



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN
Vienna University of Technology

DIPLOMARBEIT

Drehstromantrieb für einen Magnetlager-Demonstrator

Ausgeführt am
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Technische Universität Wien

Unter der Leitung von
O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
Betreut durch
Univ.Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Martin Izaak

Verfasst von
Johann Höllwerth, B.Sc.

Wien, im November 2012

Für meine wunderbare Frau Eva-Maria
und unsere lieben Kinder

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	VI
Abstract	VII
Nomenklatur	VIII
1 Einleitung	1
1.1 Aufgabenstellung	1
1.2 Mathematische Hilfsmittel	1
1.2.1 Normierung	2
1.2.2 Raumzeiger	6
2 Magnetlager	14
2.1 Grundlagen	14
2.2 Vorangegangene Arbeiten	21
3 Permanentmagneterregte Synchronmaschine	24
3.1 Grundlagen	24
3.2 Normierung und Maschinenparameter	27
3.3 Regelungskonzept	31
3.4 Aufbau der Software	35
3.5 Sensorlose Ermittlung der Rotorlage	39
3.5.1 Geringe Drehzahl und Stillstand – INFORM	39
3.5.2 Hohe Drehzahl – EMK	50
3.5.3 Beobachter	53
3.6 Ermittlung der Reglerparameter und Inbetriebnahme	54
3.6.1 Stromregler	54
3.6.2 Drehzahlregler	55
3.6.3 Niedriger Drehzahlbereich und Stillstand – INFORM	57
3.6.4 Hoher Drehzahlbereich – EMK	59
3.6.5 Interpretation der Ergebnisse	62
4 Reluktanzmaschine	63
4.1 Qualitative Beschreibung	63
4.2 Mathematische Beschreibung	65
4.3 Normierung und Maschinenparameter	67
4.4 Regelungskonzept	70
4.5 Aufbau der Software	71
4.6 Sensorlose Ermittlung der Rotorlage	73
4.6.1 Geringe Drehzahl und Stillstand – INFORM	73

4.6.2	Hohe Drehzahl – EMK-Modell	73
4.6.3	Beobachter	78
4.7	Ermittlung der Reglerparameter – Inbetriebnahme	78
4.7.1	Stromregler	78
4.7.2	Drehzahlregler	80
4.7.3	Niedriger Drehzahlbereich – INFORM	81
4.7.4	Hoher Drehzahlbereich – EMK-Modell	84
4.7.5	Interpretation der Ergebnisse	85
4.8	Weitere Untersuchungen zur Induktivität	87
4.8.1	Hysterese	88
4.8.2	Stromvorgabe ohne Moment	90
4.8.3	Stromvorgabe mit Moment	98
5	Demonstrator	101
6	Zusammenfassung und Ausblick	102
	Literaturverzeichnis	104

Tabellenverzeichnis

3.1	Bemessungsdaten der PSM ENGEL BSK 30120A-R2.4	27
3.2	Bezugsgrößen für die Normierung der PSM	29
3.3	Mögliche Raumzeiger bei dreiphasigem Umrichter	33
4.1	Zeitkonstanten bei Spannungssprüngen in d - und q -Achsen . .	70
4.2	Errechnete Induktivitäten in Längs- und Querrichtung	90
4.3	Errechnete Kopplungsinduktivitäten	94

Abbildungsverzeichnis

1.1	Darstellung einer Zahl im IQ12-Format	3
1.2	Definition des Raumzeigers für eine radiale Größe	8
1.3	Definition des Raumzeigers für eine axiale Größe	8
1.4	Nullgrößen in der Raumzeigerrechnung	11
1.5	Ermittlung des Strangwertes eines Raumzeigers	11
1.6	Koordinatentransformation eines Raumzeigers	12
2.1	Klassifizierung der Magnetlager	16
2.2	Funktionsprinzip eines aktiven Magnetlagers	16
2.3	Grundlegender Regelkreis eines Magnetlager-Systems	17
2.4	Magnetkraft bei konstantem Strom	18
2.5	Magnetkraft bei konstantem Luftspalt	18
2.6	Linearisierung der Magnetlagerkraft im Arbeitspunkt	19
2.7	Schnitt durch das Hybrid-Magnetlager von Matthias Hofer	22
3.1	Prinzipieller Aufbau einer PSM	25
3.2	$\alpha\beta$ - und dq -KOS bei der PSM	26
3.3	Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_S	30
3.4	Blockschaltbild der Drehzahlregelung für die PSM	31
3.5	Lagegeber: Magnetischer Resolver-Chip AS5040	32
3.6	Mögliche Raumzeiger bei dreiphasigem Umrichter	34
3.7	PWM-Ansteuerung eines bestimmten Raumzeigers	35
3.8	Zeit-Diagramm der Task-Abfolge	37
3.9	Flussdiagramme des schnellen Tasks und des Stromreglers	38
3.10	Flussdiagramm des langsamen Tasks	40
3.11	Flussdiagramm des Drehzahlreglers für die PSM	41
3.12	Verwendete INFORM-Schusssequenz	43
3.13	INFORM-Schuss: Strommesszeit und Oversampling	44
3.14	Grafische Darstellung der inversen INFORM-Reaktanz	45
3.15	INFORM-Schuss des Großsignal-INFORM-Verfahrens	48
3.16	Magnetische Auslenkung während einer Großsignal-Messung	48
3.17	Flussdiagramm des INFORM-Verfahrens für die PSM	49
3.18	Frequenzgang eines Integrators und eines PT1-Gliedes	51
3.19	Blockschaltbild des implementierten EMK-Modells	52
3.20	Flussdiagramm des EMK-Modells für die PSM	52
3.21	Struktur des Zustandsbeobachters	53
3.22	Sollwertsprung des Stromes von 0 auf 0,25	55
3.23	Sollwertsprung der Drehzahl von 0 auf 1	57
3.24	INFORM-Kreis des Großsignal-INFORM-Verfahrens	58

3.25	INFORM-Winkel des Großsignal-INFORM-Verfahrens	58
3.26	Phasenstrom i_u bei Großsignal-INFORM-Sequenz	59
3.27	INFORM-Kreis des Kleinsignal-INFORM-Verfahrens	60
3.28	INFORM-Winkel des Großsignal-INFORM-Verfahrens	60
3.29	Phasenstrom i_u bei Kleinsignal-INFORM-Sequenz	61
3.30	$\underline{\psi}_{M,EMK}$ aus EMK-Modell	61
4.1	Prinzipieller Aufbau einer Reluktanzmaschine	63
4.2	Defintion des dq -KOS in einer Reluktanzmaschine	66
4.3	Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_d	69
4.4	Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_q	69
4.5	Blockschaltbild der Drehzahlregelung für die RM	71
4.6	Flussdiagramm des Drehzahlreglers für die RM	72
4.7	Stromänderung bei Kurzschluss im $\alpha\beta$ - und dq -KOS	74
4.8	Raumzeigerdiagramm der RM	76
4.9	Flussdiagramme der EMK-Modelle für die RM	77
4.10	Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$	79
4.11	Zeitkonstante für Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$	79
4.12	Sprung $i_{Sq} = 0 \rightarrow 0,3$	80
4.13	Zeitkonstante für Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$	81
4.14	Drehzahlsprung $n_{soll} = 0 \rightarrow 1$	82
4.15	INFORM-Winkelinformation bei Sensor-Betrieb	83
4.16	INFORM-Winkelinformation bei INFORM-Betrieb	83
4.17	INFORM-Kreis: $\Im m(c_{INFORM})$ über $\Re e(c_{INFORM})$	84
4.18	Winkel beim integrierenden EMK-Modell	85
4.19	$\underline{\psi}_S$ aus EMK. $\psi_{S\beta,EMK}$ über $\psi_{\alpha,EMK}$	86
4.20	Hysterese von ψ_d über i_{Sd}	89
4.21	Hysterese von ψ_q über i_{Sq}	89
4.22	$\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,2$	91
4.23	$\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,4$	91
4.24	$\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,6$	92
4.25	$\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,8$	92
4.26	$\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 1,0$	93
4.27	$\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,2$	95
4.28	$\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,4$	95
4.29	$\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,6$	96
4.30	$\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,8$	96
4.31	$\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 1,0$	97
4.32	ψ_d in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Regression	99
4.33	ψ_q in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Regression	99
4.34	m_i in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Regression	100
4.35	m_i in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Interpolation	100

Kurzfassung

Diese Diplomarbeit wurde im Rahmen eines FWF-Projekts zur Entwicklung eines sensorlosen Magnetlagersystems abgefasst. Zwischenzeitlich gehörte auch die Parametrierung und Inbetriebnahme des Magnetlagers zum Aufgabengebiet, Hauptaufgabe war aber die Entwicklung eines Drehstromantriebs für den Magnetlager-Demonstrator.

Der Motor für den Antrieb war vorgegeben (Permanentmagneterregte Synchronmaschine - PSM), ebenso wie der Umrichter. Herausfordernd war die angegebene Bemessungsspannung des Motors von 300 V im Zusammenhang mit der Zwischenkreisspannung des Umrichters von 48 V. Mit Einschränkungen hinsichtlich der Dynamik, an die ohnehin keine Anforderungen gestellt waren, konnte sensorlose Regelung mittels Großsignal- und Kleinsignal-INFORM-Verfahren sowie klassischem EMK-Modell umgesetzt werden.

Anforderungen des Magnetlagers machten es notwendig, von der PSM auf eine Reluktanzmaschine (RM) umzusteigen. Dazu wurde in den vorhandenen PSM-Stator ein Reluktanzrotor aus massivem Stahl eingesetzt. Die sensorbehaftete Drehzahlregelung konnte gut umgesetzt werden, wozu ein Regler mit d - und q -Stromvorgabe realisiert wurde, der auch Feldschwächbetrieb beherrscht.

Die sensorlose Regelung der RM funktionierte in Ansätzen gut (besonders das INFORM-Verfahren), das EMK-Modell konnte aber nicht erfolgreich umgesetzt werden. Vor allem lag das an unsicheren und auch ungewöhnlichen Parametern, wie dem sehr hohen normierten Statorwiderstand sowie möglicherweise Kopplungsinduktivitäten zwischen Längs- und Querachse. Das erlaubte einige sonst übliche Vereinfachen nicht, weshalb z. B. auch das Kurzschluss-EMK-Modell nicht funktionierte. Aus diesem Grund wurden noch weitere Messungen und Berechnungen zur Klärung der Induktivitäten unternommen, womit diese Arbeit ihren Abschluss fand.

Abstract

This diploma thesis was carried out in the framework of a FWF-project, which aims for a sensorless magnetic bearing system. The main task was the development of a three-phase drive for a magnetic bearing demonstrator. A temporary side task covered the start-up and parameterization of the magnetic bearing.

The motor for the drive (permanent magnet synchronous machine - PMSM) and the inverter were already defined. A special challenge was the given nominal voltage of 300 V of the motor in connection with the DC link voltage of the inverter of 48 V. The sensorless control via the INFORM-method as well as the classical EMF-model was implemented with constraints on the dynamics, whereby dynamical requirements were not specifically defined.

Due to the requirements of the magnetic bearing, it was necessary to switch from the PMSM to a reluctance machine (RM). This was realised by using a solid steel reluctance rotor in the stator of the given PMSM. The sensor-afflicted revolution-control could be implemented by a controller, which controls the target values of d - and q -current and is also capable of field weakening operation.

The sensor-less control of the RM worked partially good (especially the INFORM-method), whereby the EMF-model could not be implemented successfully. In particular this was caused by uncertain and unusual parameters, such as the very high rated stator resistance and possibly coupling inductances between direct- and quadrature axes. Hence, some common simplifications were not allowed and therefore the short circuit EMF model did not work. For that reason, further measurements and calculations were made to investigate the inductances of this machine, leading to the finalization of this thesis.

Nomenklatur

Formelzeichen, Größen und Operatoren

$\alpha\beta$	Statorfestes Koordinatensystem mit den Achsen α und β
B	Magnetische Flussdichte (vektoriell: \vec{B})
d	Dämpfung
DIV	<i>Division</i> : Einheit pro „Kästchen“ am Oszilloskop
dq	Rotorfestes Koordinatensystem mit den Achsen d und q
\vec{e}	Vektor der Länge eins: $ \vec{e} = 1$
E	Elektrischen Feldstärke (vektoriell: \vec{E})
f_m	Magnetkraft
$F(s)$	Übertragungsfunktion
γ_m	Winkel zwischen $\alpha\beta$ - und dq - Koordinatensystem
i	Normierter Wert des elektrischen Stromes
I	Absoluter Augenblickswert des elektrischen Stromes
$\Im(\xi)$	Imaginärteil der komplexen Größe ξ
j	Imaginäre Einheit $j = \sqrt{-1}$
k	Mechanische Steifigkeit
k_i	Kraft/Strom-Faktor
k_s	Kraft/Verschiebungs-Faktor (negative Lagersteifigkeit)
K	Kalman-Faktor zur Gewichtung eines Beobachter-Eingangs
l	Bezogene Induktivität
l_L	Luftspaltlänge
m	normiertes Drehmoment
μ	Magnetische Permeabilität $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$
μ_0	Permeabilität des leeren Raumes $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$
μ_r	Relative Permeabilität (material- und arbeitspunktabhängig)
n	Drehzahl
N	Anzahl der Phasen eines Mehrphasensystems
ω	normierte Winkelgeschwindigkeit

Ω	absolute Winkelgeschwindigkeit
p	Polpaare ($2p$ gibt die Anzahl der Pole an)
ψ	Normierter Wert des magnetischen Verkettungsflusses
Ψ	Absoluter Augenblickswert des magnetischen Verkettungsflusses
Q	Elektrische Ladung
r	Bezogener ohmscher Widerstand
$\Re(\xi)$	Realteil der komplexen Größe ξ
t	absolute Zeit
τ	bezogene Zeit
T_G	Zeitkonstante der Führungsgrößenglättung
T_N	Nachstellzeit eines Integrators
u	Normierter Wert der elektrischen Spannung
U	Absoluter Augenblickswert der elektrischen Spannung
\vec{v}	Geschwindigkeitsvektor
ξ	unterstrichen: Raumzeiger, Zeitzeiger, komplexe Größe
ξ^*	Konjugiert komplexer Wert von ξ
\hat{x}	„Hut“: Schätzwert des Beobachters
x^*	„Stern“: Prädiktionswert des Beobachters
xy	Flussfestes Koordinatensystem mit den Achsen x und y

Indizes

In der folgenden Übersicht wird X als Platzhalter verwendet.

