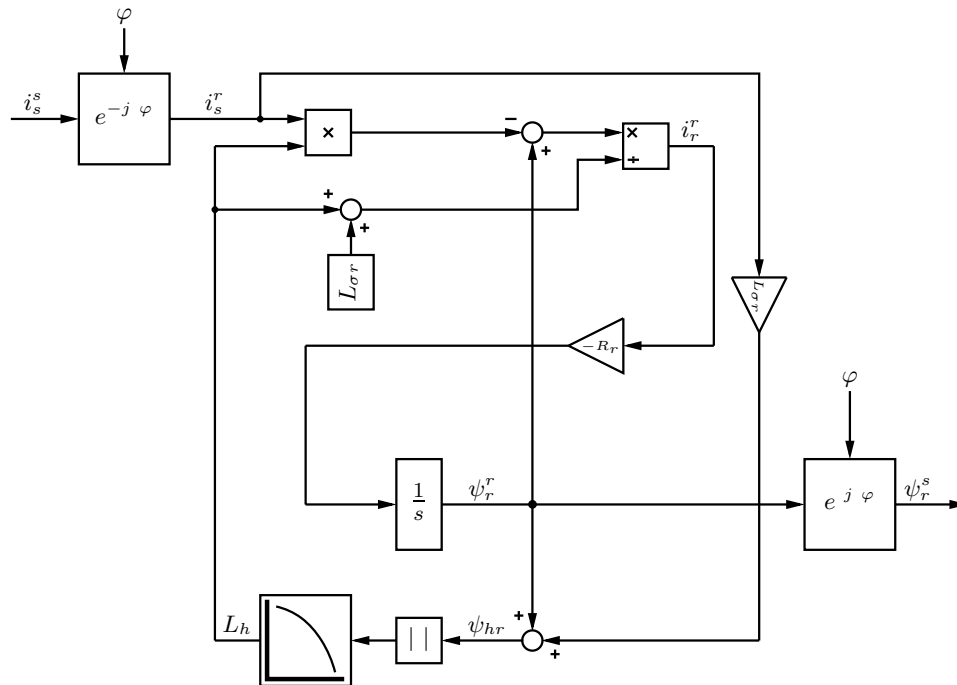


Abbildung 3.5.: Strommodell mit Sättigung der Hauptinduktivität

Dabei sind  $\sigma_1$  und  $\sigma_2$  die reellen Eigenwerte des Beobachters. Generell kann nicht beantwortet werden, wo die Eigenwerte liegen sollen, da der Übergang abhängig von der jeweiligen Anwendung ist. Das Strommodell wird im rotorfesten KDS aufgebaut, da im ständerfesten KDS die Eigenwerte abhängig von der Drehzahl sind und dadurch bei hohen Drehzahlen die Eigenwerte einen zu großen Imaginärteil aufweisen, was zu Schwingungen führt. Im rotorfesten KDS kommen die Eigenwerte des Strommodells bei  $-\frac{1}{T_r}$  zu liegen. Es ist keine Tiefpassintegration nötig, da es sich nun um einen geschlossenen Kreis handelt.

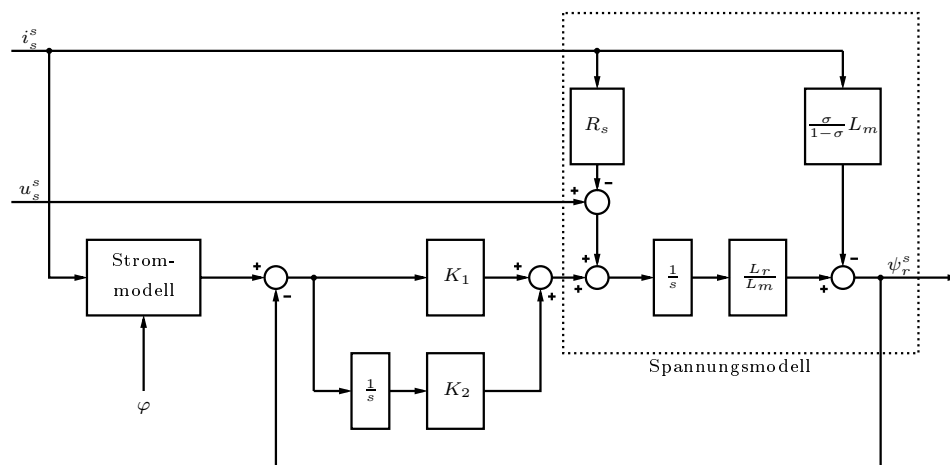


Abbildung 3.6.: Closed-Loop Rotorflussbeobachter

## 4. MRAS

Aus den Grundmodellen kann auch ein MRAS aufgebaut werden, um eine Sensorlose Regelung der Asynchronmaschine oder eine Online-Parameteridentifikation zu ermöglichen. Dabei gibt es verschiedene Möglichkeiten zur Wahl von Referenz- und adjustierbarem Modell. Die gängigsten Methoden beruhen dabei auf Vergleich zwischen Rotorfluss, Reaktanz oder Ständerstrom. In den letzten Jahren lag der Fokus der Forschung vor allem bei adaptiven Beobachtern mit Adaptionsgesetz.

### 4.1. Ständerstrom basiertes MRAS

Die Methode nach Park [5] verwendet die gemessenen Ständerströme als Referenzgröße und mit Hilfe von Gleichung (2.9) werden die geschätzten Ständerströme berechnet. Die Gleichung dient gleichzeitig auch als adjustierbares Modell. Ohne Schätzfehler ergeben sich die Ständerströme:

$$\mathbf{i}_s^{s,*} = \frac{1}{L_m} \left( \boldsymbol{\psi}_r^s + T_r \dot{\boldsymbol{\psi}}_r^s - j\omega \boldsymbol{\psi}_r^s T_r \right) \quad (4.1)$$

Diese Gleichung repräsentieren die AM bei Grundwellenbetrachtung, weshalb die gemessenen Ströme der AM als Referenz für das MRAS dienen. Aus (4.1) ergibt sich unter der Annahme, dass die Drehzahl geschätzt wird, der geschätzte Stromraumzeiger.

$$\widehat{\mathbf{i}}_s^{s,\diamond} = \frac{1}{L_m} \left( \boldsymbol{\psi}_r^s + T_r \dot{\boldsymbol{\psi}}_r^s - j\widehat{\omega} \boldsymbol{\psi}_r^s T_r \right) \quad (4.2)$$

Aus diesen Zusammenhängen kann man die Differenz zwischen Ständerstrom und geschätztem Ständerstrom berechnen. Das ergibt komponentenweise angeschrieben:

$$i_{s\alpha}^* - \widehat{i}_{s\alpha}^\diamond = \frac{T_r}{L_m} \psi_{r\beta} (\omega - \widehat{\omega}) \quad (4.3)$$

$$i_{s\beta}^* - \widehat{i}_{s\beta}^\diamond = -\frac{T_r}{L_m} \psi_{r\alpha} (\omega - \widehat{\omega}) \quad (4.4)$$

Werden die Gleichungen (4.3) und (4.4) mit  $\psi_{r\beta}$  bzw.  $\psi_{r\alpha}$  multipliziert und subtrahiert erhält man durch umformen letzten Endes eine Fehlergleichung für die Drehzahl.

$$e_\omega = \omega - \widehat{\omega} = n \left[ (i_{s\alpha}^* - \widehat{i}_{s\alpha}^\diamond) \psi_{r\beta} - (i_{s\beta}^* - \widehat{i}_{s\beta}^\diamond) \psi_{r\alpha} \right] \quad (4.5)$$

mit:

$$n = \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}$$

Mit Hilfe der direkten Methode von Lyapunov läßt sich nun ein Adaptionsgesetz, der Form

$$\frac{d\widehat{\omega}}{dt} = \alpha e_\omega \quad , \alpha > 0 \quad (4.6)$$

beweisen. Aus (4.6) erhält man durch Integration die geschätzte Drehzahl. Wird folgende Lyapunov-Funktion angesetzt:

$$V = \frac{1}{2} e_\omega^2 > 0 \quad (4.7)$$

Unter der Annahme, dass sich die geschätzte Drehzahl  $\hat{\omega}$  innerhalb der Regelschleife viel schneller ändert, als die Drehzahl selbst, gilt  $\dot{\hat{\omega}} = 0$  innerhalb eines Abtastschritts. Daraus ergibt sich die Ableitung der Lyapunov-Funktion (4.7) zu:

$$\dot{V} = e_\omega \dot{e}_\omega = -e_\omega \hat{\dot{\omega}} = -\alpha e_\omega^2 < 0 \quad (4.8)$$

Damit ist bewiesen, dass der Drehzahlfehler  $e_\omega$  gegen null geht und die geschätzte Dreh-

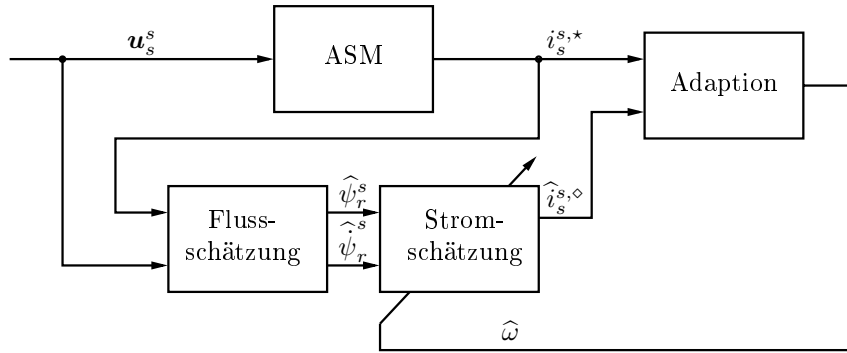


Abbildung 4.1.: MRAS nach Park

zahl gegen die wirkliche Drehzahl konvergiert. Die Stromschätzung benötigt sowohl den Rotorfluss  $\psi_r^s$  als auch dessen Ableitung. Diese werden aus der Ständerspannungsgleichung (2.6) berechnet. Umgeformt auf die Ableitung erhält man:

$$\dot{\psi}_r^s = \frac{L_r}{L_m} \left( \mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - \sigma L_s \dot{\mathbf{i}}_s^s \right) \quad (4.9)$$

Der Fluss ergibt sich durch Integration von (4.9), was dem Spannungsmodell von Abschnitt 3.1 entspricht und daher die selben Probleme bezüglich der offenen Integration besitzt. Weiters wird die Ableitung des Ständerstroms benötigt, was weitere Störungen verursacht. Von den Autoren wird angegeben, dass diese Methode robuster gegen Änderungen des Ständerwiderstandes und der Hauptinduktivität als die Methode nach Schauder [34] ist. Weiters soll diese Methode bei geringen Drehzahlen gute Ergebnisse liefern. Über die Stabilität dieser Methode in den verschiedenen Betriebsbereichen der Asynchronmaschine wird nichts angegeben.

## 4.2. Gegen-EMK und Reaktanz basiertes MRAS

Die Methode nach Peng [7] verwendet nicht die Rotorflüsse für die Adaption der Drehzahl, sondern die Komponenten der elektromotorischen Kraft. Die vorgestellte Methode wird auf Reaktanzen erweitert, wodurch das System unabhängig vom Ständerwiderstand wird.



Definiert man in der Ständerspannungsgleichung (2.6) die Gegen-EMK mit:

$$\mathbf{e}_m = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r^s}{dt} \quad (4.10)$$

Mit (4.10) ergibt sich aus (2.6) das Referenzmodell:

$$\widehat{\mathbf{e}}_m^* = \mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} \quad (4.11)$$

Für das adjustierbare Modell ergibt sich aus der Rotorspannungsgleichung (2.7) und der Definition aus (4.10), sowie der geschätzten Drehzahl  $\widehat{\omega}$  das adjustierbare Modell der Gegen-EMK:

$$\widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond = \frac{L_m^2}{T_r L_r} \mathbf{i}_s^s - \left( \frac{1}{T_r} - j\widehat{\omega} \right) \cdot \int_0^\tau \widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond d\tau \quad (4.12)$$

Zur Herleitung des Adaptionsgesetztes wird die vorangegangene Gleichung abgeleitet und anschließend noch einmal angeschrieben, unter der Annahme, dass die geschätzten Größen bekannt sind.

$$\frac{d\widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond}{dt} = \frac{L_m^2}{T_r L_r} \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} - \frac{1}{T_r} \widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond + j \widehat{\omega} \widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond \quad (4.13)$$

$$\frac{d\mathbf{e}_m^\diamond}{dt} = \frac{L_m^2}{T_r L_r} \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} - \frac{1}{T_r} \mathbf{e}_m^\diamond + j \omega \mathbf{e}_m^\diamond \quad (4.14)$$

Bildet man die Differenz von (4.13) mit (4.14) erhält man die Fehlergleichung des adjustierbaren Modells.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\epsilon_d}{dt} \\ \frac{d\epsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\widehat{\mathbf{e}}_{m,\beta}^\diamond \\ \widehat{\mathbf{e}}_{m,\alpha}^\diamond \end{bmatrix} (\omega - \widehat{\omega}) \quad (4.15)$$

Mit Hilfe des Popov- Kriterium für Hyperstabilität konnte für (4.15) ein Adaptionmechanismus hergeleitet werden.

$$\widehat{\omega} = k_p (\widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond \otimes \widehat{\mathbf{e}}_m^*) + k_i \int_0^\tau (\widehat{\mathbf{e}}_m^\diamond \otimes \widehat{\mathbf{e}}_m^*) d\tau \quad (4.16)$$

Bei dieser Methode tritt keine offene Integration auf. Jedoch wird für das Referenzmodell die Ableitung des Ständerstroms benötigt. Auch der Ständerwiderstand tritt auf, welcher bei starken Änderungen bei geringer Drehzahl zu Stabilitätsproblemen führen kann. In Abbildung 4.2 ist der Aufbau von Referenzmodell und adjustierbarem Modell mit Adaption abgebildet. Durch Einführen einer neuen Größe  $q_m$ , welche durch das Kreuzprodukt zwischen Gegen-EMK und dem Ständerstroms gebildet wird, erhält man auf Grund der Identität  $(\mathbf{i}_s^s \times \mathbf{i}_s^s) = 0$  ein System welches vom Ständerwiderstand unabhängig ist. Für das Referenz- und adjustierbares Modell ergibt sich:

$$\widehat{q}_m^* = \mathbf{i}_s^s \otimes \left( \mathbf{u}_s^s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} \right) \quad (4.17)$$

$$\widehat{q}_m^\diamond = \mathbf{i}_s^s \otimes \left[ \frac{L_m^2}{T_r L_r} \mathbf{i}_s^s - \left( \frac{1}{T_r} - j\widehat{\omega} \right) \cdot \int_0^\tau \mathbf{e}_m d\tau \right] \quad (4.18)$$

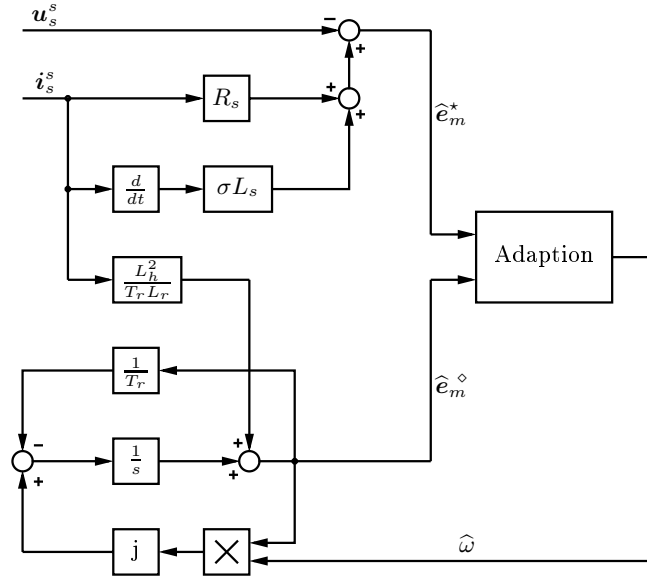


Abbildung 4.2.: Gegen-EMK MRAS

Mit  $q_m = (\mathbf{i}_s^s \times \mathbf{e}_m)$ , wobei die Amplitude von  $q_m$  der momentanen Blindleistung entspricht.

$$\hat{\omega} = k_p (\hat{q}_m^* - \hat{q}_m^\diamond) + k_i \int_0^\tau (\hat{q}_m^* - \hat{q}_m^\diamond) d\tau \quad (4.19)$$

Das MRAS basierend auf der Blindleistungsdifferenz ist unabhängig vom Ständerwiderstand, weiters kommt keine offene Integration vor. Der Aufbau in 4.2 muss lediglich um das zu bildende Kreuzprodukt erweitert werden. Das große Problem dieser Methode ist, dass die Gegen-EMK mit sinkender Drehzahl gegen null geht und eine Beobachtung durch Messrauschen in diesem Bereich nicht mehr möglich ist.

### 4.3. Rotorfluss basiertes MRAS

Betrachtet man das Strommodell, fällt auf, dass dieses als Eingangsgröße die Drehzahl benötigt. Schauder [34] hatte die Idee, das Spannungsmodell als Referenzmodell und das Strommodell als adjustierbare Modell zu verwenden. Dabei wird aus den beiden Flussschätzungen ein Fehlersignal berechnet, welches mit Hilfe eines Adaptionsmechanismus zu null gebracht wird. Dabei ändert der Adaptionsmechanismus die Drehzahl im Strommodell so, dass das Fehlersignal null wird. Betrachtet man die Gleichung (3.5) des Strommodells und führt  $\hat{\psi}_r^s$  und  $\hat{\omega}$  als die zu schätzenden Größen ein, erhält man das adjustierbare Modell.

$$\frac{d\hat{\psi}_r^{s,\diamond}}{dt} = \frac{L_h}{T_r} \mathbf{i}_s^s - \left( \frac{1}{T_r} - j \hat{\omega}_r \right) \hat{\psi}_r^{s,\diamond} \quad (4.20)$$

Durch Subtraktion von (4.20) von (3.5) lässt sich folgende Fehlergleichung anschreiben:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\epsilon_d}{dt} \\ \frac{d\epsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_r^\diamond \\ \hat{\psi}_r^\diamond \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (4.21)$$

Mit Hilfe des Popov- Kriterium für Hyperstabilität konnte für (4.21) ein Adaptionmechanismus hergeleitet werden.

$$\hat{\omega} = k_p (\boldsymbol{\psi}_r^* \otimes \boldsymbol{\psi}_r^\diamond) + k_i \int_0^t (\boldsymbol{\psi}_r^* \otimes \boldsymbol{\psi}_r^\diamond) d\tau \quad (4.22)$$

Das Referenzmodell ergibt sich aus dem Spannungsmodell (3.1) und lautet.

$$\boldsymbol{\psi}_r^{s,*} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int_0^t (\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s) d\tau - \sigma L_s \mathbf{i}_s^s \right] \quad (4.23)$$

In Abbildung 4.3 ist das MRAS nach Schauder abgebildet. Dieses verwendet die Flüsse

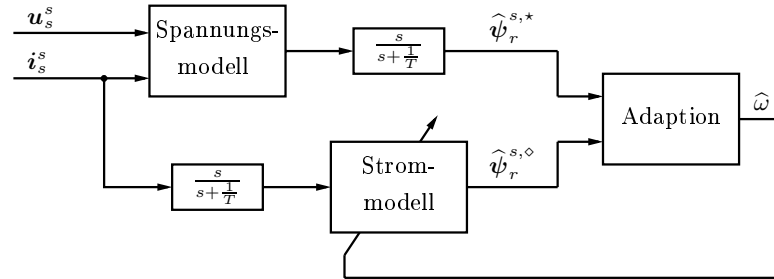


Abbildung 4.3.: MRAS nach Schauder

um ein Fehlersignal zu erzeugen und einen PI-Regler um den Fehler zu null zu bringen. Es tritt wiederum das Problem der offenen Integration im Spannungsmodell auf, weshalb eine Tiefpassintegration im Spannungsmodell erfolgen muss. Anstelle der TP-Integration kann auch ein Hochpass in Anschluss an das Spannungsmodell eingefügt werden. Ein Filter mit der selben Grenzfrequenz muss auch in den adjustierbaren Zweig eingefügt werden, damit die beiden Flüsse vergleichbar bleiben. Durch Einfügen der Hochpässe, ist jedoch das Hyperstabilitätskriterium bei niedrigen Frequenzen verletzt, was zu Instabilitäten führt. Bei geringen Frequenzen wird das Flusssignal durch die notwendige Filterung abgewächt und liefert daher für die Flussbeobachtung ein verfälschtes Ergebnis. Deshalb ist diese Konfiguration nur für Drehzahlen oberhalb der Grenzfrequenz des Hochpasses sinnvoll. Bei Drehzahlumkehr, muss ein entsprechend schneller Nulldurchgang erfolgen. Weiters ist die Methode abhängig von Ständerwiderstandsänderungen, was bis zur Instabilität führen kann. Durch Linearisierung in einem bestimmten Arbeitspunkt konnte Tajima [10] eine Formel für die Wahl der Entwurfsparameter  $k_i$  und  $k_p$  angeben.

$$k_p = \frac{\left(2 \zeta \omega_c - \frac{1}{T_r}\right)}{|\boldsymbol{\psi}_r|^2} \quad (4.24)$$

$$k_i = \frac{\omega_c^2}{|\boldsymbol{\psi}_r|^2}$$

Dabei ist  $\zeta$  der Dämpfungsfaktor und  $\omega_c$  die Durchtrittsfrequenz. Der Hochpass wurde von Tajima mit  $T = 0.05$  spezifiziert, was einer Knickfrequenz von  $3.2Hz$  entspricht. Damit ergibt sich in der Praxis eine untere Drehzahlgrenze von  $3Hz$ . Die offene Integration kann durch Verwendung des closed-loop Beobachters von Abschnitt 3.3 als Referenzmodell vermieden werden [31] und [33]. Letztere erweitern den Adaptionsmechanismus um das mechanische Modell um vor allem bei niedrigen Frequenzen die Drehzahlschätzung zu verbessern. Der Übergang von Strommodell auf das Spannungsmodell soll bei möglichst niedrigen Frequenzen erfolgen ( $f_g < 3Hz$ ). Dieser Beobachter bringt eine Verbesserung der Flusschätzung bei niedrigen Frequenzen, da der Filter entfällt und dadurch das Flusssignal erhalten bleibt.

In [1] wird ein Adaptionsmechanismus für den Ständerwiderstand vorgestellt und parallel zur Drehzahladaption angewendet. Dabei wurde jedoch die Stabilität des Gesamtsystems nicht bewiesen. Der Adaptionsmechanismus lautet:

$$\hat{R}_s = k_p \cdot \mathbf{i}_s^s (\boldsymbol{\psi}_r^* - \boldsymbol{\psi}_r^\diamond) + k_p \int_0^t [\mathbf{i}_s^s (\boldsymbol{\psi}_r^* - \boldsymbol{\psi}_r^\diamond)] d\tau \quad (4.25)$$

#### 4.4. Luenberger-Beobachter mit MRAS

Mit dieser Methode existiert ein MRAS, was den vorangegangenen Methoden überlegen ist. Es tritt keine offene Integration auf und die Stabilität ist in einem weiten Bereich gegeben. Hier wird als Referenzmodell die Asynchronmaschine selbst und als adjustierbares Modell der Luenberger Beobachter voller Ordnung verwendet [12]. Für das System (2.10) kann ein Zustandsbeobachter folgender Form angesetzt werden.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}^s}{dt} = \hat{\mathbf{A}}^s \hat{\mathbf{x}}^s + \mathbf{B}^s \mathbf{u}_s^s + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_s^s - \mathbf{i}_s^s) \quad (4.26)$$

Damit ergibt sich der Regelfehler zu <sup>1</sup>:

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = \frac{d\mathbf{x}}{dt} - \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = (\mathbf{A} + \mathbf{G} \mathbf{C}) \mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} \quad (4.27)$$

mit:

$$\begin{aligned} \mathbf{e} &= \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \\ \Delta \mathbf{A} &= \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\Delta\omega \epsilon \mathbf{J} \\ \mathbf{0} & \Delta\omega \mathbf{J} \end{bmatrix} \\ \epsilon &= \frac{1 - \sigma}{\sigma} \quad \Delta\omega = \hat{\omega} - \omega \end{aligned}$$

Die Fehlermatrix  $\Delta \mathbf{A}$  ergibt sich unter der Annahme, dass alle Parameter bis auf die Drehzahl bekannt sind. Nun wird eine Lyapunov-Funktion folgender Form angesetzt:

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \lambda \epsilon \Delta\omega^2 > 0 \quad (4.28)$$

Die Ableitung ergibt sich zu:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\mathbf{e}^T}{dt} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \frac{d\mathbf{e}}{dt} + 2 \lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} < 0 \quad (4.29)$$

Damit erhält man:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \mathbf{e}^T [(\mathbf{A} + \mathbf{G} \mathbf{C})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{G} \mathbf{C})] \mathbf{e} - (\hat{\mathbf{x}}^T \Delta \mathbf{A}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}) \\ &\quad + 2 \lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} \end{aligned} \quad (4.30)$$

Durch einsetzen von  $\Delta \mathbf{A}$  in (4.30) erhält man letzten Endes:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \mathbf{e}^T [(\mathbf{A} + \mathbf{G} \mathbf{C})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{G} \mathbf{C})] \mathbf{e} \\ &\quad - 2 \Delta\omega \epsilon (e_{i\alpha} \psi_{r\beta} - e_{i\beta} \psi_{r\alpha}) - 2 \Delta\omega (e_{\psi\beta} \psi_{r\alpha} - e_{\psi\alpha} \psi_{r\beta}) \\ &\quad + 2 \lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} < 0 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Der erste Term ist wegen der Eigenwertvorgabe mit Hilfe der Matrix  $\mathbf{G}$  immer negativ und erfüllt damit die Stabilitätsbedingung nach Lyapunov. Der dritte Term wird mit der

<sup>1</sup>Wegen der besseren Übersicht werden die hochgestellten Indizes, welche das ständerfeste KDS symbolisieren weggelassen.

Begründung, dass dieser sehr klein ist vernachlässigt. Es wurde jedoch später festgestellt, dass das im generatorischen Betrieb zu einem Instabilitätsbereich führt [8]. Um Lyapunov zu erfüllen werden nun die beiden verbleibenden Terme gleichgesetzt.

$$2 \Delta\omega \epsilon (e_{i\alpha} \psi_{r\beta} - e_{i\beta} \psi_{r\alpha}) = 2 \lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} \quad (4.32)$$

Unter der Annahme, dass sich die Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes nicht ändert ( $\dot{\omega} = 0$ ) ergibt sich das Adaptionsgesetz.

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{\lambda} (e_{i\alpha} \psi_{r\beta} - e_{i\beta} \psi_{r\alpha}) \quad (4.33)$$

Um die Dynamik von Gleichung (4.33) zu erhöhen wird diese nicht durch Integration sondern meist mit Hilfe einer PI-Struktur realisiert.

$$\hat{\omega} = k_p (e_i \otimes \psi_r) + k_i \int_0^\tau (e_i \otimes \psi_r) d\tau \quad (4.34)$$

Das Adaptionssignal ( $e_i \otimes \psi_r$ ) kann physikalisch als Fehlermoment  $\Delta m$  gedeutet wer-

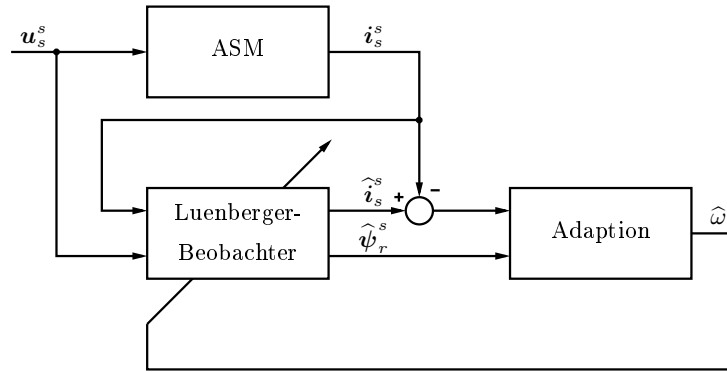


Abbildung 4.4.: MRAS nach Kabuto

den. Diese Tatsache wurde in [16] genutzt, um die Dynamik der Adaption ohne PI-Regler, sondern mit Hilfe eines mechanische Modells zu verbessern. Für den Entwurf der Parameter  $k_i$  und  $k_p$  kann festgehalten werden, dass  $k_i \gg k_p$  erfüllt sein muss. Der Luenberger Beobachter voller Ordnung wird wie in Abschnitt 6.1 beschrieben implementiert. Bei der klassischen Variante wird der Proportionalitätsfaktor  $k = 1$  gewählt, wodurch für die Rückkoppelmatrix  $\mathbf{G} = \mathbf{0}$  folgt. Dies ist möglich, da eine Fehlerrückkopplung über den PI-Regler erfolgt. In den letzten Jahren wurden zahlreiche Anstrengungen unternommen, den Instabilitätsbereich im generatorischen Betrieb zu minimieren. Dafür gibt es generell drei Ansätze:

1. Anpassung der Rückkoppelmatrix  $\mathbf{G}$
2. Anpassung des Adaptionsgesetzes (4.34)
3. Anpassung der Rückkoppelmatrix  $\mathbf{G}$  und des Adaptionsgesetzes (4.34)

Eine Übersicht über die gängigsten Stabilisierungsmethoden liefert Hikkanen [9] in seiner Arbeit. Eine Herleitung des Instabilitätsbereichs und eine Übersicht über Methoden, welche die Rückkoppelmatrix anpassen liefert [26]. Es wird auch eine neue Methode vorgestellt, welche den Instabilitätsbereich auf  $\omega = 0$  reduzieren soll. Durch diese neue Methode erhält der Beobachter jedoch ein integrierendes Verhalten, wodurch dieses bei Vorhandensein eines Offsets nicht funktionierte. Um die Instabilität zu berechnen werden ausgehend vom feldsynchrone KDS zwei mathematische Modelle angesetzt. Zum Einen das Modell des Beobachters voller Ordnung erweitert um das Adaptionsgesetz (4.33). Siehe Gleichung (4.35). Zum Anderen das mathematische Modell der Asynchronmaschine unter der Annahme, dass sich die Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes nicht ändert (4.36).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}^f}{dt} &= \mathbf{A}^f \hat{\mathbf{x}}^f + \mathbf{B}^f \mathbf{u}_s^f + \mathbf{G} \left[ \mathbf{i}_s^f - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}^f \right] \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \frac{1}{\lambda} (e_{id} \psi_{rq} - e_{iq} \psi_{rd}) \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}^f}{dt} &= \mathbf{A}^f \mathbf{x}^f + \mathbf{B}^f \mathbf{u}_s^f \\ \frac{d\omega}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (4.36)$$

Durch linearisieren beider Modelle in einem beliebigen Arbeitspunkt unter der Annahme  $\mathbf{G} = 0$ , erhält man durch Subtraktion der Modelle ein Fehlermodell mit der Systemmatrix  $\hat{\mathbf{A}}_e$ . Damit das System stabil ist, müssen alle Eigenwerte einen negativen Realteil besitzen ( $\det(\hat{\mathbf{A}}_e) < 0$ ). Dabei wurde ein Instabilitätsbereich identifiziert, welche durch zwei Geraden definiert wird.

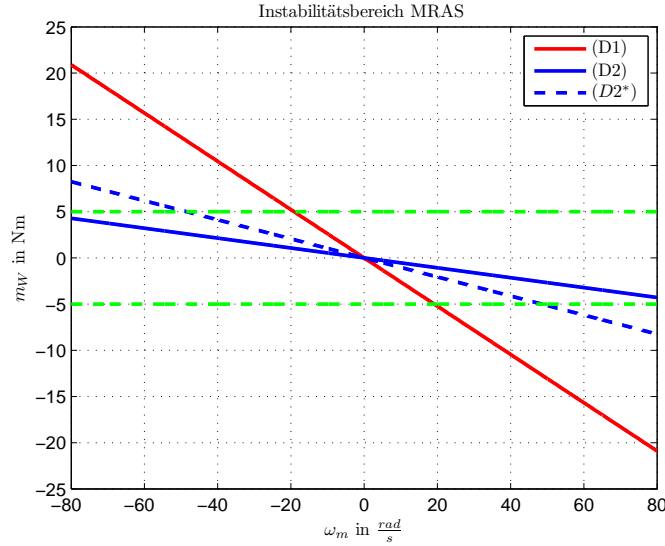
$$m_W = -\frac{|\psi_r|^2}{R_r} \cdot \omega_m \quad (4.37)$$

$$m_w = -\frac{|\psi_r|^2}{R_r} \cdot \frac{\omega_m}{\left(1 + \frac{T_r}{T_s}\right)} \quad (4.38)$$

Die Gerade ( $D_1$ ) definiert durch Gleichung 4.37 entspricht der bekannten Instabilität  $\omega = 0$ . Die Gerade ( $D_2$ ) definiert durch 4.38 spannt mit ( $D_1$ ) eine Fläche auf, welche dem Instabilitätsbereich der hier besprochenen Methode entspricht. Ziel ist es, eine Rückkoppelmatrix  $\mathbf{G} \neq 0$  zu finden, welche den Instabilitätsbereich minimiert. Wie bereits erwähnt, war es bei Vorhandensein eines Stromoffsets nicht möglich den Bereich auf  $\omega = 0$  zu verringern. Letzten Endes wurde die Methode nach Suwakawin verwendet, welche ebenfalls in [26] zu finden ist. Damit ergibt sich angewendet auf das hier verwendete Modell der Asynchronmaschine folgende Rückkoppelmatrix:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{4} \frac{R_s}{L_h} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{4} \frac{R_s}{L_h} \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

In Abbildung 4.5 repräsentiert die Fläche zwischen ( $D_1$ ) und ( $D_2^*$ ) den verringerten Instabilitätsbereich mit der Rückkoppelmatrix 4.39.



**Abbildung 4.5.:** Instabilitätsbereich der Methode nach Kubota

In [11] werden weitere Adaptionsgesetze für den Ständerwiderstand und die inverse Rotorzeitkonstante angegeben. Über den Stabilitätsbereich wird keine Aussage getroffen, im generatorischen Betrieb treten aber Instabilitäten auf. Deshalb sollen die Parameter nur im motorischen Betriebsfall aktualisiert werden. Das Adaptionsgesetz für den Ständerwiderstand lautet:

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_s = -k \left( e_{i\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i\beta} \hat{i}_{s\beta} \right) \quad (4.40)$$

Das Adaptionsgesetz für die inverse Rotorzeitkonstante lautet:

$$\frac{d}{dt} \frac{1}{\hat{T}_r} = \frac{k}{L_r} \left[ e_{i\alpha} \left( \hat{\psi}_{r\alpha} - L_m \hat{i}_{s\alpha} \right) + e_{i\beta} \left( \hat{\psi}_{r\beta} - L_m \hat{i}_{s\beta} \right) \right] \quad (4.41)$$

Dabei ist  $k$  eine positive Konstante. Die Verwendung von mehreren Adaptionsgesetzen zur selben Zeit ist zwar möglich, jedoch ist der Nachweis der Stabilität schwierig, da nicht die Teilsysteme für sich stabil sein müssen, sondern das Gesamtsystem. Bei Anwendung von Drehzahladaption und zusätzlicher Adaption des Ständerwiderstandes konnte die Funktionalität nicht hergestellt werden.



## 5. Kalmanfilter

Für lineare, zeitinvariante Zustandsmodelle ist der Luenberger-Beobachter wohlbekannt. Beim klassischen Beobachter muss die Lage der Eigenwerte vorgegeben werden. Weiters treten bei realen Systemen Störungen in Form von Eingangsrauschen, Zustandsrauschen und Ausgangsrauschen auf, was die Rekonstruktion der Zustandsgrößen weiter erschwert. Es stellt sich nun die Frage, wie man trotzdem einen optimalen Schätzwert für die Zustandsvariablen ermitteln kann. Diese Frage lässt sich mit Hilfe des Kalman-Filters beantworten, welcher zusätzlich noch stochastische Änderungen im System berücksichtigt. Der lineare Kalman-Filter, welcher zur Schätzung der Zustandsgrößen verwendet wird, kann dahingehend erweitert werden, dass er auch Parameter der Systemmatrix online identifizieren kann. Diese Form des Kalman-Filters wird Erweiterter Kalman-Filter genannt. Das Kalman-Filter wird üblicherweise zeitdiskret implementiert, weshalb das zeitdiskrete mathematische Modell von Abschnitt 2.2.1 zur weiteren Betrachtung herangezogen wird. Die Grundlagen der Theorie bezüglich des linearen Kalman-Filter wurden aus [4] entnommen.

### 5.1. Lineare Kalmanfilter

#### 5.1.1. Theorie zum KF

Das zeitdiskrete mathematische Modell muss um das Messrauschen und das Ausgangsrauschen erweitert werden. Um die Übersicht zu wahren, werden die hoch- und tiefgestellten Indizes nicht mehr angegeben. Unter den weiteren Annahmen, dass sich die Drehzahl innerhalb eine Abtastschritts nicht ändert und die Abtastzeit konstant ist, erhält man aus (2.2.1) ein LTI Modell. Auf dieses Modell kann die Theorie des Kalman-Filter angewendet werden.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{\Phi} \mathbf{x}_k + \mathbf{H} \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{C} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k\end{aligned}\tag{5.1}$$

Die vektoriellen stochastischen Prozesse  $\mathbf{w}_k$  (Zustandsrauschen) und  $\mathbf{v}_k$  (Messrauschen) sollen stationäres weißes Rauschen darstellen und unkorreliert sein. Für das in (5.1) definierte Modell ergibt sich das Kalman-Filter, welcher durch die folgenden Kalman-Gleichungen definiert ist.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_k^* &= \mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1} \\ \mathbf{P}_k^* &= \mathbf{\Phi} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{\Phi}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^* \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{P}_k^* \mathbf{C}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{x}_k^* + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{C} \mathbf{x}_k^*) \\ \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{C}) \mathbf{P}_k^*\end{aligned}\tag{5.2}$$

Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}$  ergibt sich für den Fall, dass kein Zustandsrauschen, sondern Eingangsruschen vorhanden ist zu:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{H} \mathbf{Q}_u \mathbf{H}^T \quad (5.3)$$

In (5.3) stellt  $\mathbf{Q}_u$  die Kovarianzmatrix des Rauschens am Eingang dar, welche noch mit der Eingangsmatrix  $\mathbf{H}$  gewichtet werden muss. Deshalb wird  $\mathbf{H}$  auch oft als Gewichtungsmatrix bezeichnet.  $\mathbf{R}$  ist die Kovarianzmatrix des Ausgangsruschen. Die Kalman-Gleichungen stellen eine rekursive Rechenvorschrift dar, wobei für den Rekursionsstart ( $k = 0$ ) die ersten beiden Gleichungen  $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}$  und  $\mathbf{P}_{k-1}$  nicht definiert sind. Deshalb muss für  $\mathbf{x}_k^*$  und  $\mathbf{P}_k^*$  ein passender Anfangszustand gefunden werden. Die Anfangswerte werden üblicherweise so definiert, dass zu Beginn der Rekursion die Werte gewählt werden, die einigermaßen wahrscheinlich sind.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0^* &= E \{ \mathbf{x}_0 \} = \mathbf{m}_0 \\ \mathbf{P}_0^* &= E \left\{ (\mathbf{m}_0 - \mathbf{x}_0) (\mathbf{m}_0 - \mathbf{x}_0)^T \right\} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Es sei jedoch angemerkt, dass die Wahl der Anfangszustände bei der Asynchronmaschine kein großes Problem darstellt, da alle Zustandsvariablen beim start der Asynchronmaschine mit null angenommen werden können. Viel mehr ist die richtige Wahl von  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  entscheidend für das Systemverhalten. Damit ergab sich der Wahl der Anfangszustände zu:

$$\mathbf{x}_0^* = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad \mathbf{P}_0^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Betrachtet man die Gleichungen eins und vier in (5.2), kann ein Strukturbild wie in Abbildung 5.1 angegeben werden. Dabei wird  $\mathbf{K}_k$  mit Hilfe der Gleichungen zwei,drei und fünf berechnet. Die Kalman-Gleichungen müssen in der Simulation online berechnet werden, was eine hohe Komplexität zur Folge hat. Vorallem die Berechnung der Inversen der dritten Gleichung ist sehr rechenintensiv.

Das Eingangsruschen wird durch die endliche Auflösung des ADU verursacht. Die

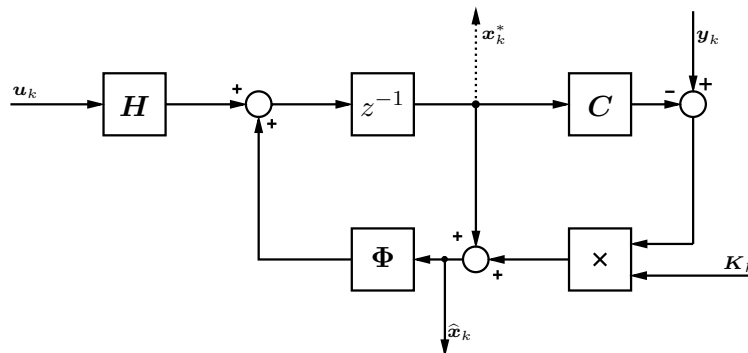


Abbildung 5.1.: Strukturbild der Kalman-Gleichungen

Varianz des Eingangsruschen  $\sigma_w$  kann über die Aussteuergrenze und die Auflösung

berechnet werden. Zum Beispiel ergibt sich für das Quantisierungsrauschen bei einer Aussteuergrenze von  $\pm 10V$  und einer Auflösung von  $10bit$ :

$$LSB = \frac{20}{2^{10}} \quad \sigma_w = \frac{LSB}{\sqrt{12}}$$

Die Varianz des Ausgangsrauschen kann durch Auswerten des entsprechenden Rauschsignals des verwendeten Messgerätes ermittelt werden. Unter der Annahme, dass es sich beim Eingangsruschen sowie beim Ausgangsruschen um weißes Rauschen handelt, besitzen die Kovarianzmatrizen  $\mathbf{Q}_u$  und  $\mathbf{R}$  nur diagonale Einträge.

$$\mathbf{Q} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \sigma_w^2 & 0 \\ 0 & \sigma_w^2 \end{bmatrix} \mathbf{H}^T \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 & 0 \\ 0 & \sigma_v^2 \end{bmatrix}$$

## 5.2. Das Erweiterte Kalman-Filter

In [37] wurde gezeigt, dass eine Identifikation mehrerer Parameter der Asynchronmaschine online möglich ist. Basierend darauf wird hier versucht, die Drehzahl oder die inverse Rotorzeitkonstante zu schätzen. Es wäre auch möglich zu versuchen beide Größen gleichzeitig zu schätzen, worauf hier nicht näher eingegangen wird. Die zusätzliche Zustandsvariable wird von nun an mit  $\kappa$  bezeichnet. Um diese mit Hilfe des Kalman-Filters zu schätzen, muss  $\kappa$  als zusätzliche Zustandsvariable im zeitdiskreten Modell aufgefasst werden. Dadurch erhält man ein nichtlineares Modell, was bei jedem Abtastschritt linearisiert werden muss, um die Theorie des linearen Kalman-Filters anwenden zu können. Dieses Gebilde wird als Erweiterter Kalman-Filter bezeichnet.

### 5.2.1. Theorie zum Erweiterte Kalman-Filter

Nehmen wir an, es liegt ein LTI-Modell  $n$ -ter Ordnung vor und wir wollen zusätzlich einen Parameter schätzen. Dazu muss der Zustandsvektor um eine Zustandsvariable erweitert werden und wir erhalten einen neuen Zustandsvektor der Länge  $n + 1$ . In unserem Fall ist  $\kappa$  eine skalare Größe, diese könnte jedoch auch ein Vektor mit mehreren zu schätzenden Parametern sein.

$$\mathbf{x} = [\mathbf{z} \quad \kappa]^T \quad (5.5)$$

Dadurch wird das System nichtlinear und wir erhalten das neue Zustandsraummodell mit Zustands- und Ausgangsrauschen.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (5.6)$$

mit:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) = \begin{bmatrix} \Phi(\kappa_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{H} \mathbf{u}_k \\ \kappa_k \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{0}]$$

Die Erweiterung des Zustandsraummodelles um  $\kappa_{k+1} = \kappa_k$  entspricht der Annahme, dass sich die Zustandsvariablen innerhalb eines Abtastschrittes nicht ändern. Die Wahl von  $\mathbf{Q}$  ist hier nicht so intuitiv möglich wie in Abschnitt 5.1. Es wurden mehrere Ansätze zur Wahl von  $\mathbf{Q}$  in [39] und [20] gefunden, wobei hier vorerst ein ganz allgemeiner Ansatz erfolgt.

$$\mathbf{Q}_u = \begin{bmatrix} \zeta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \zeta_n & 0 \\ 0 & \dots & & \zeta_{n+1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \lambda_n & 0 \\ 0 & \dots & & \lambda_{n+1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{Q} = \mathbf{G} \mathbf{Q}_u \mathbf{G}^T \quad (5.7)$$

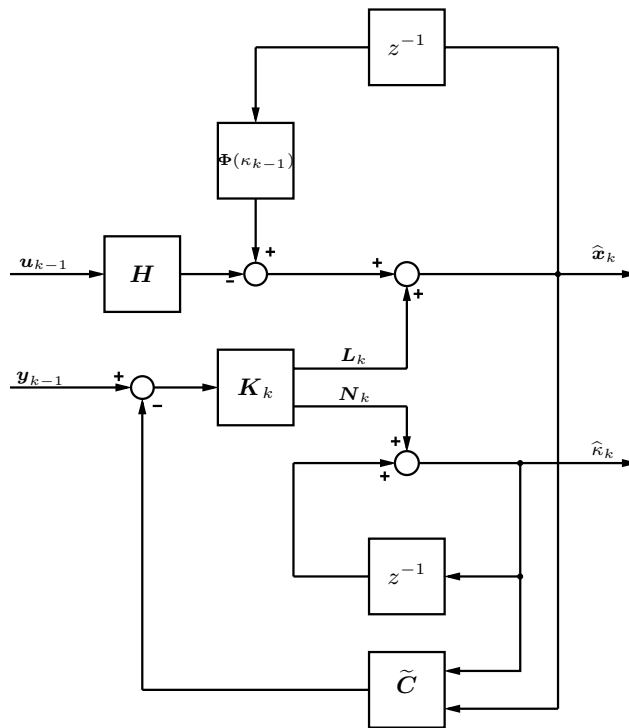
Die Variablen  $\zeta_i$  und  $\lambda_i$  sind zu bestimmen, wobei  $\zeta_i$  dem Zustandsrauschen und Eingangsruschen und  $\lambda_i$  der Gewichtung der einzelnen Rauschkomponenten entspricht.  $\mathbf{R}$  und  $\mathbf{P}_0^*$  werden wie beim linearen Kalman-Filter gewählt. Das nichtlineare Modell muss bei jedem Abtastschritt entlang der geschätzten Trajektorie linearisiert werden, dadurch ergeben sich die Gleichungen des Erweiterten-Kalman-Filters zu:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_k^* &= \Phi \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1} \\
\mathbf{F}_{k-1} &= \begin{bmatrix} \Phi(\hat{\kappa}_{k-1}) & \frac{\partial}{\partial \theta} (\Phi(\hat{\kappa}_{k-1}) \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{P}_k^* &= \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q} \\
\mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T (\tilde{\mathbf{C}} \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T + \mathbf{R})^{-1} \\
\hat{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{x}_k^* + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k^*) \\
\mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{P}_k^*
\end{aligned} \tag{5.8}$$

dabei gilt:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}}$$

Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}$  wird wie in (5.7) definiert berechnet. In Abbildung 5.2 ist die



**Abbildung 5.2.:** Strukturbild des EKF zur Schätzung der Zustandsgrößen- und Parameter. [37]

Struktur des Erweiterten Kalman-Filter zur Schätzung der Zustandsgrößen und Parameter abgebildet. Diese Realisierung wurde von [37] übernommen und entspricht nicht der Realisierung der Gleichungen (5.8). Dabei wird das System in zwei Teilsysteme zerlegt,

wobei ein System die Zustandsvariablen und das Andere die Parameter schätzt. Dabei wird die Kalmanmatrix wie folgt aufgeteilt.

$$\mathbf{K}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k \\ \mathbf{N}_k \end{bmatrix}$$

$\mathbf{L}_k \dots$  Kalmanmatrix für Zustandsvariablen

$\mathbf{N}_k \dots$  Kalmanmatrix für Parameter

Die Gleichungen eins und fünf in (5.8) werden durch die Struktur des Modells berechnet. Die restlichen Gleichungen werden im Block  $\mathbf{K}_k$  ermittelt. Die Stabilität des Beobachters ist in allen drei Betriebszuständen der Asynchronmaschine durch die rekursive Berechnung der Kalman-Matrix automatisch gewährleistet, ohne sich Gedanken über die Polvorgabe zu machen. Jedoch hat man deswegen keinerlei Einfluss auf die Dynamik der Schätzung. Es sei erwähnt, dass sich die Dynamik mit Hilfe der Kovarianzmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  beeinflussen lässt [38].

$$\mathbf{K}_k \text{ ist proportional zu } \frac{\mathbf{Q}}{\mathbf{R}} \quad (5.9)$$

Wird in Gleichung (5.9) die Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}$  erhöht, wird die Kalman-Matrix  $\mathbf{K}_k$  ebenfalls größer. Dadurch wird die Filterbandbreite größer und es erfolgt ein schnelleres Ansprechen auf transiente Ereignisse. Weiters werden die Tracking-Eigenschaften verbessert. Die Matrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  werden meist durch interative Tests am Messobjekt ermittelt und nicht durch Bestimmung der Rauschprozesse. Diese Aufgabe kann sehr zeintensiv sein. Das Kalman-Filter ist für stochastische Systeme entwickelt worden, wobei die Drehzahländerung sowie die Rotorwiderstandsänderung deterministische Vorgänge sind. Dadurch und durch die Anpassungen der Kovarianzmatrizen wird das System nicht mehr richtig beschrieben, was zu einem Bias im Schätzwert führt [22].

### 5.2.2. EKF zur Schätzung der inversen Rotorzeitkonstante

Die Schätzung der inversen Rotorzeitkonstanten mit Hilfe des Erweiterten Kalman-Filters erfolgt wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben. Die inverse Rotorzeitkonstante wird als weitere Zustandsvariable angesehen und wird mit  $\theta$  bezeichnet.

$$\mathbf{x} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi'_{rd} \quad \psi'_{rq} \quad \theta]^T \quad (5.10)$$

Mit dem in 5.10 definierten Zustandsvektor ergibt sich das erweiterte Modell:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (5.11)$$

mit:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) = \begin{bmatrix} \Phi(\theta_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{H} \mathbf{u}_k \\ \theta_k \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{0}]$$

Wird das System in jedem Abtastschritt linearisiert, ergeben sich wiederum die Gleichungen für das Erweiterte-Kalman-Filter.

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_k^* &= \Phi \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1} \\
\mathbf{F}_{k-1} &= \begin{bmatrix} \Phi(\hat{\theta}_{k-1}) & \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \Phi(\hat{\theta}_{k-1}) \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1} \right) \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{P}_k^* &= \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q} \\
\mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T \left( \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T + \mathbf{R} \right)^{-1} \\
\hat{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{x}_k^* + \mathbf{K}_k \left( \mathbf{y}_k - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k^* \right) \\
\mathbf{P}_k &= \left( \mathbf{I} - \mathbf{K}_k \tilde{\mathbf{C}} \right) \mathbf{P}_k^*
\end{aligned} \tag{5.12}$$

dabei gilt:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}}$$

Die Kovarianzmatrix und die Gewichtungsmatrix werden wie folgt definiert:

$$\mathbf{Q}_u = \begin{bmatrix} \sigma_w^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_w^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \delta \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{T_a}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_a}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

Dabei ist  $\sigma_w^2$  die Standardabweichung des Messrauschens und  $\frac{T_a}{\sigma L_s}$  die zugehörige Gewichtung durch den Eingang. Es wird angenommen, dass der Rotorfluss rauschfrei ist und keine Gewichtung erfolgt. Mit Hilfe von  $\delta$  kann das Rauschen des Widerstandes eingestellt werden, welches ebenfalls nicht gewichtet wird. Das Strukturbild von Abbildung 5.2 hat auch für die Schätzung der Drehzahl seine Richtigkeit.

### 5.2.3. EKF zur Schätzung der Drehzahl

Die Drehzahlschätzung für Sensorlose Antriebe mit Hilfe des Erweiterten Kalman-Filters erfolgt wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben. Die Drehzahl wird als weitere Zustandsvariable angesehen, wodurch sich wieder ein nichtlineares System ergibt.

$$\mathbf{x} = [\dot{i}_{sd} \quad \dot{i}_{sq} \quad \psi'_{rd} \quad \psi'_{rq} \quad \omega]^T \quad (5.14)$$

Mit dem in 5.14 definierten Zustandsvektor ergibt sich das erweiterte Modell:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (5.15)$$

mit:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) = \begin{bmatrix} \Phi(\omega_k) \mathbf{x}_k + \mathbf{H} \mathbf{u}_k \\ \omega_k \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{0}]$$

Die Kovarianzmatrizen werden wie in Abschnitt 5.2.2 definiert. Wird das System in jedem Abtastschritt linearisiert, ergeben sich wiederum die Gleichungen für das Erweiterte-Kalman-Filter.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k^* &= \Phi \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1} \\ \mathbf{F}_{k-1} &= \begin{bmatrix} \Phi(\hat{\omega}_{k-1}) & \frac{\partial}{\partial \omega} (\Phi(\hat{\omega}_{k-1}) \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{H} \mathbf{u}_{k-1}) \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}_k^* &= \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T (\tilde{\mathbf{C}} \mathbf{P}_k^* \tilde{\mathbf{C}}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{x}_k^* + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_k^*) \\ \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{P}_k^* \end{aligned} \quad (5.16)$$

dabei gilt:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}}$$

Die Wahl der Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}$  und der Gewichtungsmatrix  $\mathbf{G}$  erfolgt wie bei der Bestimmung der inversen Rotorzeitkonstante. Um die Berechnung von  $\mathbf{F}_k$  deutlicher zu machen, folgt die Berechnung dieser. Ausgehend vom rotorfesten KDS, um den Diskretisierungsfehler klein zu halten, erhält man für die Systemmatrix:

$$\Phi^r = \begin{bmatrix} \mathbf{I} - \gamma T_a \mathbf{I} - \omega T_a \mathbf{J} & \epsilon \left( \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega T_a \right) \\ \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} & \mathbf{I} - \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Wird das mathematische Modell der AM um die Zustandsvariable  $\omega_k$  erweitert, ergibt sich mit der Systemmatrix (5.17) folgendes nichtlineare System.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{r,k+1}^r \\ \dot{\psi}_{s,k+1}^r \\ \omega_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{I} - \gamma T_a \mathbf{I} - \omega_k T_a \mathbf{J}) \dot{\mathbf{i}}_{s,k}^r + \epsilon \left( \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega_k T_a \right) \psi_{r,k}^r + \frac{T_a}{\sigma L_s} \mathbf{u}_{s,k}^r \\ \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} \dot{\mathbf{i}}_{s,k}^r + \mathbf{I} - \frac{T_a}{T_r} \psi_{r,k}^r \\ \omega_k \end{bmatrix} \quad (5.18)$$



Für die Transformation in das rotorfeste KDS wird angenommen, dass die geschätzte Drehzahl dem tatsächlichen Wert entspricht. Diese Gleichung entspricht  $\mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ . Die partielle Ableitung von (5.18) liefert:

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} - \gamma T_a \mathbf{I} - \omega_k T_a \mathbf{J} & \epsilon \left( \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega_k T_a \right) & -T_a \mathbf{J} (\mathbf{i}_{s,k}^T - \epsilon \boldsymbol{\psi}_{r,k}^T) \\ \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} & \mathbf{I} - \frac{T_a}{T_r} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Für  $\mathbf{x}_k$  muss noch  $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}$  eingesetzt werden und man erhält das gewünschte Ergebnis. Betrachtet man die Gleichungen (5.19) und (5.17) ist leicht zu erkennen, dass die Berechnung von  $\mathbf{F}_k$  in den Kalman-Gleichungen seine Richtigkeit hat.

## 6. Luenberger-Beobachter

Sind nicht alle Zustandsvariablen einer Regelstrecke messbar, benötigt man einen sogenannten Beobachter, welcher die fehlenden Zustandsgrößen schätzt. Dazu wurde von David G. Luenberger der Luenberger-Beobachter, oder auch Asymptotischer-Beobachter entworfen [23]. Die Beobachterordnung entspricht normalerweise der Systemordnung. Werden jedoch Zustandsvariablen gemessen, kann die Ordnung des Beobachters reduziert werden, um sich Redundanzen bei der Beobachtung zu ersparen. Jedoch wird durch Reduktion der Ordnung die Schätzung schlechter, da die Differenz zwischen geschätztem und gemessenen Ständerstrom nicht mehr gebildet werden kann. Es kann auch ein Erweiterter Luenberger-Beobachter ähnlich dem des Kalman-Filters entworfen werden.

### 6.1. Luenberger-Beobachter voller Ordnung

Der grundlegende Luenberger-Beobachter ist ein deterministischer Beobachter, welcher nur Zustandsvariablen von LTI-Systemen schätzen kann. Für Gleichung 2.10 kann nun der Beobachter folgender Form angesetzt werden.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}^s}{dt} &= \mathbf{A}^s \hat{\mathbf{x}}^s + \mathbf{B}^s \mathbf{u}_s^s + \mathbf{G} [\mathbf{i}_s^s - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}^s] \\ \mathbf{i}_s^s &= \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}^s \end{aligned} \quad (6.1)$$

In Abbildung 6.1 ist die Struktur des Beobachters zu Gleichung (6.1) abgebildet. Das

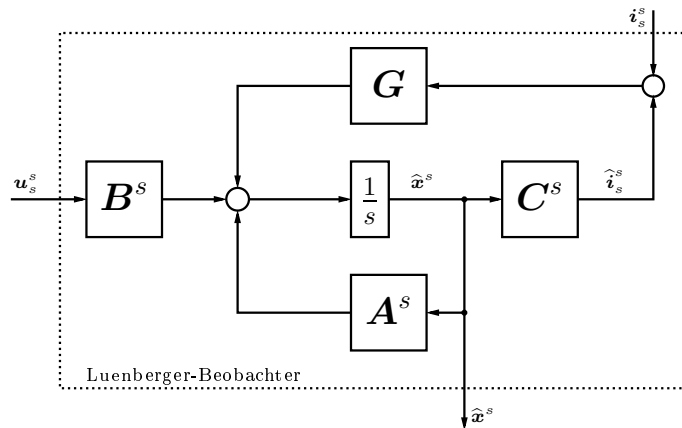


Abbildung 6.1.: Strukturbild Luenberger-Beobachter

Problem ist nun die Bestimmung der Verstärkungsmatrix  $\mathbf{G} \in \mathfrak{R}^{(4 \times 2)}$  des Beobachters. Der klassische Ansatz für die Matrix lautet im konkreten Fall der AM:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J} \\ g_3 \mathbf{I} + g_4 \mathbf{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Um die Unbekannten  $g_1, g_2, g_3$  und  $g_4$  zu bestimmen, werden die Eigenwerte der Asynchronmaschine berechnet und anschließend die Eigenwerte des Beobachters um einen Faktor  $k$  in der linken Halbebene verschoben, damit der Beobachter eine höhere Dynamik als die Maschine aufweist. Dabei wird der Real- und Imaginärteil der Pole verschoben, was graphisch in Abbildung 6.2 dargestellt ist. Die ‘Konstanten’ müssen sich mit der Drehzahl verändern, um die Stabilität des Beobachters im gesamten Drehzahlbereich zu gewährleisten. Daher muss die Matrix  $\mathbf{G}$  online berechnet werden. Die Determinante der Asynchronmaschine im ständerfesten KDS ergibt sich zu:

$$\det(s \mathbf{I} - \mathbf{A}^s) = \begin{vmatrix} s + \gamma \mathbf{I} & -\epsilon \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \\ -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} & s + \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \end{vmatrix} \quad (6.3)$$

Um die Gleichung zu vereinfachen, werden folgende Konstanten eingeführt:

$$\mathbf{a} = \gamma \mathbf{I} \quad \mathbf{b} = \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \quad \mathbf{c} = \frac{\epsilon}{T_r}$$

Damit ergibt sich die charakteristische Gleichung der Systemmatrix  $\mathbf{A}^s$ :

$$s^2 + (\mathbf{a} + \mathbf{b}) s + \mathbf{b} (\mathbf{a} - \mathbf{c}) = \mathbf{0} \quad (6.4)$$

Nun müssen die Eigenwerte der Matrix  $(\mathbf{A}^s - \mathbf{G} \mathbf{C})$  berechnet werden.

$$\det(s_0 \mathbf{I} - (\mathbf{A}^s - \mathbf{G} \mathbf{C})) = \begin{vmatrix} s_0 + \gamma \mathbf{I} + \mathbf{G}_1 & -\epsilon \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \\ -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \mathbf{G}_2 & s_0 + \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \end{vmatrix} \quad (6.5)$$

Für (6.5) ergibt sich die charakteristische Gleichung zu:

$$s_0^2 + (\mathbf{a} + \mathbf{b} + \mathbf{G}_1) s_0 + (\mathbf{a} - \mathbf{c}) \mathbf{b} + (\mathbf{G}_1 + \epsilon \mathbf{G}_2) \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (6.6)$$

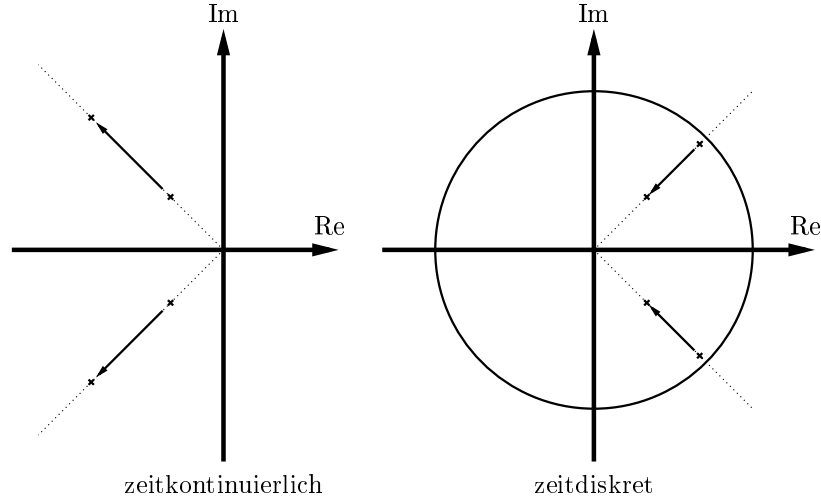
Die Eigenwerte des Beobachters werden nun proportional zu denen der Asynchronmaschine gewählt. Dies erreicht man, indem  $s_0 = k s$  gesetzt wird. Damit wird (6.6) zu:

$$k^2 s^2 + (\mathbf{a} + \mathbf{b} + \mathbf{G}_1) k s + (\mathbf{a} - \mathbf{c}) \mathbf{b} + (\mathbf{G}_1 + \epsilon \mathbf{G}_2) \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (6.7)$$

Durch Koeffizientenvergleich von (6.7) und  $k^2 \times$  (6.4) erhält man die Parameter der Verstärkungsmatrix.

$$\begin{aligned} g_1 &= -(k-1) \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ g_2 &= (k-1) \omega \\ g_3 &= -\frac{(k^2-1)}{\epsilon} \left[ \gamma - \frac{\epsilon}{T_r} \right] + \frac{(k-1)}{\epsilon} \left[ \gamma + \frac{1}{T_r} \right] \\ g_4 &= -\frac{(k-1)}{\epsilon} \omega \end{aligned} \quad (6.8)$$

Mit dem Parameter  $k$  können die Eigenwerte in der linken Halbebene proportional zu den Eigenwerten der Asynchronmaschine verschoben werden. Je größer  $k$  gewählt wird, desto besser ist die Dynamik des Beobachters. Allerdings ist die Wahl von  $k$  nach oben



**Abbildung 6.2.:** Darstellung der Polverschiebung im zeitkontinuierlichen und zeitdiskreten Fall

hin aus zwei Gründen begrenzt. Einerseits wegen der Verstärkung von Störungen und andererseits wird bei hohen Drehzahlen der Imaginärteil der Beobachterpole sehr groß, was eventuell zu Instabilitäten bei der praktischen Realisierung führen kann. Dieser Zusammenhang wird in [16] gezeigt und eine alternative Polvorgabe vorgeschlagen, welche nur die Realteile der Eigenwerte verschiebt. Weiters besitzt die gezeigte Methode eine schlechte Dynamik bei geringen Drehzahlen. Im rotorfesten KDS ergibt sich für die Eigenwertvorgabe mit dem selben Ansatz zu:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= (k-1) \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\
 g_2 &= (k-1) \omega \\
 g_3 &= \frac{(k-1) (1 - \epsilon + T_r^2 \omega^2 \epsilon + k (-T_r \gamma + \epsilon T_r^2 \omega^2 (\epsilon + 1)))}{T_r (1 + T_r^2 \omega^2) \epsilon} \\
 g_4 &= \frac{(k-1) \omega (k-1 + k T_r \gamma)}{\epsilon + T_r^2 \omega^2 \epsilon}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Für eine zeitdiskrete Lösung des Problems, erhält man im ständerfesten KDS mit dem zeitdiskreten Modell der Asynchronmaschine folgendes Ergebnis.

$$\begin{aligned}
 g_1 &= (k-1) \left( \frac{T_a}{T_r} + \gamma T_a - 2 \right) \\
 g_2 &= -(k-1) \omega T_a \\
 g_3 &= \frac{-(k-1) [-(k-1) T_r^2 - T_a T_r \Sigma + T_a^2 (1 + T_r^2 \omega^2) \Gamma]}{T_r \Delta} \\
 g_4 &= \frac{-(k-1) \omega [-(k-1) T_r^2 + T_a^2 (1 + T_r^2 \omega^2) - k T_a T_r^2 \gamma]}{\Delta}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

mit:

$$\begin{aligned}\Sigma &= -2 + k - 2T_r^2\omega^2 + k T_r^2\omega^2 + k T_r\gamma \\ \Gamma &= -1 + k T_r\gamma - \epsilon - k \epsilon \\ \Delta &= T_a (1 + T_r^2\omega^2) \epsilon\end{aligned}$$

Die Werte für  $k$  müssen im zeitdiskreten Fall kleiner als eins gewählt werden und liegen in Anlehnung an die kontinuierliche Wahl zwischen 0.996 und 0.99. Die Herleitung der Rückkoppelmatrix erfolgte im ständerfesten KDS. Es wird jedoch eine Realisierung des Beobachters im rotorfesten KDS angestrebt, um den Diskretisierungsfehler klein zu halten. Dafür erhält man:

$$\begin{aligned}g_1 &= (k-1) \left( \frac{T_a}{T_r} + \gamma T_a - 2 \right) \\ g_2 &= (k-1)\omega T_a \\ g_3 &= \frac{-(k-1) [-(k-1)T_r^2 + T_a T_r \Sigma + T_a^2 \Gamma]}{\Delta} \\ g_4 &= \frac{(k-1)(T_a - T_r)(T_r - kT_r + T_a(k-1 + \gamma k T_r))\omega}{\Delta}\end{aligned}\tag{6.11}$$

mit:

$$\begin{aligned}\Sigma &= -2 + k + \gamma k T_r - k T_r^2 \omega^2 \\ \Gamma &= 1 - \gamma k T_r + k T_r^2 \omega^2 + \epsilon(1+k)(1 + T_r^2 \omega^2) \\ \Delta &= \epsilon T_a (1 + T_r^2 \omega^2)\end{aligned}$$

In Abbildung 6.3 sind die Eigenwerte der Maschine im ständerfesten KDS sowie im rotorfesten KDS dargestellt. Weiters sind die Eigenwerte der Beobachter, welche sich durch die errechneten Rückkoppelmatrizen mit  $k = 1.5$  bzw.  $k = 0.99$  ergeben abgebildet. Die Eigenwerte des Beobachters im zeitdiskreten Fall liegen im Einheitskreis und der Beobachter weist eine höhere Dynamik auf, da die Eigenwerte näher am Ursprung liegen. Zeitkontinuierlich ist zu erkennen, dass die Imaginärteile sehr groß werden.

## 6.2. Luenberger-Beobachter reduzierter Ordnung

Da die Ständerströme gemessen werden, kann die Ordnung des Beobachters von vier auf zwei reduziert werden.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_n \\ \dot{\mathbf{x}}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_n \\ \mathbf{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{I} \quad \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_n \\ \mathbf{x}_p \end{bmatrix} = \mathbf{x}_n\end{aligned}\tag{6.12}$$

Für ein System der Form (6.12) kann ein reduzierter Beobachter nach [23] angegeben werden. Diese Methode beruht darauf, die bekannten Zustandsvariablen aus dem mathematischen Modell zu eliminieren. In (6.12) sind  $\mathbf{x}_n$  die bekannten und  $\mathbf{x}_p$  die unbekannt

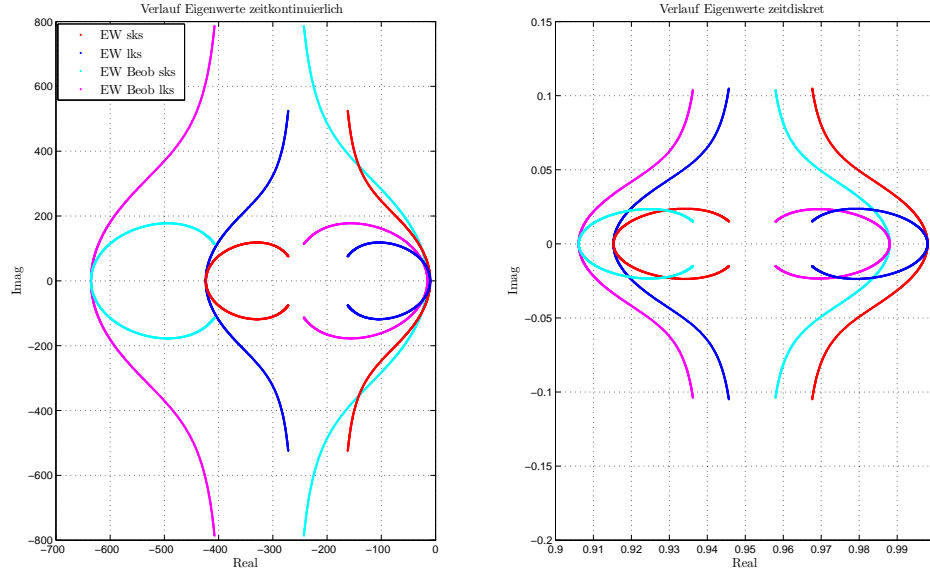


Abbildung 6.3.: Verlauf Eigenwerte der Asynchronmaschine

Zustandsvariablen.

$$z = \hat{x}_p - G y \quad (6.13)$$

$$\dot{z} = A_1^* z + A_2^* y - B^* u \quad (6.14)$$

$$\hat{x}_p = z + G y \quad (6.15)$$

mit:

$$A_1^* = A_{22} - G A_{12}$$

$$A_2^* = A_{21} - G A_{22} G - G A_{12} G$$

$$B^* = G B_1$$

Da bei der Herleitung des reduzierten Beobachters die Ableitung  $y$  vorkommt, was Probleme bei der Realisierung zur Folge haben kann, muss das System temporär in die Zustandsvariable  $z$  transformiert werden [23]. Die Gleichungen (6.13) und (6.15) stellen dabei die Hin- bzw. Rücktransformation dar. Es fällt auch auf, dass keine Differenz zwischen geschätzten und gemessenen Zustandsvariablen vorhanden ist.

$$\det(s I - A_1^*) = \det(s I - (A_{22} - G A_{12})) \quad (6.16)$$

Die Eigenwerte des Beobachters werden laut der charakteristischen Gleichung (6.16) vorgegeben. Das kontinuierliche Modell der Asynchronmaschine im ständerfesten KDS lautet nach Abschnitt 2.1.1:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^s &= \begin{bmatrix} -\gamma \mathbf{I} & \epsilon \left( \frac{1}{T_r} \mathbf{I} - \mathbf{J} \omega \right) \\ \frac{1}{T_r} \mathbf{I} & - \left( \frac{1}{T_r} - \mathbf{J} \omega \right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^s &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{z}^s &= \begin{bmatrix} \psi'_{r\alpha} & \psi'_{r\beta} \end{bmatrix}^T & \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Aus den Teilmatrizen von  $\mathbf{A}^s$  kann man die vorangegangenen Gleichungen berechnen. Für Gleichung (6.16) muss nun  $\mathbf{G}$  wieder so gewählt werden, dass die Realteile der Eigenwerte des Beobachters für den ganzen Drehzahlbereich kleiner sind als jene der Asynchronmaschine. Zur Lösung dieses Problemes gibt es verschiedene Ansätze, wobei hier die Pole unabhängig von der Drehzahl auf einer fixen Position gehalten werden. Eine Übersicht über mehrere Möglichkeiten zur Wahl der Rückkoppelmatrix wird in [25] gegeben. Mit dem Ansatz

$$\mathbf{G} = g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J}$$

ergeben sich die Eigenwerte von (6.16) zu:

$$s_{1,2} = \alpha \pm j\beta \quad (6.17)$$

mit:

$$\begin{aligned} \alpha &= -\frac{1}{T_r} - g_1 \frac{\epsilon}{T_r} - g_2 \epsilon \omega \\ \beta &= \omega + g_1 \epsilon \omega - g_2 \frac{\epsilon}{T_r} \end{aligned}$$

Die Eigenwerte werden nun in der linken Halbebene mit dem Abstand  $R$  vom Ursprung auf der reellen Achse festgelegt. Dafür muss  $\alpha = -R$  und  $\beta = 0$  gelten. Durch einsetzen dieser Bedingung in (6.17) und lösen des Gleichungssystems erhält man:

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{R \frac{1}{T_r}}{\frac{1}{T_r^2} + \omega^2} - 1 \right) \\ g_2 &= \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{R \omega}{\frac{1}{T_r^2} + \omega^2} \right) \end{aligned} \quad (6.18)$$

Dabei muss  $R$  größer gewählt werden als  $\frac{1}{T_r}$ , da die Eigenwerte des reduzierten Maschinenmodells den Realteil  $-\frac{1}{T_r}$  besitzen. Im rotorfesten KDS ergibt sich:

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{R T_r}{1 + \frac{1}{T_r^2} \omega^2} \right) \\ g_2 &= \frac{T_r}{\epsilon} \left( \frac{R T_r - 1}{1 + T_r^2 \omega^2} \right) \omega \end{aligned} \quad (6.19)$$

### 6.3. Erweiterter Luenberger-Beobachter

Will man mit einem Luenberger-Beobachter auch die Drehzahl schätzen, gibt es wie beim Kalman-Filter die Möglichkeit, das Zustandsraummodell um eine Differentialgleichung zu erweitern. Das erweiterte Modell lautet:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}\end{aligned}\tag{6.20}$$

Durch Linearisierung von (6.20) mit Taylor und Abbruch nach dem Glied erster Ordnung ergibt sich:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &\approx \mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}) + \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\bar{\mathbf{x}}} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}) + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ &= \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\bar{\mathbf{x}}} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}) - \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\bar{\mathbf{x}}} \bar{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{A}(\bar{\mathbf{x}}) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{g}(\bar{\mathbf{x}})\end{aligned}\tag{6.21}$$

Wobei  $\bar{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}(t - \Delta t)$  die Referenztrajektorie ist, um die linearisiert wird. Für das linearisierte Modell (6.21) soll ein Beobachter der Form

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\bar{\mathbf{x}}) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{G} (\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{g}(\bar{\mathbf{x}})\tag{6.22}$$

entworfen werden, wobei die Vorgabe der Rückkoppelmatrix nicht einfach ist. Allgemeines zum Erweiterten Luenberger-Beobachter ist in [36] und [35] zu finden. Eine Anwendung zur Online-Identifikation der inversen Rotorzeitkonstante ist in [28] gegeben. In [18] wird die Ordnung des Beobachters reduziert um damit eine einfachere Polvorgabe zu ermöglichen. In dieser Arbeit konnte jedoch keine Methode zur Vorgabe der Pole gefunden werden, welche für alle Betriebszustände stabil ist. Deshalb wird hier nicht näher auf diese Methode eingegangen.