$X_{\alpha\beta}$	gültig im statorfesten ($\alpha\beta$ -)Koordinatensystem
X_{Bezug}	Bezugswert für die Normierung
X_{dq}	gültig im rotorfesten (dq -)Koordinatensystem
X_{eff}	Effektiv-Wert
X_{el}	auf elektrisches System Bezogen
X_{gem}	Gemessener Wert
X_{GRS}	Wert des Großsignal-INFORM-Verfahrens
X_K	auf ein (alternatives) Koordinatensystem bezogen
X_{KLS}	Wert des Kleinsignal-INFORM-Verfahrens
X_L	von der Last herrührend
X_m	auf mechanisches System bezogen

X_M	vom Permanent-Magneten herrührend
X_N	Bemessungs-Größe (alte Bezeichnung: Nenngröße)
X_R	Im Rotor (z.B. i_R : Rotorstromraumzeiger)
X_R	Reglergröße
X_S	Im Stator (z.B. i_S : Statorstromraumzeiger)
X_S	Streckengröße
X_{soll}	Soll-Wert
X_{Str}	In einem Mehrphasensystem die Größe in einem Strang
X_{xy}	gültig im flussfesten (xy -)Koordinatensystem
$X_{\zeta\eta}$	gültig in einem temporären ($\zeta\eta$ -)Koordinatensystem
X_{ZK}	Zwischenkreisgröße

Abkürzungen

ADC	Analog-to-Digital-Converter, Analog-Digital-Wandler
ASM	Asynchronmaschine
DSP	Digitaler Signalprozessor
ESEA	Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe <i>normals</i> Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen (IEAM)
FEM	Finite-Elemente-Methode
HANSL	Hochsprache für Anspruchsvolle Numerische System-Lösungen
HRM	Hybrid-Reluktanzmaschine
INFORM	Indirect flux detection by On-Line Reactance Measurement
IR	Interrupt
ISR	Interrupt Service Routine
JTAG	Joint Test Action Group (IEEE-Standard 1149.1)
LSB	Least significant bit
MSB	Most significant bit
KOS	Koordinatensystem
PM	Permanentmagnet
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
RM	Reluktanzmaschine
RSM	Reluktanz-Synchronmaschine (=Reluktanzmaschine)
UR	Umrichter

1 Einleitung

1.1 Aufgabenstellung

Diese Diplomarbeit wird im Rahmen des FWF-Projekts 21631 „*Entwurf und sensorlose Regelung eines Magnetlagersystems*“ verfasst. Ziel dieser Arbeit ist der Aufbau eines Demonstrators für ein Magnetlagersystem, welches aus einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PSM) besteht, deren Rotor beidseitig magnetisch gelagert ist.

In [Dem11] hat Matteo Demetz für das oben genannte Projekt bereits ein Magnetlager entworfen und mithilfe des INFORM-Verfahrens¹ sensorlos geregelt, so dass im Stator der zu verwendenden Maschine eine massive Stahlwelle (kein PM-Rotor) einseitig in Schwebe gehalten werden konnte. Auf diese und andere Vorarbeiten wird in Abschnitt 2.2 auf Seite 21 kurz eingegangen.

Da die Entwicklung des Demonstrators für das Magnetlagersystem viele Herausforderungen und Schwierigkeiten beinhaltet und außerdem in Teamarbeit gemacht wird, wurde die Aufgabenstellung im Laufe der Arbeit evaluiert und angepasst. Schließlich lag der Schwerpunkt in der sensorlosen Regelung der Reluktanzmaschine (RM), welche in einem Zwischenschritt vor der PSM verwendet wird. Das eigentliche Magnetlager wurde von Thomas Nenning unter Verwendung der bisherigen Erkenntnisse neu entworfen und hauptsächlich er arbeitet an der Regelung desselben.

1.2 Mathematische Hilfsmittel

Im Allgemeinen wird sämtliche verwendete Mathematik vorausgesetzt. Hier soll nur kurz die Art der Normierung, wie sie in der Antriebstechnik und

¹Indirect flux detection by On-Line Reactance Measurement - INFORM. Dieses Verfahren wurde von Prof. Schrödl in den späten 1980ern und frühen 1990ern entwickelt und vorgestellt und ist in [Sch92] ausführlich beschrieben. Seither wird das Verfahren von Prof. Schrödl und seinen Mitarbeitern am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe - ESEA (vormals Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen - IEAM) vielfach angewandt und weiterentwickelt.

besonders am ESEA üblich sind, und die Raumzeigerrechnung vorgestellt werden.

Zu den Schreibweisen und Formelzeichen sei angemerkt, dass ich versuche, mich in erster Linie an die am ESEA geltenden Konventionen, konkret an die Vorlesungsskripten von Prof. Schrödl [Sch98; Sch00; Sch09b] zu halten, weiters orientiere ich mich an den Schreibweisen, wie sie in den Grundlagenfächern der Elektrotechnik an der Technischen Universität Wien verwendet werden, v.a. [Pre94; Pre08; Pre05]. Die konkret verwendeten Formelzeichen, Indizes und Abkürzungen sind der Nomenklatur im Vorspann zu entnehmen.

1.2.1 Normierung

Unter Normierung einer physikalischen Größe versteht man das Beziehen dieser auf eine feste Bezugsgröße. Die Bezugsgröße hat dieselbe physikalische Einheit, daher ist die normierte Größe dimensionslos:

$$x_{normiert} = \frac{X_{physikalisch}}{X_{Bezug}} \text{ bzw. } x = \frac{X}{X_{Bezug}}$$

Dadurch geht die einfache Kontrollmöglichkeit der physikalischen Einheiten verloren, man gewinnt andererseits eine Darstellung, die bei konsistenter Normierung vergleichbare Aussagen bei unterschiedlichen Größenordnungen der Kennwerte ermöglicht. Konkret lassen sich dadurch in der Antriebstechnik verschiedene Maschinentypen schnell vergleichen, auch wenn die Bemessungswerte vollkommen unterschiedlich sind. Von der normierten Größe kann einfach auf die physikalische Größe rückgerechnet werden, indem diese mit dem Bezugswert multipliziert wird. Bezüglich der Einheitenkontrolle sei angemerkt, dass diese bei Absetzung des Algorithmus in einem Programm ohnehin nur durch aufwändige Programmstrukturen möglich wäre, bzw. nicht nötig ist, wenn der Algorithmus ohnehin fest vorgegeben ist und daher in der Entwicklungsphase verifiziert worden sein sollte.

Normierung der physikalischen Größen ist aufgrund der verwendeten Fixkomma-Prozessoren, auf denen die Regelungsalgorithmen abgesetzt werden, unbedingt angeraten. Durch die Normierung werden die Werte in einen günstigen Zahlenbereich gebracht. In der praktischen Realisierung wird, der Konvention am ESEA folgend, durchgehend das IQ12-Format² benutzt. Das

²Das selbe Zahlenformat hat institutsintern auch die Bezeichnung HANSL-Einheiten. Dieser Name kommt von der am Institut entwickelten Hochsprache, welche den Namen HANSL (Hochsprache für Anspruchsvolle Numerische System-Lösungen) hat. Die Namensgebung sollte auch an den früheren Institutsvorstand Prof. Hans Kleinrath erinnern. Inzwischen

IQ12-Format zeichnet sich dadurch aus, dass zwölf Bit zur Darstellung des Dezimalbruchs verwendet werden.

Wenn nun der Datentyp `integer` verwendet wird, der 16 bit zur Verfügung hat, werden zwölf bit für die Nachkommastellen verwendet, zusätzlich ein bit als Vorzeichenbit, es bleiben also 3 bit für die Ganzzahl übrig. Das höchstwertige Bit, das „most significant bit“ (MSB) entspricht also $1 \text{ MSB} = 2^3 = 8$. Die kleinste darstellbare Einheit, das „least significant bit“ (LSB), beträgt allgemein im IQ12-Format $1 \text{ LSB} = \frac{1}{2^{12}} = \frac{1}{4096} = 0,000244140625$. Der darstellbare Zahlenbereich ist aufgrund der Zweierkomplement-Darstellung -8 bis $(8 - 1 \text{ LSB}) = -8$ bis $7,999755859375$. Vorzeichenumkehr geschieht gemäß der Zweierkomplement-Darstellung, indem das Vorzeichenbit gesetzt wird und alle anderen Bits invertiert werden. Aus diesem Grund gibt es kein „-0“ (was auch nicht notwendig ist) und der Zahlenbereich ist im Negativen um ein LSB größer.

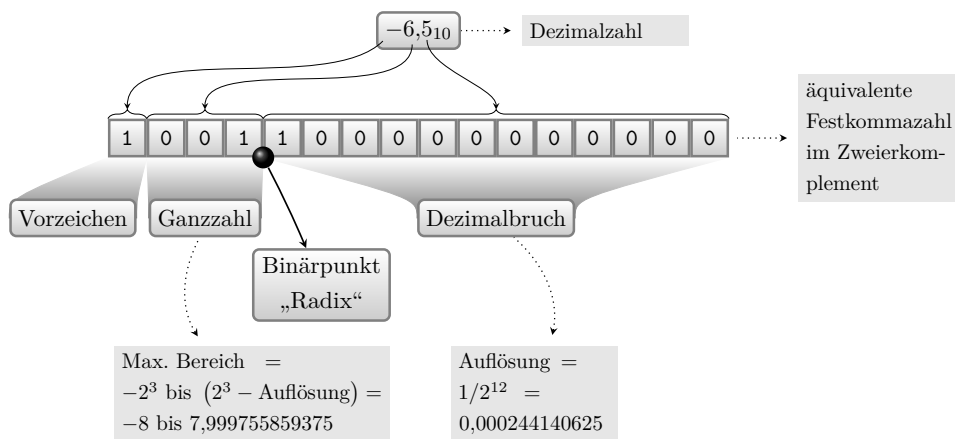


Abbildung 1.1: Darstellung einer Zahl im IQ12-Format³

Der Datentyp `long` ist 32 bit lang, die Nachkommastellen sind im IQ12-Format fixiert, ebenso wird auch nur ein Vorzeichenbit benötigt, somit verbleiben für die Ganzzahl $32 \text{ bit} - 1 \text{ bit} - 12 \text{ bit} = 19 \text{ bit}$. Das MSB entspricht somit $2^{19} = 524288$ und der darstellbare Zahlenbereich geht von -524288 bis $524287,999755859375$.

Da im Signalprozessor der Speicher recht begrenzt ist, wird versucht so oft wie möglich, mit dem `integer`-Datentyp das Auslangen zu finden, was in den

wurde HANSL weitestgehend durch die Programmierung in C abgelöst, da hierfür auch schon viele Funktionen in Bibliotheken zur Verfügung stehen.

³Diese Grafik ist eine Abwandlung jener in [Sch11, S. 142ff], welcher unter der Creative Commons Lizenz <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/> steht und unter Beibehaltung dieser (abgewandelt und) weiterverwendet werden darf.

meisten Fällen auch problemlos möglich ist. Außerdem kann für alle Datentypen jeweils auch die **unsigned**-Variante verwendet werden, welche negative Zahlen ausschließt, dadurch aber den positiven Zahlenbereich verdoppelt (0 bis 1 MSB – 1 LSB).

Im folgenden werden die Normierungen gemäß der Konventionen in [Sch98] wiederholt. Normierte Größen werden im Allgemeinen mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet, während die zugehörigen physikalischen Größen mit Großbuchstaben geschrieben werden.

Drehwinkel γ : Radianten sind schon eine bezogene Einheit (Bogenlänge durch Radius), daher ist auch der Drehwinkel γ schon eine normierte Größe, wenn er in Radianten geschrieben wird:

$$\gamma_{\text{Bezug}} = 1 \text{ rad}$$

Winkelgeschwindigkeit ω : Als Bezugsgröße wird die Bemessungswinkelgeschwindigkeit herangezogen:

$$\Omega_{\text{Bezug}} = \Omega_N = 2 \cdot \pi \cdot f_N = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_N}{60},$$

falls n_N die Bemessungsdrehzahl in Umdrehungen pro Minute angibt.

Beachtet werden muss, dass die mechanische und elektrische Bezugs-Winkelgeschwindigkeit um die Polpaarzahl p verschieden sind, damit die zugehörigen normierten Größen gleich sind: $\Omega_{\text{Bezug},\text{mech}} = \Omega_{\text{Bezug}} \cdot p$.

Zeit t : In der Antriebstechnik ist die Bezugszeit jene Zeit, die eine mit Bezugswinkelgeschwindigkeit rotierende physikalische Größe braucht, um den Bezugswinkel zurückzulegen:

$$t_{\text{Bezug}} = \frac{\gamma_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{1}{\Omega_{\text{Bezug}}}, \text{ da } \gamma_{\text{Bezug}} = 1$$

Strom i : Der Bezugswert für den Strom ist der Spitzenwert des Strangstromes im Bemessungsfall:

$$I_{\text{Bezug}} = \hat{i}_{\text{Str},N} = I_{N,\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$$

Letzteres gilt bei allen Sinus-Größen, wobei im Fall der Normierung der Effektivwert die Bemessungsgröße angibt.

Spannung u : Die Spannung wird genau wie der Strom normiert:

$$U_{\text{Bezug}} = \hat{u}_{\text{Str},N} = U_{N,\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$$

Verkettungsfluss ψ : Wenn ein konsistentes System ohne unnötige Umrechnungsfaktoren erreicht werden soll, ist die Bezugsgröße für den magnetischen Fluss nicht mehr frei wählbar, da $U(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt}$ gilt und daraus folgt mit den Bezugsgrößen für Spannung und Zeit:

$$\Psi_{\text{Bezug}} = U_{\text{Bezug}} \cdot t_{\text{Bezug}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{N,\text{eff}}}{\Omega_{\text{Bezug}}}$$

Impedanz x : Ohmsche Widerstände sind auch Impedanzen, deren Bezugswerte sind durch U_{Bezug} und I_{Bezug} definiert:

$$X_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{U_{N,\text{eff}}}{I_{N,\text{eff}}}$$

Induktivität l : Aus der Elementgleichung $\Omega_{\text{Bezug}} \cdot L_{\text{Bezug}} = X_{\text{Bezug}}$ ergibt sich

$$L_{\text{Bezug}} = \frac{X_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{U_{N,\text{eff}}}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot I_{N,\text{eff}}}$$

Kapazität c : Die Elementgleichung für einen Kondensator mit den Bezugswerten lautet $X_{\text{Bezug}} = \frac{1}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot C_{\text{Bezug}}}$, daraus folgt

$$C_{\text{Bezug}} = \frac{1}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot X_{\text{Bezug}}} = \frac{I_{N,\text{eff}}}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot U_{N,\text{eff}}}$$

Drehoment m : Das Moment wird aus dem Quotienten von Leistung zu Winkelgeschwindigkeit errechnet. Hier wird als Leistung die Scheinleistung einer dreiphasigen Maschine mit p Polpaaren verwendet. Aus diesem Grund entspricht das Bezugsmoment nicht dem Bemessungsmoment der Maschine, welche die an der Welle abgegebene Leistung angibt und somit eine reine Wirkleistung ist.

$$M_{\text{Bezug}} = \frac{3 \cdot U_{N,\text{eff,Str}} \cdot I_{N,\text{eff,Str}} \cdot p}{\Omega_N}$$

Trägheitsmoment: Hierbei handelt es sich nicht im strengen Sinn um eine Normierung, dennoch sei hier erwähnt, dass anstatt des Trägheitsmomentes J in der Antriebstechnik bei Verwendung von Normierung oft die normierte Anlaufzeitkonstante verwendet wird:

$$\tau_m = \Omega_{\text{Bezug}} \cdot T_m = \frac{\Omega_{\text{Bezug}}^2 \cdot J}{p \cdot M_{\text{Bezug}}}$$

Die konkreten Normierungen für die einzelnen Geräte werden in den jeweiligen Kapiteln angegeben.

1.2.2 Raumzeiger

Beschreibung und Definition

Die hier verwendete Form und Definition von Raumzeigern geht auf Kovács und Rácz zurück und ist in [KR59] beschrieben. Die konkrete Beschreibung ist allerdings direkt an [Sch98] angelehnt bzw. auszugsweise zitiert. Im folgenden wird immer diese Form der Einführung und Beschreibung von Raumzeigern vorausgesetzt.

Wichtige Prämissen zur Anwendung der Raumzeigerrechnung sind sinusförmige Verläufe der betrachteten physikalischen Größen. Wenn dies nicht zutrifft, werden nur die Grundwellen betrachtet. Diese Einschränkung liefert in vielen Fällen ausreichend genaue Ergebnisse. Im Gegensatz zur Zeitzeigerrechnung wird an den zeitlichen Verlauf der Größe keine einschränkende Forderung gestellt. Dies ermöglicht die Betrachtung transienter Vorgänge in den elektrischen Maschinen, was einen wesentlichen Vorteil der Raumzeigerrechnung ausmacht.

Die Einführung der Raumzeigerrechnung erfolgt ähnlich der Zeitzeigerrechnung durch einen Ansatz der Form $\xi(\gamma) = \Re\left(\xi \cdot e^{j(\alpha - \alpha_0)}\right)$ für alle Größen des Differentialgleichungssystems, wobei das Maximum der cosinusförmigen Verteilung jeweils bei $\alpha = \alpha_0$ liegt. Bei Zeitunabhängigkeit fallen die Raumzeiger mit den Zeitzeigern zusammen und das entstehende Gleichungssystem wird ein algebraisches komplexes, welches mithilfe der komplexen Rechnung mathematisch relativ einfach zu behandeln ist. Bei Zeitabhängigkeit einer oder mehrerer Größen, kann das Gleichungssystem mithilfe der Laplacetransformation wieder in ein algebraisches komplexes Gleichungssystem umgewandelt werden, wenn das ursprüngliche Differentialgleichungssystem linear ist. Ansonsten muss (in seltenen Fällen auf analytische Verfahren, meist aber) auf numerische Lösungsverfahren oder Linearisierung in einem Arbeitspunkt zurückgegriffen werden.

Als Vorstellungshilfe für die Raumzeigerrechnung wird ein Koordinatensystem quasi in eine Maschinenachse gelegt. Der Raumzeiger zeigt dann in Richtung des Maximums der cosinusförmig über den Maschinenumfang verlaufenden physikalischen oder mathematischen Größe. Die Länge des Zeigers gibt die Amplitude der Größe an.

Hier sei eine Bemerkung zu den Koordinatensystemen eingefügt: Wenn das oben eingeführte Koordinatensystem (KOS) fest mit dem Stator der Maschine verbunden ist, bezeichnen wir es als „statorfestes KOS“ ($\alpha\beta$ -KOS), die reelle Achse wird auch als α -Achse bezeichnet, die imaginäre Achse als β -Achse.

Dagegen kann das KOS auch fest mit dem Rotor verbunden sein, wodurch es zum „rotorfesten KOS“ (dq -KOS) wird. In diesem Fall wird die reelle Achse d -Achse genannt und die imaginäre q -Achse. Das KOS kann auch fest mit dem Verkettungsfluss verbunden sein, dann handelt es sich um ein „flussfestes KOS“ (xy -KOS), die reelle Achse ist dann die x -Achse, die imaginäre die y -Achse. Bei einem flussfesten KOS muss festgelegt werden, mit welchem Fluss das KOS fest verbunden ist. Möglich ist z.B. der Stator-, der Rotor-, oder der Dämpferfluss. Den Institutskonventionen folgend wird ein temporär eingeführtes sonstig fixiertes KOS $\zeta\eta$ -KOS genannt mit den entsprechenden Achsen.

Nun noch ein Wort zur Notation: Raumzeiger sind komplexe Größen, daher werden die entsprechenden Formelzeichen unterstrichen. Dasselbe gilt auch für Zeitzeiger und sonstige komplexe Größen.

Abbildungen 1.2 bis 1.3 auf der nächsten Seite zeigen schematisch (u.a. ist der Luftspalt zur besseren Anschaulichkeit stark vergrößert) eine Maschine mit einer cosinusförmig verteilten gerichteten physikalischen Größe im Luftspalt, in Abbildung 1.2 ist dies eine radial gerichtete Größe, in Abbildung 1.3 eine axial gerichtete, und dazu den Raumzeiger, der in Richtung des positiven Maximums der Verteilung zeigt (physikalische Größe und Raumzeiger sind blau gezeichnet). Weiters ist in der Abbildung zu sehen, wie ein statorfestes KOS eingeführt wird, indem die α -Achse fest mit der u -Achse des Wicklungssystems verbunden wird. Falls der Stator mehrere Polpaare p hat, wiederholt sich die elektrische Situation über den mechanischen Umfang p mal, sodass für die Betrachtung der elektrischen Situation ein Ausschnitt über den elektrischen Winkel $\gamma_{el} = 0 \dots 2\pi$ reicht, was dem mechanischen Winkel $\gamma_{mech} = \gamma_0 \dots \gamma_0 + \frac{2\pi}{p} \quad \forall \quad \gamma_0 \in \left[0; 2\pi - \frac{2\pi}{p}\right)$, sofern der Winkel nur im Intervall $[0; 2\pi]$ betrachtet wird.

In elektrischen Drehfeldmaschinen bieten sich vor allem der elektrische Strom, die elektrische Spannung und der magnetische Fluss zur Abbildung als Raumzeiger an.

Die mathematische Herleitung des Strom-, Spannungs- und Flussraumzeigers ist in [Sch98, S. 10f] gezeigt, hier werden nur die Ergebnisse gezeigt. Für ein allgemeines mehrphasiges System gilt für den Stromraumzeiger:

$$\underline{\dot{i}} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N i_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)}$$

Diese Gleichung gilt für ein N -phasiges Drehstromsystem, wobei $i_k = \frac{I_k}{\sqrt{2} \cdot I_{N,eff}}$

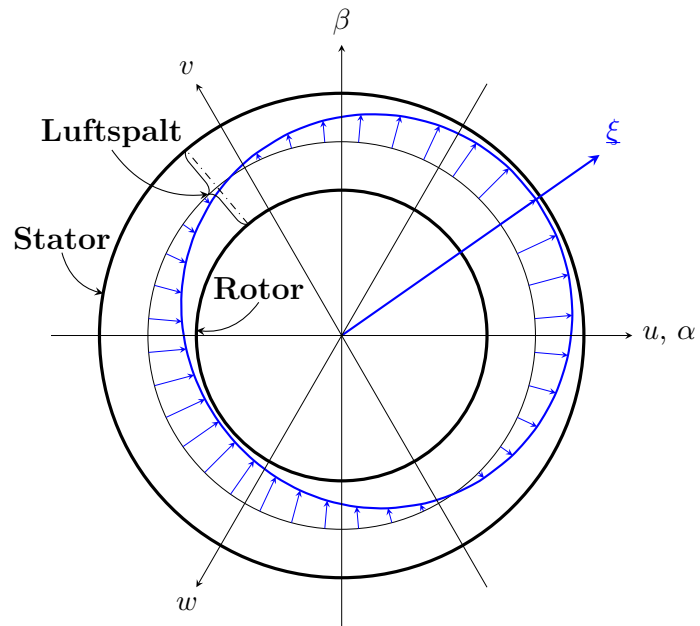


Abbildung 1.2: Definition des Raumzeigers für eine radiale Größe und Einführung des statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystems

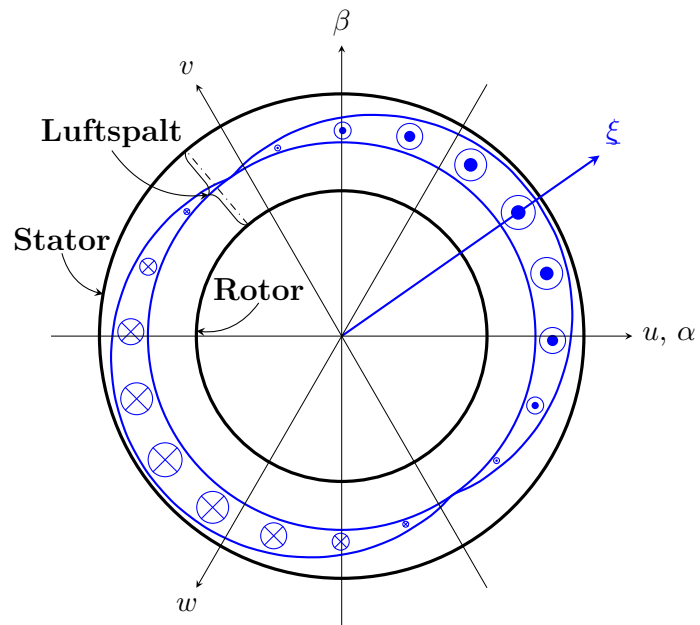


Abbildung 1.3: Definition eines Raumzeigers für eine axiale Größe

den normierten Augenblickswert des Stromes in der Phase k bezeichnet. Analog werden die Raumzeiger für die elektrische Spannung und den magnetischen Verkettungsfluss formal⁴ definiert:

$$\underline{u} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N u_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)}$$

Für obige Gleichung gelten wieder dieselben Annahmen wie für den Stromraumzeiger und u_k gibt wieder den normierten Augenblickswert in der jeweiligen Phase an: $u_k = \frac{U_k}{\sqrt{2} \cdot U_{N,eff}}$.

Der Verkettungsflussraumzeiger $\underline{\psi}$ ermöglicht einen Einblick in die magnetische Auslastung der Maschine in Bezug auf ihren Bemessungswert. Der Flussraumzeiger kann durch Integration der Gleichung für das Induktionsgesetz angegeben werden:

$$\underline{\psi}(\tau) = \underline{\psi}(0) + \int_0^\tau \underline{u}(\tau') d\tau'$$

Einfacher ist allerdings oft die Anwendung der Verkettungsflussgleichungen, welche aber maschinenabhängig sind.

Für den praktisch wichtigen Sonderfall des dreiphasigen Drehstromsystems gilt dann für den Strom- und den Spannungsraumzeiger:

$$\underline{i} = \frac{2}{3} \cdot \left(i_1 + i_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.1)$$

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \cdot \left(u_1 + u_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.2)$$

⁴Im Gegensatz zum Stromraumzeiger, welcher die durch den Strom im Luftspalt hervorgerufene magnetische Spannungsverteilung beschreibt, ist der physikalische Inhalt des Spannungs- und Flussraumzeigers nicht ganz so einfach zu fassen. [Sch98, S. 11] weist auf die prinzipielle Repräsentation des axialen Feldes der elektrischen Feldstärke (Spannungsraumzeiger) sowie der radialen Komponente des magnetischen Flussdichtefeldes (Flussraumzeiger) hin.

Rechnung mit Raumzeigern

Nullgrößen: Eine zu jedem Strang addierte konstante Größe geht bei der Bildung des Raumzeigers verloren:

$$\begin{aligned}
 \xi' &= \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N (\xi_k + \xi_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \\
 &= \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \xi_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} + \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \xi_0 \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \\
 &= \xi + \frac{2}{N} \cdot \xi_0 \cdot \underbrace{\sum_{k=1}^N e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)}}_0 = \xi
 \end{aligned}$$

Im Raumzeiger ist also keine Information über evtl. vorhandene Nullgrößen enthalten. Falls diese später noch benötigt wird, muss sie vor Bildung des Raumzeigers separat gesichert werden. In Abbildung 1.4 auf der nächsten Seite ist für ein Dreiphasensystem die Raumzeigerbildung im $\alpha\beta$ -KOS dargestellt, wobei einmal Nullgrößen (rot) zu den Stranggrößen addiert werden. Die vektorielle Addition der Stranggrößen ξ_u , ξ_v und ξ_w ohne Nullgrößen erfolgt in der Reihenfolge $u \ v \ w$, jene mit zusätzlicher Nullgröße ξ_0 in der Reihenfolge $v \ w \ u$, da bei gleicher Reihenfolge die Vektoren zum Teil übereinander gezeichnet würden und die Übersichtlichkeit leiden würde.

Rückrechnung von Raumzeigern auf die Strangwerte: Raumzeiger sind komplexe Größen. Um die Stranggrößen zu erhalten, ist die Projektion des Raumzeigers auf die betreffende Strangachse zu bilden. Mathematisch geschieht dies, indem die reelle Achse des KOS in die Strangachse gelegt wird und dann der Realteil des Raumzeigers gebildet wird. Wenn γ der Winkel zwischen dem Bezugs-KOS und der betrachteten Strangachse k ist, δ der Winkel zwischen dem Raumzeiger und der Strangachse k , so erfolgt die Projektion durch:

$$\xi_k = \Re(\xi \cdot e^{-j\gamma}) = \Re(|\xi| \cdot e^{-j(\delta+\gamma)} \cdot e^{-j\gamma}) = |\xi| \cdot \cos(\delta)$$

In Abbildung 1.5 auf der nächsten Seite ist die Projektion grafisch gezeigt, es gelten die gleichen Bezeichnungen wie bei der formelmäßigen Beschreibung.

Transformation des Bezugskordinatensystems: Bei der Lösung von Gleichungssystemen sollte in einem einheitlichen KOS gerechnet werden, die Raumzeigergleichungen sind aber oft in unterschiedlichen KOS definiert. In diesem Fall ist die Umrechnung eines Raumzeigers in ein anderes Bezugskordinatensystem notwendig. Abbildung 1.6 auf Seite 12 zeigt grafisch die Transformation zwischen statorfestem $\alpha\beta$ - und rotorfestem dq -KOS.