## 7. Sliding Mode Beobachter

Nach Beobachtern, welche auf dem Prinzip von Kalman und Luenberger beruhen, wurden in den letzten Jahren auch Beobachter basierend auf Sliding-Modes vermehrt entwickelt. Diese sollen unempfindlicher gegen Parameterschwankungen und Rauschen sein.

### 7.1. Adaptive SM Beobachter

Ein Adaptiver Sliding-Mode Beobachter wird in [24] von Tursini vorgestellt. Ähnlich wie beim Luenberger-Beobachter wird ein Fehlersignal über eine Matrix rückgekoppelt. Jedoch wird nicht die Differenz von Ständerstrom und geschätzten Ständerstrom rückgekoppelt, sondern die Sign-Funktion des Fehlers. Damit ergibt sich als Ansatz für den Sliding-Mode Beobachter im ständerfesten KDS.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}^s}{dt} = \hat{\mathbf{A}}^s \hat{\mathbf{x}}^s + \mathbf{B}^s \mathbf{u}_s^s + \mathbf{G} \operatorname{sign}(\hat{\mathbf{i}}_s^s - \mathbf{i}_s^s) \quad (7.1)$$

mit folgenden Ansatz für die Rückkoppelmatrix

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ -\mathbf{L} \mathbf{G}_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_1 & -l_2 \\ l_2 & l_1 \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Damit ergibt sich die Fehlergleichung, welche auch die Parameterschwankungen  $\Delta\mathbf{A}$  berücksichtigt zu<sup>1</sup>:

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{G} \operatorname{sign}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (7.3)$$

mit:

$$\begin{aligned} \mathbf{e} &= \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} = [\mathbf{e}_i \quad \mathbf{e}_\psi]^T \\ \mathbf{e}_i &= \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s \\ \mathbf{e}_\psi &= \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \boldsymbol{\psi}_r \end{aligned}$$

Für die Parameterschwankungen  $\Delta\mathbf{A}$  ergibt sich für den Fall, dass nur Schwankungen in der Drehzahl berücksichtigt werden:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\Delta\omega \boldsymbol{\epsilon} \mathbf{J} \\ \mathbf{0} & -\Delta\omega \mathbf{J} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\epsilon} &= \frac{1 - \sigma}{\sigma} \quad \Delta\omega = \hat{\omega} - \omega \end{aligned}$$

---

<sup>1</sup>Wegen der besseren Übersicht werden die hochgestellten Indizes, welche das ständerfeste KDS symbolisieren weggelassen.

Wird  $\mathbf{G}_1$  groß genug gewählt wird, tritt ein Sliding-Mode auf. Es kann folgende Vereinfachung getroffen werden:

$$\mathbf{e}_i = \frac{d\mathbf{e}_i}{dt} = \mathbf{0} \quad (7.4)$$

wodurch sich aus (7.3) mit (7.4) und  $\Delta\mathbf{A}$

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_{12}\mathbf{e}_\psi - \Delta\omega \epsilon \mathbf{J} \widehat{\boldsymbol{\psi}}_r - \mathbf{z} \quad (7.5)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_\psi = \mathbf{A}_{22}\mathbf{e}_\psi + \Delta\omega \mathbf{J} \widehat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{L}\mathbf{z} \quad (7.6)$$

ergibt, wobei  $\mathbf{z} = -\mathbf{G}_1 \text{sign}(\widehat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)$  ist. Aus diesen Gleichungen erhält man den Fehler für den Rotorfluss in Sliding-Mode zu:

$$\dot{\mathbf{e}}_\psi = (\mathbf{A}_{22} + \mathbf{L}\mathbf{A}_{12})\mathbf{e}_\psi - (\Delta\omega \mathbf{J} + \mathbf{L}\Delta\omega \epsilon \mathbf{J})\widehat{\boldsymbol{\psi}}_r \quad (7.7)$$

Wenn die Drehzahl gemessen wird, folgt unter der Annahme  $\Delta\omega = 0$ :

$$\dot{\mathbf{e}}_\psi = (\mathbf{A}_{22} + \mathbf{L}\mathbf{A}_{12})\mathbf{e}_\psi \quad (7.8)$$

Dies ist die Fehlergleichung für den Fall, dass keine Parameterschwankungen vorliegen. Dabei ist Stabilität gegeben, wenn die Eigenwerte negativen Realteil aufweisen. Die Fehlergleichung ähnelt jener des reduzierten Luenberger-Beobachter. Deshalb können für diesen Sliding-Mode Beobachter die selben Designmethoden wie für den Luenberger-Beobachter in Abschnitt 6.2 verwendet werden, für den Fall, dass die Drehzahl zur Verfügung steht.

Folgend wird ein Adaptionsgesetz für die Sensorlose Beobachtung hergeleitet. Es wird eine Lyapunovfunktion wie in Abschnitt 4.4 angesetzt:

$$V = \mathbf{e}_\psi^T \mathbf{e}_\psi + \lambda \epsilon \Delta\omega^2 > 0 \quad (7.9)$$

Die Ableitung ergibt sich zu:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\mathbf{e}_\psi^T}{dt} \mathbf{e}_\psi + \mathbf{e}_\psi^T \frac{d\mathbf{e}_\psi}{dt} + 2\lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} < 0 \quad (7.10)$$

Aus (7.5) ergibt sich:

$$\mathbf{e}_\psi = \mathbf{A}_{12}^{-1} \left( \mathbf{z} + \Delta\omega \epsilon \mathbf{J} \widehat{\boldsymbol{\psi}}_r \right) \quad (7.11)$$

Durch einsetzen von (7.11) in (7.6) erhält man für die Ableitung des Flussfehlers:

$$\dot{\mathbf{e}}_\psi = \underbrace{\left( \mathbf{L} - \frac{1}{\epsilon} \mathbf{I} \right)}_{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{z} \quad (7.12)$$

Durch einsetzen von (7.12) und (7.11) in die Ableitung der Lyapunovfunktion (7.10) erhält man:

$$\dot{V} = \underbrace{2 \mathbf{z}^T \mathbf{\Lambda}^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \mathbf{z}}_{\dot{V}_1} + \underbrace{2 \mathbf{z}^T \mathbf{\Lambda}^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \Delta\omega \epsilon \mathbf{J} \widehat{\boldsymbol{\psi}}_r + 2 \lambda \epsilon \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt}}_{\dot{V}_2} \quad (7.13)$$

Eine Möglichkeit, damit die Ableitung negativ definit wird, besteht darin,  $\dot{V}_1 < 0$  und  $\dot{V}_2 = 0$  zu wählen. Die Bedingung  $\dot{V}_1$  ist erfüllt durch:

$$\mathbf{\Lambda}^T = -\chi \mathbf{A}_{12} \quad \chi > 0 \quad (7.14)$$

Aus dieser Gleichung kann die Verstärkungsmatrix  $\mathbf{L}$  bestimmt werden.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} l_1 - \frac{1}{\epsilon} & -l_2 \\ l_2 & l_1 - \frac{1}{\epsilon} \end{bmatrix} &= -\chi \begin{bmatrix} \frac{\epsilon}{T_r} & \omega \epsilon \\ -\omega \epsilon & \frac{\epsilon}{T_r} \end{bmatrix} \\ \longrightarrow l_1 &= (q+1) \frac{1}{\epsilon} - \chi \frac{\epsilon}{T_r} \quad l_2 = \chi \epsilon \omega \end{aligned} \quad (7.15)$$

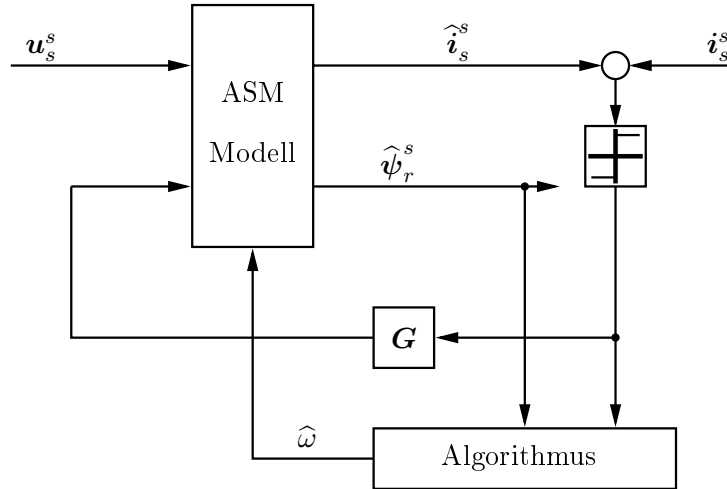
Wobei  $q$  ein weiterer Designparameter ist. Mit Hilfe der Bedingung  $\dot{V}_2 = 0$  und (7.14) kann das Adaptionsgesetz für die Drehzahl bestimmt werden.

$$\begin{aligned} -2 \chi \mathbf{z}^T \Delta \omega \epsilon \mathbf{J} \hat{\psi}_r + 2 \lambda \epsilon \Delta \omega \frac{d\Delta \omega}{dt} &= 0 \\ \frac{d\Delta \omega}{dt} &= \frac{\chi}{\lambda} \mathbf{z}^T \mathbf{J} \hat{\psi}_r \end{aligned} \quad (7.16)$$

Unter der Annahme, dass sich die Drehzahl nur langsam ändert ( $\dot{\omega} = 0$ ), kann (7.16) wie folgt angeschrieben werden:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{\chi}{\lambda} \left[ g_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \psi_{r\alpha} - g_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \psi_{r\beta} \right] \quad (7.17)$$

Die Designparameter des Beobachters sind  $\mathbf{G}$ ,  $q$ ,  $\chi$  und  $\lambda$ . Die Elemente  $g_1$  und  $g_2$  müssen negativ und groß genug gewählt werden, um das Erreichen eines Sliding-Modes zu gewährleisten. Die Parameter  $q$  und  $\chi$  dienen der Einstellung des Flussbeobachters und  $\lambda$  beeinflusst die Dynamik der Drehzahladaption. In Abbildung 7.1 ist das Blockschaltbild des Adaptiven Sliding-Mode Beobachters abgebildet. Zur praktischen Realisierung wurde



**Abbildung 7.1.:** Adaptiver Sliding Mode Beobachter

das eben hergeleitete Konzept, ohne Nachweis auf Stabilität, im rotorfesten KDS angewendet. Dies ist nötig, da bei hohen Drehzahlen durch den diskreten Aufbau erhebliche Abweichungen auftreten.

## 7.2. SM Beobachter

In [2] wird ein weiteres Konzept zur Sensorlosen Regelung mit Sliding-Modes vorgestellt. Dabei wird ein SM Beobachter für nichtlineare Systeme verwendet. Um die Theorie einfach zu halten, folgt ein einfaches Beispiel.

$$\dot{x} = f(x, y) \quad (7.18)$$

Auf das nichtlineare System 1.Ordnung, definiert in (7.18), soll der Beobachter angewendet werden. Die Aufgabenstellung lautet,  $y$  zu bestimmen, wenn  $x$  bekannt ist.

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= f(\hat{x}, \Psi) \\ \Psi &= -u_0 \operatorname{sign}(s_n) \\ s_n &= x - \hat{x} \end{aligned} \quad (7.19)$$

Wenn  $(x \rightarrow \hat{x})$  gilt, dann entspricht der Mittelwert von  $\Psi$  dem gesuchten Wert von  $y$ , wenn die Sliding-Mode-Bedingungen erfüllt sind. Diese Bedingungen lauten:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} s_n^T s_n > 0 \\ \dot{V} &= 2 s_n^T \dot{s} < 0 \end{aligned} \quad (7.20)$$

Zur Anwendung dieses Beobachters auf die Asynchronmaschine wird das mathematische Modell (2.10) wie folgt umgestellt.

$$\dot{i}_s^s = \epsilon \Lambda \psi_r^s - \gamma i_s^s + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^s \quad (7.21)$$

$$\dot{\psi}_r^s = -\Lambda \psi_r^s + \frac{1}{T_r} i_s^s \quad (7.22)$$

mit:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Für (7.21) wird nun ein SM Beobachter entworfen, welcher den Ständerstrom beobachten soll.

$$\hat{\dot{i}}_s^s = \epsilon \Theta - \gamma \hat{i}_s^s + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^s \quad (7.23)$$

$$\Theta_\alpha = -u_0 \operatorname{sign}(s_\alpha)$$

$$\Theta_\beta = -u_0 \operatorname{sign}(s_\beta)$$

mit:

$$s_\alpha = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}$$

$$s_\beta = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$$

und dem Sliding-Surface definiert als

$$s_n = [s_\alpha \quad s_\beta]^T$$

Wird  $u_0$  groß genug gewählt, tritt Sliding-Mode auf. Dabei ergibt sich die Bedingung dafür aus 7.20, 7.21 und 7.23 zu:

$$u_0 > \frac{|\mathbf{s}_n^T \Lambda \boldsymbol{\psi}_r^s| - \frac{\gamma}{\epsilon} \mathbf{s}_n^T \mathbf{s}_n}{|s_\alpha| + |s_\beta|}$$

Um die gewünschte Information aus den Schaltfunktionen zu ermitteln, muss daraus der Mittelwert gebildet werden. Dies wird durch die Filterung mit Hilfe eines Tiefpasses erreicht. Die Zeitkonstante des Filters soll so gewählt werden, dass langsame Komponenten nicht gestört werden und groß genug um hohe Frequenzen zu eliminieren.

$$\Theta_\alpha^{eq} = \frac{1}{T} \frac{1}{s+1} \Theta_\alpha \quad \Theta_\beta^{eq} = \frac{1}{T} \frac{1}{s+1} \Theta_\beta$$

Sind alle Bedingungen erfüllt und der beobachtete Ständerstrom konvergiert zum Tatsächlichen, dann entspricht  $\Theta^{eq}$  dem Teil in (7.21) welcher durch  $\Theta$  ersetzt wurde. Daher gilt:

$$\Theta^{eq} = \Lambda \boldsymbol{\psi}_r^s \quad (7.24)$$

Durch einsetzen von (7.24) in (7.22) erhält man:

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_s^s = -\Theta^{eq} + \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_s^s \quad (7.25)$$

Aus (7.25) kann der Fluss durch Integration bestimmt werden. Dabei handelt es sich um eine offene Integration, weshalb eine Tiefpassintegration wie in Abschnitt 3.1 durchgeführt werden muss. Dies verursacht Probleme in der Nähe der Knickfrequenz. (7.24) komponentenweise angeschrieben lautet:

$$\begin{bmatrix} \Theta_\alpha^{eq} \\ \Theta_\beta^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

Durch umsordieren erhält man:

$$\begin{bmatrix} \Theta_\alpha^{eq} \\ \Theta_\beta^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} & \psi_{r\beta} \\ \psi_{r\beta} & -\psi_{r\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

Aus (7.27) kann nun die inverse Rotorzeitkonstante und die Drehzahl berechnet werden.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \omega \end{bmatrix} = \frac{1}{-\psi_{r\alpha}^2 - \psi_{r\beta}^2} \begin{bmatrix} -\psi_{r\alpha} & -\psi_{r\beta} \\ -\psi_{r\beta} & \psi_{r\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Theta_\alpha^{eq} \\ \Theta_\beta^{eq} \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

In [17] wird die vorangegangene Methode um einen zweiten Strombeobachter erweitert, um den Einfluss von Parameterschwankungen zu verringern. Weiters wird ein Adaptionsgesetz zur Schätzung der Drehzahl mit Hilfe des Stabilitätssatzes von Lyapunov ermittelt. Die offene Integration wurde ebenfalls umgangen.

## 8. Simulation

Einige ausgewählte Varianten zur Flussschätzung sollen durch eine rotorflussorientierte und einer ständerflussorientierten Regelung überprüft werden. Dazu wird die Feldorientierte Regelung bzw. die direkte Ständerflussregelung nach Baader verwendet. Dabei werden verschiedene Regelungsszenarien definiert, welche die Funktionalität der Beobachter möglichst gut überprüft. Anhand der Simulationsergebnisse soll entschieden werden, welche Varianten für den Laboreinsatz brauchbar sind.

### 8.1. Feldorientierte Regelung

Ziel der Feldorientierten Regelung ist es, eine Entkoppelung der feldbildenden und momentenbildenden Stromkomponenten zu erreichen. Dies wird durch eine KDS- Transformation in das feldorientierte KDS erreicht [27]. Dadurch verschwindet die Querkomponente des Flusses und der Zusammenhang zwischen Moment, Fluss und Stromkomponenten vereinfacht sich zu:

$$\psi_r = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{sd} - \psi_r) \quad (8.1)$$

$$m_M = \frac{3 L_m^2}{2 L_r} p \psi_r i_{sq} \quad (8.2)$$

In Abbildung 8.1 ist das prinzipielle Blockschaltbild abgebildet, wie es in den Simulationen verwendet wird. Die Spannungskompensation, siehe Abschnitt 9.2, wird vernachlässigt, da vorerst nur das stationäre Verhalten im Grundstellbereich von Interesse sein soll. Die Nichtlinearitäten des Umrichters werden als vollständig kompensiert angenommen. Lediglich die Verzögerung des Umrichters um einen Abtastschritt, verursacht durch die Realisierung im Labor, wird berücksichtigt. Mehr zum Thema Umrichter und Kompensation der Nichtlinearität folgt in Kapitel 9. Weiters wird das in Kapitel 2 vorgestellte Grundwellenmodell der Asynchronmaschine verwendet. Die Drehzahl  $\omega$  wird dabei vorgegeben und wird nicht geregelt. Als Regelgrößen wird der Betrag des Rotorfluss  $\psi_r$  und das Moment  $M$  verwendet. Der Flussbeobachter erhält als Eingangsgrößen den Ständerstrom, die vom Umrichter ausgegebene Ständerspannung und die vorgegebene Drehzahl. Bei Sensorlosen Regelungen kann die Drehzahl dem Beobachter nicht zur Verfügung gestellt werden, sondern wird vom Beobachter selbst ermittelt. Bei den Reglern handelt es sich um PI-Regler, wobei bei der Simulation keine Stellgrößenbeschränkung vorgesehen ist und somit auch keine Anti-Windup Maßnahme zum Einsatz kommen muss. Das AM-Modell ist zeitkontinuierlich aufgebaut, weshalb eine Abtastung mit der Abtastzeit  $T_d$  vorzusehen ist. In Tabelle 8.1 sind die Regelparameter, welche bei der Simulation verwendet wurden angegeben. Weiters ist in Abbildung 8.4 die Reglerstruktur dargestellt.

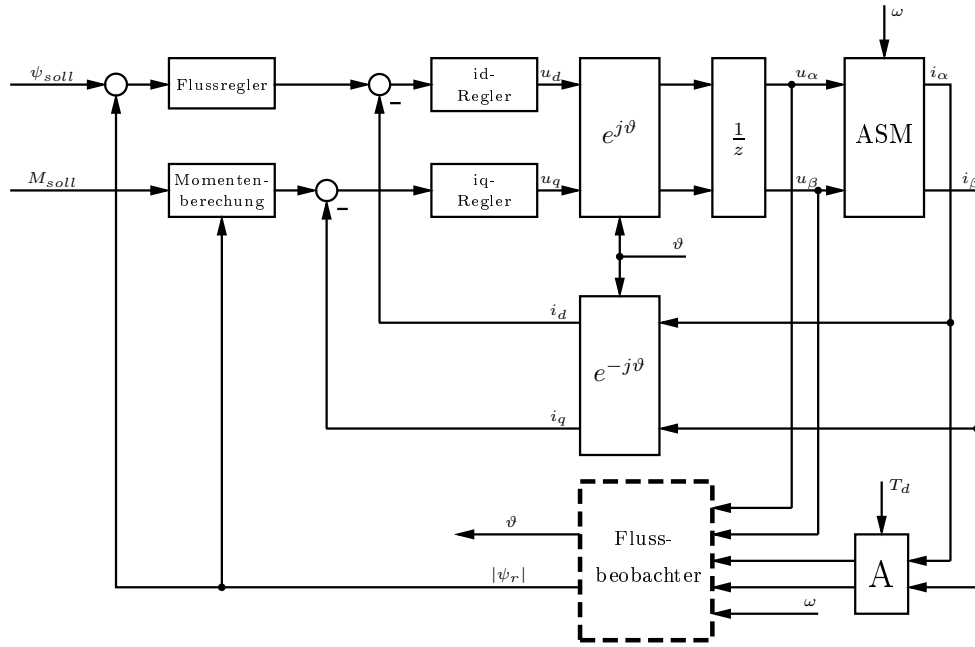


Abbildung 8.1.: Allgemeiner Aufbau Feldorientierte Regelung

Regelungsart	Regler	k	T	$T_a$
RFO	$i_d$ -Regler	0.7358	0.0026	0.0002
	$i_q$ -Regler	0.7358	0.0026	0.0002
	$\psi_r$ -Regler	1802.3	0.0191	0.0002

Tabelle 8.1.: Reglerparameter für Feldorientierte Regelung

## 8.2. Direkte Ständerflussregelung

Im Gegensatz zur Feldorientierten Regelung benötigt die in [3] vorgestellte Regelungsmethode von Baader keine Aufspaltung in flussbildenden- und momentenbildenden Strom, sondern es erfolgt eine direkte Regelung der Ständerflussamplitude und des Drehmomentes im ständerfesten Koordinatensystem. Daher ist keine Koordinatentransformation nötig. Durch Integration der Ständerspannungsgleichung kann der Ständerfluss berechnet werden. Siehe Abschnitt 3.1.

$$\widehat{\psi}_s^s = \int_0^t (\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s) d\tau \quad (8.3)$$

Der Ständerfluss ist wesentlich vom Integral der Ständerspannung abhängig (8.3). Die Ständerspannung soll nun wie in Abbildung 8.2 dargestellt auf die Maschine geschaltet werden. Soll das Moment steigen, muss der Spannungszeiger  $\mathbf{u}_m$  stark erhöht werden. Dadurch wird der Winkel  $\vartheta$  zwischen Ständerfluss und Rotorfluss auf Grund der Trägheit des Rotorflusses größer und das Drehmoment steigt. Mit  $\mathbf{u}_\psi$  wird die Flussamplitude angepasst, welche wegen des steigenden Laststromanstieges und den dadurch größeren Verlusten am Ständerwiderstand  $R_s$  geringer wird. Die resultierende Ständerspannung

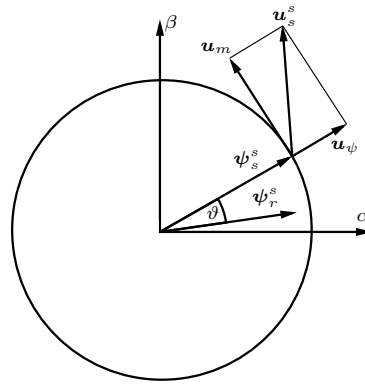


Abbildung 8.2.: Orientierung der Spannungen

ergibt sich aus der Summe der beiden Spannungszeiger.

$$\mathbf{u}_s^s = \mathbf{u}_m + \mathbf{u}_\psi \quad (8.4)$$

Für die Spannungsraumzeiger gelten die folgenden Zusammenhänge:

$$\mathbf{u}_m = j k_m \boldsymbol{\psi}_s^s \quad (8.5)$$

$$\mathbf{u}_\psi = k_\psi \boldsymbol{\psi}_s^s \quad (8.6)$$

Dabei sind  $k_m$  und  $k_\psi$  Koeffizienten, die den Ständerfluss zur Ständerspannung gewichten. Die richtigen Werte für  $k_m$  und  $k_\psi$  werden mit Hilfe zweier PI-Regler ermittelt. Damit

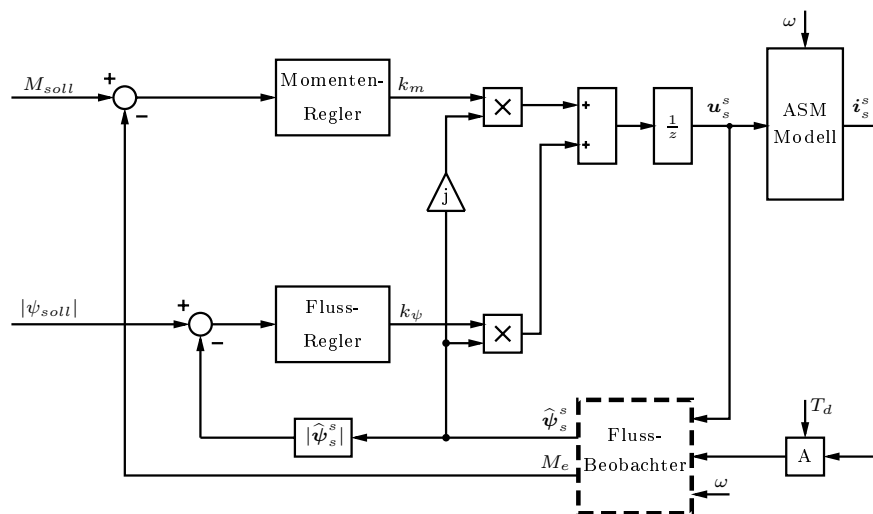


Abbildung 8.3.: Allgemeiner Aufbau Regelung nach Baader

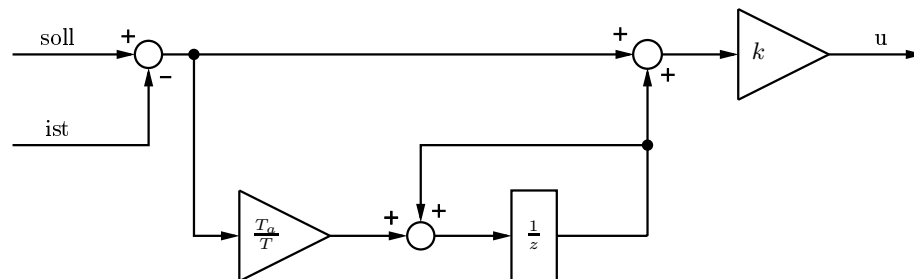
ergibt sich aus den Gleichungen (8.4) bis (8.6) das in Abbildung 8.3 dargestellte Blockschaltbild zur Regelung der Asynchronmaschine. Dabei wird mit Hilfe des Beobachters der Ständerfluss und das Moment geschätzt. Dem Beobachter stehen die Ständerspannung, Ständerstrom und Winkelgeschwindigkeit bei Antrieben mit Inkrementalgeber und



nur die beiden erstgenannten bei Sensorlosen Antrieben zur Verfügung. Die Drehzahl an der Asynchronmaschine wird wiederum von außen vorgegeben. In Tabelle 8.2 sind die für die Regler verwendeten Parameter angegeben.

Regelungsart	Regler	k	T	$T_a$
SFO	$\psi_r$ -Regler	30000	0.02	0.0002
	$m_M$ -Regler	35	0.005	0.0002

**Tabelle 8.2.:** Reglerparameter für Direkte Selbstregelung



**Abbildung 8.4.:** Verwendete PI-Reglerstruktur

### 8.3. Simulierte Beobachter

Die Beobachter werden so simuliert, wie sie im Labor implementiert werden würden. Daher erfolgt ein zeitdiskreter Aufbau, was zur Folge hat, dass bei allen zeitkontinuierlichen Beobachtern die Integratoren durch zeitdiskrete Integratoren nach Euler ersetzt werden. Wenn möglich wird der Beobachter zeitdiskret entworfen.

#### 8.3.1. Beobachter ohne Lagesensor

1. Fluss basiertes MRAS nach Schauder Abschnitt 4.3, welches einen Closed-Loop Beobachter nach 3.3 als Referenzmodell verwendet. Durch Verwendung dieses Modells wird eine offene Integration verhindert. Der Übergang von Strommodell auf Spannungsmodell wird auf 3Hz festgelegt ( $\sigma_1 = \sigma_2 = 2\pi \cdot 3Hz$ ). Daraus können die Eigenwerte  $K_1$  und  $K_2$  berechnet werden. Die Parameter  $\zeta$  und  $\omega_c$ , welche zur Berechnung der Parameter  $k_p$  und  $k_i$  benötigt werden, werden mit  $\zeta = 0.9$  und  $\omega_c = 1000$  festgelegt. (schauder)
2. Ständerstrom basiertes MRAS nach Park Abschnitt 4.1. Die offene Integration zur Ermittlung des Rotorflusses wird mit Hilfe einer Tiefpassintegration verhindert, wobei der Tiefpass eine Grenzfrequenz von 3Hz besitzt. Der Parameter  $\alpha$ , welcher für das Adaptionsgesetz benötigt wird, wurde auf  $\alpha = 500$  festgelegt. (park)
3. MRAS basierend auf der Gegen-EMK nach Peng Abschnitt 4.2. Die Integration der Ständerspannungsgleichung wurde mit Hilfe des Integrationsalgorithmus von

Abschnitt 3.1 durchgeführt. Die Grenzfrequenz beträgt  $\omega_c = 2\pi \cdot 3\text{Hz}$ . Die Verstärkungen für das Adaptionsgesetz betragen dabei  $k_i = 100$  und  $k_p = 0.1$ . (peng)

4. MRAS basierend auf einem Luenberger Beobachter nach Kubota Abschnitt 4.1. Dabei wurde die klassische Variante verwendet, wobei  $k = 1$  gewählt wird und somit keine Rückkopplung vorhanden ist. Dieser Beobachter wurde im rotorfesten KDS realisiert mit den Verstärkungen für das Adaptionsgesetz  $k_i = 1000$  und  $k_p = 0.1$ . (kubota)
5. Erweiterter Kalman-Filter zur Schätzung der Drehzahl, realisiert im rotorfesten KDS nach Abschnitt 5.2.3. Die Parameter der Kovarianzmatrizen wurden dabei mit  $\delta = 0.005$ ,  $\sigma_w^2 = 0.01$  und  $\sigma_v^2 = 0.001$  gewählt. (ekf,  $\omega$ )
6. Adaptiver Silding-Mode Beobachter realisiert im rotorfesten KDS nach Abschnitt 7.1. Die Parameter lauten  $q = 50$ ,  $g_1 = g_2 = 1000$ ,  $\chi = 2.5 \cdot 10^{-5}$  und  $\frac{\chi}{\lambda} = 0.08$ . (sm1)
7. Sliding-Mode Beobachter nach Abschnitt 7.2. Dabei wurde die Abtastzeit auf  $T_a = 0.00005\text{s}$  verringert und  $u_0 = -30$  festgelegt. Weiters wurde eine Tiefpassintegration mit  $f_g = 3\text{Hz}$  zur Bestimmung des Rotorflusses verwendet. (sm3)
8. Sensorloser Beobachter nach [17]. Mit  $u_{01} = -30$ ,  $u_{02} = -2000$ ,  $\gamma = 0.1$  und den Verstärkungen  $k_i = 1000$  und  $k_p = 0.01$ . Die Abtastzeit wurde ebenfalls auf  $T_a = 0.00005\text{s}$  verringert. (sm2)

### 8.3.2. Beobachter mit Lagesensor

1. Closed-Loop Beobachter mit Grenzfrequenz bei 3Hz. Damit wird im Normalbetrieb nur die Ständerspannungsgleichung ausgewertet. Mit dieser Struktur wird eine offene Integration verhindert. Abschnitt 3.3. (cl)
2. Sliding-Mode Beobachter realisiert im rotorfesten KDS nach Abschnitt 7.1. Die Vorgabe der Eigenwerte erfolgt dabei nach 6.19, wobei  $R = 100$  gewählt wurde. (sm)
3. Erweiterter Kalman-Filter zur Schätzung der inversen Rotorzeitkonstanten realisiert im rotorfesten KDS nach Abschnitt 5.2.2. Die Parameter der Kovarianzmatrizen wurden dabei mit  $\delta = 0.00005$ ,  $\sigma_w^2 = 0.001$  und  $\sigma_v^2 = 0.001$  gewählt. (ekf,  $\theta$ )
4. Luenberger-Beobachter zeitdiskret realisiert im rotorfesten KDS. Die Rückkoppelmatrix wird nach 6.11 vorgegeben. Der Parameter zur Verschiebung der Pole wird mit  $k = 0.95$  vorgegeben. (lo)
5. Luenberg-Beobachter realisiert im rotorfesten KDS nach Abschnitt 6.1. Die Rückkopplung erfolgt mit Hilfe eines Adaptionsgesetztes zur Bestimmung des Ständerwiderstandes. Die Verstärkungen betragen  $k_i = 0.5$  und  $k_p = 0.001$ . Es erfolgt keine Rückkopplung über die Rückkoppelmatrix ( $\mathbf{G} = \mathbf{0}$ ). (lo,  $R_s$ )

## 8.4. Vorgabe der Sollgrößen

Folgend werden zwei Versuche definiert, welche mit Hilfe von Simulink simuliert werden. Wie bereits erwähnt, sind der Rotorfluss bzw. Ständerfluss und das Moment die Regelgrößen. Die Drehzahl kann vorgegeben werden und wird bei Sensorlosen Regelungen ebenfalls geschätzt. Die Simulationsergebnisse werden kurz präsentiert und sollen die Funktionalität der Methoden zeigen. Auswirkungen von Parameterschwankungen und andere Einflüsse werden nicht untersucht.

### 8.4.1. Versuch 1: Reversion

Zu Beginn wird die Asynchronmaschine bei einem positiven Moment beschleunigt. Die Maschine befindet sich dabei im motorischen Betriebsfall. Anschließend bleibt die Drehzahl konstant und das Moment wird mit Null vorgegeben. Als nächstes erfolgt die Reversion bei Anlegen eines negativen Momentes. Dabei erfolgt ein Übergang in den generatorischen Betrieb. Der Nulldurchgang der Drehzahl ist besonders bei Sensorlosen Regelungen interessant, da das mathematische Modell der ASM in diesem Punkt nicht beobachtbar ist. Für negative Drehzahlen folgt der selbe Kurvenverlauf. Der Betrag des Flusses wird mit  $\psi_{soll} = 0.08Vs$  vorgegeben, wobei die Sollwertvorgabe nicht sprunghaft erfolgt, sondern sich wie ein Verzögerungsglied 1.Ordnung mit einer Zeitkonstante von  $\tau = L_r/R_r$  verhält. Diese Maßnahme entspricht einer indirekten Stellgrößenbeschränkung. Weiters wurde bei allen Simulationen ein Stromoffset von  $0.01A$  vorgegeben, um den Offset der Strommessung zu berücksichtigen. In Abbildung 8.5 sind die Solldrehzahl, das Sollmoment und der Sollfluss abgebildet.