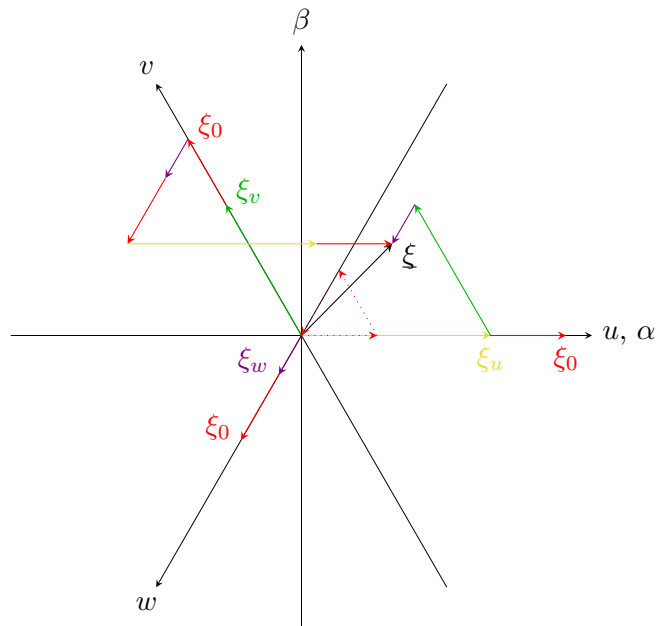


Abbildung 1.4: Nullgrößen in der Raumzeigerrechnung: Bei der Bildung des Raumzeigers geht die Information über Nullgrößen verloren.

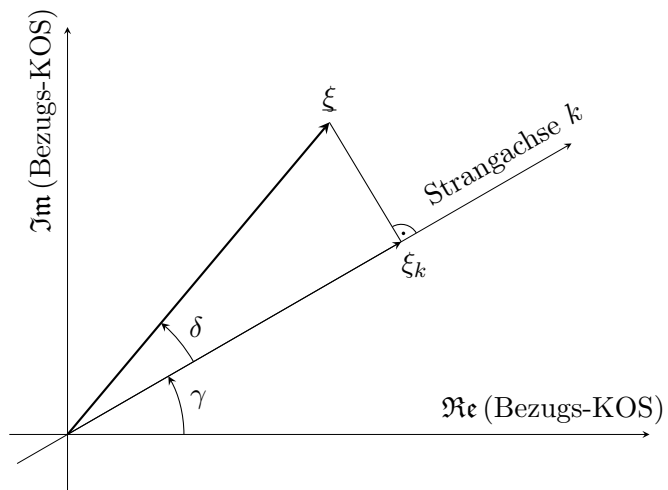


Abbildung 1.5: Ermittlung des Strangwertes eines Raumzeigers durch Projektion auf die entsprechende Strangachse

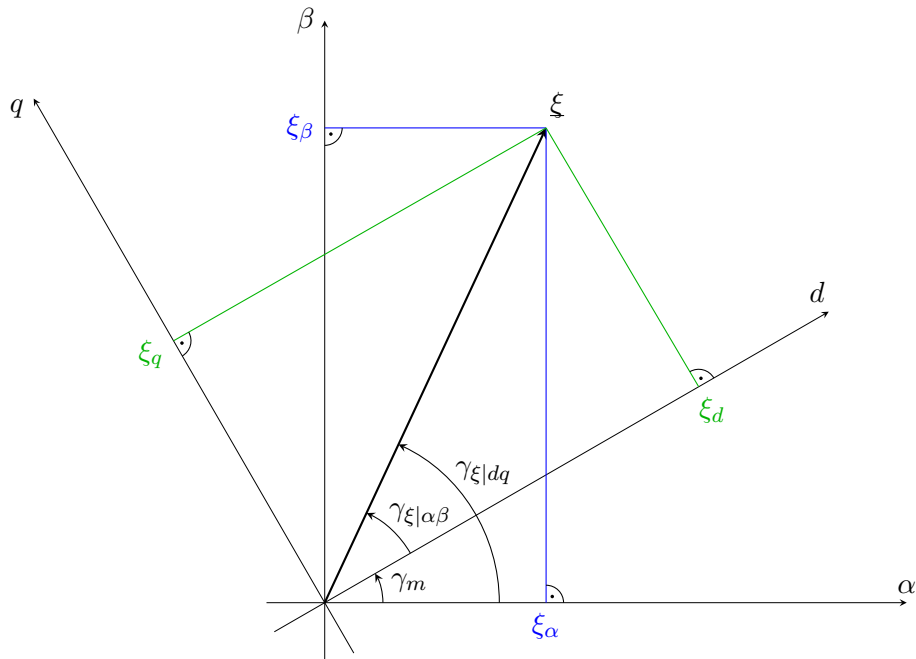


Abbildung 1.6: Koordinatentransformation eines Raumzeigers. (Wechsel zwischen statorfestem $\alpha\beta$ - und rotorfestem dq -KOS.)

Aus der Abbildung sind auch die Formeln zur Umrechnung der Komponenten abzulesen:

$$\xi_\alpha = \xi_d \cdot \cos(\gamma_m) - \xi_q \cdot \sin(\gamma_m)$$

$$\xi_\beta = \xi_d \cdot \sin(\gamma_m) + \xi_q \cdot \cos(\gamma_m)$$

$$\xi_d = \xi_\alpha \cdot \cos(\gamma_m) + \xi_\beta \cdot \sin(\gamma_m)$$

$$\xi_q = -\xi_\alpha \cdot \sin(\gamma_m) + \xi_\beta \cdot \cos(\gamma_m)$$

Wesentlich einfacher geht die Umrechnung jedoch, wenn man sich die Eigenschaften der komplexen Rechnung zunutze macht. Der Raumzeiger an sich ist unabhängig vom KOS, er steht sozusagen. Die KOS sind gegeneinander um einen Winkel, in diesem Fall γ_m , verdreht. Der Raumzeiger kann somit in jeweils anderen KOS beschrieben werden, indem der Transformationswinkel zum Argument addiert wird, wenn das „neue“ KOS gegenüber dem „alten“ in negative Richtung gedreht wurde bzw. subtrahiert, wenn die Drehung in positive Richtung erfolgte. Im konkreten Fall für das stator- und rotorfeste

KOS lauten die Gleichungen:

$$\begin{aligned}\xi_{\alpha\beta} &= |\xi| e^{j(\gamma_{dq} + \gamma_m)} = |\xi| e^{j\gamma_{dq}} e^{j\gamma_m} = \xi_{dq} e^{j\gamma_m} \\ \xi_{dq} &= |\xi| e^{j(\gamma_{\alpha\beta} - \gamma_m)} = |\xi| e^{j\gamma_{\alpha\beta}} e^{-j\gamma_m} = \xi_{\alpha\beta} e^{-j\gamma_m}\end{aligned}\quad (1.3)$$

Differentiation eines Raumzeigers: Wenn ein Raumzeiger in einem KOS differenziert wird, in das er aus einem anderen transformiert wurde, so muss die Produktregel angewandt werden. Als Beispiel soll Gleichung (1.3) zeitlich abgeleitet werden:

$$\dot{\xi}_{dq} = \frac{d}{dt} \left(\xi_{\alpha\beta} e^{-j\gamma_m} \right) = \left[\dot{\xi}_{\alpha\beta} - j\dot{\gamma}_m \xi_{\alpha\beta} \right] \cdot e^{-j\gamma_m}$$

2 Magnetlager

2.1 Grundlagen

Die Grundlagen der Magnetlagertechnik sind sehr gut in [STB93] und in wesentlich erweitertem Umfang auf englisch in [SM09] beschrieben, wobei die Grundlagenkapitel großteils (übersetzt) gleich geblieben sind. Einige zusätzliche Kapitel verschiedener Autoren, welche viele Entwicklungen der 16 Jahre zwischen den beiden „Auflagen“ beschreiben, sind in letztgenanntem Werk dazugekommen. Die Formeln der mathematischen Beschreibung unten habe ich aus [SM09, S. 30ff] entnommen, großteils auch die Vorgehensweise bei den Ableitungen.

Einsatzgebiete für Magnetlager sind vielfältig, besonders interessant ist ihr Einsatz dort, wo eine der Stärken der Magnetlagertechnik von besonderem Vorteil ist. Zu diesen gehört:

- Keine Verluste durch Gleit- oder Rollreibung
- Vor allem bei hohen Drehzahlen deutlich geringere Gesamt-Verluste
- Keine Schmiermittel
 - Keine Verunreinigungen
 - Weniger Wartungsaufwand
- Dämpfung und Steifigkeit in weiten Grenzen wählbar
- Dämpfung und Steifigkeit im Betrieb änderbar
- Drehzahl von gelagerten Rotoren seitens des Lagers praktisch unbegrenzt

Demgegenüber stehen auch einige Nachteile und Herausforderungen:

- Hohe Komplexität und System-Anforderungen
 - Leistungselektronik
 - Regelungstechnik
 - Mikroprozessor erforderlich
 - Umfangreiche Sensorik vonnöten (konventionelle Technik)
- Extra-Maßnahmen für Betriebssicherheit bei Ausfall nötig
 - Unterbrechungsfreie Stromversorgung
 - Not- oder Auffanglager

Bei den Magnetlagern wird primär unterschieden zwischen aktiven und

passiven Lagern. Aktive Lager werden mit Elektromagneten aufgebaut, deren Strom (oder Spannung, meistens wird aber von einem eingepprägten Strom ausgegangen, da so die Systemordnung um eins reduziert wird) geregelt wird. Damit einher geht auch die Stärke des magnetischen Flusses und somit die Stärke der ausgeübten Kraft. Passive Lager sind mit Permanentmagneten aufgebaut. Ein passives Lager kann einen schwebenden Körper in einigen Freiheitsgraden stabilisieren, jedoch nicht in allen.⁵

Die physikalische Ursache der magnetischen Erscheinungen sind letztlich immer bewegte elektrische Ladungen. Jedoch kann man die dadurch entstehende Kraft grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten berechnen, einmal durch die *Reluktanz-Kraft*, welche senkrecht auf die Oberfläche von Materialien verschiedener Permeabilität μ angreift und zweitens die *Lorentz-Kraft* $\vec{F} = Q (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B})$, wobei diese im Zusammenhang mit Magnetlagern, deren Feld dominant magnetisch ist, durch Vernachlässigung der elektrischen Feldstärke und Zusammenfassung der bewegten Ladung zum Strom i in Richtung \vec{e} oft als $\vec{F} = i\vec{e} \times \vec{B}$ geschrieben wird.

Abbildung 2.1 auf der nächsten Seite zeigt eine Einteilung verschiedener Lagertypen nach diesen und weiteren Kriterien. Der Buchstabe „P“ oder „A“ an der linken oberen Ecke jedes konkreten Lagers gibt an, ob es sich um ein passives oder aktives Magnetlager handelt. In dieser Arbeit werden in Folge immer *aktive Magnetlager* oder sogenannte *Hybridlager*, welche zwar Permanentmagnete zur Erzeugung eines Grundflusses verbaut haben, aber dennoch aktive Komponenten für die Regelung aufweisen, betrachtet.

In Abbildung 2.2 auf der nächsten Seite ist ein einfacher Aufbau für ein aktives Magnetlager gezeigt, wobei der Sensor, Prozessor und Aktuator nur für eine Achse, im Bild die vertikale, gezeichnet ist.

Mathematische Beschreibung

Die folgende mathematische Beschreibung ist keine ausführliche Ableitung für eine Magnetlager-Auslegung, sondern eine Einführung in die Prinzipien. Vereinfachend wird die Dynamik der Sensoren und des Verstärkers (Aktuators) vernachlässigt und die Luftspaltlänge l_L über die gesamte Luftspaltfläche gleich angenommen. Weiters wird hier nur die Stabilisierung einer translatorischen

⁵Samuel Earnshaw, ein englischer Geistlicher, Mathematiker und Physiker, hat schon 1842 bewiesen, dass es mit einer festen Anordnung von Permanentmagneten nicht möglich ist, einen der Schwerkraft ausgesetzten Körper in allen Freiheitsgraden stabil in Schwebelage zu halten. Neueren Erkenntnissen zufolge gibt es Situationen, in denen dieses Gesetz nicht gilt, namentlich bei der Anwendung von diamagnetischen Materialien (die erreichbaren Kräfte sind hier allerdings nur sehr klein) und von Supraleitung.

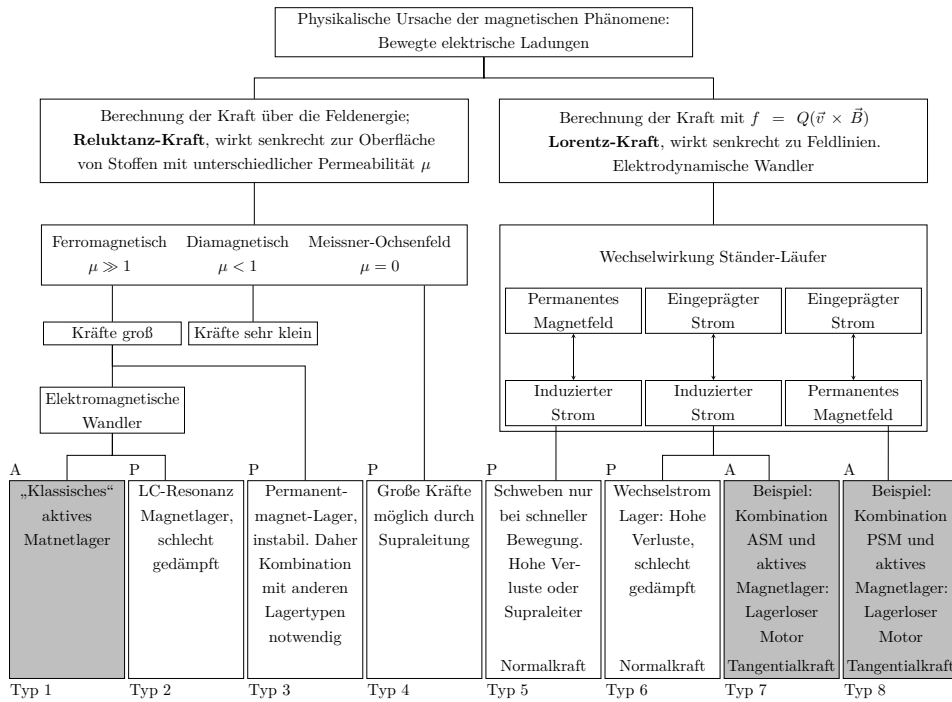


Abbildung 2.1: Klassifizierung der Magnetlager nach der Berechnungsart der Magnetkraft (vgl. [STB93; SM09])

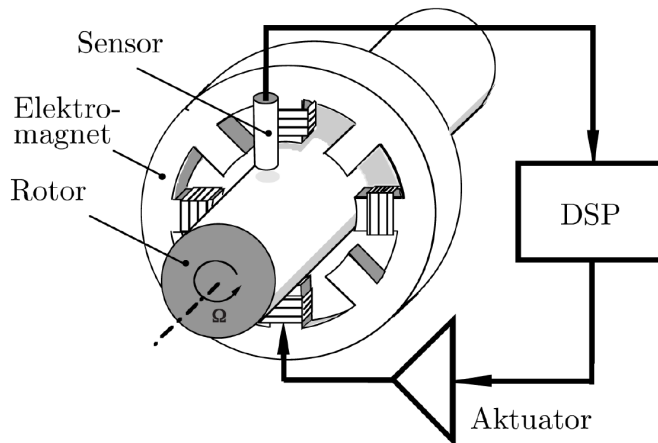


Abbildung 2.2: Funktionsprinzip eines aktiven Magnetlagers, der Rotor wird in vertikaler Richtung in Schwebelage gehalten [STB93]

Achse behandelt. Ein entsprechender Regelkreis ist in Abbildung 2.3 zu sehen. Die Erweiterung auf ein komplettes Magnetlager ist dabei in einigen Fällen nicht problematisch, da die translatorischen Achsen oft unabhängig voneinander betrachtet und geregelt werden können und die Rotation ohnehin nicht vom Magnetlager beeinflusst werden sollte.

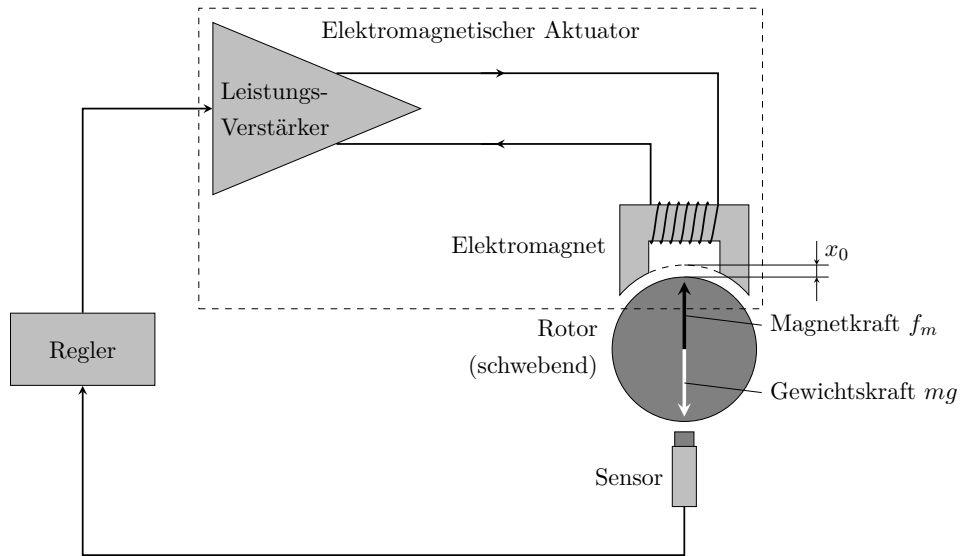


Abbildung 2.3: Grundlegender Regelkreis eines Magnetlager-Systems (vgl. [SM09, S. 30])

Die mechanische Steifigkeit k beschreibt die Kraft, welche sich einer Positionsänderung des schwebenden Rotors entgegensetzt und ist eine wichtige Kenngröße eines Magnetlagers: $k = -\frac{df}{dx}$.

Damit der Rotor in einer festen Position schwebt, muss die aufgebraachte magnetische Kraft f_m gleich der Gewichtskraft $f_g = mg$ sein. Die Soll-Position x_0 gibt die Position im Arbeitspunkt an. Die notwendige Kraft wird durch den Strom i_0 in der Spule hervorgerufen. Im Arbeitspunkt gilt also $f_m(x_0, i_0) = mg$.

Die Magnetkraft ist abhängig sowohl vom Strom i' durch die Spule, wie auch von der Position x' des Rotors. Wie in den Abbildungen 2.4 bis 2.5 auf der nächsten Seite zu sehen ist, sind beide Abhängigkeiten nichtlinear und außerdem instabil. In sehr vielen Anwendungen ist eine Regelung erfolgreich realisierbar, die auf einer Linearisierung im Arbeitspunkt aufbaut. So werden der Strom und die Position als Abweichung der Werte vom Arbeitspunkt definiert. Die Abweichungen der Größen vom Arbeitspunkt werden ohne Strich geschrieben:

$$\begin{aligned} i &= i' - i_0 \\ x &= x' - x_0 \end{aligned}$$

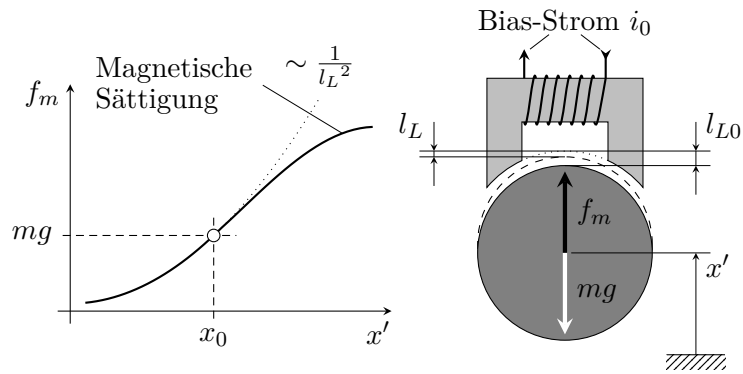


Abbildung 2.4: Magnetkraft bei konstantem Strom durch die Spule des Elektromagneten des Magnetlagers (vgl. [SM09, S. 32])

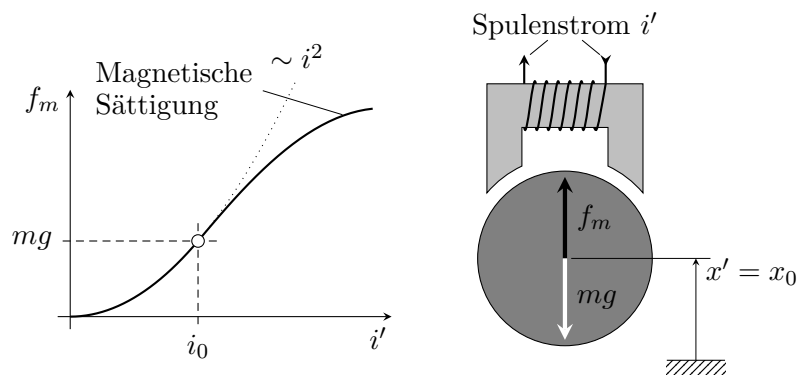


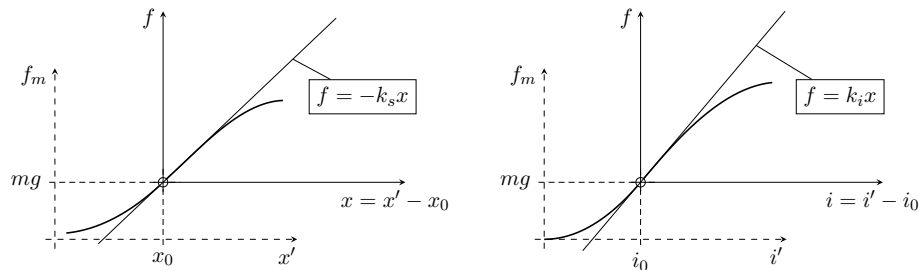
Abbildung 2.5: Magnetkraft bei konstantem Luftspalt zwischen Elektromagnet und schwebendem Rotor (vgl. [SM09, S. 32])

Im Arbeitspunkt gilt prinzipiell ein Gleichgewicht von Magnetkraft und Schwerkraft. Wegen der instabilen Strecke müssen Störungen aber immer ausgeglichen werden. Als „Regelkraft“ wird deswegen die Differenz zwischen Magnetkraft und Schwerkraft eingeführt. Diese Kraft ist die resultierende auf den schwebenden Körper, welche also eine Beschleunigung bewirkt und somit zur Positionsregelung verwendet werden kann: $f = f_m - mg$. Im Arbeitspunkt ist diese resultierende Kraft Null, bei Abweichungen hingegen gilt:

$$\boxed{f(x, i) = -k_s x + k_i i} \quad (2.1)$$

Der Faktor k_s in Gleichung (2.1) ist der Kraft/Verschiebungs-Faktor oder die negative Lagersteifigkeit, seine Einheit ist $[k_s] = 1 \frac{\text{N}}{\text{m}}$ und sein Wert ist die negative Steigung im Arbeitspunkt der Funktion der magnetischen Kraft über der Position. Das durch die Linearisierung entstandene neue Inertialsystem mit der entsprechenden Steigung ist in Abbildung 2.6a zu sehen.

Ganz ähnlich ist der Faktor k_i der Kraft/Strom-Faktor mit der Einheit $[k_i] = 1 \frac{\text{N}}{\text{A}}$ und dem Wert der Steigung im Arbeitspunkt der Funktion der magnetischen Kraft über dem Strom. Die Zusammenhänge sind in Abbildung 2.6b dargestellt.



(a) Kraft/Verschiebungs-Zusammenhang. (b) Kraft/Strom-Zusammenhang. Da die Steigung positiv ist, ist der Faktor k_s negativ (wegen des negativen Vorzeichens in der Gleichung). Da die Steigung positiv ist, ist der Faktor k_i positiv.

Abbildung 2.6: Linearisierung der Magnetlagerkraft im Arbeitspunkt (vgl. [SM09, S. 33])

Nun wird für den geschlossenen Regelkreis ein Regelgesetz angesetzt, welches die Steifigkeit k und die Dämpfung d aufweisen soll:

$$f = -kx - d\dot{x} \quad (2.2)$$

Die Frage ist nun, wie der Strom als Stellgröße eingestellt werden muss,

damit dieses Regelgesetz erfüllt wird. Mit der Linearisierung um den Arbeitspunkt lässt sich durch Gleichsetzen der Gleichungen (2.1) und (2.2) der gesuchte Regel-Strom errechnen:

$$\boxed{i(x) = -\frac{(k - k_s)x + d\dot{x}}{k_i}} \quad (2.3)$$

Um nun das Verhalten des geschlossenen Regelkreises zu untersuchen, sind die Eigenwerte der Regelschleife von Interesse. Dazu wird das Newtonsche Gesetz $f = m\ddot{x}$ in Gleichung (2.1) auf der vorherigen Seite eingesetzt:

$$m\ddot{x} = -k_s x + k_i i \quad (2.4)$$

Im offenen Regelkreis ist der Regelstrom $i = 0$ (tatsächlich fließt in der Spule natürlich der Strom i_0 , da eine Linearisierung im Arbeitspunkt durchgeführt wurde). Zum Finden der Eigenwerte und gleichzeitigem Beweisen der Instabilität des offenen Regelkreises wird der Ansatz $x(t) = e^{\lambda t}$ in Gleichung (2.4) eingesetzt und die Gleichung gelöst:

$$\begin{aligned} m\lambda^2 &= -k_s \\ m\lambda^2 + k_s &= 0 \\ k_s < 0 &\Rightarrow \lambda_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{|k_s|}{m}} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Die beiden Eigenwerte aus Gleichung (2.5) sind beide real und einer ist positiv, also in der rechten s-Halbebene, somit ist die Instabilität des offenen Regelkreises bewiesen.

Um die Differentialgleichung des geschlossenen Regelkreises zu erhalten, wird Gleichung (2.2) auf der vorherigen Seite in Gleichung (2.4) eingesetzt und man erhält

$$m\ddot{x} + d\dot{x} + kx = 0$$

mit der charakteristischen Gleichung

$$m\lambda^2 + d\lambda + k = 0$$

Die Lösung dieser Gleichung liefert die Eigenwerte:

$$\lambda_1 = -\sigma + j\omega \quad (2.6a)$$

$$\lambda_2 = -\sigma - j\omega \quad (2.6b)$$

$$\sigma = \frac{d}{2m} \quad (2.6c)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m} - \frac{d^2}{4m^2}} \quad (2.6d)$$

Sowohl die Dämpfung d , als auch die Masse m sind positiv, also ist gemäß Gleichung (2.6c) $\sigma > 0$, damit sind die beiden Eigenwerte (2.6a) und (2.6b) in der linken s-Halbebene und der geschlossene Regelkreis stabil, falls die Dämpfung d nicht gegen Null geht, ansonsten grenzstabil.

Die Steifigkeit k beeinflusst den Imaginärteil (2.6d) der konjugiert komplexen Eigenwerte, also die Frequenz des Einschwingvorgangs. Die Dämpfung d beeinflusst vor allem den Realteil (2.6c) der Eigenwerte, je größer die Dämpfung, desto weiter in der linken s-Halbebene liegen die Eigenwerte. Der Betrag der Eigenwerte ist nach den Gleichungen (2.6c) und (2.6d) konstant $|\lambda_{1,2}| = \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$. Somit liegen die Eigenwerte auf einem Halbkreis in der linken s-Halbebene, dessen Radius von der Steifigkeit k und Masse m des Rotors bestimmt wird. Die Position auf dem Halbkreis wird von der Dämpfung d bestimmt.

2.2 Vorangegangene Arbeiten

Seit Jahrzehnten wird intensiv an magnetischer Lagerung geforscht und es gibt wissenschaftliche Symposien dazu. Dieser Abschnitt soll nur skizzenhaft aufzeigen, welche Beiträge am ESEA (vormals IEAM) der Technischen Universität Wien geleistet wurden.

Matthias Hofer hat in seiner Diplomarbeit [Hof04] erstmals ein Konzept für ein aktives Magnetlager mit sensorloser Positionsregelung auf Basis des INFORM-Verfahrens entworfen. Darin hatte er erfolgreich das INFORM-Verfahren für das entworfene Magnetlager adaptiert und angewandt. Die Positionsregelung war schlussendlich damals aufgrund der zu großen Ungenauigkeiten und der mangelhaften Schnelligkeit noch nicht erfolgreich durchzuführen. Er hatte auch noch keine Positionssensoren zur Verfügung, um die errechneten Signale Vergleichswerten gegenüberstellen zu können.

Bemerkenswert beim entworfenen Magnetlager ist die dreiphasige Konstruktion, wobei die drei Spulen in Stern geschaltet sind. Damit kann ein han-

delsüblicher Dreiphasen-Umrichter verwendet werden. Aufgrund des großen Kostenvorteils gegenüber teuren mehrphasigen Sonderkonstruktionen wurde dieser Weg am Institut weiterverfolgt.