Folgend werden die Simulationsergebnisse mit ständerflussorientierter und rotorflussori-

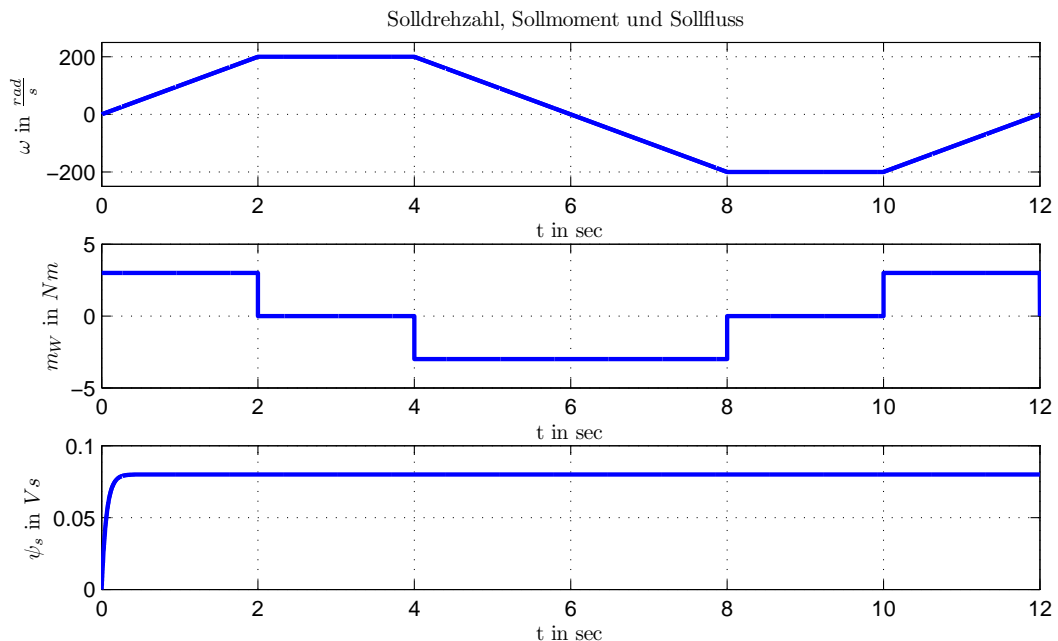


Abbildung 8.5.: Sollverlauf von Drehzahl, Moment und Fluss.

entierter Regelungen gezeigt, wobei zuerst ein Vergleich der auf MRAS basierenden Methoden erfolgt. Anschließend werden die Simulationsergebnisse des Erweiterten Kalman-Filters und einiger Sliding-Mode Beobachter präsentiert. In Abbildung 8.6 ist der Verlauf der Differenz von geschätzter Drehzahl und tatsächlicher Drehzahl dargestellt. Alle Methoden, bis auf MRAS basierend auf einem Luenberger Beobachter, weisen Probleme beim Nulldurchgang auf. Die Methode nach Park weist die größte Abweichung im stationären Zustand auf. Dies ist auf die Abweichung in der Fluss-schätzung zurückzuführen, da diese Einfluss auf das Adaptionsgesetz hat.

Große Probleme treten beim Nulldurchgang vor allem im Ständerfluss, Abbildung 8.7, auf, da die Methoden nach Schauder, Park und Peng eine Integration der Ständerspannungsgleichung benötigen, um den Ständerfluss zu ermitteln. Für die Drei eben genannten Adaptionismechanismen wurden verschiedene Methoden gewählt, um die Integration durchzuführen. Diese sind Closed-Loop Beobachter bei Schauder, Tiefpassintegration bei Park und ein Integrationsalgorithmus bei Peng. Daher erhält man für die Auswertung der Ständerspannungsgleichung drei verschiedene Ergebnisse. Durch die Tiefpassintegration erhält man unterhalb der Knickfrequenz des Tiefpasses keine brauchbare Flussinformation, da diese abgeschwächt und phasenverschoben wird. Deshalb erfolgt beim Nulldurchgang ein starker Flussanstieg in der Maschine. Der Integrationsalgorithmus ist in der Lage auch bei Frequenzen unterhalb der Knickfrequenz ein Fluss-signal zu liefern. Die Methode nach Schauder, welche den Closed-Loop Beobachter als Referenzmodell verwendet besitzt unterhalb der Knickfrequenz noch ein Fluss-signal. Jedoch wird das Adaptionsgesetz verletzt, da in diesem Bereich das Strommodell als Referenzmodell und als adaptierbares Modell verwendet wird. Das MRAS basierend auf einem Luenberger Beobachter zeigt die besten Ergebnisse.

Die Probleme, welche im Fluss auftreten, sind auch im geschätzten Moment vorhanden, da dieses aus dem Ständerfluss und dem Ständerstrom berechnet wird. Abbildung 8.8.

Die Sensorlosen Beobachter, deren Simulationsergebnisse in den Abbildungen 8.9, 8.10 und 8.11 dargestellt sind, beruhen nicht auf einem Adaptionungsverfahren. Diese zeigen beim Nulldurchgang bessere Ergebnisse, sind jedoch meist komplexer. Der Sliding-Mode Beobachter 3 ist davon ausgenommen, da dieser ebenfalls eine Tiefpassintegration verwendet und daher die selben Probleme wie bereits besprochen aufweist. Dieser Beobachter besitzt auch eine deutliche bleibende Regelabweichung im geschätzten Fluss. Die Simulationsergebnisse der Sliding-Mode Beobachter 2 und 3 wurde mit einem Moving-Average Filter, welches 100 Samples mittelt, gefiltert. Das Erweiterte Kalman-Filter und der Sliding-Mode Beobachter 1 zeigen die besten Ergebnisse in Bezug auf Drehzahl-, Fluss- und Momentenschätzung.

Die rotorflussorientierte Regelung liefert ähnliche Ergebnisse wie die ständerflussorientierte Regelung.

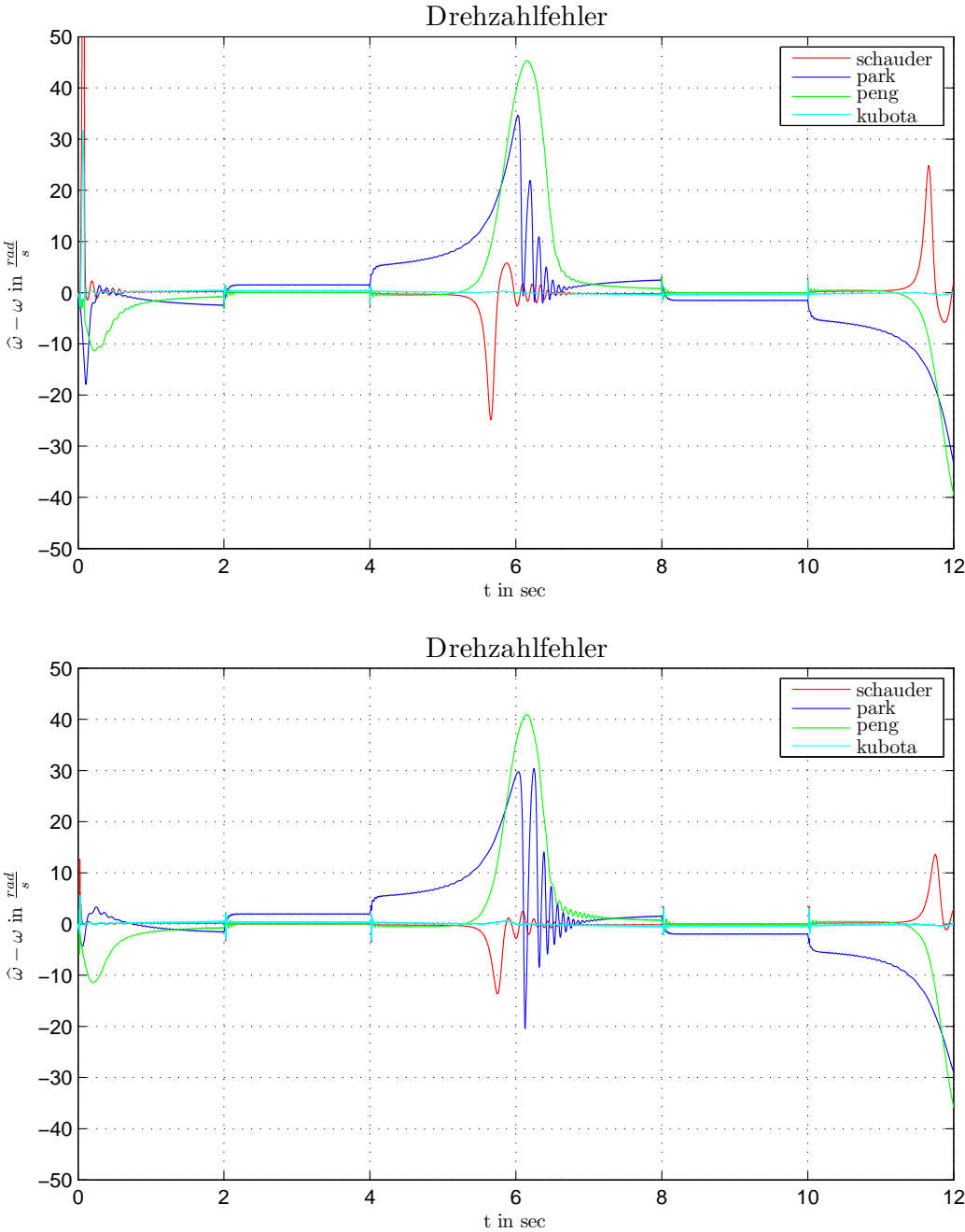


Abbildung 8.6.: Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Reversion.

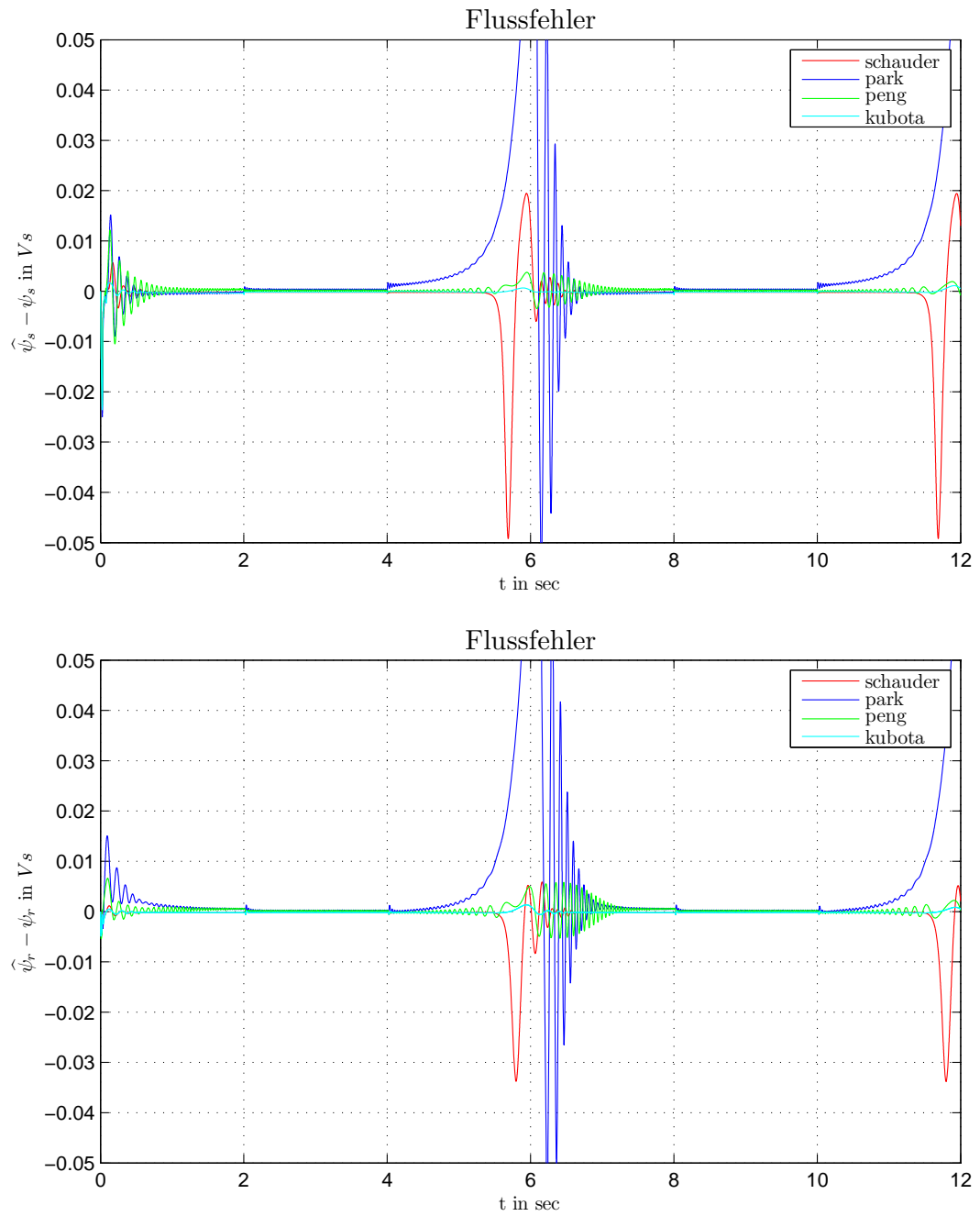


Abbildung 8.7.: Flussfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Reversion.

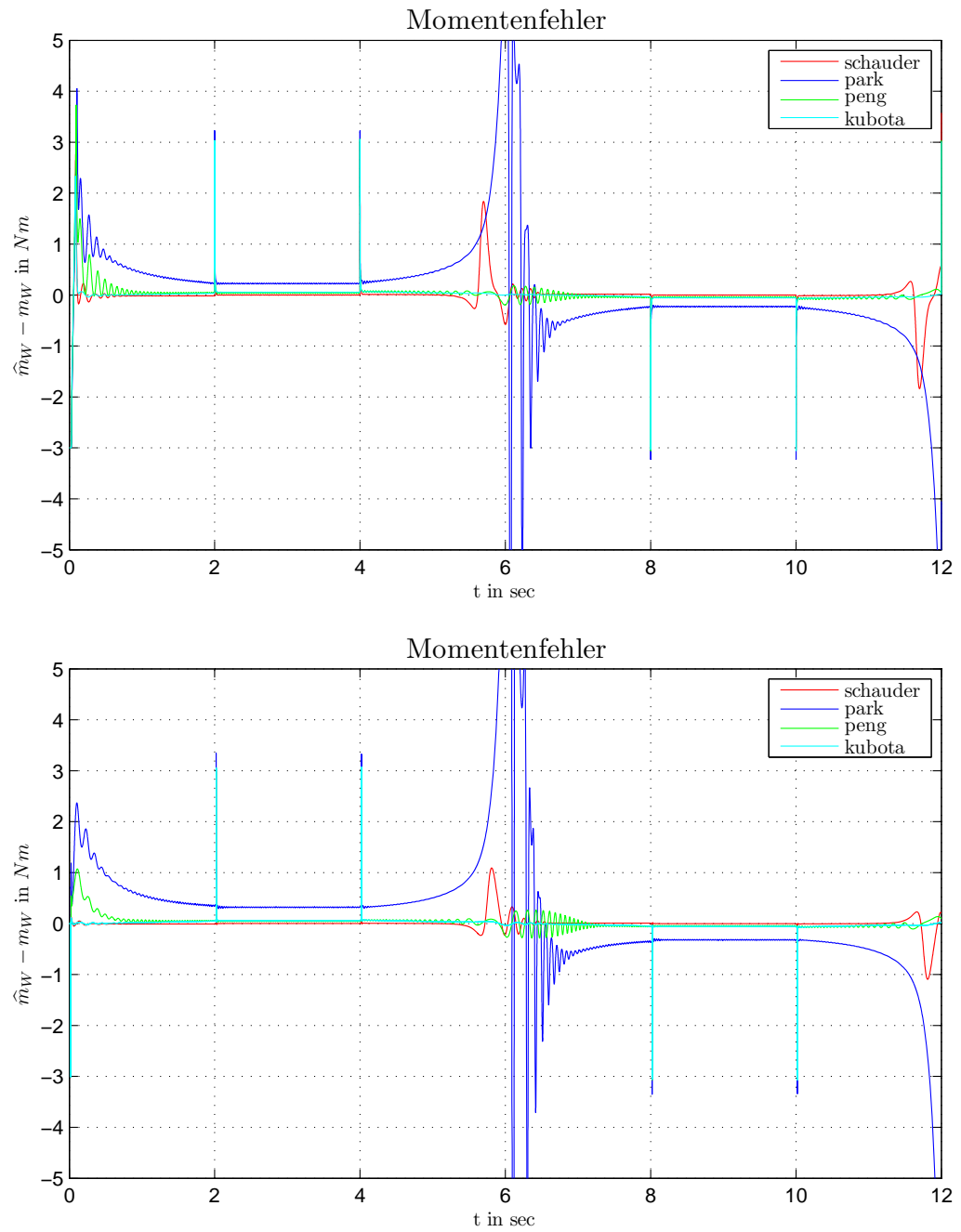


Abbildung 8.8.: Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedene MRAS-Verfahren bei Reversion.

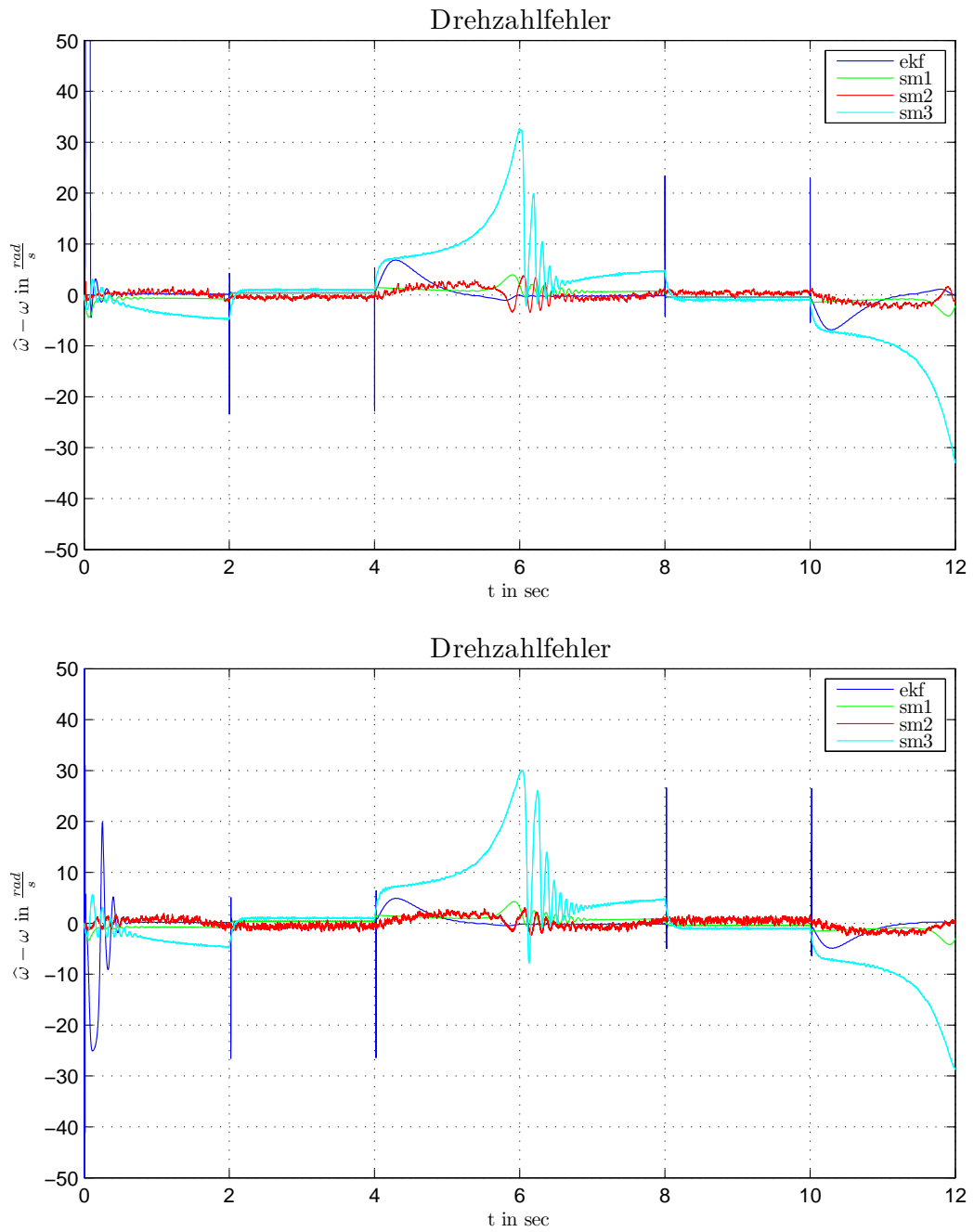


Abbildung 8.9.: Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion.



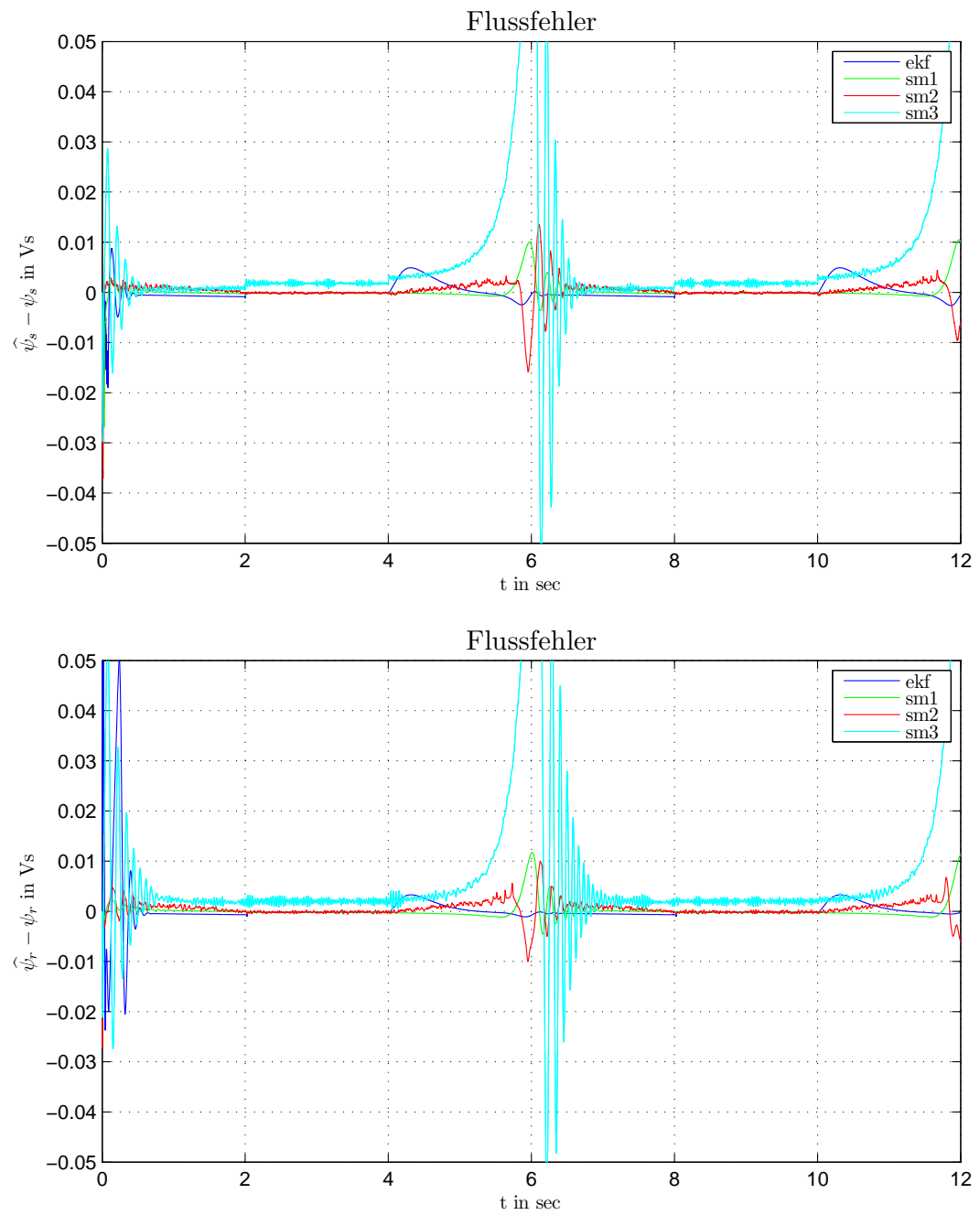


Abbildung 8.10.: Flussfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion.

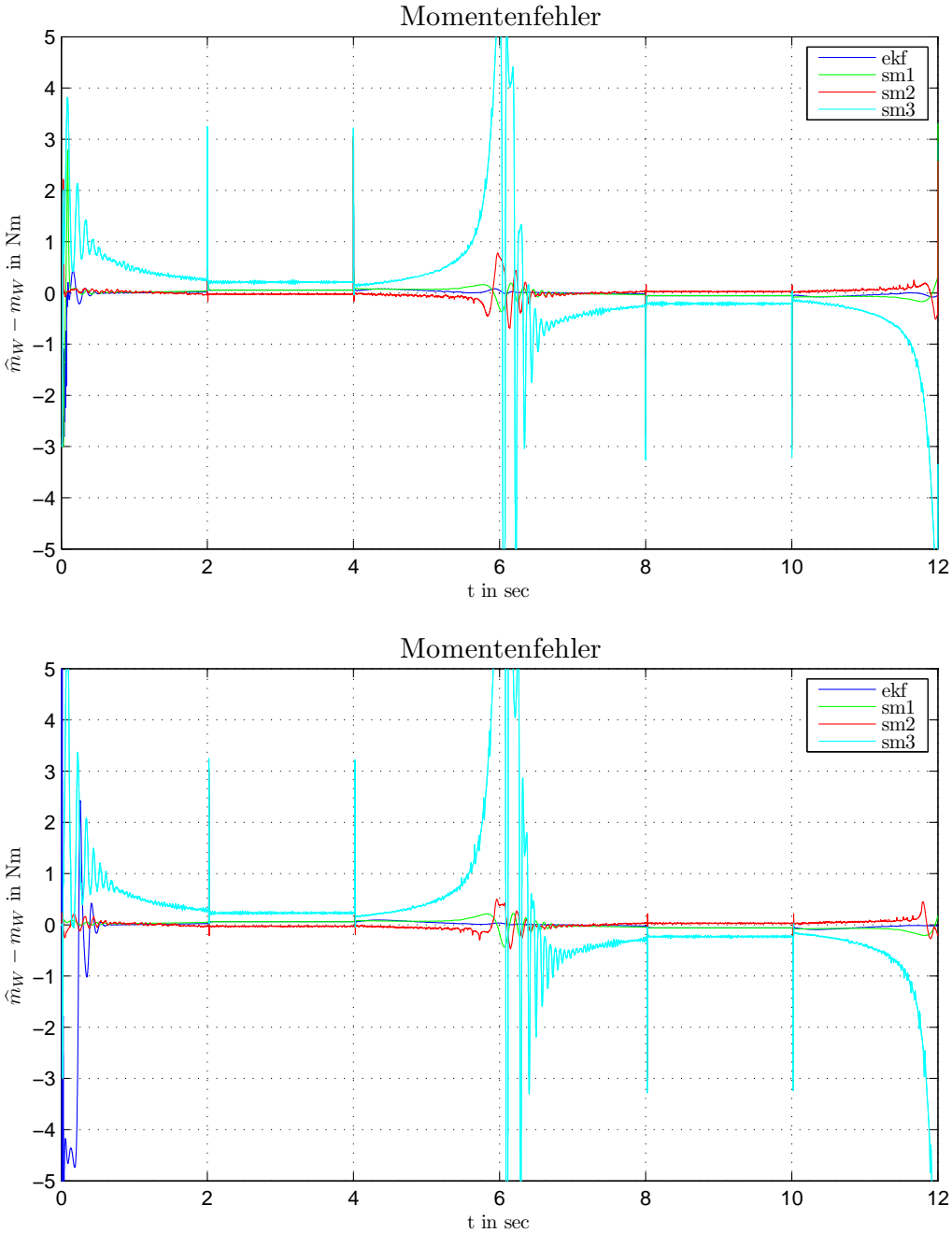


Abbildung 8.11.: Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion.

### 8.4.2. Versuch 2: Treppenfunktion

Die Drehzahl wird von  $15 \frac{rad}{s}$  bis  $450 \frac{rad}{s}$  erhöht, wobei  $\omega = 0$  auf Grund der nicht Beobachtbarkeit und der Probleme bei der Tiefpassintegration unterhalb der Knickfrequenz bewußt nicht in der Simulation auftritt. Weiters wurde angenommen, dass sich die Drehzahl nicht sprunghaft ändern kann, um die Trägheit der Maschine zu berücksichtigen. Als maximales Beschleunigungsmoment wird  $m_{max} = 5Nm$  angenommen. Damit ergibt sich die maximale Drehzahländerung, welche durch die Gleichstrommaschine vorgegeben werden können, zu:

$$\dot{\omega}_{max} = \frac{m_{max}}{J}$$

Das Moment, welches von der AM geliefert werden soll, schwankt zwischen  $0Nm$  und  $5Nm$ . Der Betrag des Flusses und der Stromoffset wird wie im ersten Versuch vorgegeben. In Abbildung 8.12 sind die Soll-drehzahl, das Sollmoment und der Sollfluss abgebildet.

Bei niedrigen Drehzahlen liefert das Adaptionsgesetze nach Park, welches wie bereits

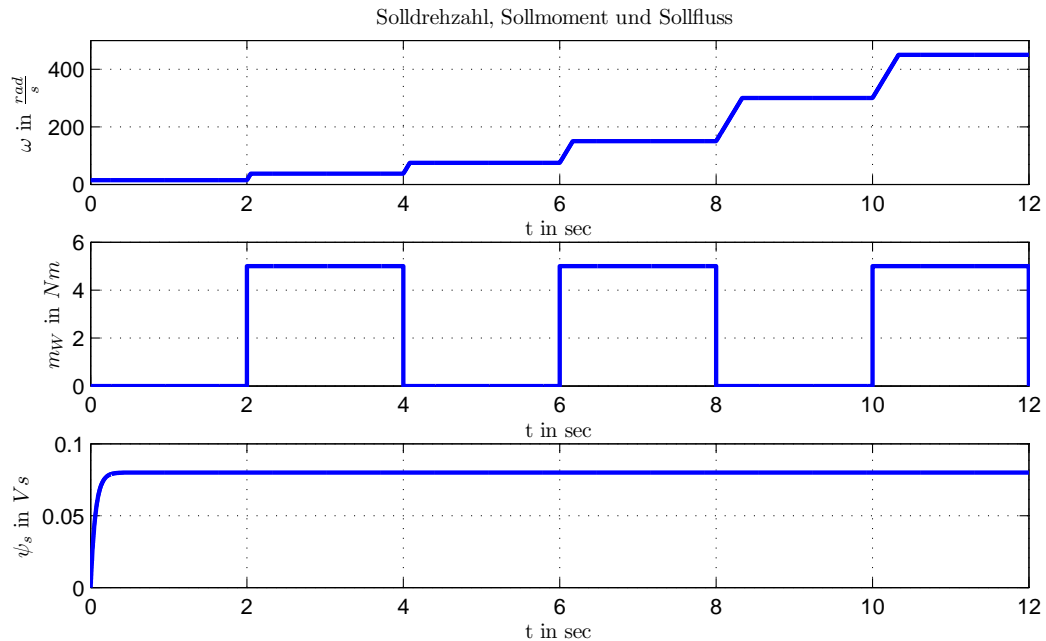


Abbildung 8.12.: Sollverlauf von Drehzahl, Moment und Fluss.

erwähnt die Ständerspannungsgleichung auswertet und dabei eine Integration benötigt, Abweichungen vom Sollwert. Diese Abweichungen werden mit steigender Drehzahl geringer, da sich der Tiefpassintegrator immer weiter dem integrierenden Verhalten annähert. Unterhalb der eingestellten Grenzfrequenz von  $3Hz$  liefert die Adaption falsche Ergebnisse, wegen des Fehlers in der Tiefpassintegration. Weiters neigen die Methoden, die die Ständerspannung auswerten besonders bei niedrigen Drehzahlen zum Schwingen. Bei höheren Frequenzen steigt die Qualität der Beobachtung deutlich. Das Gegen-EMK basierte MRAS liefert auch bei geringen Drehzahlen überraschend gute Drehzahl-schätzung,

da hier die Adaption ohne eine Integration der Ständerspannungsgleichung arbeitet. Bei hohen Drehzahlen wurde das Adaptionsgesetz nach Peng instabil. Der Adaptive Beobachter mit MRAS liefert wieder die besten Ergebnisse. Siehe Abbildung 8.13.

Der Verlauf des Flussfehlers, Abbildung 8.14, zeigt beim Ständerstrom basierten MRAS den Fehler und die große Schwingungsneigung auf Grund der Tiefpassintegration. Der Closed-Loop Beobachter liefert bessere Ergebnisse wegen der geschlossenen Regelkreisstruktur. Auch der Integrationsalgorithmus, angewendet bei der Methode nach Peng, lieferte gute Flusschätzungen. Bei höheren Drehzahlen wird die Flusschätzung bei allen Methoden beruhend auf einem MRAS immer besser. Fehler im Moment, Abbildung 8.15, entstehen durch die falsche Schätzung des Flusses.

In der Simulation liefert der Erweiterte Kalman-Filter bei hohen und niedrigen Drehzahlen hervorragende Ergebnisse. Der Sliding-Mode Beobachter 1 liefert ebenfalls ansprechende Ergebnisse. Auf Grund der offenen Integration zur Ermittlung des Flusses hat der Sliding-Mode Beobachter 3 Probleme bei geringen Drehzahlen. Dieser besitzt auch eine geringere Dynamik als die anderen Beobachter, welche nicht mit Hilfe von Parametern eingestellt werden kann. Der Verlauf des Drehzahlfehlers ist in Abbildung 8.13 dargestellt.

Im Verlauf des Flussfehlers ist wieder der Fehler durch die Integration erkennbar. Bei hohen Drehzahlen weisen die Sliding-Mode Verfahren deutliche Abweichungen vom Sollwert auf.

Die Abbildungen 8.19 und 8.20 zeigen die Simulationsergebnisse für die ausgewählten Beobachter mit Lagesensor. Die Beobachter, welche auf einer Rückkopplung des Stromfehlers beruhen liefern prinzipiell die selben Ergebnisse. Diese sind Luenberger-Beobachter, Sliding-Mode Beobachter, und Linearer Kalman-Filter, wobei hier nur die Simulationsergebnisse von Sliding-Mode- und Luenberger-Beobachter gezeigt werden. Diese Beobachter wurden im rotorfesten KDS realisiert, weshalb bei Auftreten eines Momentes der Diskretisierungsfehler größer wird. Dieser Fehler ist größer als der in Abschnitt 2.3.2 berechnete Diskretisierungsfehler. Die vermutete Ursache dafür ist, dass bei der Berechnung des Diskretisierungsfehler die Stromrückkopplung nicht berücksichtigt wird. Der Closed-Loop Beobachter zeigt über den gesamten Drehzahlbereich die besten Ergebnisse. Abbildung 8.21 zeigt die Ergebnisse der Parameterschätzung des Erweiterten Kalman-Filter und des Adaptionsverfahrens. Der EKF liefert nur bei anliegen eines Moments eine Schätzung, da nur hier ein Rotorstrom vorhanden ist. Ist kein Moment vorhanden, ist die Schätzung der inversen Rotorzeitkonstante falsch. Mit den selben Beobachterparametern wie bei der ständerflussorientierten Regelung, tritt bei rotorflussorientierter Regelung eine Dauerschwingung auf. Das Adaptionsverfahren zur Schätzung des Ständerwiderstandes zeigt in der Simulation vor allem bei niedrigen Drehzahlen gute Ergebnisse. Möglicherweise ist eine Schätzung bei hohen Drehzahlen schwieriger, da der Ständerwiderstand hier seinen Einfluss auf das System verliert. Das Adaptionsgesetz ist im motorischen Betrieb stabil, im generatorischen Betrieb zeigte es jedoch Instabilitäten. Dieser Sachverhalt ist hier nicht abgebildet.