In den folgenden Jahren arbeitete Dipl.Ing. Matthias Hofer weiter am Institut und entwickelte erfolgreich ein Hybrid-Magnetlager mit sensorloser Positionsregelung basierend auf dem INFORM-Verfahren. Das Konzept dafür ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

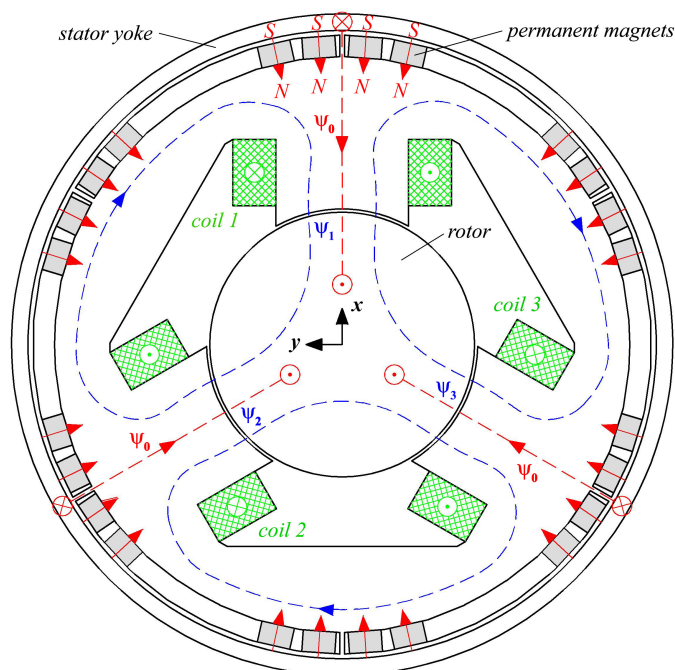


Abbildung 2.7: Schnitt durch das Hybrid-Magnetlager von Matthias Hofer [HSS09b]

Dieses Magnetlager wurde als Hybrid-Magnetlager entworfen, d.h. es kann mit Permanentmagneten zur Erzeugung eines Grundflusses bestückt werden. Der Strom in den Spulen kann im Idealfall also auf den reinen Regelstrom beschränkt werden, es ist kein Bias-Strom nötig, weil der Bias-Fluss von den Permanentmagneten erzeugt wird [HSS09b]. Durch diese Konstruktion ist zusätzliches Energiesparpotential gegeben.

Die Parameter wie die elektromagnetischen Kräfte und die Steifigkeit dieses

Magnetlagers wurden von Prof. Schmidt und DI Hofer mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM) berechnet [SH08; SH09b].

Am Institut wurden auch die Unterschiede eines massiven oder geblechten Rotors für ein sensorloses Magnetlager anhand Simulation und Messungen untersucht [HSS09a], was auch für die vorliegende Arbeit von Bedeutung ist, da der Rotor der realisierten Reluktanzmaschine aus massivem Stahl ist (siehe Kapitel 4) und es von großer Wichtigkeit ist, dass die sensorlose Regelung des Magnetlagers auch hier funktioniert.

Die Kräfte und Induktivitäten des Magnetlagers in Abhängigkeit der Rotor-Exzentrizität wurde ebenfalls von Prof. Schmidt und DI Hofer mithilfe der FEM-Analyse untersucht [SH09a].

Schon lange war das Ziel ein möglichst kompaktes Magnetlager, welches die Dimensionen des vorhandenen Kugellagers einer Maschine nicht oder möglichst wenig überschreitet. Matteo Demetz hat in seiner Diplomarbeit ein solches für die Permanentmagneterregte Synchronmaschine (PSM) ENGEL BSK 3060A-R2 entworfen. Auch hier wurde ein dreiphasiges Hybrid-Magnetlager entwickelt, dessen Wicklungen in Stern geschaltet sind. Als Rotor wurde jedoch nicht der vorhandene magnetisierte Rotor verwendet, sondern ein massiver Stahl-Rotor gleicher Ausmaße. In dieser Arbeit wurde für die gegebene Anordnung das INFORM-Verfahren implementiert und erfolgreich eine sensorlose Positionsregelung realisiert. Bemerkenswert ist die niedrige Spannung, mit der die Spulen des Magnetlagers angesteuert werden. Der Zwischenkreis der verwendeten Umrichters war auf eine Spannung von 60 V eingestellt [Dem11].

In Folge wurde von DI Demetz und im Rahmen dieser Diplomarbeit versucht, das Magnetlager mit einem kleineren Umrichter mit einem weniger leistungsfähigem Prozessor anzusteuern. Die Zwischenkreisspannung dieses Umrichters beträgt maximal 48 V. Diese Bemühungen wurden noch nicht abgeschlossen und laufen weiter.

DI Thomas Nenning arbeitet nun auch im „Magnetlager-Projekt“ und hat schon einen Neu-Entwurf des Lagers vorgenommen, um die Fertigung (konkret das Aufwickeln der Spulen) zu erleichtern. Wichtiger beim neuen Entwurf ist die Flusskonzentration, um mit kleinerer Fläche möglichst die gleichen oder gar größere Kräfte realisieren zu können. Außerdem arbeitet er an alternativen PWM-Mustern, die eine indirekte INFORM-Auswertung ohne explizite „INFORM-Schüsse“ ermöglichen (ähnliches wurde für eine Reluktanzmaschine in [Wei98] durchgeführt).

3 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Der Magnetlager-Demonstrator soll auf der vorhandenen PSM ENGEL BSK 3060A-R2 aufbauen. Anfangs war es geplant, die PSM auch als Motor für den Demonstrator zu verwenden, unter anderem auch deshalb, weil es zur sensorlosen Regelung von PSM viel Erfahrung am ESEA gibt und diese allgemein sehr gute Eigenschaften aufweisen, wie etwa die hohe Energiedichte durch Dauermagneten mit hoher Remanenzflussdichte und damit die kompakte Bauform und hohe Effizienz.

Wie schon angedeutet, sollte die Regelung der Maschine sensorlos erfolgen, konkret soll für den Stillstand und niedrigen Drehzahlbereich das INFORM-Verfahren zur Anwendung kommen, für den hohen Drehzahlbereich das EMK-Modell.

Die PSM wurde im Demonstrator vorerst durch eine Reluktanzmaschine (RM) abgelöst (siehe Kapitel 4), weil die Anziehungskräfte aufgrund der Permanentmagneten des Rotors zum Stator hin größer waren als angenommen und das Magnetlager diese Kräfte nicht (schnell genug) beherrschen konnte. Dennoch soll die PSM und deren Regelung hier beschrieben werden, auch weil es für Weiterentwicklungen durchaus ein Ziel bleibt, den Magnetlager-Demonstrator mit einer PSM zu realisieren.

3.1 Grundlagen

Bei einer PSM wird der Rotorfluss hauptsächlich durch die am Rotor angeklebten (oder im Rotor eingelassenen) Permanentmagnete hervorgerufen. Ein einfacher Aufbau einer zweipoligen (Ersatz-)Maschine ist in Abbildung 3.1 auf der nächsten Seite dargestellt. Natürlich sind auch kompliziertere Konstruktionen möglich, wie etwa Maßnahmen zur Flusskonzentration, Verringerung des Trägheitsmomentes des Rotors und viele mehr. Für die grundsätzliche (mathematische) Beschreibung ist diese einfachste Konstruktion der PSM allerdings ausreichend.

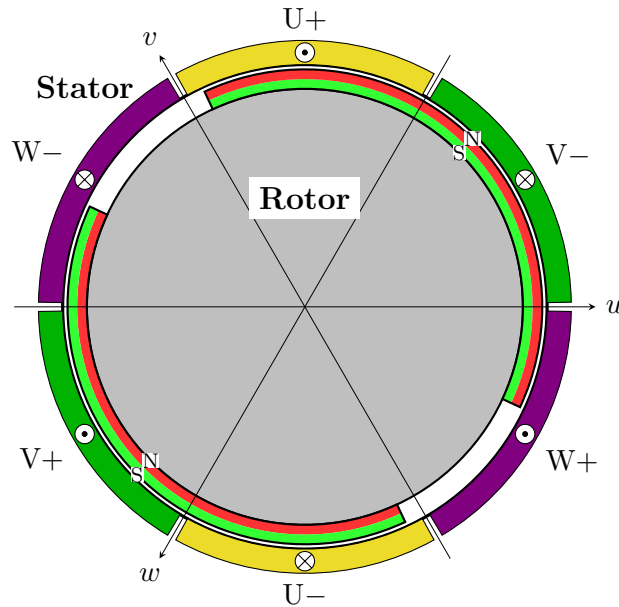
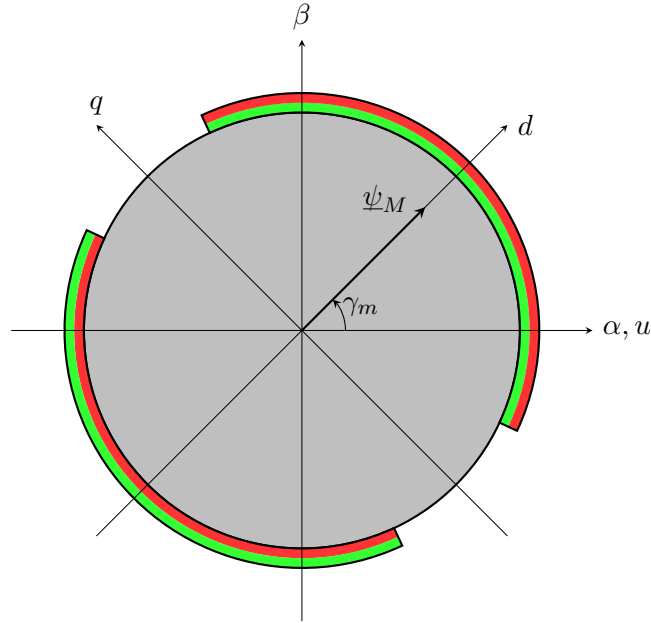


Abbildung 3.1: Prinzipieller Aufbau einer Permanentmagneterregten Synchronmaschine

Zur mathematischen Beschreibung der PSM eignet sich besonders die Raumzeigerrechnung und später für die Regelung die Betrachtung der Raumzeiger im rotorfesten dq -KOS, da hier im Stationärfall die Raumzeiger ruhen. Die d -Achse des rotorfesten KOS wird bei der PSM fest mit dem Rotorflussraumzeiger $\underline{\psi}_M$ verbunden. Da die magnetischen Feldlinien beim Magneten aus dem Nordpol austreten, zeigt der Flussraumzeiger in jene Richtung, in welcher der Permanentmagnet⁶ den Nordpol auf der Rotoraußenseite hat, wie dies in Abbildung 3.2 auf der nächsten Seite dargestellt ist. Die α -Achse ist auch hier fest der Wicklungsachse u des Statorwicklungssystems verbunden. Der Winkel zwischen der α - und der d -Achse entspricht dem mechanischen Drehwinkel γ_m .

Die Herleitung der Raumzeiger-Differentialgleichungen für die PSM ist z.B. in [Sch98, S. 224ff] gezeigt, hier soll nur der zusammengefasste Gleichungssatz

⁶Hier ist von einem Permanentmagneten die Rede. Das ändert natürlich nichts an der Tatsache, dass in einer realen PSM meist mehrere Magnete pro Pol verbaut sind.

Abbildung 3.2: $\alpha\beta$ - und dq -KOS bei der PSM

für bezogene Raumzeigergrößen in derselben Notation wiedergegeben werden:

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S(\tau)}{d\tau} + j\omega_K(\tau) \cdot \underline{\psi}_S(\tau) \quad (3.1)$$

$$\underline{\psi}_S(\tau) = l_S \cdot \underline{i}_S(\tau) + \underline{\psi}_M \quad (3.2)$$

$$\tau_m \cdot \frac{d\omega_m(\tau)}{d\tau} = m_R(\tau) + m_L(\tau) \quad (3.3)$$

$$m_R(\tau) = i_{Sq} \cdot |\underline{\psi}_M| \quad (3.4)$$

$$\underline{\psi}_M(\tau) = |\underline{\psi}_M| \cdot e^{j\gamma_m(\tau)} \quad (3.5)$$

$$\frac{d\gamma_m}{d\tau} = \omega_m(\tau) \quad (3.6)$$

Die Statorspannungsgleichung (3.1) mit dem Zusatzterm $j\omega_K \cdot \underline{\psi}_S$ gilt in jedem KOS, wobei ω_K die Relativgeschwindigkeit dessen zum statorfesten KOS angibt. Im rotorfesten dq -KOS wird somit $\omega_K = \omega_m$ die mechanische Winkelgeschwindigkeit eingesetzt.

In der Statorflussgleichung (3.2) ist zu sehen, dass der magnetische Fluss, welcher vom Rotor beigetragen wird, dem Permanentmagnetfluss $\underline{\psi}_M$ entspricht, welcher gemäß Definition (siehe Gleichung (3.5) und Abbildung 3.2) in Richtung der d -Achse zeigt. Der magnetische Fluss des Permanentmagneten ist gut mit dem Stator verkettet, daher wird kein Streufluss berücksichtigt, ggf. könnte man den Wert von $\underline{\psi}_M$ auch um den Streufluss verringert ansetzen.

Aus dem Drallsatz folgt Gleichung (3.3). m_R bezeichnet das normierte Moment, das von der Maschine am Rotor aufgebracht wird, m_L ist das normierte Lastmoment, das an der Maschine angreift. τ_m ist die normierte mechanische Anlaufzeitkonstante des Antriebs, also jene Zeit, welche der Antrieb benötigt, um bei Bemessungsmoment die Bemessungsdrehzahl zu erreichen. Physikalisch spiegelt τ_m das Massenträgheitsmoment des Antriebs wider.

Bemerkenswert ist Gleichung (3.4) in ihrer Einfachheit und äußerst praktischen Form für die Regelung. Das innere Moment einer Drehstrommaschine ist immer $m_i = -\Im(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_S)$ (siehe [Kle80, Kap. 4.1.5]) und bei der PSM gilt $m_R = m_i$. Der von i_S hervorgerufene Teil des Statorverkettungsflusses $\underline{\psi}_S$ zeigt gemäß Gleichung (3.2) wegen der konstanten Induktivität l_S über den Umfang in dieselbe Richtung wie \underline{i}_S selbst, daher trägt er nicht zur Momentenbildung bei. Der Permanentmagnetfluss zeigt ja nach der Definition der d -Achse in deren Richtung, somit trägt die darauf senkrecht stehende Komponente des Statorstromes, i_{Sq} , und der Betrag des Permanentmagnetflusses in vollem Ausmaß zur Momentenbildung (Flächenbildung) bei, woraus sich Gleichung (3.4) ergibt. Falls die Maschine doch eine Achsigkeit aufweist, woraus sich unterschiedliche Induktivitäten in d - und q -Richtung ergeben ($l_d \neq l_q$), ist noch der sogenannte Reluktanzterm $m_{i,Reluktanz} = (l_d - l_q) \cdot i_d \cdot i_q$ in der Momentengleichung (3.4) zu berücksichtigen, näheres dazu in Kapitel 4. Für die PSM wird $l_d = l_q = l_S$ angenommen.

3.2 Normierung und Maschinenparameter

Die Bemessungsdaten der Maschine gemäß dem Typenschild sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Tabelle 3.1: Bemessungsdaten der PSM ENGEL BSK 30120A-R2.4

Bezeichnung	Wert
Nennspannung	300 V
Nennstrom	4,8 A
Nennleistung	660 W
Nenndrehzahl	3000 min ⁻¹
Maximaldrehzahl	5000 min ⁻¹

Aus den Bemessungswerten würden sich gemäß Abschnitt 1.2.1 auf Seite 2 folgende Bezugsgrößen für die Normierung ergeben, wobei zu beachten ist, dass als Drehzahl die Maximaldrehzahl und nicht die Nenndrehzahl heranzuziehen

ist (empirisch ermittelt):

$$U_{Bezug} = \sqrt{2} \cdot U_{N,eff} = \sqrt{2} \cdot 300 \text{ V} = 424,26 \text{ V} \quad (3.7a)$$

$$I_{Bezug} = \sqrt{2} \cdot I_{N,eff} = \sqrt{2} \cdot 4,8 \text{ A} = 6,79 \text{ A} \quad (3.7b)$$

$$\Omega_{Bezug} = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_N}{60} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 5000 \frac{1}{\text{min}}}{60 \frac{\text{s}}{\text{min}}} = 523,6 \frac{1}{\text{s}} \quad (3.7c)$$

$$t_{Bezug} = \frac{1}{\Omega_{Bezug}} = \frac{1}{523,6 \frac{1}{\text{s}}} = 1,91 \text{ ms} \quad (3.7d)$$

$$\Psi_{Bezug} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{N,eff}}{\Omega_{Bezug}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 300 \text{ V}}{523,6 \frac{1}{\text{s}}} = 0,81 \text{ Wb} \quad (3.7e)$$

$$R_{Bezug} = \frac{U_{N,eff}}{I_{N,eff}} = \frac{300 \text{ V}}{4,8 \text{ A}} = 62,8 \Omega \quad (3.7f)$$

$$L_{Bezug} = \frac{U_{N,eff}}{\Omega_{Bezug} \cdot I_{N,eff}} = \frac{300 \text{ V}}{523,6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 4,8 \text{ A}} = 119,4 \text{ mH} \quad (3.7g)$$

$$C_{Bezug} = \frac{I_{N,eff}}{\Omega_{Bezug} \cdot U_{N,eff}} = \frac{4,8 \text{ A}}{523,6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 300 \text{ V}} = 30,56 \mu\text{F} \quad (3.7h)$$

Diese Normierung ist so wie im Grunde jede andere möglich, aber im konkreten Fall wenig sinnvoll, da der verwendete Umrichter mit einer Zwischenkreisspannung von 48 V betrieben wird und somit aufgrund der Spannungsteilung eine maximale Strangspannung von $\frac{2}{3} \cdot 48 \text{ V} = 32 \text{ V}$ möglich ist. Mit der oben eingeführten Normierung könnte der Umrichter also lediglich einen Spannungsraumzeiger der normierten Länge $\frac{32 \text{ V}}{424,26 \text{ V}} = 0,0754$ an die Maschine anlegen.

Daher wird als Spannungsbezugswert jener verwendet, der auch tatsächlich vom Umrichter an die Maschine angelegt werden kann (zumindest in den Strangachsen), nämlich die oben genannten 32 V.

Die Drehzahl einer PSM ist proportional der Spannung an den Klemmen. Bei einer Statorspannung von 300 V sind bei der konkreten PSM $5000 \frac{1}{\text{min}}$ möglich, daher ergäbe sich bei einem Effektivwert der Spannung von $\frac{32 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 22,63 \text{ V}$ eine Nenndrehzahl von $5000 \frac{1}{\text{min}} \cdot \frac{32 \text{ V}}{300 \text{ V} \cdot \sqrt{2}} = 377,12 \frac{1}{\text{min}}$, für die Normierung würde der Bezugswert $\Omega_{Bezug} = 2 \cdot \pi \cdot 375 \frac{1}{\text{min}} = 2 \cdot \pi \cdot 6,25 \frac{1}{\text{s}} = 39,27 \frac{1}{\text{s}}$ gewählt.

Nun zeigt sich, dass die Maschine (sie ist älter und hat schon viele Versuche hinter sich, möglicherweise hat die Remanenzflussdichte der Permanentmagnete nachgelassen) mit der gegebenen Spannung schneller angetrieben werden kann. Aus diesem Grund wird die PSM von einer zweiten PSM angetrieben, bis im Umrichter die Zwischenkreisspannung 48 V beträgt (versorgt wird der Umrichter für diesen Versuch vom Netzteil mit geringerer Spannung, Rück-

speisung in das Netzteil, welches nicht rückspeisefähig ist, wird aufgrund einer Schutzdiode verhindert).

Ergebnis des Versuches ist, dass die PSM mit einer mechanischen Drehzahl von $15,3 \frac{1}{s} = 918 \frac{1}{\text{min}}$ angetrieben werden muss, damit sich im Umrichter die Zwischenkreisspannung einstellt. Nun fällt aber an den Freilaufdioden Spannung ab, die jetzt von der PSM bereitgestellt werden musste, im Normalfall (Motorbetrieb) aber vom Umrichter kommen muss. Aus diesem Grund, und um eine „gerade“ Zahl zu wählen, wird als Nenndrehzahl gewählt:

$$n_N = 900 \frac{1}{\text{min}} \Rightarrow f_N = 15 \frac{1}{s}$$

Für die Bezugsgrößen ist aber vor allem die elektrische Bezugs-Winkelgeschwindigkeit wichtig, die wegen der zwei Polpaare der Maschine doppelt so hoch, also

$$f_{N,el} = 30 \frac{1}{s}$$

Der Bezugsstrom wird gleich dem Bemessungsstrom gewählt, da dieser auch mit dieser kleinen Spannung erreicht werden kann.

Damit ergeben sich analog der Rechnungen in Gleichung (3.7) auf der vorherigen Seite die Bezugswerte, welche in Tabelle 3.2 zusammengefasst sind.

Tabelle 3.2: Bezugsgrößen für die Normierung der PSM

Größe	Bezugswert
U_{Bezug}	32,00 V
I_{Bezug}	6,79 A
Ω_{Bezug}	$188,49 \text{ s}^{-1}$
t_{Bezug}	5,31 ms
Ψ_{Bezug}	0,17 Wb
R_{Bezug}	4,71 Ω
L_{Bezug}	25,00 mH
C_{Bezug}	1,13 mF

Der Statorwiderstand wird mit der Strom-Spannungsmessmethode spannungsrichtig gemessen. Durch Verbinden der Phasenanschlüsse von v und w wird die Spannung U_{u-vw} gemessen und der Strom, der durch diese „Schaltung“ fließt. Auf diese Weise kann direkt der Drehstromwiderstand gemessen werden. Bei einer Spannung von 11,23 V fließen 3 A Strom, woraus sich ein Drehstromwiderstand von $R_S = 3,74 \Omega$ ergibt. Der Strangwiderstand ist damit $2,5 \Omega$, was auch wieder mittels Strom-Spannungsmessung verifiziert wird. Der

normierte Statorwiderstand beträgt daher

$$r_S = \frac{R_S}{R_{Bezug}} = \frac{3,74 \Omega}{4,71 \Omega} = 0,79$$

Die Statorstranginduktivität wird über eine Stromanstiegsmessung ermittelt. Dazu wird am Netzteil eine Spannung eingestellt, welche in der PSM (wieder v und w verbunden) zwischen u und vw einen Strom von 4 A fließen lässt. Am Oszilloskop wird mittels der $\frac{5}{8}$ -Methode die Zeit gemessen, innerhalb derer $1 - \frac{1}{e} \approx 0.63 \approx \frac{5}{8}$ des Endwertes erreicht werden. Diese Zeit gibt die Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$ an, mittels derer die Induktivität ausgerechnet werden kann. Die Messung ist in Abbildung 3.3 zu sehen. Die Zeitkonstante beträgt $\tau_S = 1,45 \text{ ms}$, somit ergibt sich

$$L_S = \tau_S \cdot R_S = 1,45 \text{ ms} \cdot 3,74 \Omega = 5,42 \text{ mH} \quad (3.8)$$

$$l_S = \frac{L_S}{L_{Bezug}} = \frac{5,42 \text{ mH}}{25 \text{ mH}} = 0,217 \quad (3.9)$$

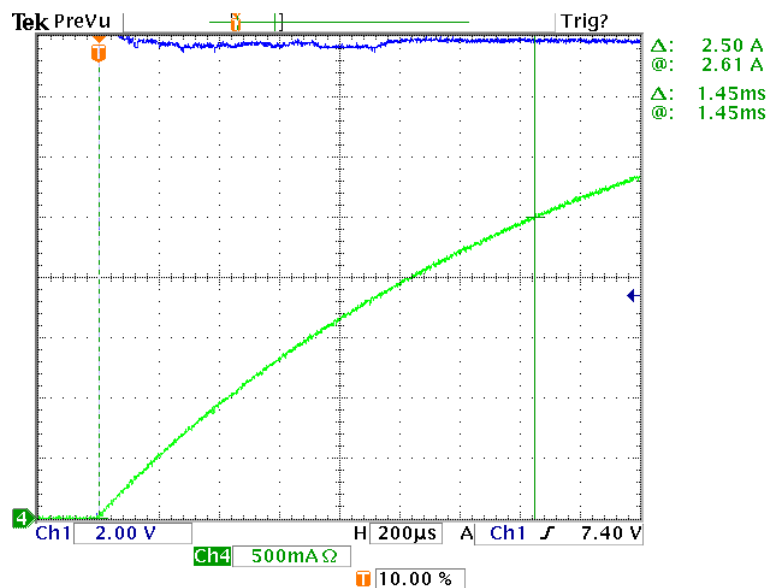


Abbildung 3.3: Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_S

Kanal 1: Spannung u_{u-vw} . Skalierung: $2 \frac{\text{V}}{\text{DIV}}$

Kanal 2: Strom i_u . Skalierung: $0,5 \frac{\text{A}}{\text{DIV}}$

Horizontale Skalierung: $200 \frac{\mu\text{s}}{\text{DIV}}$

3.3 Regelungskonzept

Die PSM wird feldorientiert (polradorientiert auf Grund der Kopplung von Magnetfeld und Polrad) geregelt [Sch00, Kap. 4.2.5]. Die Regelung basiert auf kaskadierten Regelkreisen und sinusförmiger Stromführung gemäß [Sch98, S. 235ff], wobei eine Drehzahlregelung zu realisieren ist.

Das sich ergebende Blockschaltbild der Regelung ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

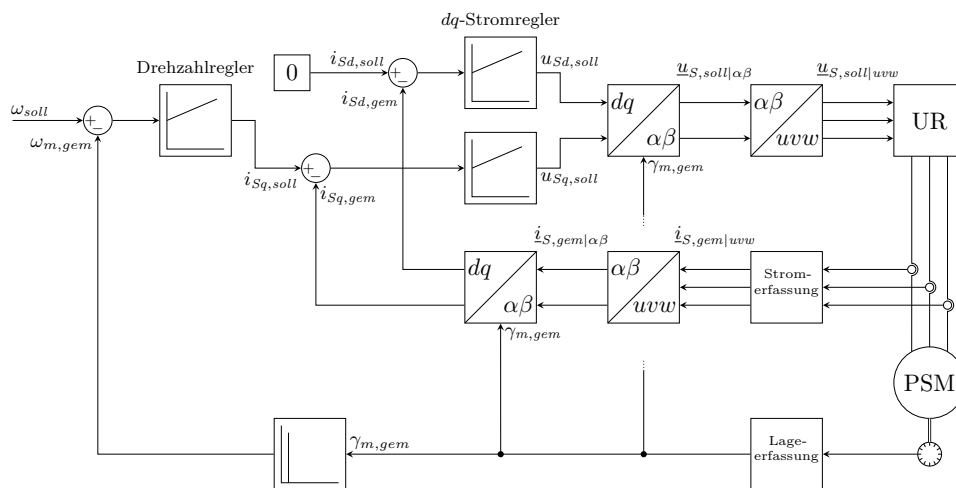
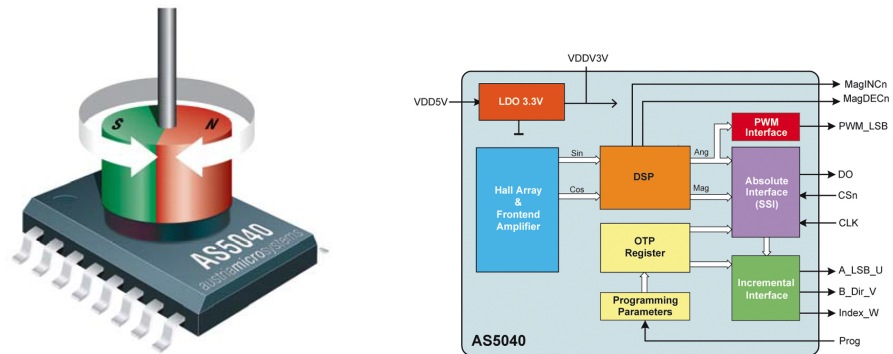


Abbildung 3.4: Blockschaltbild der Drehzahlregelung für die PSM

Die Lageerfassung ist im Blockschaltbild mittels Lagegeber gezeichnet, welcher auch tatsächlich verwendet wird. Später wird der Winkel durch das INFORM- und EMK-Verfahren ermittelt und somit der Lagegeber für die Regelung überflüssig. Als Referenz wird er allerdings beibehalten.

Konkret wurde als Lagegeber der Resolver-Chip AS5040 der Firma ams (vormals austriamicrosystems) verwendet. Dieser Chip wird in der Achse des Rotors montiert und registriert die Stellung eines am Rotor angeklebten radial magnetisierten Permanentmagneten (siehe Abbildung 3.5a auf der nächsten Seite). Der Magnet sollte möglichst genau innerhalb gewisser Toleranzen platziert werden, damit die Messgenauigkeit so hoch wie möglich ist. Details sind dem Datenblatt [ams09] zu entnehmen. Die Lage wird aus dem Resolver über eine SPI Schnittstelle ausgelesen⁷ und wird mit einer Auflösung von 10 bit und bei richtiger Montage des Resolvers und Permanentmagneten mit einer Genauigkeit von $\pm 0,5^\circ$ bei 25°C ausgelesen.