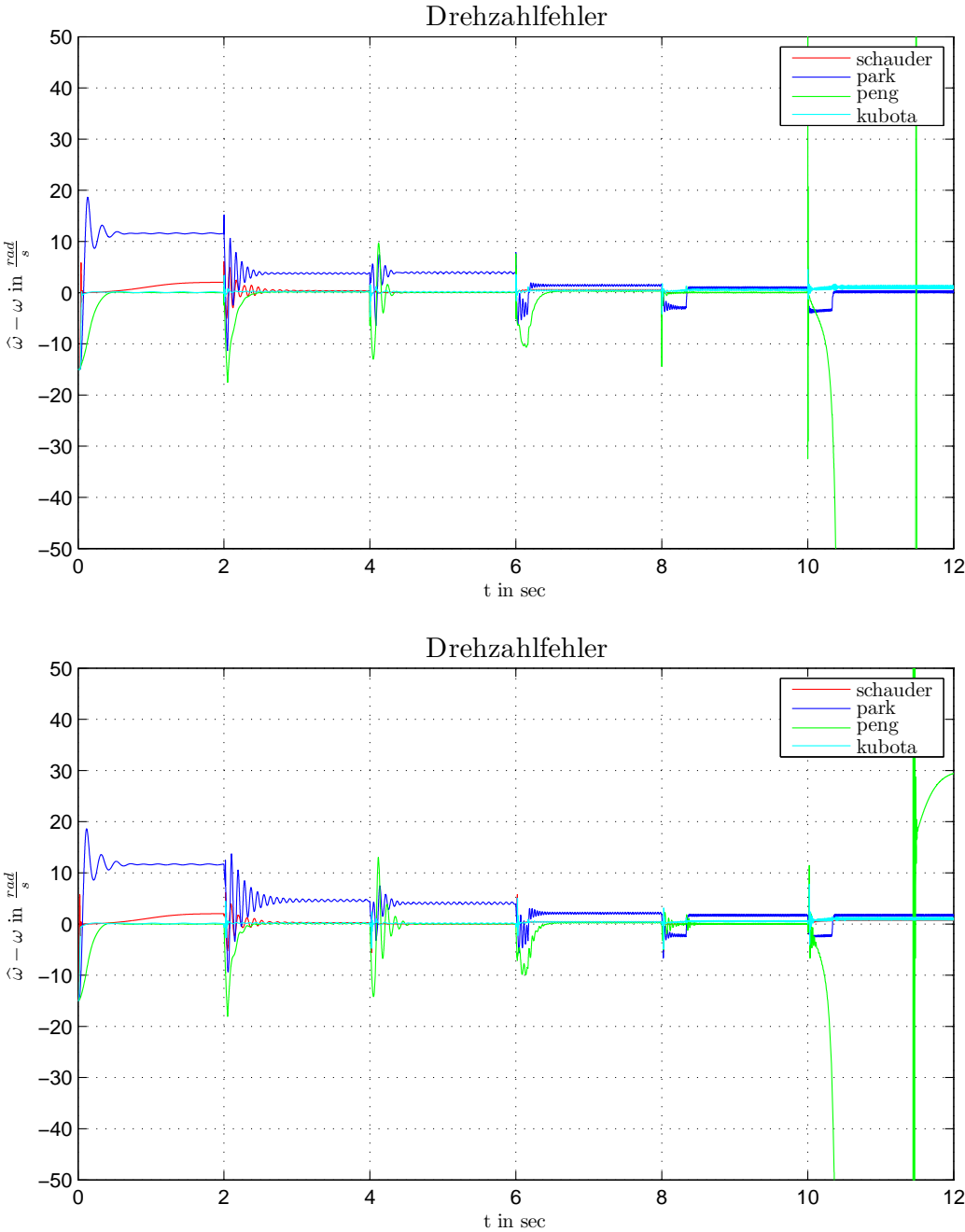
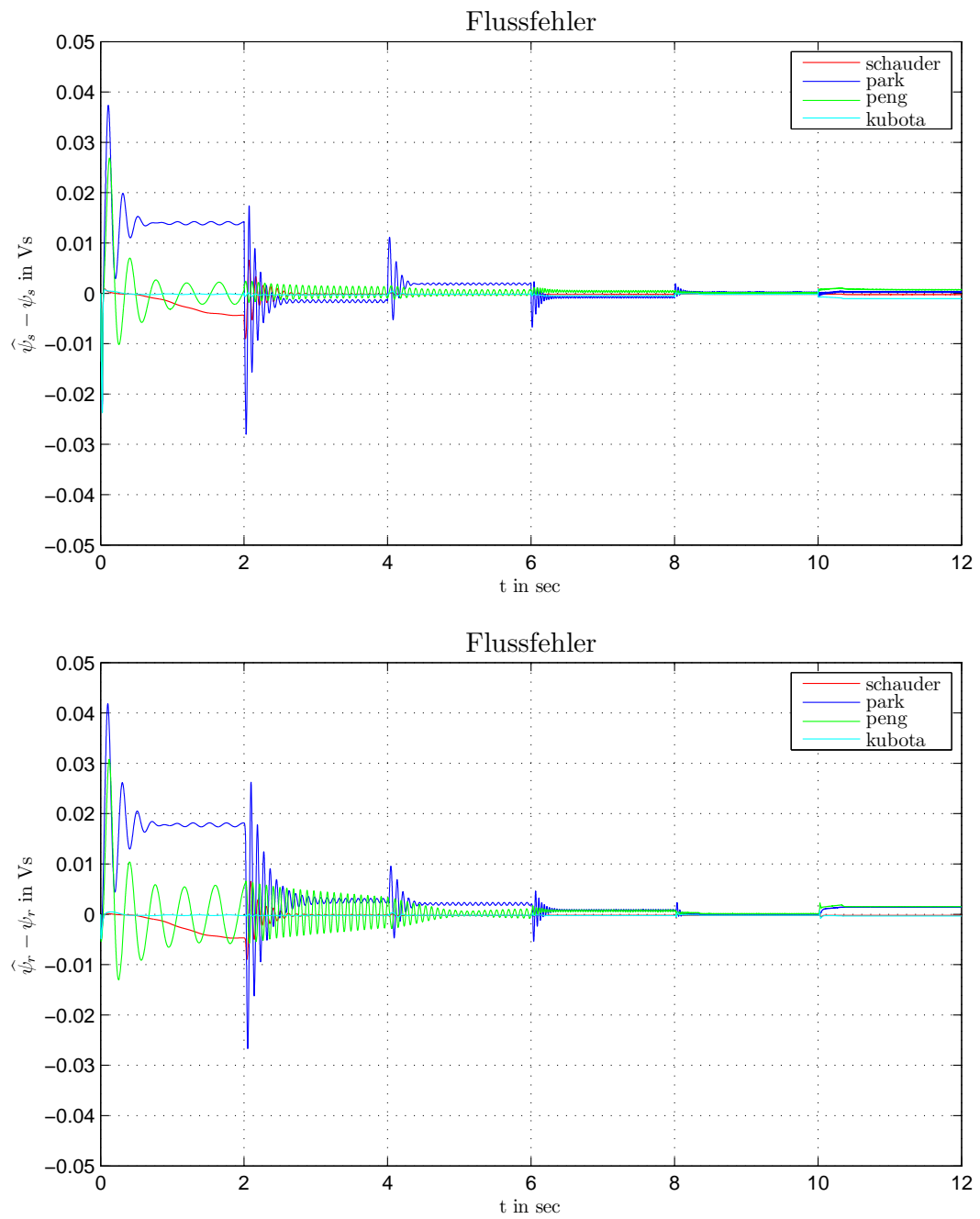


Abbildung 8.13.: Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion.



**Abbildung 8.14.:** Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion.

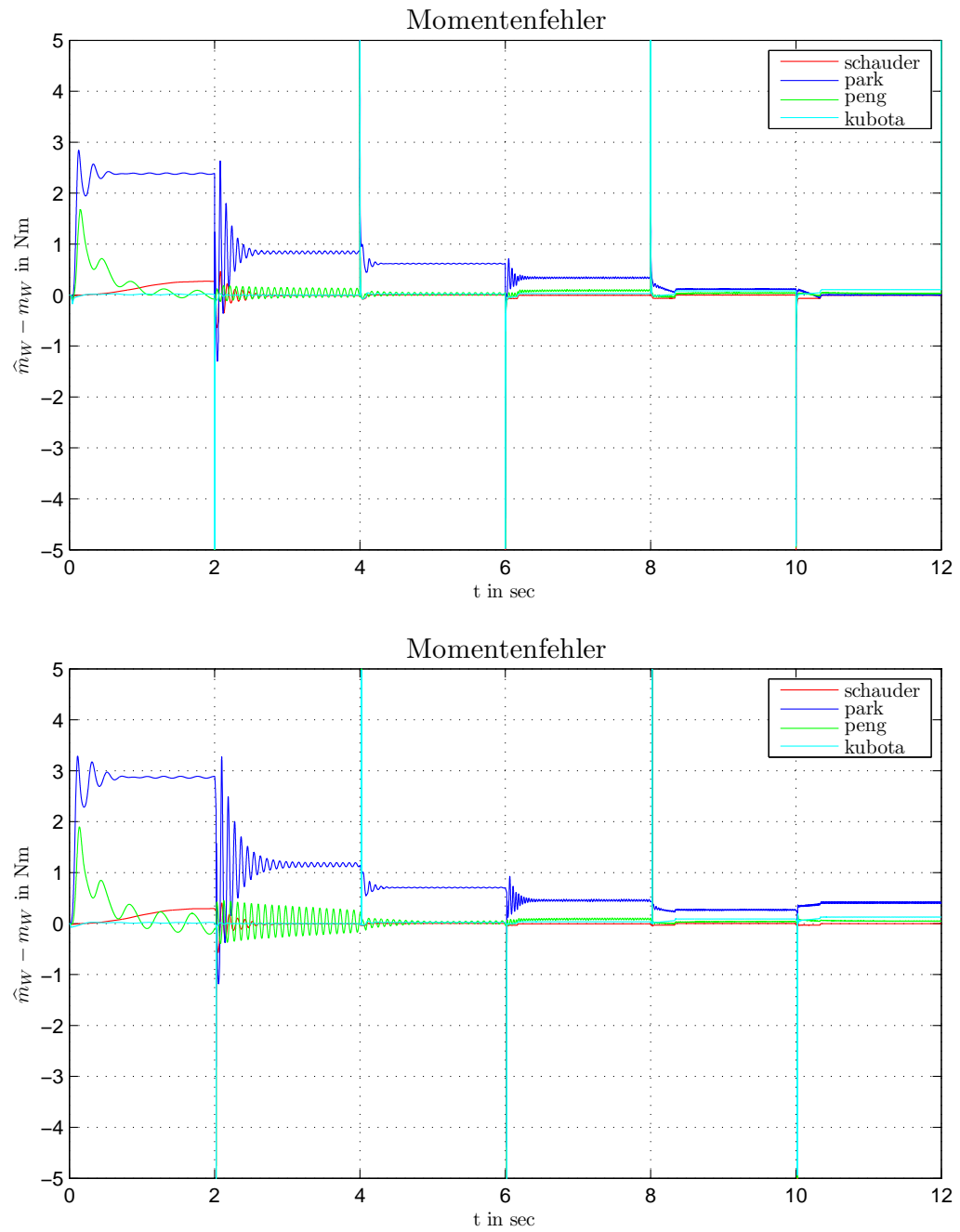


Abbildung 8.15.: Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion.

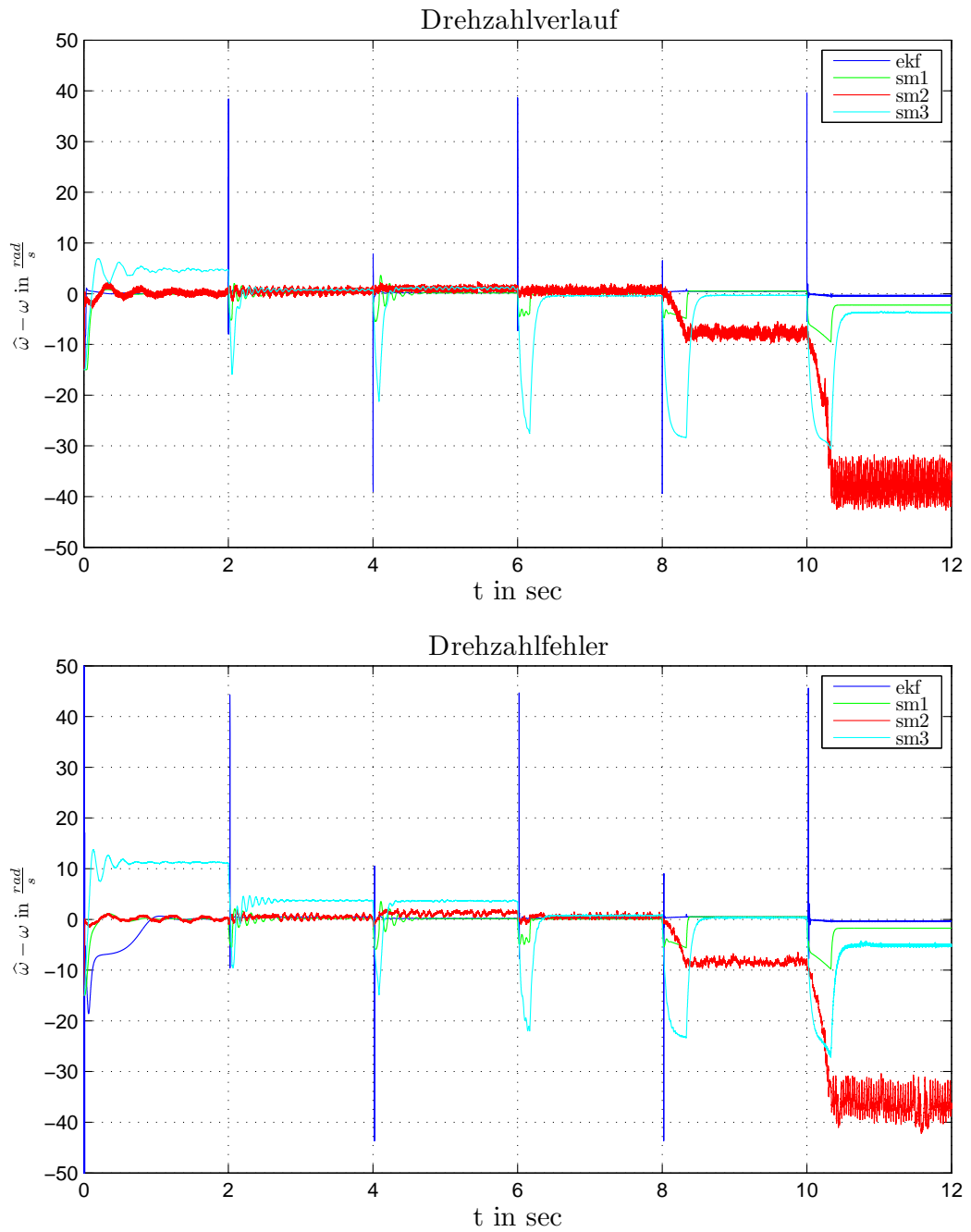


Abbildung 8.16.: Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion.



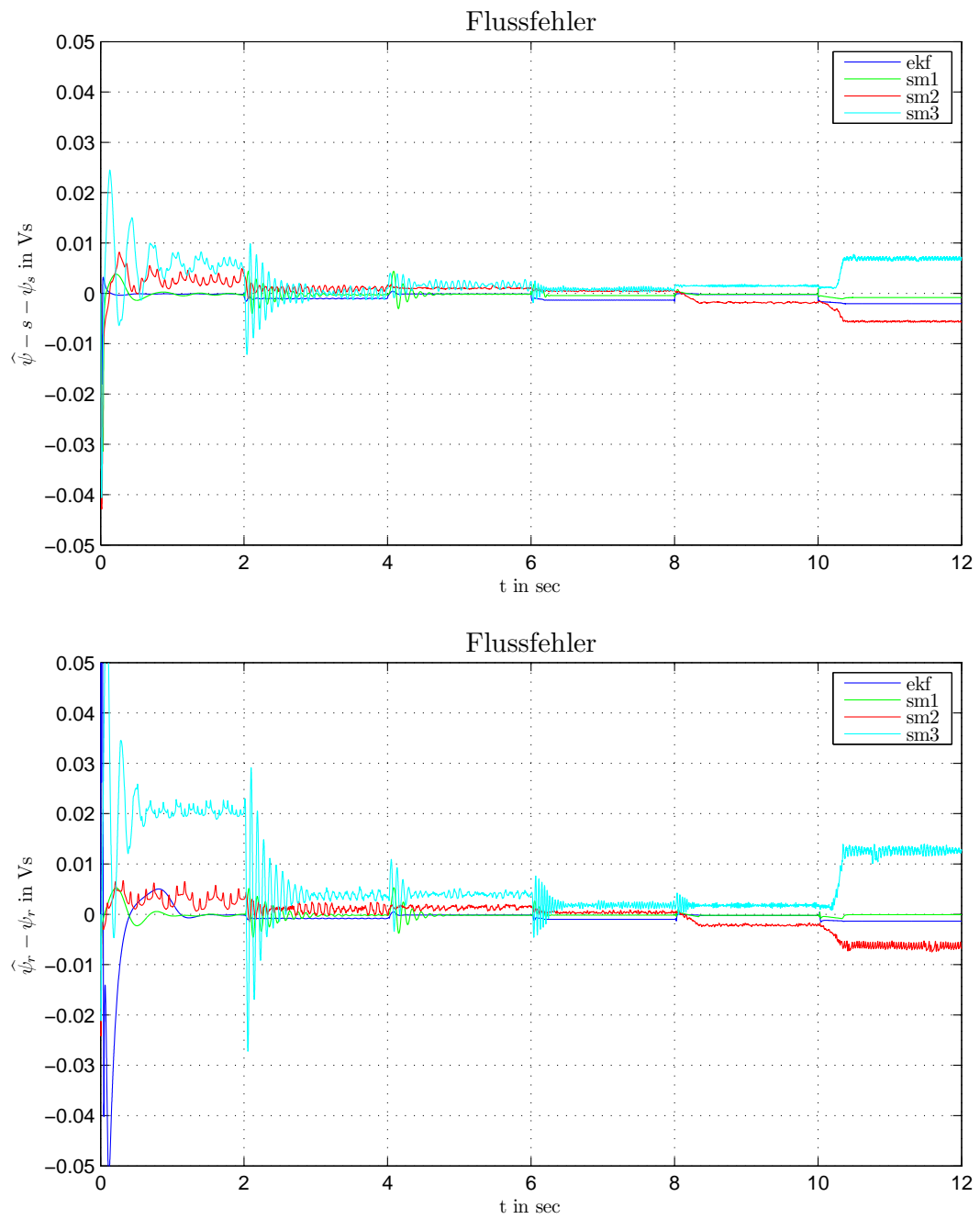


Abbildung 8.17.: Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion.

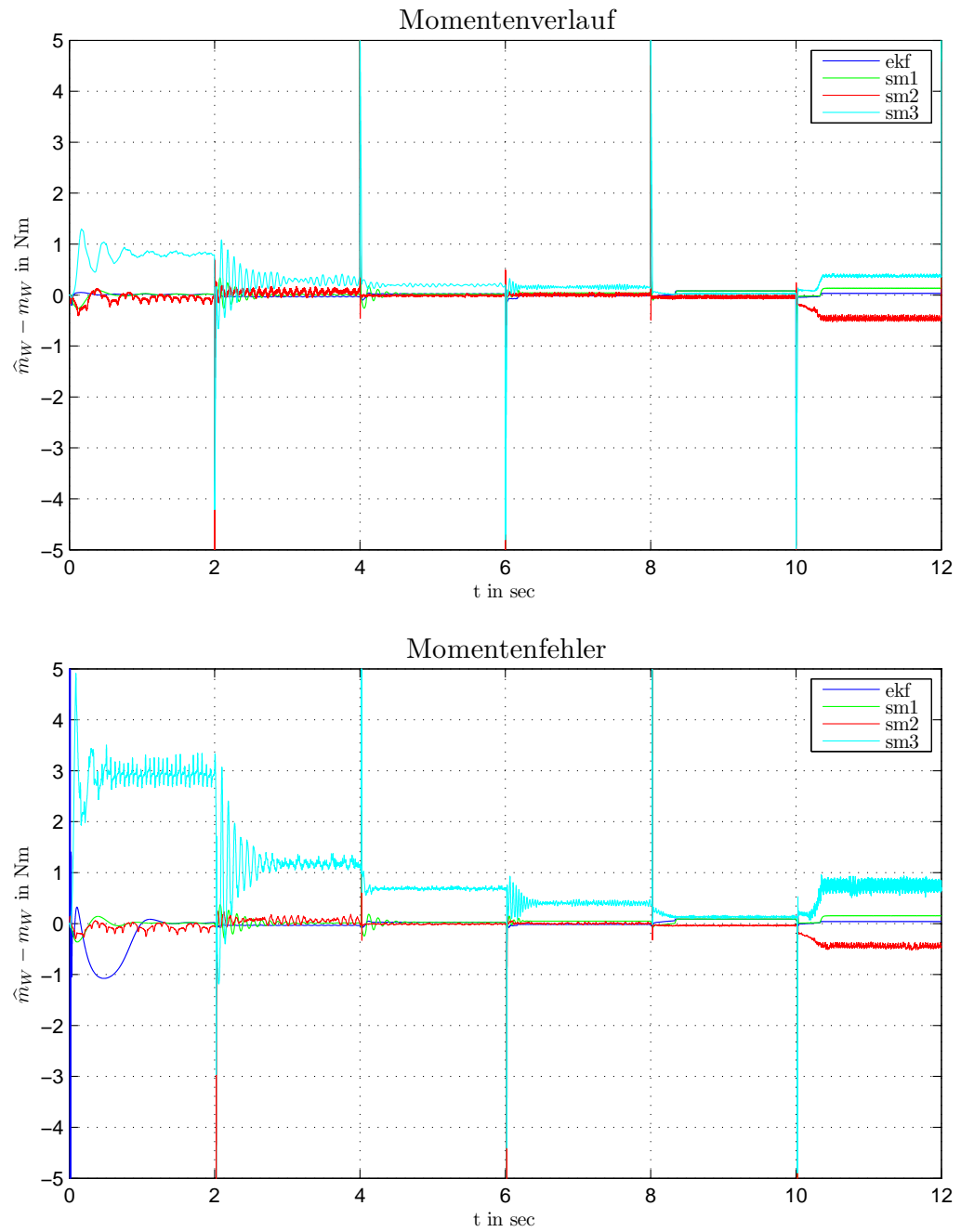
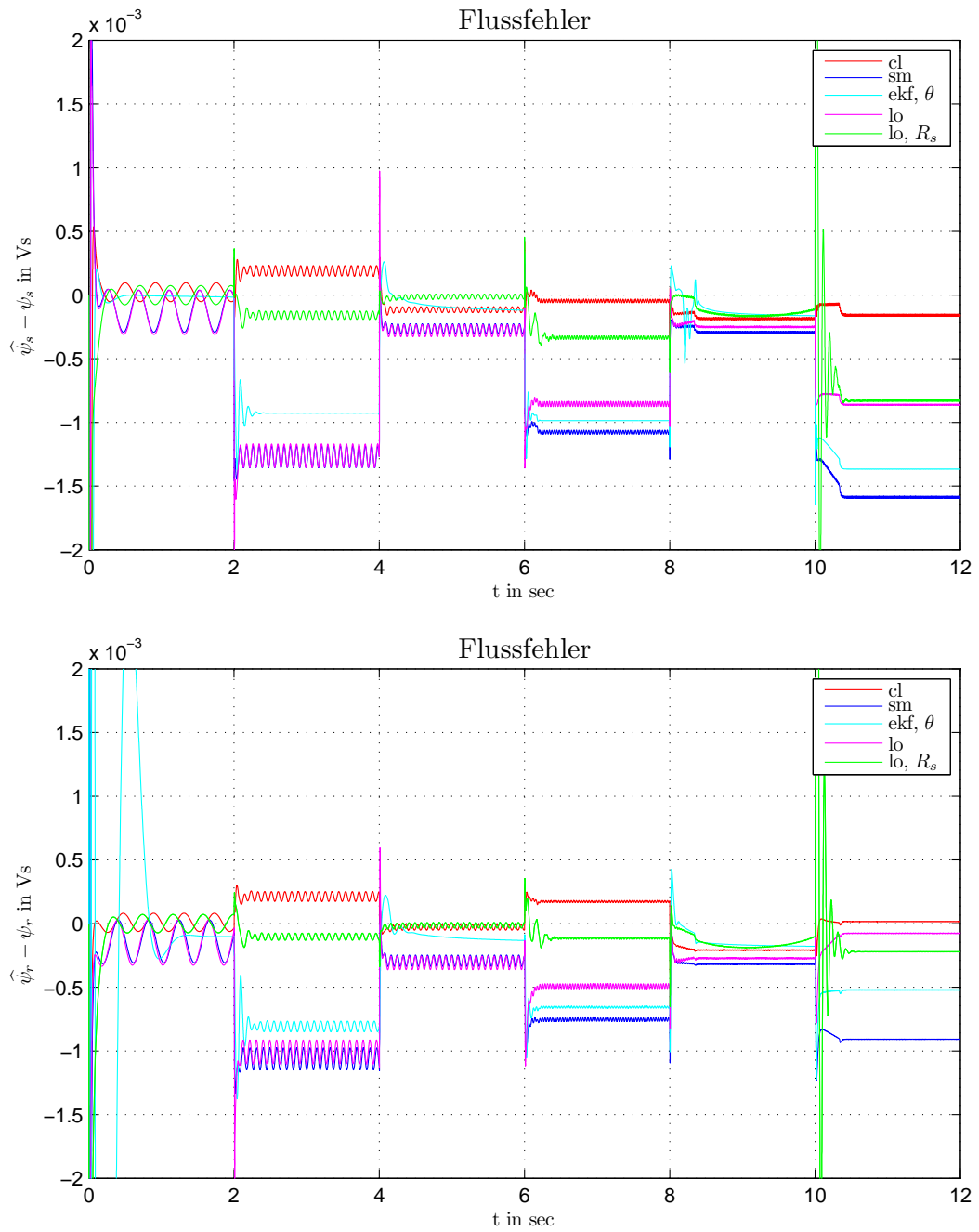


Abbildung 8.18.: Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion.



**Abbildung 8.19.:** Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter mit Lagesensor bei Treppenfunktion.

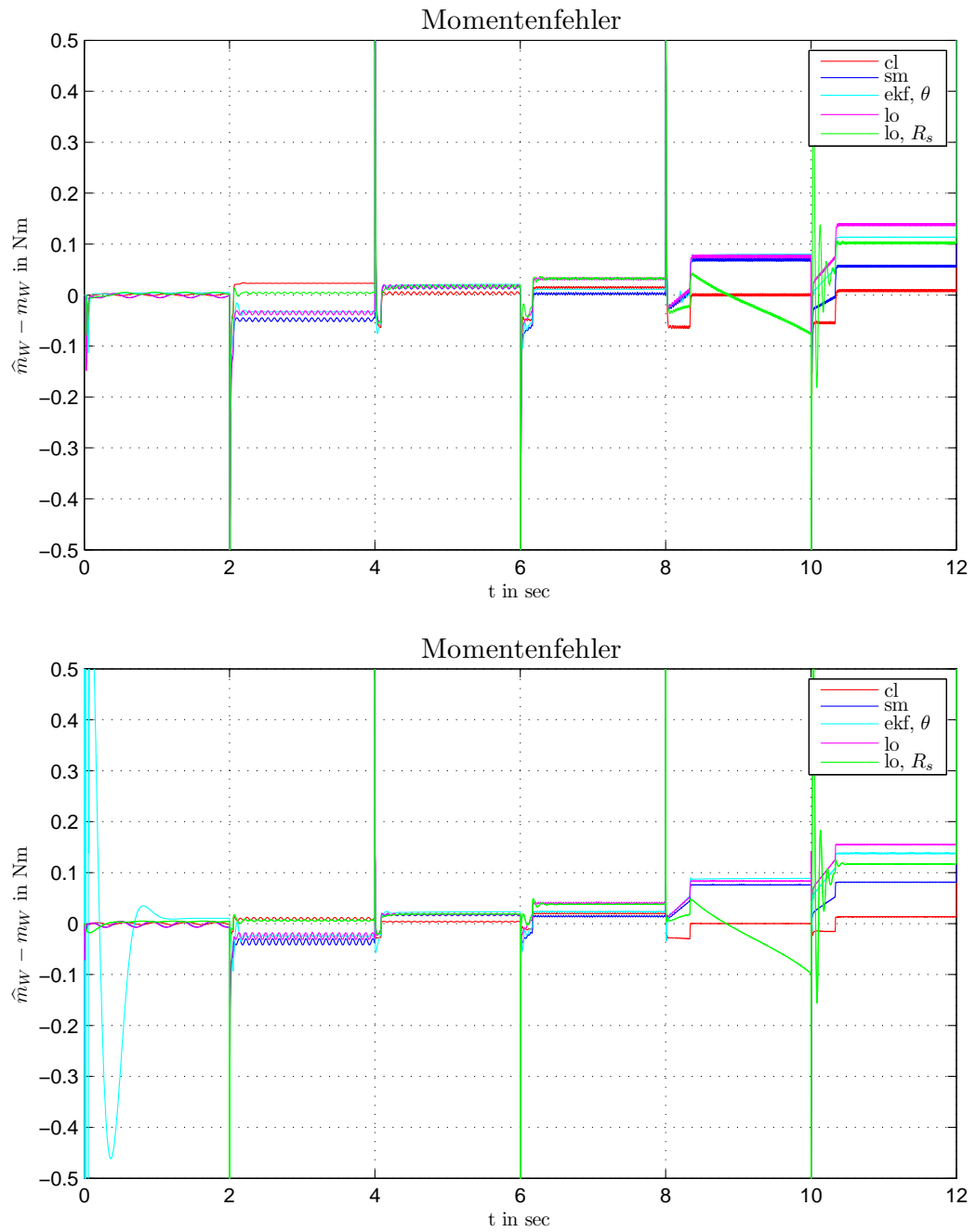
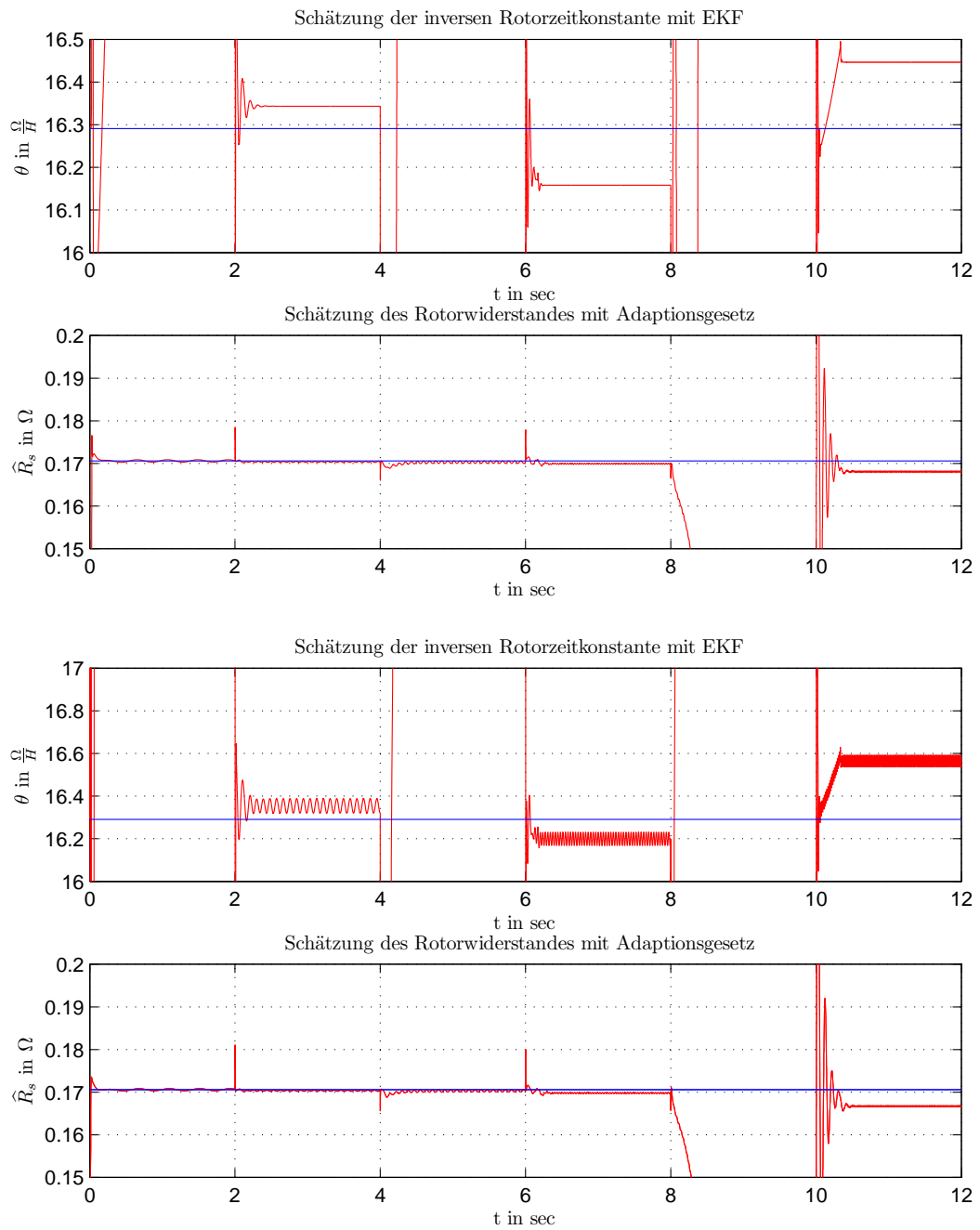


Abbildung 8.20.: Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter mit Lagesensor bei Treppenfunktion.



**Abbildung 8.21.:** Geschätzte inverse Rotorzeitkonstante mit EKF und geschätzter Ständerwiderstand mit Adaptionverfahren. Oben SFO und unten mit RFO

## 8.5. Maschinenparameter

Zur Simulation wurden die Parameter der Asynchronmaschine aus dem Labor herangezogen.

Parameter	Wert
Anzahl der Pole $p$	2
Ständerwiderstand $R_s$	0.1706 $\Omega$
Rotorwiderstand $R_r$	0.1163 $\Omega$
Ständerinduktivität $L_s$	0.0071H
Rotorinduktivität $L_r$	0.0071H
Hauptinduktivität $L_m$ bei $\psi_h = 0.08Vs$	0.0068H
Trägheitsmoment $J$	0.0175kg m <sup>2</sup>

**Tabelle 8.3.:** Maschinenparameter

# 9. Labor

## 9.1. Laboraufbau

Die am Computer erstellten Simulink-Modelle werden mit Hilfe von dSpace an der realen Maschine getestet. Zwei PWR werden für die Regelung der Asynchronmaschine bzw. für die Regelung der Gleichstrommaschine angesteuert. Als Messgrößen für die Regelung mit Hilfe von dSpace stehen zwei Ständerströme ( $i_a, i_b$ ), das Moment an der Welle ( $m_W$ ) und die Rotorlage ( $\varphi$ ) zur Verfügung. Die Ständerströme werden mit Hilfe einer Abtastung

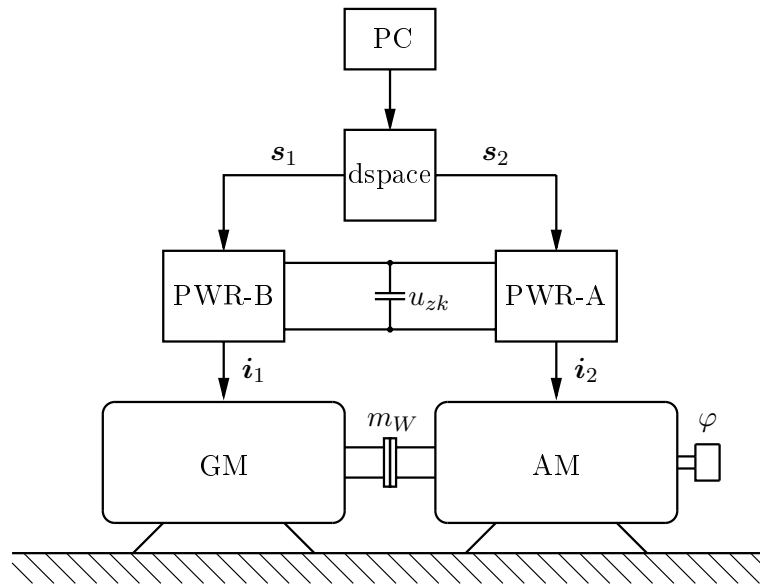


Abbildung 9.1.: Allgemeiner Aufbau des Laborprüfstandes

in der Mitte einer Pulsperiode erfasst. Dieser Wert entspricht bei einer symmetrischen PWM annähernd dem Mittelwert über eine Periode. Zusätzlich wird mit Hilfe eines Messgerätes der zeitliche Verlauf von Ständerstrom und Ständerspannung an den Klemmen der AM aufgezeichnet. Der Fluss in der Maschine kann nicht direkt gemessen werden, weshalb zum Vergleich ein Referenzbeobachter verwendet werden muss bzw. kann aus den mit dem Messgerät erfassten Daten der Ständerfluss genau bestimmt werden. Diese Messung dient ebenfalls zur Überprüfung der zur Regelung verwendeten Größen. Genaueres zu diesem Thema ist in Abschnitt 9.4 zu finden. Die Gleichstrommaschine wird drehzahl geregelt betrieben, wodurch die Drehzahl an der AM starr vorgegeben werden kann. Der schematische Laboraufbau ist in Abbildung 9.1 skizziert.

## 9.2. Kompensation der Umrichternichtlinearität

In den Simulationen wurde angenommen, dass die Stellgrößen der Regler auch tatsächlich der Ständerspannung an der AM entspricht. Bei der Realisierung der Regelung muss jedoch aus der Reglerspannung ein Pulsmuster erzeugt werden, welches die Ansteuerung des PWR ermöglicht. Dieser Umrichter besitzt einen Innenwiderstand sowie eine Nichtlinearität welche die Spannungen verkleinern bzw. verzerren. Aus den genannten Gründen entspricht die Spannung an der Maschine nicht der Sollspannung, welche vom Regler vorgegeben wird. Hier wird auf die Laborergebnisse vorgegriffen, welche mit MRAS ba-

Untersuchung der Umrichternichtlinearität bei  $M = 4Nm$  und  $\omega = 100 \frac{rad}{s}$

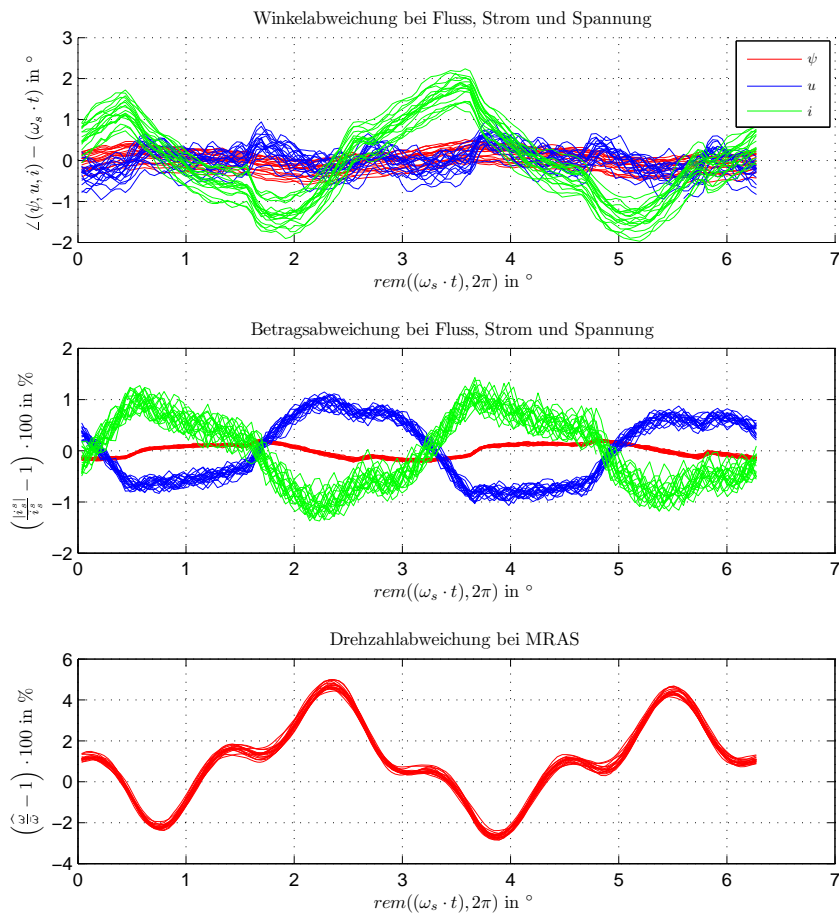
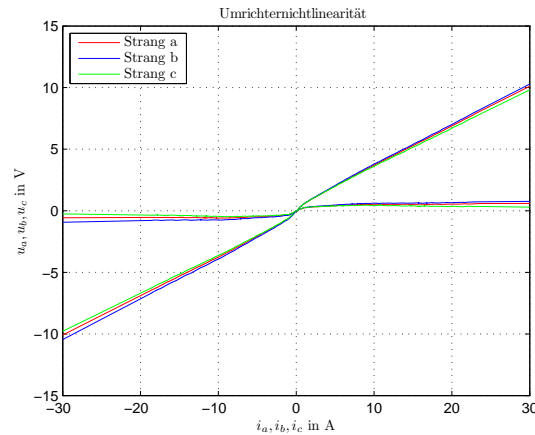


Abbildung 9.2.: Umrichternichtlinearität nicht kompensiert

sierend auf dem Luenberger-Beobachter erhalten wurden, und speziell der Einfluss der Umrichternichtlinearität untersucht. In Abbildung 9.2 ist oben die Winkelabweichung von Strom-, Spannungs- und Flussraumzeiger bezogen auf eine Ausgleichsgerade durch

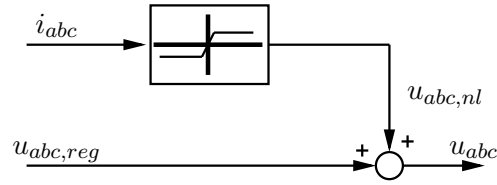


die gemessenen Winkelwerte und in der Mitte ist die relative Betragsabweichung von Strom-, Spannungs- und Flussraumzeiger bezogen auf den jeweiligen Mittelwert abgebildet. Die Ausgleichsgerade für den Winkelfehler ergibt sich aus  $\omega_s \cdot t$ , wobei  $\omega_s$  die mittlere Ständerfrequenz ist. Für diesen Versuch wurde nur der Innenwiderstand des Umrichters berücksichtigt und die Nichtlinearität vernachlässigt. Dazu wurde der Mittelwert aus den drei Umrichterinnenwiderständen gebildet und zum Ständerwiderstand der Asynchronmaschine addiert, wodurch der Beobachter mit einem größeren Ständerwiderstand arbeitet. Vor allem die großen Schwankungen um den Drehzahlsollwert stören das Er-



**Abbildung 9.3.:** Umricternichtlinearität der drei Stränge

gebniss und sind daher nicht zufriedenstellend. Abbildung 9.2 unten. Eine Verbesserung kann durch Berücksichtigung der Umricternichtlinearität erzielt werden, welche in Abbildung 9.3 dargestellt ist. Diese wurde bis 25A mit Hilfe einer Messung bestimmt und anschließend wurde der lineare Teil mit einer Ausgleichsgeraden verlängert. Der Spannungsabfall verursacht durch die Shunts, welche bei der Strommessung benötigt werden, wird ebenfalls in der Kennlinie berücksichtigt. Die Steigung der Geraden entspricht somit dem Umrichterinnenwiderstand, dem Ständerwiderstand und dem Shuntwiderstand. Beim Nulldurchgang ist die Nichtlinearität, verursacht durch die Halbleiterelemente und Verriegelungszeit, zu erkennen. Die Idee ist nun, die Nichtlinearität verursacht durch den Umrichter zu ermitteln und diese vor der Spannungsabgabe zur ermittelten Sollspannung zu addieren. Die addierte Spannung soll am Umrichter abfallen und die ursprüngliche Reglerspannung ergeben. Damit kann die Nichtlinearität kompensiert werden. Um nur die Nichtlinearität des Umrichters zu erhalten, muss die Kennlinie vom linearen Teil, welcher den Gesamtwiderständen entspricht, befreit werden. Dazu werden die Steigungen der Kennlinien ermittelt und der Mittelwert berechnet, welcher anschließend von den Kennlinien subtrahiert wird. Die vom Widerstand befreiten Kennlinien sind ebenfalls in Abbildung 9.3 abgebildet und entsprechen der Nichtlinearität verursacht durch den Umrichter. Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 9.4 dargestellt. Zu der ausgegebenen Spannung des Reglers wird die zugehörige Nichtlinearität mit Hilfe einer Look-Up Tabelle bestimmt und zur Reglerspannung addiert. Mit dieser Maßnahme konnten die Fehler in Winkel, Betrag und Drehzahl in etwa halbiert werden. In Abbildung 9.5 sind die Messergebnisse aus dem Labor mit Kompensation dargestellt.



**Abbildung 9.4.:** Kompensation der Umrichternichtlinearität

Bei dieser Art der Kompensation wird der Ständerwiderstand im Modell um den Umrichterwiderstand erhöht. Betrachtet man Gleichung (4.38), welche den Stabilitätsbereich beschreibt, ist dieser Abhängig von der Ständerzeitkonstante. Durch die starke Vergrößerung des Ständerwiderstandes, vergrößert sich der Instabilitätsbereich wesentlich. Besonders bei Reversiersversuchen unter Last war zu erkennen, dass die Stabilität der Regelung schlechter wurde. Ein Versuch zur Verbesserung war nicht nur die Nichtlinearität in der Kennlinie zu berücksichtigen, sondern auch den linearen Teil des Umrichterwiderstandes. Dazu darf von der Kennlinie 9.3 nur der Ständerwiderstand subtrahiert werden. Durch diese Maßnahme ist für den Beobachter bzw. für die Regelung nach aussen nur der Ständerwiderstand sichtbar und der Instabilitätsbereich vergrößert sich nicht. Wurde die Regelung auf diese Art und Weise implementiert war eine Reversion bei maximalen Moment möglich, jedoch verschlechterte sich die Kompensation der Nichtlinearität wodurch die Schwingungen in der Drehzahlschätzung nicht wesentlich verkleinert werden konnte. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird diese Methode nicht angewendet.

### 9.3. Messwerterfassung und deren Auswirkung

Im Labor wird eine symmetrische PWM verwendet, daher entspricht der Momentanwert des Stromes bei halber Abtastzeit in etwa dem Mittelwert des Stromes. Aus diesem Grund erfolgt eine Messwert Erfassung bei halber Periodendauer. Der Messwert wird an die PWM-Einheit mit Hilfe eines Interrupts übergeben. Mit dem gemessenen Strom wird anschließend die benötigte Spannung berechnet, übergeben und beim nächsten Abtastschritt ausgegeben. In Abbildung 9.6 ist dieser Sachverhalt dargestellt. In der Herleitung für den Beobachter geht man davon aus, dass zu Beginn eines Abtastschrittes  $u_k$  und  $i_k$  zur Verfügung steht. Da der Wert  $i_k$  erst bei halber Abtastzeit zur Verfügung steht, muss für den nächsten Schritt nicht  $x_{k+1}$  berechnet werden, sondern nur  $k + \frac{1}{2}$ . Der Euler-Algorithmus lautet:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k + T_a (\mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} u_k) \\ \mathbf{x}_k &= [i_k \quad \psi_k]^T \end{aligned} \quad (9.1)$$

Soll nur einen halben Abtastschritt weit gerechnet werden ergibt sich für den Euler-Algorithmus:

$$\mathbf{x}_{k+\frac{1}{2}} = \mathbf{x}_k + \frac{T_a}{2} (\mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} u_k) \quad (9.2)$$

Untersuchung der Umrichternichtlinearität bei  $M = 4Nm$  und  $\omega = 100 \frac{rad}{s}$

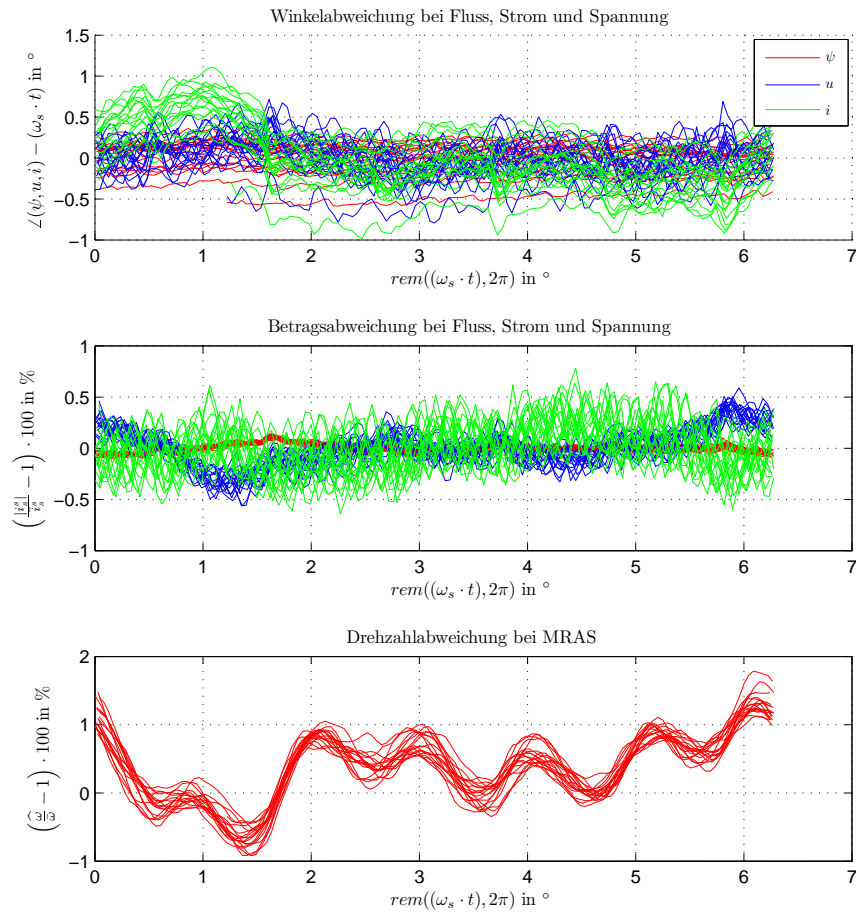


Abbildung 9.5.: Umrichternichtlinearität kompensiert

Mit dem alten Sollspannungswert des Reglers  $u_k$  wird nur einen halben Abtastschritt weit gerechnet. Ist am Regler die neue Spannung  $u_{k+1}$  erhältlich, erfolgt eine Korrektur auf einen Abtastschritt mit Hilfe von Gleichung (9.3).

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_{k+\frac{1}{2}} + \frac{T_a}{2} \left( \mathbf{A} \mathbf{x}_{k+\frac{1}{2}} + \mathbf{B} u_{k+1} \right) \quad (9.3)$$

Durch einsetzen von (9.2) in (9.3) erhält man:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + T_a \left( \mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \frac{u_k + u_{k+1}}{2} \right) + \frac{T_a^2}{4} (\mathbf{A}^2 \mathbf{x}_k + \mathbf{A} \mathbf{B} u_{k+1}) \quad (9.4)$$

Gleichung (9.4) zu realisieren ist aufwendig, weshalb zur Vereinfachung der quadratischen Terme vernachlässigt wird. Unter dieser Voraussetzung kann die Spannung für den

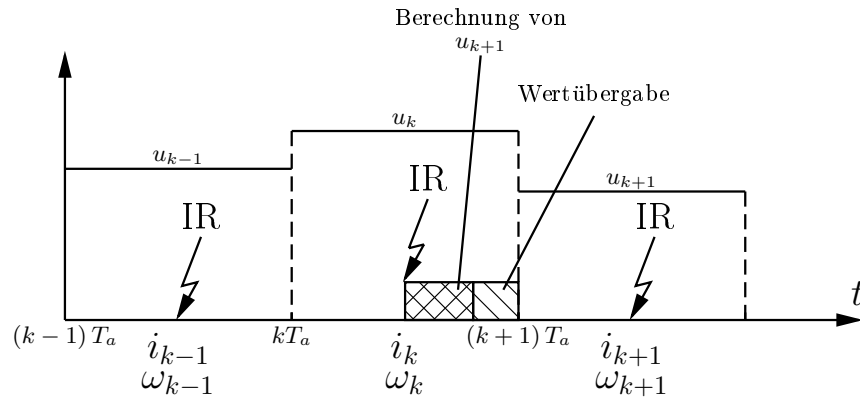
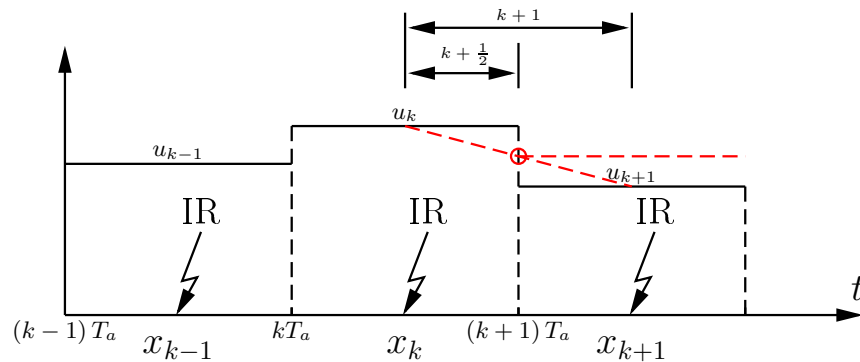


Abbildung 9.6.: Messwertaufnahme

nächsten Abtastschritt aus dem Mittelwert der berechneten Spannung für den nächsten Schritt  $u_{k+1}$  und der aktuellen Spannung  $u_k$  berechnet werden. Siehe dazu Abbildung 9.7. Diese Maßnahme wurde im Labor jedoch nicht angewendet, da dadurch keine wesentlichen Verbesserungen erkennbar waren.

Die Tatsache, dass die Spannung nicht zum Zeitpunkt des zugehörigen Stroms ausgegeben wird, sondern auf Grund der Berechnung und Ausgabe erst einen halben Abtastschritt später aktiv wird, wird deshalb nur stark vereinfacht berücksichtigt. Es wird angenommen, dass zu Beginn jedes Abtastschritts die Messdaten zur Verfügung stehen und einen Abtastschritt verzögert ausgegeben werden.

Abbildung 9.7.: Alternative Ermittlung von  $u_{k+1}$

## 9.4. Auswertung Beobachter parallel zur Regelschleife

Um die Beobachter im Labor zu überprüfen, wurde eine ständerflussorientierte und eine rotorflussorientierte Regelung nach 8.2 und 8.1 realisiert. Die Flussbeobachtung bei diesem Aufbau wurde mit Hilfe des in Abschnitt 3.1 beschriebenen Beobachters, welcher die Eisensättigung berücksichtigt durchgeführt. Dieser Beobachter wurde verwendet, da dieser bereits im Labor verwendet wurde und gute Ergebnisse erzielte. Im Betrieb wurden Strom und Spannung direkt an der Maschine gemessen und Daten mit ControlDesk erfasst. Um einen aussagekräftigen Referenzfluss zu erhalten, wurde aus der gemessenen Ständerspannung und dem gemessenen Ständerstrom der Ständerfluss aus der Ständerspannungsgleichung mittels Integration ermittelt. Aus den beiden Größen wurde auch das Moment an der Welle bestimmt.

$$\psi_{s,ref}^s = \int_0^\tau (\mathbf{u}_{s,mess}^s - R_s \cdot \mathbf{i}_{s,mess}^s) d\tau \quad (9.5)$$

$$m_{W,ref} = \frac{3}{2} p (\psi_{s,ref}^s \otimes \mathbf{i}_{s,mess}^s) \quad (9.6)$$

Die Gleichungen 9.5 und 9.6 sollen noch einmal verdeutlichen, wie aus den Messungen die Referenzgrößen gewonnen wurden. Den zu testenden Beobachtern wurden der mit dem Signalprozessorsystem aufgezeichnete Strom und die gemessene Drehzahl, sowie die Stellgröße des Reglers zur Verfügung gestellt. Die Stellgröße entspricht der Ständerspannung. Mit diesen Daten wurde anschließend eine Simulation durchgeführt. Das heißt, dass sich die Beobachter nicht in der Regelschleife befinden, sondern parallel zum Referenzbeobachter betrieben werden. Dadurch müssen nicht alle Beobachter im Labor getestet werden sondern können schnell und einfach offline auf ihre Funktionalität überprüft werden. In Tabelle 9.1 sind die Versuche aufgelistet, welche auf diese Art und Weise durchgeführt wurden.

Der mit dSpace aufgezeichnete Strom besitzt auf Grund einer nicht korrekten Abtastung

Versuch 1	$\omega = 50$	Momentensprung von $0Nm$ auf $4Nm$
Versuch 2	$\omega = 50$	Momentensprung von $0Nm$ auf $-4Nm$
Versuch 3	$\omega = 100$	Momentensprung von $0Nm$ auf $4Nm$
Versuch 4	$\omega = 100$	Momentensprung von $0Nm$ auf $-4Nm$
Versuch 5	$\omega = 200$	Momentensprung von $0Nm$ auf $4Nm$
Versuch 6	$\omega = 200$	Momentensprung von $0Nm$ auf $-4Nm$

**Tabelle 9.1.:** Liste der durchgeführten Versuche.

in der Mitte einer Pulsperiode einen Fehler von 1-2 %. Die Stellgröße der Regler entspricht ebenfalls nicht der Spannung an der Maschine, da diese durch den PWR erzeugt werden muß und dadurch die Spannung verändert wird. Es wurde zwar eine Kompensation der Umrichternichtlinearität und des Spannungsabfalls am Umrichter durchgeführt, jedoch beträgt der Fehler in einigen Versuchen bis zu 5 %. Die Fehler zwischen den den Beobachtern zugeführten Größen und den direkt an der Maschine gemessenen Größen sind in Abbildungen 9.8 für die ständerflussorientierte Regelung dargestellt. Dabei errechnet sich der Fehler aus den Abweichungen zwischen den Ständerspannungs- und Ständerstromraumzeigern. Siehe Gleichungen 9.7 und 9.8. Der Spannungsfehler ist abhängig

vom jeweiligen Versuch und zeigt besonders bei geringer Drehzahl im generatorischen Betrieb große Abweichungen. Die Fehler wurden wie folgt berechnet:

$$e_i = \frac{|\mathbf{i}_{s,sim}^s|}{|\mathbf{i}_{s,dSpace}^s|} - 1 \quad (9.7)$$

$$e_u = \frac{|\mathbf{u}_{s,sim}^s|}{|\mathbf{u}_{s,dSpace}^s|} - 1 \quad (9.8)$$

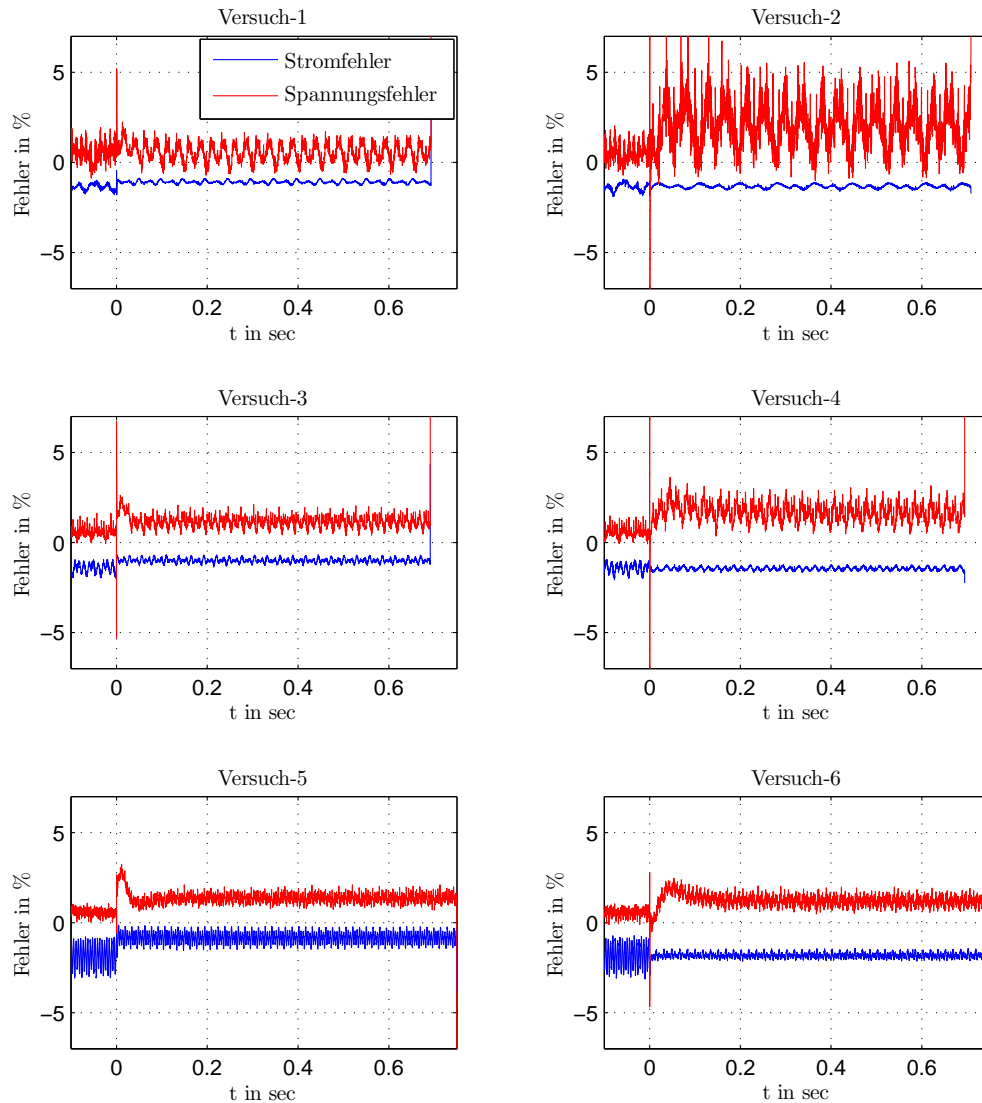
Nicht alle Beobachter von Abschnitt 8.3 werden in den folgenden Simulationen überprüft. Auf die Sliding-Mode Beobachter von Abschnitt 7.2 (sensorlose Beobachter 7 und 8) wird verzichtet, da diese eine wesentlich geringere Abtastzeit benötigen, als am Prüfstand vorgesehen ist. Leider muß hier auch auf den Erweiterten Kalman-Filter zur Schätzung der Drehzahl verzichtet werden, da dessen Kovarianzmatrizen für brauchbare Ergebnisse bei allen Versuchen nicht gefunden werden konnten. Bei den Beobachtern mit Inkrementalgeber, wurde der Beobachter mit adaptiver Bestimmung des Ständerwiderstandes nicht untersucht, da dieser abweichende Ergebnisse vom tatsächlichen Ständerwiderstand lieferte und im generatorischen Betrieb instabil war.

Abbildung 9.9 zeigt einen Ausschnitt vom Betrag des Flussraumzeigers, welcher bei der Simulation entsteht. Genauer gesagt handelt es sich hier um das Simulationsergebnis des Luenberger- Beobachters für den 3. Versuch, wobei nur das stationäre Signal unter Last betrachtet wird. Dieses Signal wurde vom Gleichanteil befreit und davon die FFT gebildet. Die markanten Frequenzanteile bei  $46 \frac{rad}{s}$  und  $445 \frac{rad}{s}$  werden typischerweise durch Unsymmetrien im Rotor bzw. im Ständer verursacht.

Für die Versuche wurde im Lastfall der Fehler zur Referenzgröße berechnet, der Mittelwert gebildet und ausgewertet. Man darf jedoch nicht vergessen, dass durch die Mittelung des Fehlers nicht zu erkennen ist, wie stark die Schätzung um ihren Mittelwert schwankt. Vor allem die Beobachter, welche die Integration der Ständerspannungsgleichung zur Schätzung des Flusses nützen, zeigen besonders bei geringen Drehzahlen große Schwingungsamplituden. Die Schwingung um den Mittelwert wird nicht ausgewertet. Es werden die Simulationsergebnisse aus den Messdaten gemessen an den Maschinenklemmen und den Daten, welche dSpace der Regelung zur Verfügung stellt verglichen. In den folgenden Abbildungen stehen die Abkürzungen *sim* und *mess* für den Fehler unter Verwendung der mit dSpace aufgezeichneten Daten bzw. für den Fehler unter Verwendung der direkt an den Klemmen gemessenen Größen.

Bei den Beobachtern mit Inkrementalgeber liefern die Methoden, welche auf dem gesamten mathematischen Modell beruhen, die besten Ergebnisse. Abbildung 9.10 und 9.11. Das sind der Luenberger Beobachter und der Sliding-Mode Beobachter. Der Lineare Kalman-Filter würde ähnliche Ergebnisse erzielen und wird hier deshalb nicht ausgewertet. Mit den Messdaten an der Maschine liefern die eben genannten Beobachter einen um rund 1% zu kleinen Fluss und einen Momentenfehler bis zu 2% im generatorischen Betrieb. Bei Verwendung der Signalprozessordaten verändert sich die relative Abweichung. Insbesondere der Momentenfehler im generatorischen Betrieb beträgt bei-

## Messfehler in Strom- und Spannungsraumzeiger



**Abbildung 9.8.:** Beträgsfehler von Ständerstrom- und Ständerspannungsraumzeiger bei den Versuchen mit ständerflussorientierter Regelung

nahe 4%. Das Erweiterte-Kalman Filter zeigt mit den Messdaten bessere Ergebnisse als mit den Daten aus dem Signalprozessorsystem. Der Closed-Loop Beobachter zeigt bei geringen Drehzahlen größere Abweichungen. Eine Erhöhung der Knickfrequenz verringerte zwar die Welligkeit in der Flusschätzung, jedoch wurde damit auch die Abweichung vom Referenzfluss größer. Vor allem bei negativem Moment, treten große Fehler in der Mo-

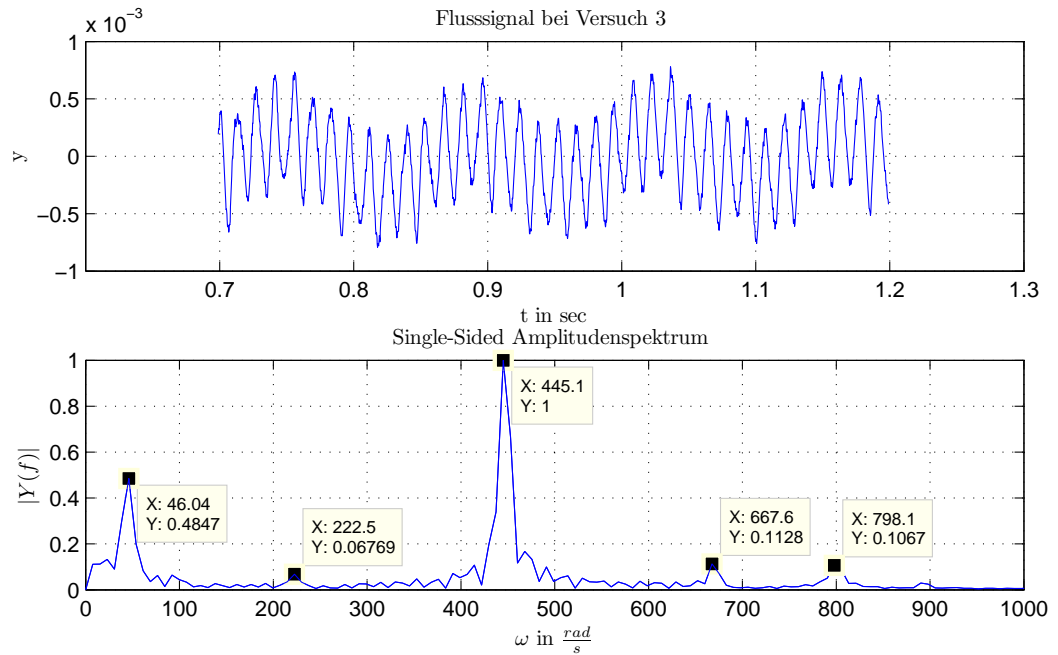


Abbildung 9.9.: Gleichanteil befreites Flusssignal und Frequenzspektrum des Signals für den 3. Versuch im Lastfall.

mentenschätzung auf.

Das MRAS basierend auf dem Luenberger Beobachter zeigte in allen Versuchen gu-

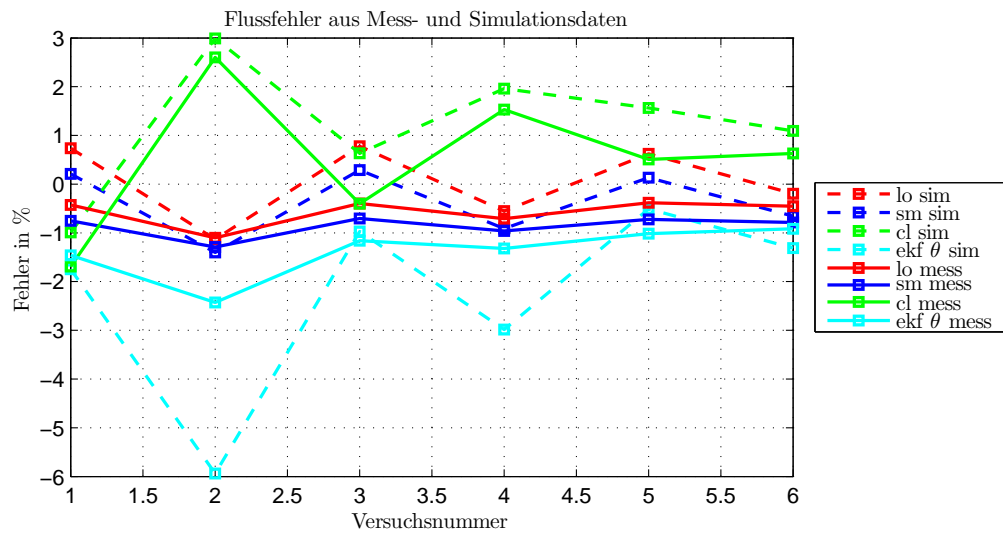
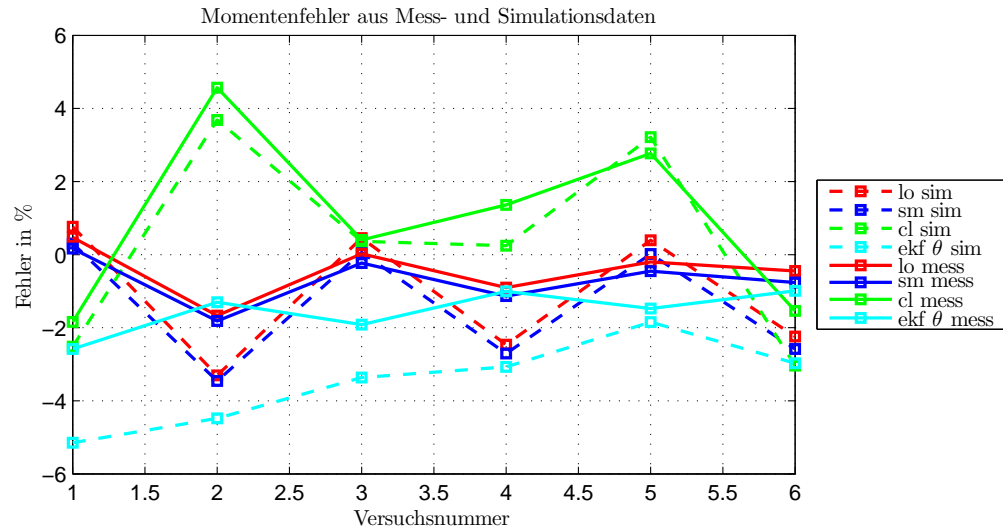


Abbildung 9.10.: Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter mit Inkrementalgeber. Flussfehler





**Abbildung 9.11.:** Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter mit Inkrementalgeber. Momentenfehler

te Fluss- und Momentenschätzungen. Des Weiteren überzeugte die Drehzahl-schätzung. Ähnliche Ergebnisse lieferte der Sliding-Mode Beobachter nach Abschnitt 7.1. Auch bei hohen Drehzahlen funktionierte die Drehzahl-schätzung ohne merkliche Verschlechterung. Diese beiden Beobachter lieferten mit Abstand die besten Ergebnisse bei Drehzahl-, Fluss- und Momentenschätzung, weshalb sie später noch innerhalb der Regelschleife getestet werden.

Der Closed-Loop Beobachter mit dem Adaptionsgesetz nach Schauder liefert gute Ergebnisse im motorischen Betrieb, besitzt jedoch im generatorischen Betrieb eine bleibende Drehzahlabweichung, welche bei hohen Drehzahlen geringer wird. Die Fluss- und Momentenschätzung liefert durchschnittliche Ergebnisse.

Die Adaption nach Peng unter Verwendung des Integrationsmechanismus zur Bestimmung des Flusses lieferte die schlechtesten Ergebnisse bei der Drehzahl-schätzung. Der Integrationsmechanismus zeigte wie die Tiefpassintegration Schwingungsneigung, welche teilweise stärker ausgeprägt war als jene der Tiefpassintegration. Zeigt jedoch bei geringen Frequenzen eine kleinere Abweichung zum Referenzfluss. Die Momentenschätzung liegt bei allen Versuchen um rund 5% unterhalb der Referenz. Weiters besitzt das Adaptionsgesetz nach Peng, sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betriebsfall, bei mittleren Drehzahlen eine bleibende Regelabweichung und wird bei hohen Drehzahlen instabil.

Die Methode nach Park lieferte eine gute Drehzahl-schätzung in allen Bereichen. Abstriche müssen vor allem bei der Schätzung des Flusses und des Momentes, bedingt durch die Tiefpassintegration gemacht werden. Auffällig bei den meisten Methoden ist, dass bei geringer Drehzahl und generatorischem Betrieb die größten Fehler auftreten. Dieser Betriebsfall ist bekanntlich auch der schwerste zu beobachtende bei Sensorlosen Antrieben.

Es wurden noch Reversiersversuche mit Hilfe des Referenzbeobachters durchgeführt. Dabei wurden die Ständergrößen nicht gemessen, sondern nur die mit ControlDesk aufgezeich-

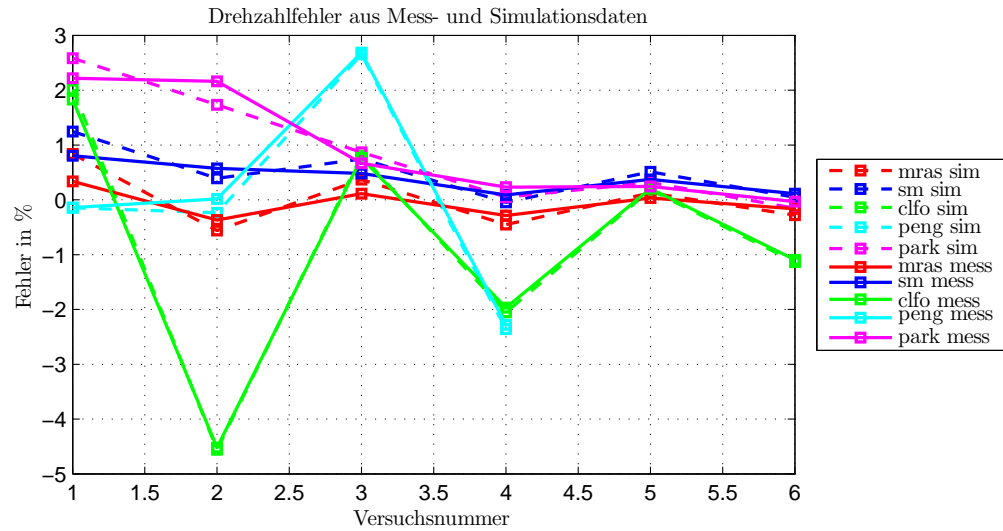


Abbildung 9.12.: Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Drehzahlfehler

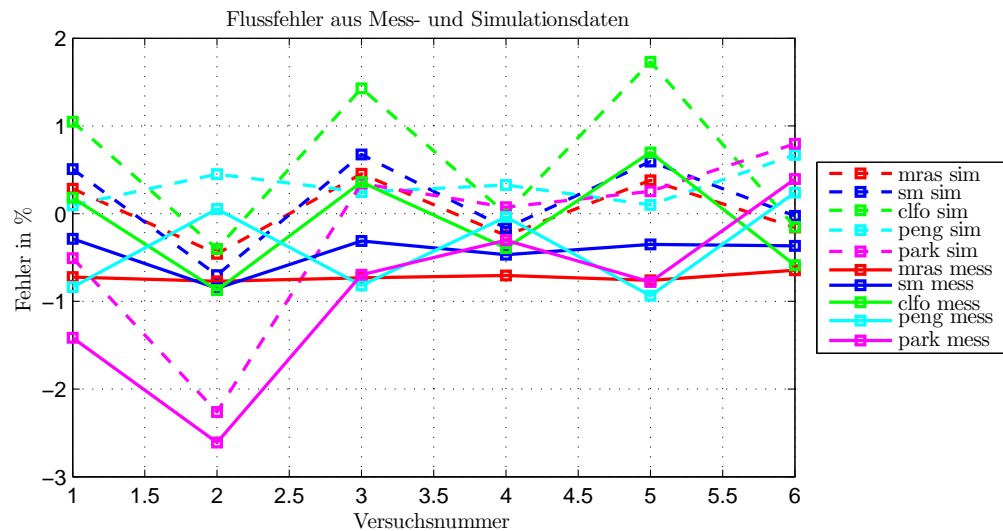
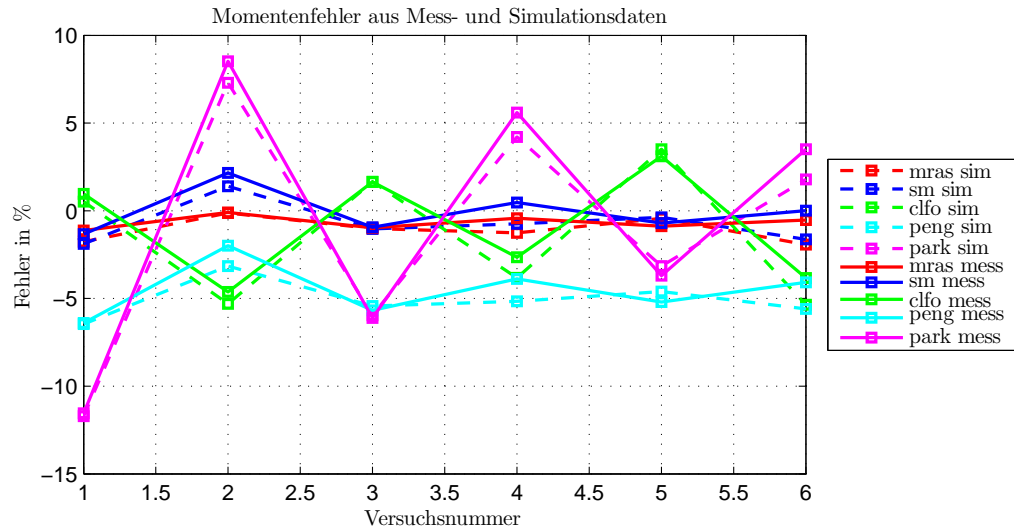


Abbildung 9.13.: Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Flussfehler

neten Daten zur Auswertung verwendet. Die Sensorlosen Beobachter wurden wiederum mit den Daten Simuliert und befinden sich daher nicht in der Regelschleife. Abbildung 9.15 zeigt die Drehzahlverläufe und Flussverläufe bei langsamen Reversieren ohne Last, mit und ohne Kompensation. Die Schätzung der Drehzahl bleibt bei Verwendung der Umrichterkompensation stabil und zeigt nur bei der Methode nach Peng und Park Abweichungen vom Sollwert bei Nulldurchgang. Die Methode nach Schauder unter Verwendung des Closed-Loop Beobachters zeigt überraschend gute Ergebnisse in Fluss- und

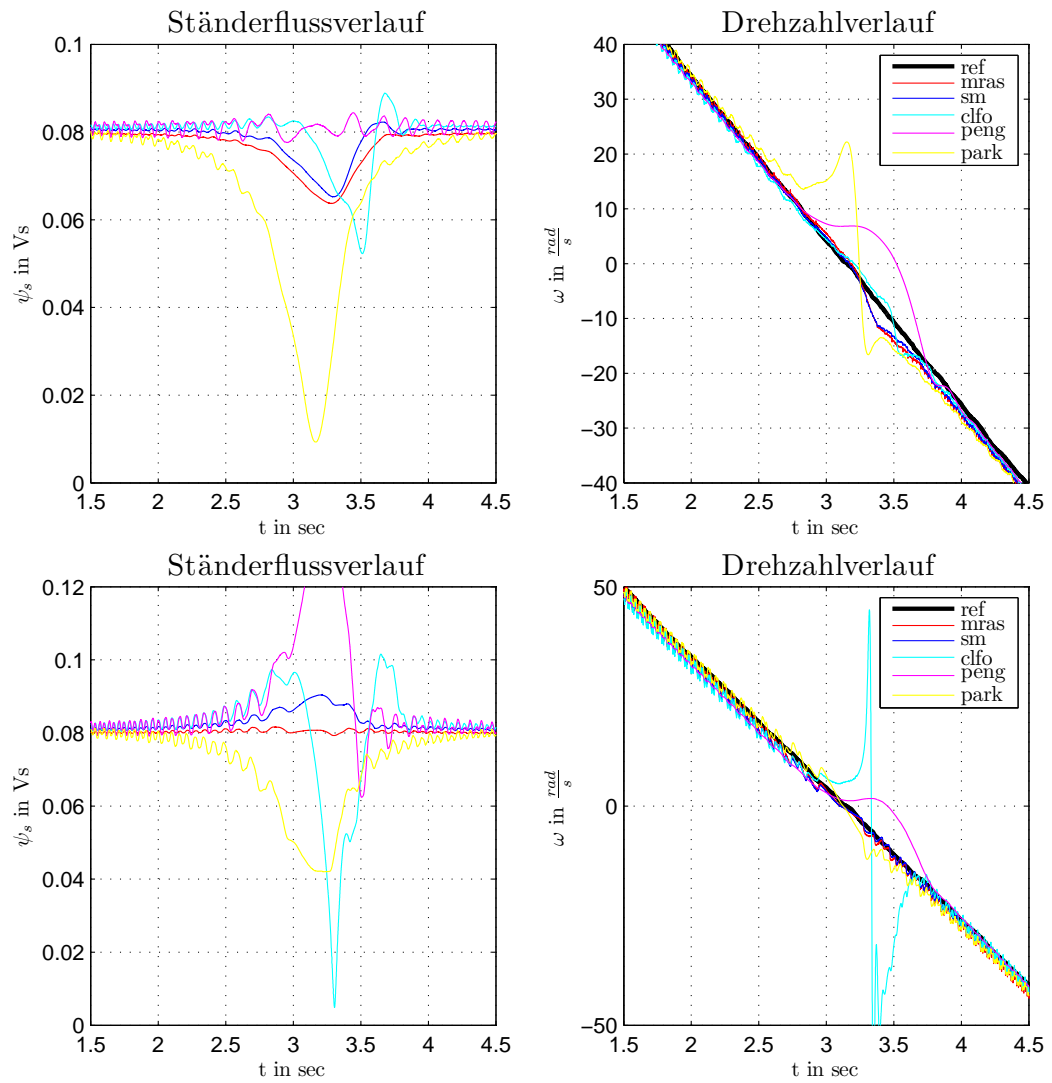


**Abbildung 9.14.:** Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Flussfehler

Drehzahl-schätzung. Die Methode nach Park, welche eine Tiefpassintegration zur Berechnung des Flusses verwendet, zeigt eine schlechte Fluss-schätzung. Der Integrationsmechanismus, welcher bei Peng zum Einsatz kommt, bringt eine deutliche Verbesserung der Fluss-schätzung. Wird keine Kompensation verwendet, scheint sich die Fluss- und Drehzahl-schätzung bei einigen Methoden zu verbessern. Bei der Methode nach Schauder verschlechtert sich die Drehzahl-schätzung und Fluss-schätzung dramatisch. Der Integrationsmechanismus liefert ebenfalls ein viel schlechteres Ergebnis.

Wird ein ähnlicher Reversierversuch mit einem Moment von  $2Nm$  durchgeführt, ergibt sich das Ergebnis, welches in Abbildung 9.16 dargestellt ist. Die Methode nach Schauder ist instabil. Wichtig bei dieser Methode ist, dass das Durchlaufen des Bereichs um den Nullpunkt unter Last möglichst schnell erfolgt. Bei Versuchen, welche wesentlich schneller durchgeführt wurden, traten keinerlei Probleme auf. Der Integrationsmechanismus zeigt wiederum bessere Ergebnisse, als die Tiefpassintegration. Es muss jedoch erwähnt werden, dass bei schnellem Reversieren das Ergebnis des Integrationsmechanismus schlechter wird und sich dem der Tiefpassintegration annähert. Auch der Adaptionsmechanismus nach Peng wird bei schnellerer Drehzahlumkehr schlechter. Traten bei Reversion im Leerlauf ohne Kompensation teilweise Verbesserungen in den Verläufen auf, verändert sich hingegen die Situation unter Last drastisch. Fluss und Drehzahlverläufe zeigen große Abweichungen von den Sollwerten. Die Adaptionsmethoden nach Peng und Park scheinen jedoch von der Kompensation größtenteils unabhängig zu sein.

Bei den Methoden MRAS und SM treten Abweichungen im Fluss bei Nulldurchgang der Drehzahl auf. Es könnte nun argumentiert werden, dass diese auf Grund der Instabilität der Sensorlosen Beobachter bei Stillstand auftreten. Es treten jedoch auch Abweichungen bei Luenberger- und Sliding-Mode Beobachter, welchen eine Drehzahlinformation zur Verfügung steht, auf. Dieses Problem trat auch mit den direkt an der Maschine gemessenen Daten auf. Es kann also auch nicht an der Kompensation der Nichtlinearität



**Abbildung 9.15.:** Langsames Reversieren ohne Moment. Mit Kompensation oben und ohne Kompensation unten.

liegen. Das Problem kann eventuell durch Parameterabweichungen verursacht werden.

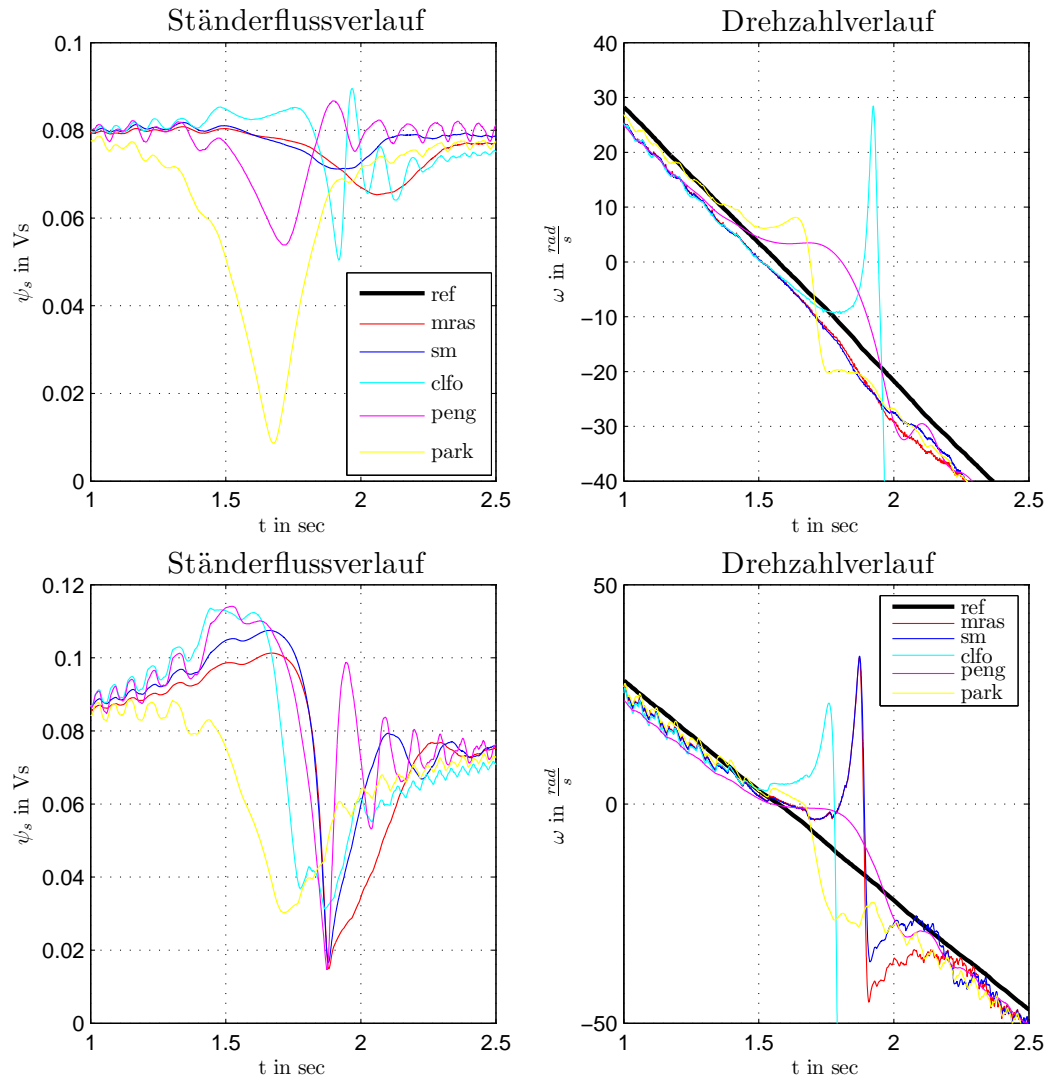


Abbildung 9.16.: Reversieren mit einem Moment von  $2Nm$ . Mit Kompensation oben und ohne Kompensation unten.

## 9.5. Auswertung Beobachter in der Regelschleife

Hier werden die beiden ausgewählten Methoden in der Regelschleife getestet und laufen somit nicht parallel zum Referenzbeobachter. Die beiden Beobachter sind zum einen der Luenberger-Beobachter voller Ordnung mit Adaptionsgesetz 4.4, kurz MRAS, und der Adaptive Sliding-Mode Beobachter 7.1, kurz SM. Folgend werden die Versuche aus Tabelle 9.1 bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung für beide Methode wiederholt. Weiters folgen Reversiersversuche mit und ohne Last. Alle Versuche wurden unter Verwendung der Kompensation von Abschnitt 9.2 durchgeführt.

### 9.5.1. Momentensprünge

Zur Auswertung der Messergebnisse im stationären Betrieb, wurde die Abweichung zum Sollwert berechnet und der Mittelwert davon gebildet. Weiters wurde die Differenz der minimalen und maximalen Abweichung vom Mittelwert der Schätzung berechnet und relativ auf den Mittelwert der Schätzung bezogen. Abbildung 9.17 zeigt oben die Abweichung zum Drehzahl Sollwert für die einzelnen Versuche. Es zeigt, dass der Sliding-Mode Beobachter im Leerlauf und bei Last eine bleibende Abweichung von rund 3 % aufweist. Diese Abweichung tritt in der Simulation nicht auf und deren Ursprung ist nicht bekannt. Die MRAS- Methode zeigt wesentlich bessere Ergebnisse und der Fehler liegt unter 1%.

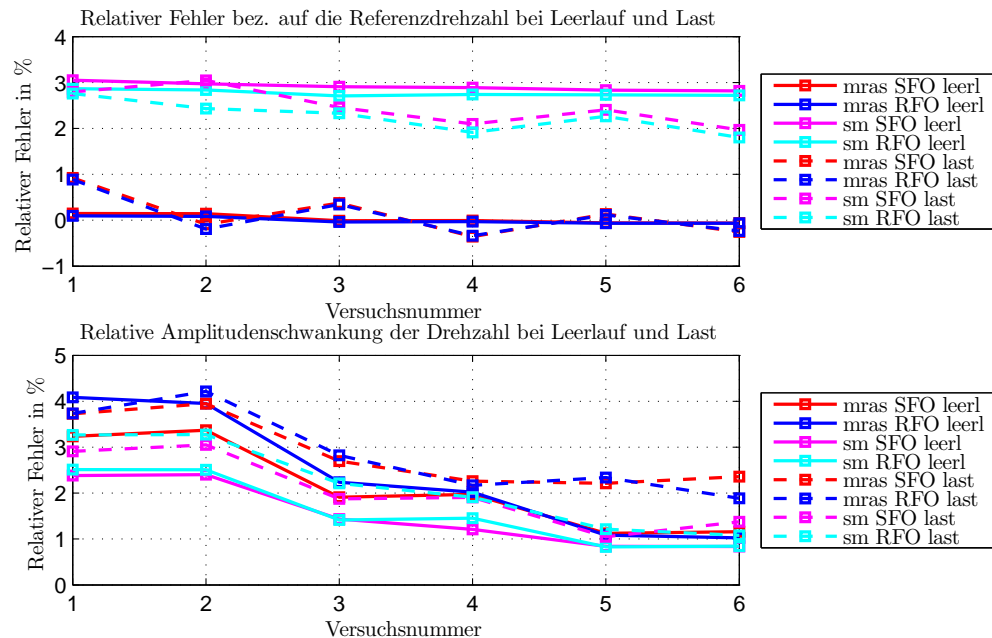


Abbildung 9.17.: Mittelwert des relativen Fehler zum Sollwert und Schwingung um den Mittelwert der Drehzahl schätzung.

Mit Hilfe der Kompensation konnte die Schwingung um den Mittelwert bei MRAS wesentlich verringert werden und liegt bei geringen Drehzahlen bei 4%. Bei steigender Drehzahl verringert sich dieser Wert auf 2%. Die Drehzahlschwankung des SM-Beobachter waren

nicht abhängig von der Qualität der Kompensation der Umrichternichlinearität und liefert auch geringfügig bessere Ergebnisse, was als Vorteil zu sehen ist. Zusammenfassend kann behauptet werden, dass die MRAS-Methode auf Grund der geringeren Abweichungen vom Sollwert eine bessere Drehzahlschätzung liefert. Für den Ständerfluss wurde nur die Abweichung zum Referenzfluss bei Last und Leerlauf berechnet. Als Referenz wurde die Auswertung von Ständerspannung und Ständerstrom, welche direkt an der Maschine gemessen wurden, herangezogen. Im Leerlauf liegt die MRAS-Methode 1% und der SM-Beobachter beinahe 3% unterhalb des Sollwertes. Die Abweichung bei Last ist abhängig davon, ob diese positiv oder negativ ist. Bei geringen Drehzahlen und generatorischem Betrieb treten die größten Flussabweichungen auf. Mit steigender Drehzahl wird der Fehler geringer. Bei Betrachtung aller Versuchsergebnisse, zeigt auch bei der Flusschätzung die MRAS-Methode die besseren Ergebnisse. Abbildung 9.18.

Die Ergebnisse der Momentenschätzung wurden nur im Lastfall ausgewertet. In Abbil-

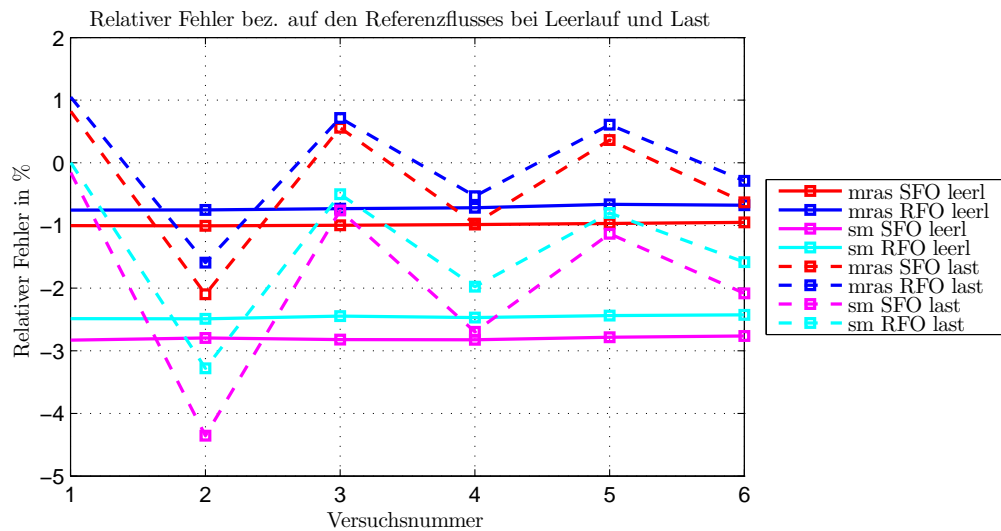
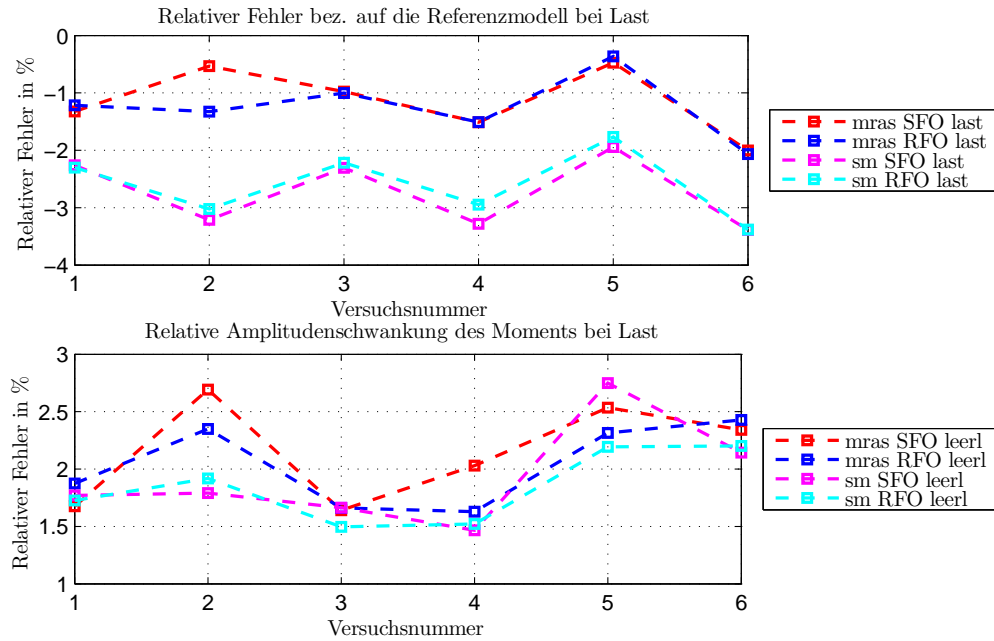


Abbildung 9.18.: Mittelwert des relativen Fehler zum Fluss Sollwert.

Abbildung 9.19 sind die erhaltenen Kurvenverläufe abgebildet. Als Sollmoment wurde nicht der Messwert aus der Momentenmessung an der Welle, sondern auch das Ergebnis aus Strom- und Spannungsmessung an der Maschine verwendet. Wiederum zeigt die MRAS-Methode die geringeren Abweichungen vom Sollmoment und liegen bei 1-2%. Der Fehler der SM-Methode liegt zwischen 2-3%. Betrachtet man die Amplitudenschwankung im Referenzmodell, so betragen diese zwischen 1.5 und 3% und sind für beide Methoden in etwa gleich.

Unter Einbeziehung der Ergebnisse der Momentensprünge, kann hier der Schluss gezogen werden, dass die MRAS-Methode der SM-Methode zu bevorzugen ist. Auswirkungen von Parameterschwankungen müssen jedoch erst untersucht werden. Vorallem eine Änderung des Ständerwiderstandes könnte die Ergebnisse der MRAS-Methode verschlechtern.



**Abbildung 9.19.:** Mittelwert des relativen Fehler zum Sollwert und Schwingung um den Mittelwert der Momentenschätzung.

### 9.5.2. Reversierversuche

Es wurden drei Versuche durchgeführt:

- langsames reversieren von  $50 \frac{rad}{s}$  nach  $-50 \frac{rad}{s}$  ohne Moment
- reversieren mit maximal möglicher Drehzahländerung von  $10 \frac{rad}{s}$  nach  $-10 \frac{rad}{s}$  ohne Moment
- reversieren mit maximal möglicher Drehzahländerung von  $100 \frac{rad}{s}$  nach  $-100 \frac{rad}{s}$  bei einem Moment von  $2Nm$

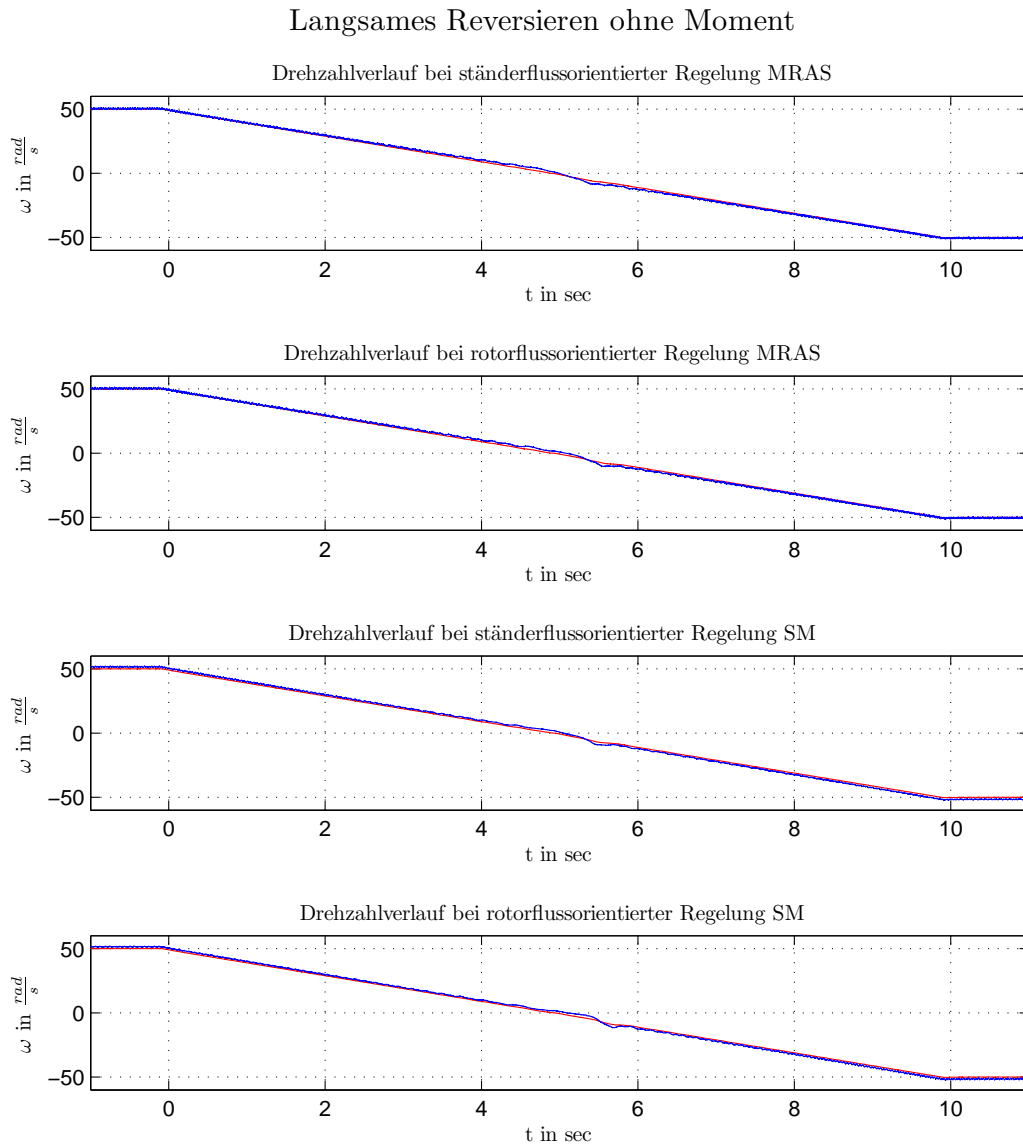
Die Abbildungen 9.20, 9.21 und 9.22 zeigen die Drehzahl, Fluss und Momentenverläufe für MRAS und SM für ständerflussorientierte und rotorflussorientierte Regelung. Bei den Momentenverläufen ist noch zusätzlich der Momentenverlauf für den selben Versuch bei ausgeschalteter Asynchronmaschine abgebildet. Die Differenz zwischen den beiden Verläufen entspricht dem Fehlermoment, welches die Regelung der Asynchronmaschine liefert. Um so geringer die Drehzahl wird, desto größer wird der Fehler zwischen Ist- und Sollmoment. Im Fluss tritt ebenfalls der Fehler bei Nulldurchgang auf, welcher schon bei parallelem Betrieb der Beobachter auftrat.

Die Ergebnisse für den zweiten Versuch sind in den Abbildungen 9.23, 9.24 und 9.25 dargestellt. Dabei treten in etwa die selben Probleme in Moment und Fluss, wie beim ersten Versuch auf.

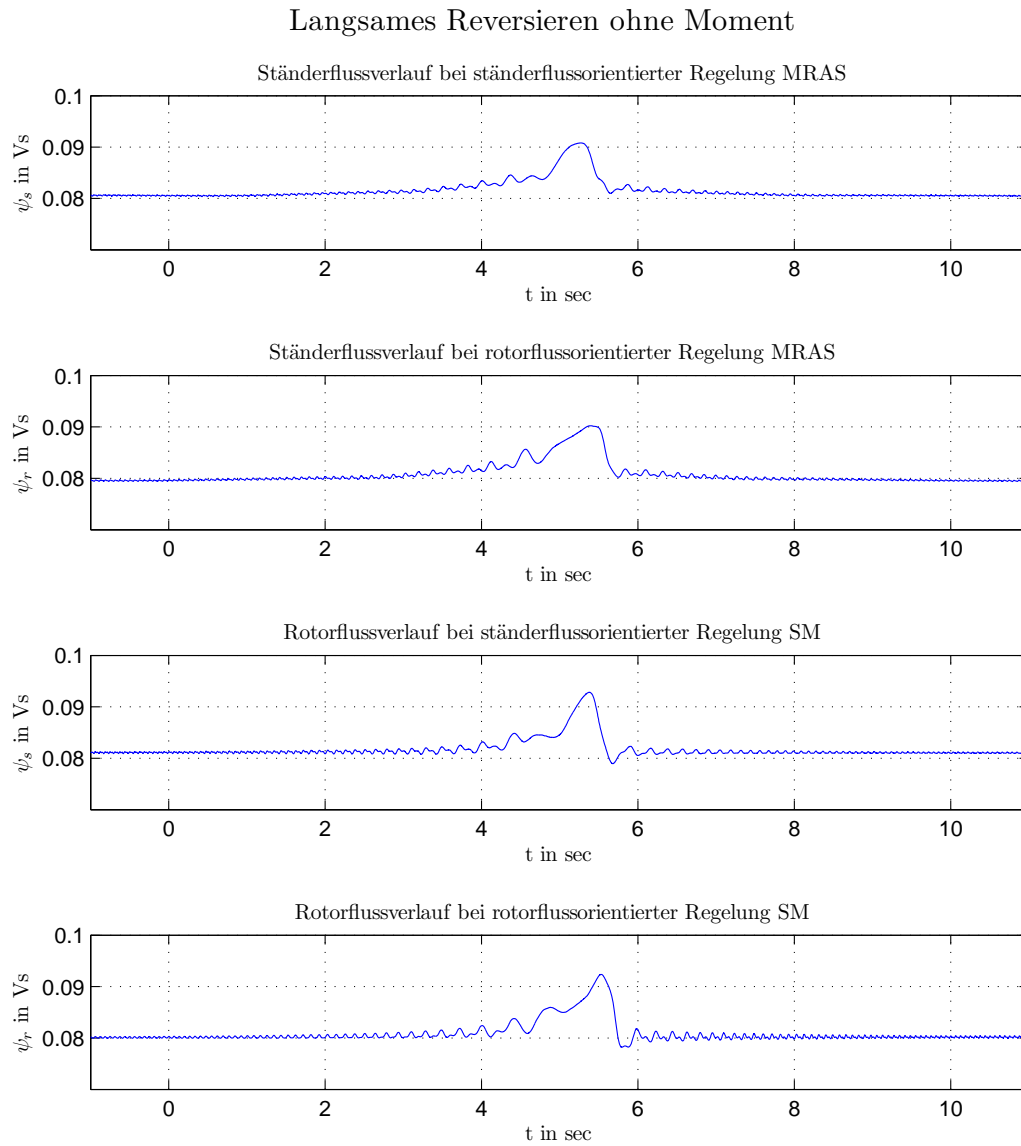
Beim letzten Versuch, Abbildungen 9.26, 9.27 und 9.28 erfolgt ein sehr schnelles Durchlaufen des Bereichs um Null. Die Abweichungen in Fluss und Moment sind daher auch



nur von kurzer Dauer. Stationär sind die Abweichungen gering, jedoch ist nach Drehrichtungs-  
 umkehr eine bleibende Regelabweichung vom Sollmoment vorhanden.



**Abbildung 9.20.:** Drehzahlverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.



**Abbildung 9.21.:** Flussverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.

## Langsames Reversieren ohne Moment

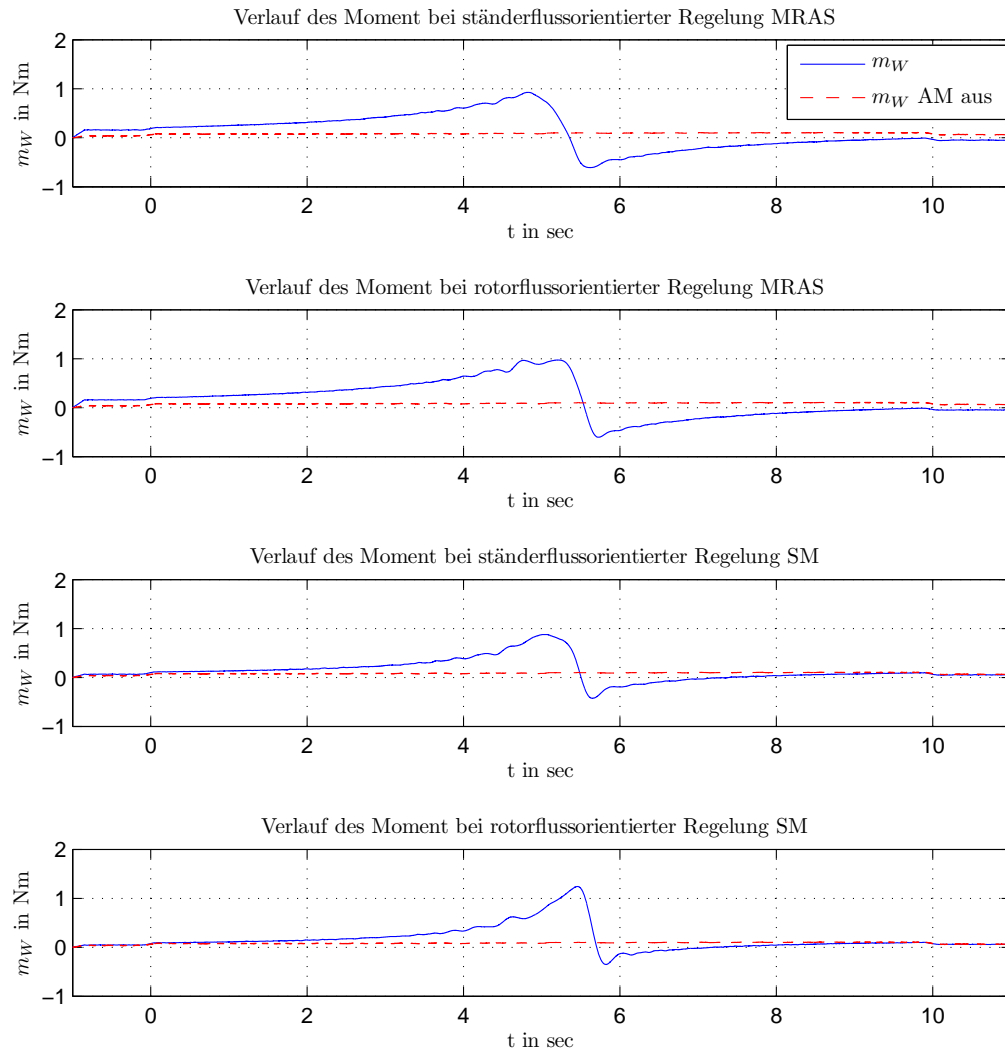
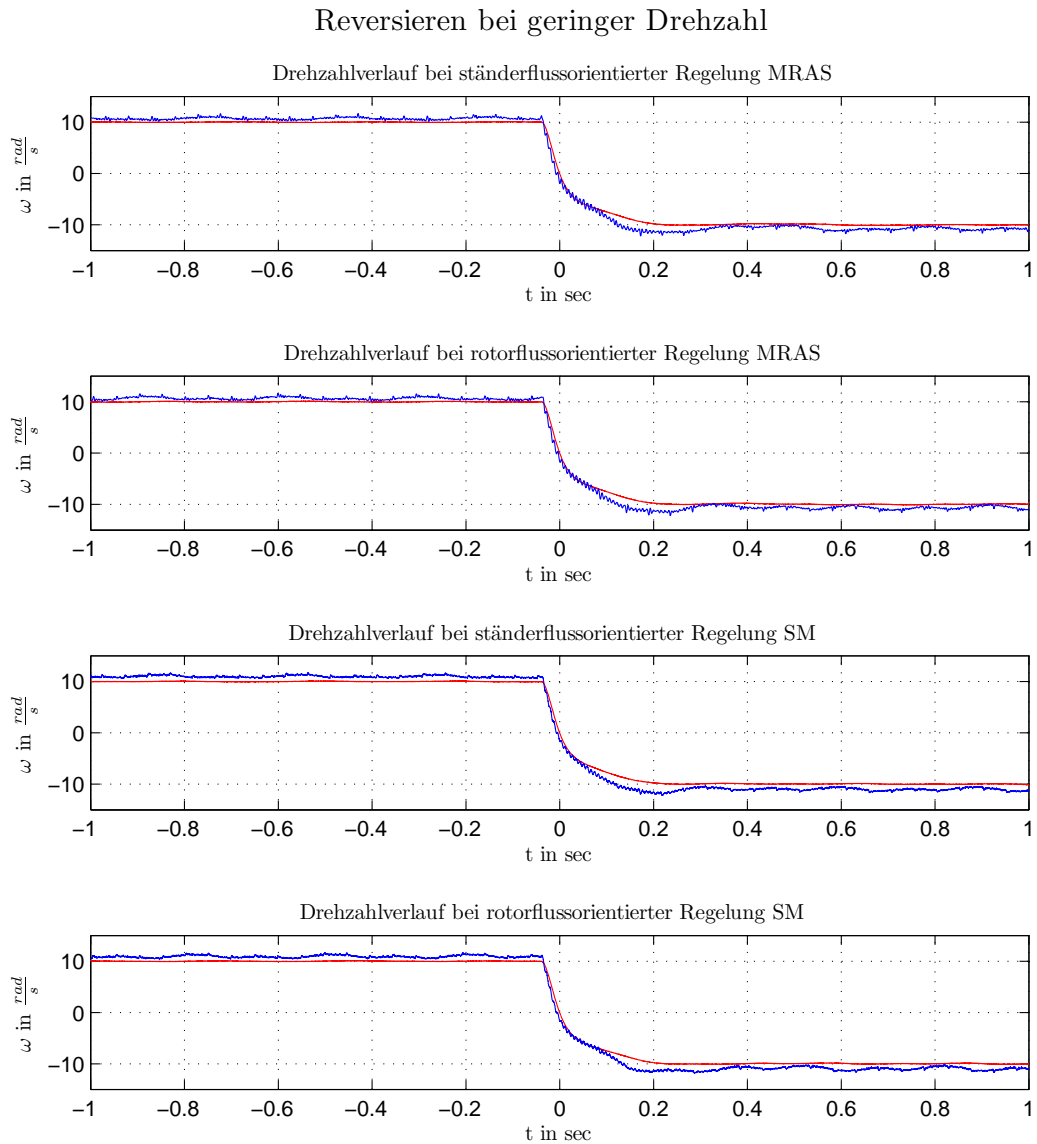
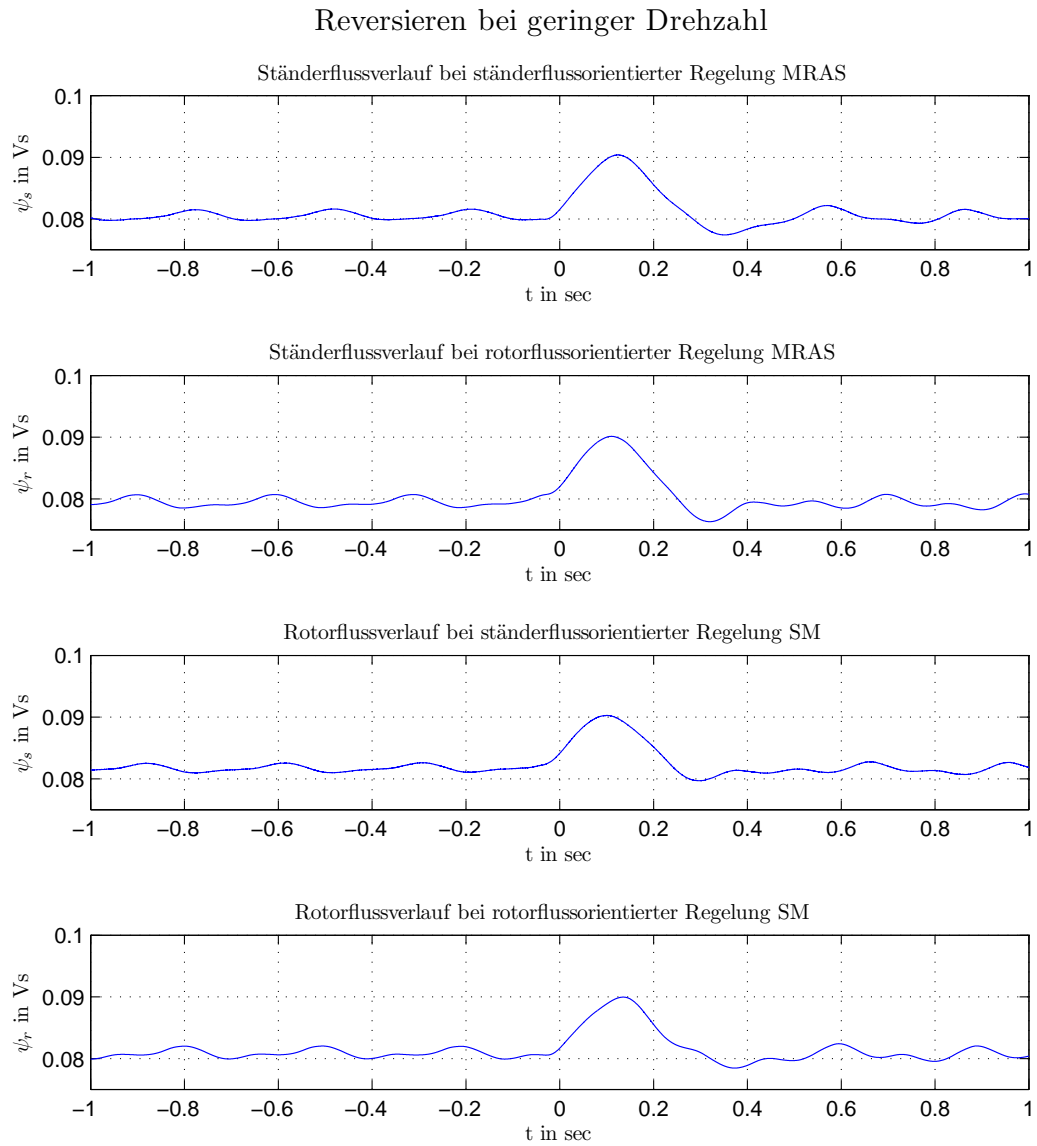


Abbildung 9.22.: Momentenverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.



**Abbildung 9.23.:** Drehzahlverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.



**Abbildung 9.24.:** Flussverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.

## Reversieren bei geringer Drehzahl

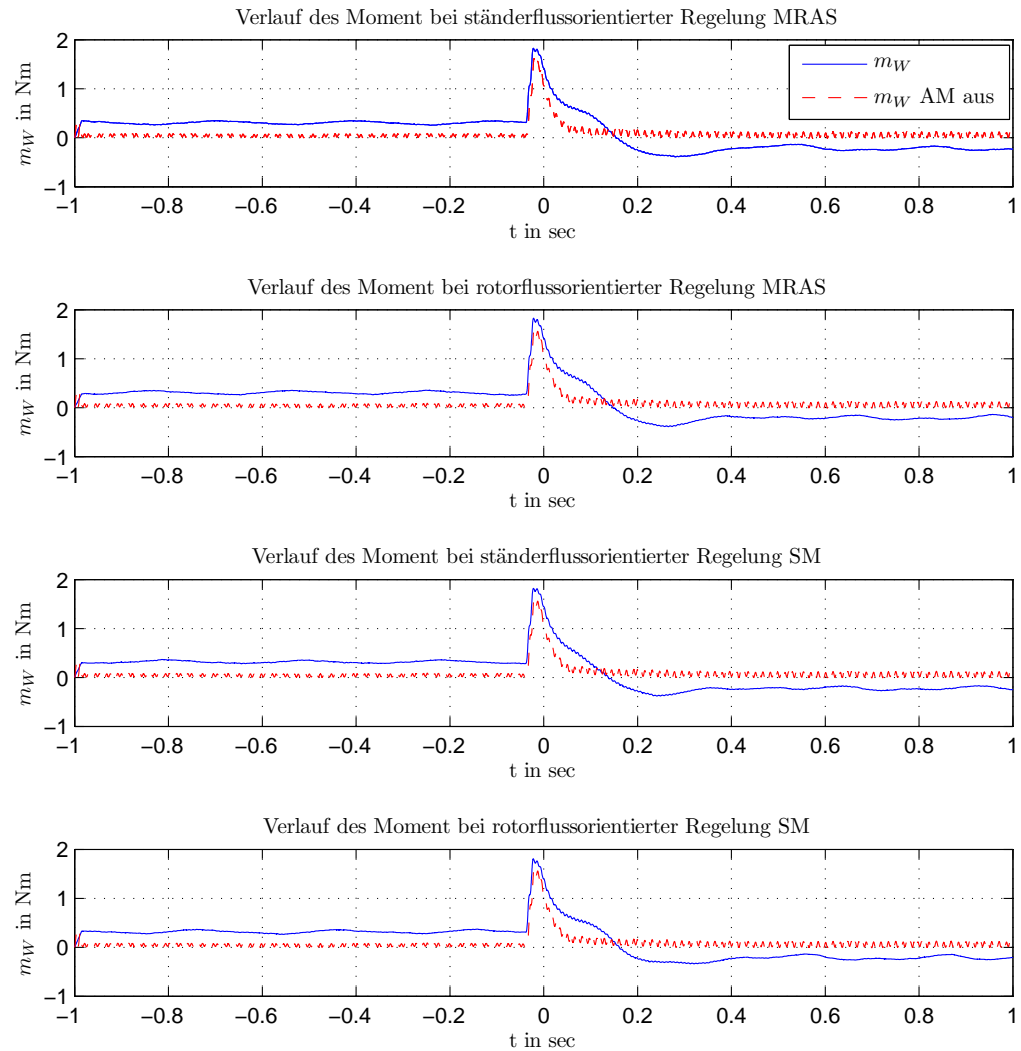
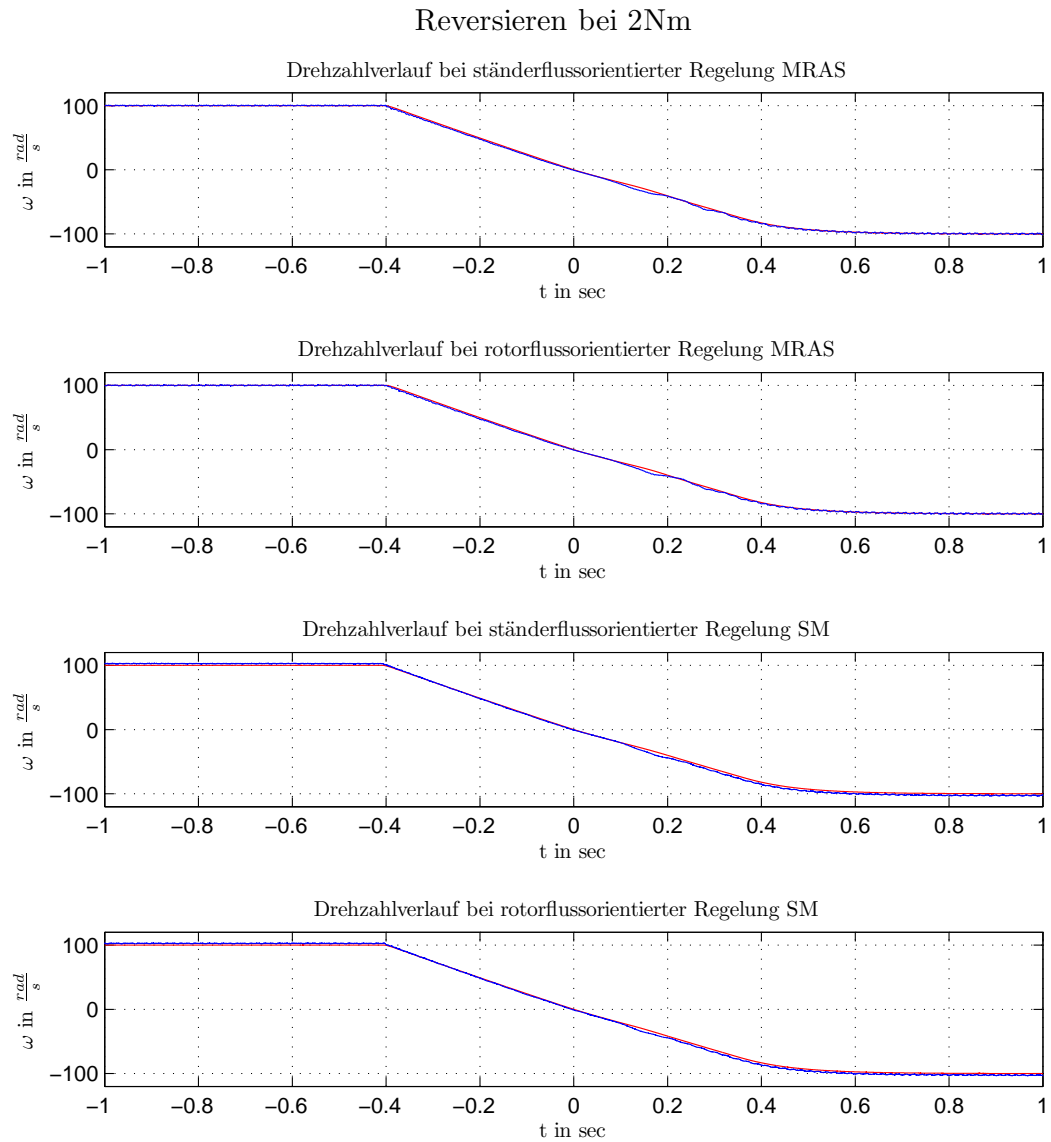
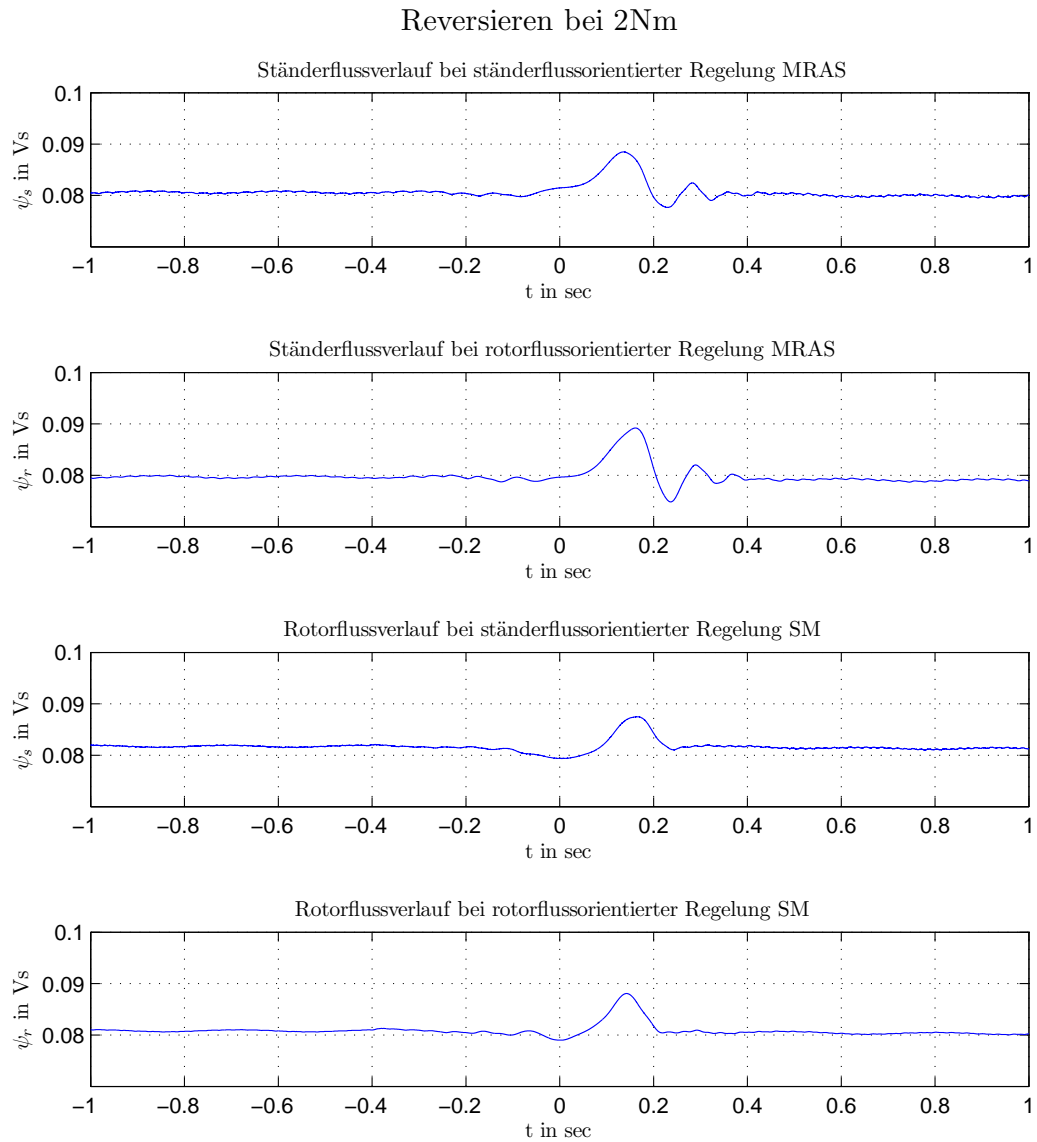


Abbildung 9.25.: Momentenverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.

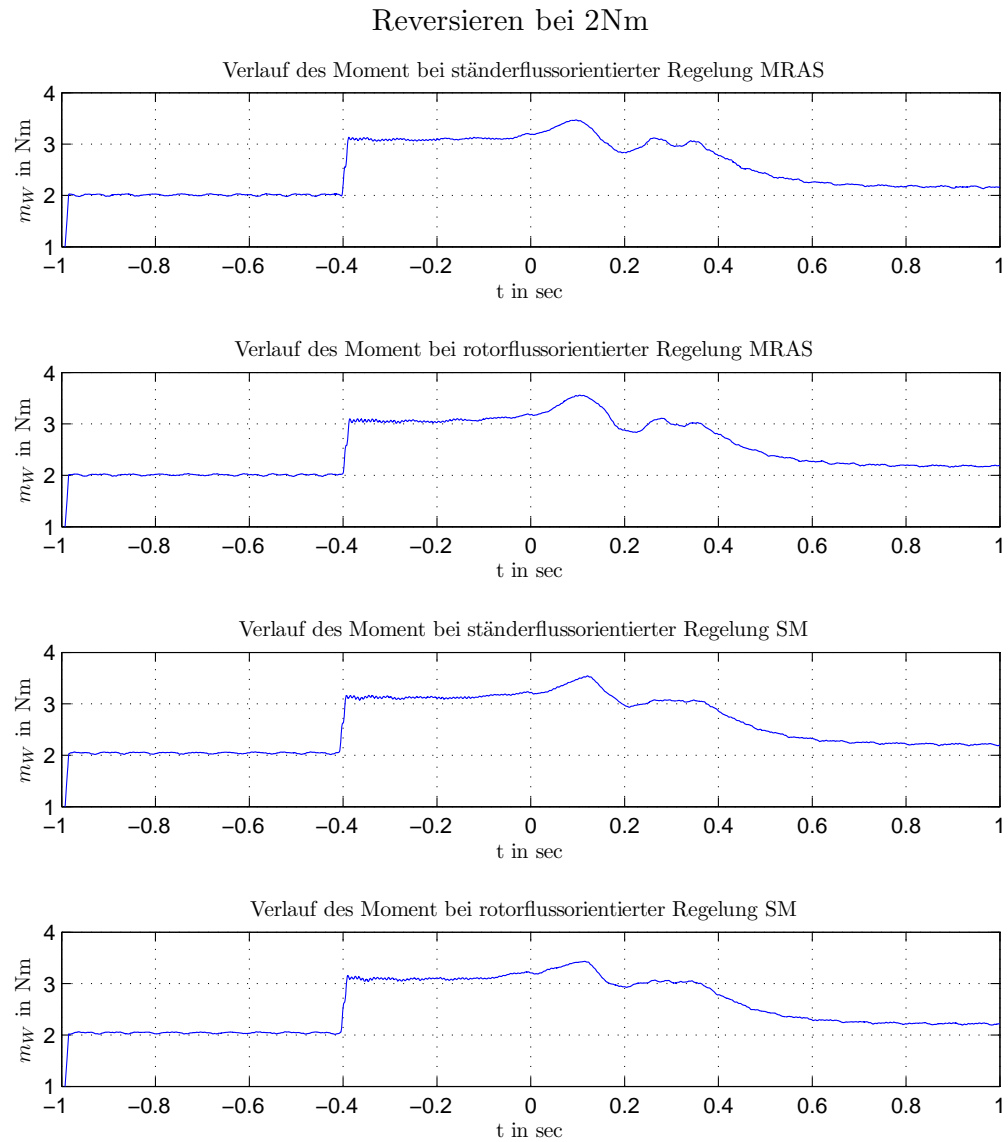


**Abbildung 9.26.:** Drehzahlverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von 2Nm mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.



**Abbildung 9.27.:** Flussverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von 2Nm mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.



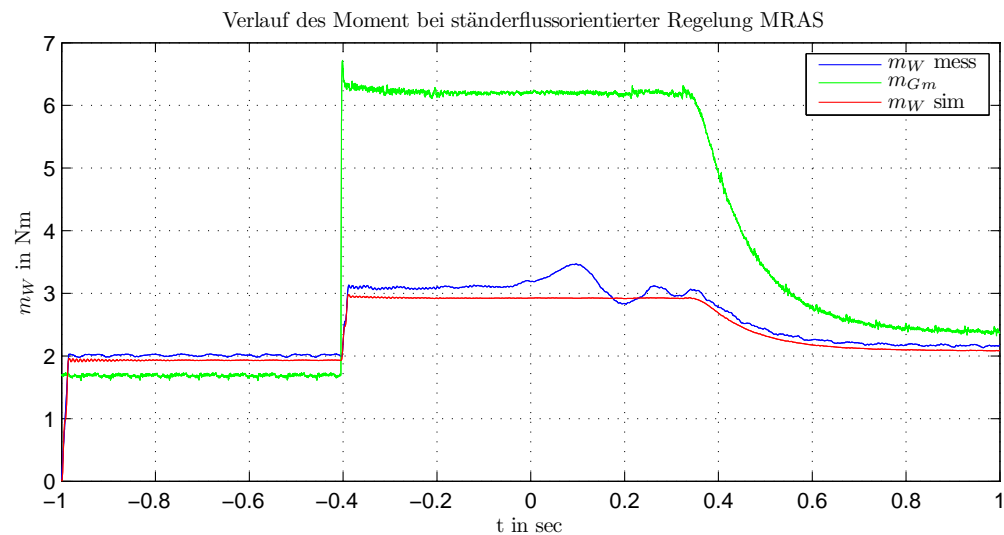


**Abbildung 9.28.:** Momentenverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von  $2Nm$  mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung.

Abbildung 9.29 zeigt noch einmal den Momentenverlauf von Abbildung 9.28 detaillierter. Zusätzlich wurde noch das Moment, welches die Gleichstrommaschine erzeugt und das Moment an der Welle, welches durch Simulation bestimmt wurde abgebildet. Für die Simulation wurde ein Modell der elastischen Welle verwendet. Diese Modell benötigt als Eingangsgrößen das Moment an der Gleichstrommaschine und das Moment an der Asynchronmaschine. Das Moment an der Gleichstrommaschine berechnet sich aus:

$$m_{gm} = k_m \phi(i_{e,mess}) \cdot i_{a,mess} \quad (9.9)$$

Als Eingangsgröße für das Moment an der AM wurden  $2Nm$  angenommen. Dies entspricht der Annahme, dass die Regelung der Asynchronmaschine das exakte Sollmoment liefert. Der Unterschied zwischen gemessenen und simulierten Moment an der Welle entspricht dem Reibmoment des Prüfstandes. Bei allen Versuchen ist ersichtlich, dass bei



**Abbildung 9.29.:** Momentenverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von  $2Nm$  mit MRAS bei ständerflussorientierter Regelung.

geringen Drehzahlen die Flusschätzung und vorallem die Momentenschätzung große Abweichungen aufweisen.

# Literaturverzeichnis

- [1]
- [2] Adnan Derdiyok, Mustafa K. Güven, H. u. R. N. I. L. X.: *Design and Implementation of a New Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Machine*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(5), Okt. 2002.
- [3] Baader, U.: *Hochdynamische Drehmomentregelung einer Asynchronmaschine in ständerflussbezogenen Koordinatensystem*. etzArchiv, 11, 1989.
- [4] Bauer, R.: *Zustandsschätzung und Filterung*. Skriptum zur Vorlesung, 2007.
- [5] Chul-Woo Park, W. H. K.: *Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAC*. Electric Power Systems Research, 2004.
- [6] Dannerer, G.: *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Skriptum zur Vorlesung, 2007.
- [7] Fang-Zheng Peng, T. F.: *Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 30(5), Sept./ Okt. 1994.
- [8] Heath Hofmann, S. R. S.: *Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 34(1), Jan./ Feb. 1998.
- [9] Hinkkanen, M.: *Flux Estimators for Speed-Sensorless Induction Motor Drives*. PhD., Helsinki University of Technology Department of Electrical and Communications Engineering, Sept. 2004.
- [10] Hirokazu Tajima, Y. H.: *Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 29(1), Jan./ Feb. 1993.
- [11] Hisao Kubota, K. M.: *Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 30(5), Sept./Oct. 1994.
- [12] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, T. N.: *DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 29(2), März/April 1993.
- [13] Holtz, J.: *Methodes for Speed Sensorless Control of AC Drives*. IEEE Press Book, 1996.
- [14] Holtz, J.: *Sensorless Control of Induction Machines-With or Without Signal Injection*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(1), Feb. 2006.

- 
- [15] J. Hu, B. W.: *New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range*. Department of Electrical and Computer Engineering, 1997.
- [16] Jehudi Maes, J. M.: *Speed Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors using an Adaptive Flux Observer*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1999.
- [17] Jingchuan Li, Longya Xu, Z. Z.: *An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 41(4), Juli/Aug. 2005.
- [18] Jooho Song, Kyo-Beum Lee, J. H. S. I. C. K. B. K.: *Sensorless Vector Control of Induction Motor Using A Novel Reduced-Order Extended Luenberger Observer*. IEEE, 2000.
- [19] Jung-Ik Ha, S. K. S.: *Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 35(1), Jan/Feb. 1999.
- [20] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. W. S. L. H.: *Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(1), Feb. 2002.
- [21] Kozo Ide, Jung-Ik Ha, M. S. H. I. Y. Y.: *High Frequency Injection Method Improved by Flux Observer for Sensorless Control of an Induction Motor*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2002.
- [22] Ljung, L.: *Asymptotic Behavior of the Extended Kalman Filter as a Parameter Estimator for Linear Systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-34(1), Feb. 1979.
- [23] Luenberger, D. G.: *An Introduction to Observers*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-16(6), Dez. 1971.
- [24] Marco Tursini, Roberto Petrella, F. P.: *Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 36(5), Sept./ Okt. 2000.
- [25] Maurizio Cirrincione, Marcello Pucci, G. C. G. A. C.: *Sensorless Control of Induction Motors by Reduced Order Observer With MCA EXIN + Based Adaptive Speed Estimation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(1), Feb. 2007.
- [26] Nadia Bensiali, Claude Chaigne, S. T. E. E. G. C.: *Optimal Observer Design for Sensorless Control of Induction Motor in Regenerating-Mode*. International Symposium on Power Electronics, 2006.
- [27] Nguyen Phung Quang, J. A. D.: *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung*. expert Verlag, Renningen-Malmsheim, 1993.
- [28] Orłowska-Kowalska, T.: *Application of Extended Luenberger Observer for Flux and Rotor Time-constant in Induction Motor Drives*. IEEE Proceedings, 136(6), November 1989.

- [29] Patrick L. Jansen, R. D. L.: *A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 30(1), Jan. 1994.
- [30] Patrick L. Jansen, R. D. L.: *Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 32(6), Nov/Dez. 1996.
- [31] P.L. Jansen, R. L.: *Accuracy Limitations of Velocity and Flux Estimation in Direct Field Oriented Induction Machines*. The European Power Electronics Association, 1993.
- [32] P.L. Jansen, C.O. Thompson, R. L.: *Observer-Based Direct Field Orientation for both Zero and Very High Speed Operation*. Techn. Ber., Dept. of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin-Madison, Madison.
- [33] R. Blasco-Gimenez, G.M. Asher, M. K.: *Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1 : Stability analysis for the closed loop drive*. IEE Proc.-Electr Power Applications, 143(2), March 1996.
- [34] Schauder, C.: *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 28(5), Sept/Okt 1992.
- [35] T. Du, M. A. B.: *Shaft Speed, Load Torque and Rotor Estimation of Induction Motor Drive Using an Extended Luenberger Observer*. University of Birmingham, UK.
- [36] T. Du, M. A. B.: *Implementation of Extended Luenberger Observers for Joint State and Parameter Estimation of PWM Induction Motor Drive*. The European Power Electronics Association, 1993.
- [37] Tetsuya Iwasaki, T. K.: *Application of an Extended Kalman Filter to Parameter Identification of an Induction Motor*. Tokyo Institute of Technology, 1989.
- [38] Yeh, H. G.: *Real-Time Implementation of a Narrow-Band Kalman Filter With a Floating-Point Processor DSP32*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 37(1), Feb. 1990.
- [39] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, M. H. P.: *Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 30(5), Okt. 1994.

# A. Abbildungsverzeichnis

2.1.	Diskretisierungsfehler im ständerfesten KDS . . . . .	10
2.2.	Diskretisierungsfehler im rotorfesten KDS . . . . .	12
2.3.	Definition der Betriebszustände bei der AM . . . . .	14
3.1.	Rotorflussbeobachter mit Hilfe des Spannungsmodells . . . . .	15
3.2.	Bodediagramm von Integrator und Tiefpass . . . . .	16
3.3.	Integrationsalgorithmus zur Integration der Ständerspannungsgleichung . . . . .	17
3.4.	Rotorflussbeobachter mit Hilfe des Strommodells . . . . .	17
3.5.	Strommodell mit Sättigung der Hauptinduktivität . . . . .	19
3.6.	Closed-Loop Rotorflussbeobachter . . . . .	20
4.1.	MRAS nach Park . . . . .	22
4.2.	Gegen-EMK MRAS . . . . .	24
4.3.	MRAS nach Schauder . . . . .	25
4.4.	MRAS nach Kabuto . . . . .	28
4.5.	Instabilitätsbereich der Methode nach Kubota . . . . .	30
5.1.	Strukturbild der Kalman-Gleichungen . . . . .	32
5.2.	Strukturbild des EKF zur Schätzung der Zustandsgrößen- und Parameter. [37] . . . . .	35
6.1.	Strukturbild Luenberger-Beobachter . . . . .	40
6.2.	Darstellung der Polverschiebung im zeitkontinuierlichen und zeitdiskreten Fall . . . . .	42
6.3.	Verlauf Eigenwerte der Asynchronmaschine . . . . .	44
7.1.	Adaptiver Sliding Mode Beobachter . . . . .	49
8.1.	Allgemeiner Aufbau Feldorientierte Regelung . . . . .	53
8.2.	Orientierung der Spannungen . . . . .	54
8.3.	Allgemeiner Aufbau Regelung nach Baader . . . . .	54
8.4.	Verwendete PI-Reglerstruktur . . . . .	55
8.5.	Sollverlauf von Drehzahl, Moment und Fluss. . . . .	57
8.6.	Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Reversion. . . . .	59
8.7.	Flussfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS- Verfahren bei Reversion. . . . .	60
8.8.	Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedene MRAS-Verfahren bei Reversion. . . . .	61
8.9.	Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion. . . . .	62

8.10. Flussfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion. . . . .	63
8.11. Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Reversion. . . . .	64
8.12. Sollverlauf von Drehzahl, Moment und Fluss. . . . .	65
8.13. Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion. . . . .	67
8.14. Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion. . . . .	68
8.15. Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener MRAS-Verfahren bei Treppenfunktion. . . . .	69
8.16. Drehzahlfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion. . . . .	70
8.17. Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion. . . . .	71
8.18. Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter ohne Lagesensor bei Treppenfunktion. . . . .	72
8.19. Flussfehler in der Maschine mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter mit Lagesensor bei Treppenfunktion. . . . .	73
8.20. Momentenfehler mit SFO oben und RFO unten. Vergleich verschiedener Beobachter mit Lagesensor bei Treppenfunktion. . . . .	74
8.21. Geschätzte inverse Rotorzeitkonstante mit EKF und geschätzter Ständerwiderstand mit Adaptionverfahren. Oben SFO und unten mit RFO . . . .	75
9.1. Allgemeiner Aufbau des Laborprüfstandes . . . . .	77
9.2. Umrichternichtlinearität nicht kompensiert . . . . .	78
9.3. Umrichternichtlinearität der drei Stränge . . . . .	79
9.4. Kompensation der Umrichternichtlinearität . . . . .	80
9.5. Umrichternichtlinearität kompensiert . . . . .	81
9.6. Messwernerfassung . . . . .	82
9.7. Alternative Ermittlung von $u_{k+1}$ . . . . .	82
9.8. Betragsfehler von Ständerstrom- und Ständerspannungsraumzeiger bei den Versuchen mit ständerflussorientierter Regelung . . . . .	85
9.9. Gleichanteil befreites Flussignal und Frequenzspektrum des Signals für den 3. Versuch im Lastfall. . . . .	86
9.10. Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter mit Inkrementalgeber. Flussfehler . . . . .	86
9.11. Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter mit Inkrementalgeber. Momentenfehler . . . . .	87
9.12. Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Drehzahlfehler . . . . .	88
9.13. Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Flussfehler . . . . .	88
9.14. Relativer Fehler zur Referenzgröße für Beobachter ohne Inkrementalgeber. Flussfehler . . . . .	89
9.15. Langsames Reversieren ohne Moment. Mit Kompensation oben und ohne Kompensation unten. . . . .	90

---

9.16. Reversieren mit einem Moment von $2Nm$ . Mit Kompensation oben und ohne Kompensation unten. . . . .	91
9.17. Mittelwert des relativen Fehler zum Sollwert und Schwingung um den Mittelwert der Drehzahlschätzung. . . . .	92
9.18. Mittelwert des relativen Fehler zum Flusssollwert. . . . .	93
9.19. Mittelwert des relativen Fehler zum Sollwert und Schwingung um den Mittelwert der Momentenschätzung. . . . .	94
9.20. Drehzahlverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	95
9.21. Flussverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	96
9.22. Momentenverlauf. Langsames Reversieren ohne Last mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	97
9.23. Drehzahlverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	98
9.24. Flussverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	99
9.25. Momentenverlauf. Reversieren bei geringer Drehzahl mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . . . .	100
9.26. Drehzahlverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von $2Nm$ mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . .	101
9.27. Flussverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von $2Nm$ mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . .	102
9.28. Momentenverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von $2Nm$ mit MRAS und SM bei ständerflussorientierter und rotorflussorientierter Regelung. . .	103
9.29. Momentenverlauf. Schnelles Reversieren bei einer Last von $2Nm$ mit MRAS bei ständerflussorientierter Regelung. . . . .	104



## B. Tabellenverzeichnis

3.1. Look-Up Table zur Berücksichtigung der Eisensättigung . . . . .	18
8.1. Reglerparameter für Feldorientierte Regelung . . . . .	53
8.2. Reglerparameter für Direkte Selbstregelung . . . . .	55
8.3. Maschinenparameter . . . . .	76
9.1. Liste der durchgeführten Versuche. . . . .	83