⁷Der Resolver bietet noch weitere Möglichkeiten, jedoch ist diese im konkreten Fall am Geeignetesten.



(a) Resolver-Chip AS5040 mit dem zur (b) Blockschaltbild des Chips mit den aus-
Funktion notwendigen Permanentma- geführten Anschlüssen [ams12]
gneten [ams09]

Abbildung 3.5: Lagegeber: Magnetischer Resolver-Chip AS5040

Die d -Komponente des Stromes könnte zur Feldschwächung verwendet werden, dies ist allerdings nicht sehr sinnvoll, da die relative Permeabilität eines Permanentmagneten annähernd gleich 1 ist, und somit ein großer Luftspalt wirkt, was für Feldschwächung oder -verstärkung einen sehr hohen d -Strom erforderlich machen würde. Somit wird der d -Strom zu Null geregelt und der q -Strom zur Erzeugung des Moments verwendet. Sowohl die Stromregler für die beiden Komponenten, als auch der Drehzahlregler werden als PI-Regler realisiert.

Die Regelung wird aufgrund der Einfachheit von Gleichung (3.4) auf Seite 26 im dq -KOS durchgeführt, dort wird also der Soll-Spannungsraumzeiger \underline{u}_{soll} ermittelt. Dieser wird über eine einfache Koordinatentransformation in das $\alpha\beta$ -KOS umgerechnet. Daraus errechnet eine PWM-Funktion das nötige PWM-Muster, um diese Spannung einzustellen.

Bei der PWM handelt es sich um eine symmetrische PWM, d.h. ein Zähler wird von Null bis zum Maximalwert inkrementiert, anschließend wieder bis Null dekrementiert. Die Periodendauer dieses Vorgangs t_{PWM} bestimmt nicht nur die Schalt-Frequenz, sondern auch jene des schnellen Tasks (siehe Abschnitt 3.4), da jeder Nulldurchgang eine ADC-Wandlung auslöst und der ADC nach Konversion den schnellen Task auslöst (dies wird so konfiguriert). Da der schnelle Task den Stromregler beinhaltet und letztlich die PWM ansteuert, ist diese Kopplung auch sinnvoll, da so für jeden PWM-Zyklus neue Schaltzeiten zur Verfügung stehen.

Die Schaltzeiten der Stränge u , v und w werden von der PWM-Funktion (Software) berechnet und dem PWM-Modul (DSP) mittels Zählerwert in

Registern mitgeteilt. Diese Zählerwerte entsprechen über die Periodendauer t_{PWM} und dem Zählermaximalwert der Einschaltzeit für die jeweilige Phase.

Das PWM-Modul steuert über die Treiberbausteine die MOSFETs im Umrichter an. Jeder Strang kann so an Zwischenkreisspannung (in dieser Betrachtung⁸ normiert 1 bzw. logisch „high“ von „High-Side“) oder an Masse geschaltet werden (hier normiert 0 bzw. logisch „low“ von „Low-Side“). Tabelle 3.3 listet die damit erreichbaren Spannungsraumzeiger auf, in Abbildung 3.6 auf der nächsten Seite sind dieselben grafisch dargestellt und zusätzlich ist hier hellgrau der Bereich eingezeichnet, der mit diesen Spannungsraumzeigern erreicht werden kann.

Tabelle 3.3: Mögliche Raumzeiger bei dreiphasigem Umrichter und dazu notwendige Schaltzustände

Raumzeiger-Nr.	u	v	w	Bezeichnung
0	0	0	0	KS (Kurzschluss)
1	1	0	0	u
2	1	1	0	$-w$
3	0	1	0	v
4	0	1	1	$-u$
5	0	0	1	w
6	1	0	1	$-v$
7	1	1	1	KS

Abbildung 3.7 auf Seite 35 zeigt nun das PWM-Muster und Zeigerdiagramm für einen konkreten Raumzeiger. Die Aussteuerung vom Umrichter ist nur in sechs diskrete Richtungen möglich. Daher moduliert das PWM-Modul, wie der Name auch aussagt, den Raumzeiger, indem es passende Impulse generiert, die in Summe den gewünschten Raumzeiger ergeben. Das Muster muss an sich keineswegs auf diese einfache Weise generiert werden, im Gegenteil ist die Optimierung des Pulsmusters vielfach von Interesse in Wissenschaft und Praxis. Für die einfache Motoransteuerung wird hier jedoch mit dieser Variante das Auslangen gefunden.

Wenn der Umrichter in jede Richtung die Spannung voll aussteuern kann, so ist durch Modulation jede Spannung in dem Spannungssechseck, welches in den Abbildungen 3.6 und 3.7a eingezeichnet ist, erreichbar. Entsprechend

⁸Gemäß der Normierung der Maschine, welche den Spitzenwert der Bemessungsstrangspannung als Bezugswert verwendet, muss die Zwischenkreisspannung nach der Spannungsteilerrechnung normiert mindestens $\frac{3}{2} = 1,5$ betragen. Oft wird aber die Zwischenkreisspannung z.B. zum Zweck einer Spannungsüberwachung eigens normiert und erhält deshalb den normierten Soll-Wert 1.

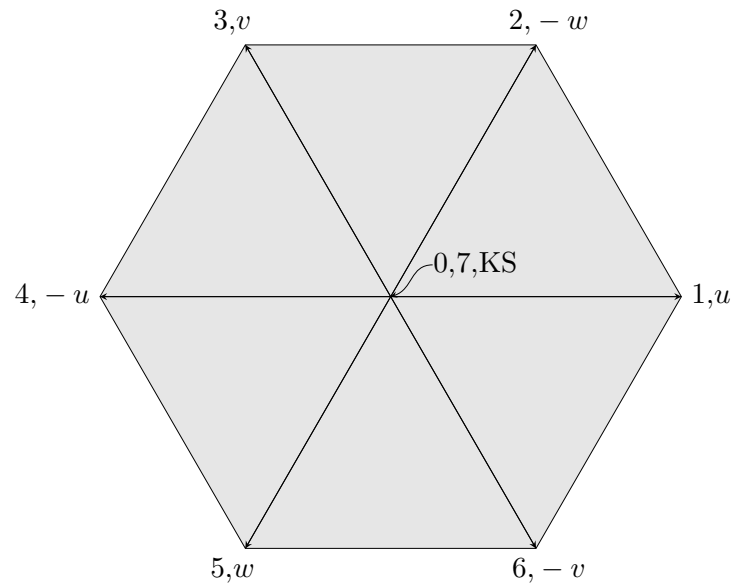
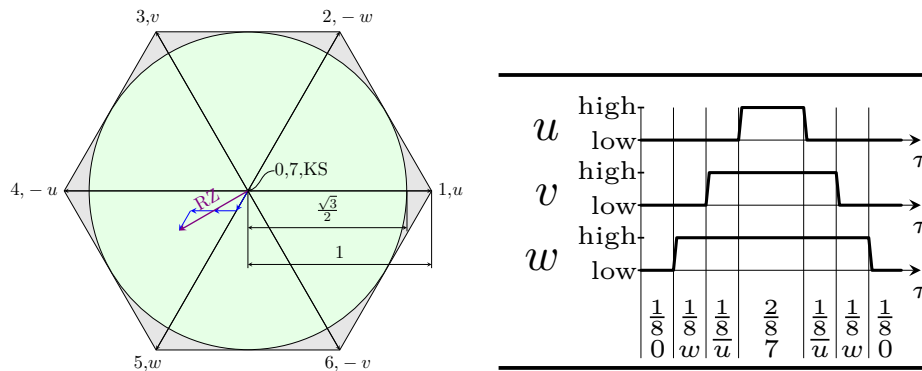


Abbildung 3.6: Mögliche Raumzeiger bei dreiphasigem Umrichter

der Spannung stellt sich auch der Strom ein. Der Maximalstrom wäre also bei Drehung der Maschine nicht konstant, sondern zwischen normiert 1 und $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866$ schwankend. Um einen solchen Rippel zu vermeiden wird die zulässige Spannung und aufgrund des ohmschen Gesetzes und des annähernd konstant angenommenen Statorwicklungswiderstands auch der zulässige Strom auf den Inkreis des möglichen Spannungsechsecks, also auf einen Kreis mit dem normierten Radius $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866$ beschränkt. Der hellgrüne Kreis in 3.7a stellt also den zulässigen Bereich für die Spannung dar.

Das Zeitdiagramm in Abbildung 3.7b auf der nächsten Seite berücksichtigt noch keine Totzeit bzw. deren Kompensation, zeigt aber doch Flanken, welche die Schaltzeit andeuten, außerdem ist dort $-u$ invertiert als \bar{u} geschrieben.

In der Version der Regelung, welche den Lagesensor verwendet, wird zur Ermittlung der Drehzahl wegen der hohen Signalgenauigkeit und des geringen Rauschanteils eine Differenzbildung unter Berücksichtigung der Zeit durchgeführt: $\omega_{gem} = \frac{\gamma_{m,neu} - \gamma_{m,alt}}{t_{Task}}$, wobei $\gamma_{m,alt}$ den Lagewinkel des letzten Task-Durchlaufs bezeichnet, $\gamma_{m,neu}$ den Lagewinkel des aktuellen Durchlaufs und t_{Task} die Ausführungszeit des Tasks. Die ermittelte Drehzahl ω_{gem} wird noch T1-gefiltert, da die Rauschempfindlichkeit der Differenzenmethode selbst für den geringen Rauschanteil des verwendeten Sensors zu hoch ist. Als Nachstellzeit sind 3,5 ms gewählt, was die Dynamik der Maschine für den Verwendungszweck nicht beeinträchtigt. Der Lagewinkel und die Geschwindigkeit



(a) Ansteuern eines bestimmten Raumzeigers mit PWM und Begrenzung des zulässigen Spannungsraumzeigers auf den Inkreis. (b) Zeitdiagramm der Ansteuerung der Ventile für den dargestellten Raumzeiger

Abbildung 3.7: PWM-Ansteuerung eines bestimmten Raumzeigers

wird im langsamen Task (siehe Abschnitt 3.4) ermittelt, im schnellen Task wird für den Winkel eine Interpolation durchgeführt.

Bei der sensorlosen Ermittlung des Lagewinkels mittels INFORM-Verfahren oder EMK-Modell ist der Rauschanteil des Signals zu hoch und außerdem die Genauigkeit zu gering, so dass keine direkte Verwendung des Lagewinkels oder gar Differenzbildung zur Drehzahlmittlung verwendet wird. Stattdessen kommt hier ein Beobachter zum Einsatz, welcher die Lage und Geschwindigkeit beobachtet und schätzt. Eingangsgröße des Beobachters ist der vom sensorlosen Verfahren ermittelte Winkel, jener liegt immer zu diskreten Zeitpunkten vor, und dieser wird verwendet, um mittels Korrekturfaktoren die Beobachtung und Schätzung anzupassen. Die Implementierung des Beobachters wird in den jeweiligen Kapiteln vorgestellt.

3.4 Aufbau der Software

Die PSM wird von einem kompakten Umrichter angesteuert. Im Umrichter ist der DSP TMS320F280 der Firma Texas Instruments verbaut. Der DSP hat eine Taktrate von 100 MHz, 16 ADC Kanäle mit 12 bit Auflösung, 6 PWM-Module, SPI-, SCI- und CAN-Module sowie einige weitere Peripherie-Module. Der DSP ist mit einem Flash-Speicher von 128 kB (adressierbar sind $64 \text{ K} \cdot 16 \text{ bit}$) ausgestattet, in diesem Flash-Speicher wird das Programm und die Daten mittels JTAG abgelegt. Programmiert wird im Code Composer Studio von Texas Instruments, welches auf Eclipse aufbaut, in der Programmiersprache C.

Im Wesentlichen arbeitet die Software interrupt-gesteuert in einem Zwei-Task-System. Dabei gibt es einen „langsamen“ Task, der alle $500\ \mu\text{s}$ vom sogenannten „Timer 2“ gestartet wird, also mit einer Frequenz von 2 kHz arbeitet. Der zweite Task ist der sogenannte „schnelle“ Task, dieser wird alle $100\ \mu\text{s}$ (10 kHz) vom ADC nach der Konvertierung aller Kanäle aufgerufen. Der ADC wiederum ist an den Nulldurchgang des PWM-Zählers gebunden, der eben diese Frequenz von 10 kHz hat.

Im schnellen Task ist der Stromregler implementiert, dieser darf nicht von anderen Interrupts unterbrochen werden. Der langsame Task beinhaltet den Drehzahl-Regler und andere weniger zeitkritische Funktionen. Er wird vom schnellen Task unterbrochen, wodurch mehrere Stromregelzyklen vergehen, bis der Drehzahlregler „abgearbeitet“ ist. Die zeitliche Abfolge ist in Abbildung 3.8 auf der nächsten Seite dargestellt. Wie auch im Diagramm zu erkennen, sind während der Ausführung des schnellen Tasks weitere Interrupts gesperrt. Beim Beenden gibt der schnelle Task die Interrupts wieder frei bzw. wird die vorher ausgeführte Interrupt Service Routine (ISR), hier der langsame Task, fortgesetzt. Wenn beim Auslösen der ISR, die dem Timer 2 zugeordnet ist, die Interrupts vom schnellen Task gesperrt wurden, wird mit dem Beginn der Ausführung gewartet, bis der schnelle Task abgeschlossen ist. Die Ausführungsdauer der Tasks muss kürzer sein, als die Zeit zwischen den jeweiligen Interrupt-Auslösungen bzw. muss die Zeit des langsamen Tasks auch um die Ausführungszeit des schnellen Tasks mal der Häufigkeit pro langsamen Zyklus kürzer sein. Wenn nun hier der schnelle (Stromregler-)Task alle $t_{\text{kurz}} = 100\ \mu\text{s}$ ausgeführt wird und für die Ausführung z.B. $60\ \mu\text{s}$ braucht, so bleiben pro Stromregler-Zyklus $40\ \mu\text{s}$ für den Drehzahlregler-Task. Wird nun der Drehzahlregler-Task alle $t_{\text{lang}} = 500\ \mu\text{s}$ aufgerufen, so darf dessen maximal benötigte Rechenzeit $t_{\text{lang,max}} = 5 \cdot 40\ \mu\text{s} = 500\ \mu\text{s} - 5 \cdot 60\ \mu\text{s} = 200\ \mu\text{s}$ betragen. Zusätzlich ist noch anzumerken, dass in Abbildung 3.8 die Tasks synchronisiert dargestellt sind. Tatsächlich werden die Tasks nicht synchronisiert, können sich also gegenseitig im Laufe der Zeit durch verschiedene Effekte zur Laufzeit verschieben.

In der Realisierung werden nicht Interrupts vom schnellen Task gesperrt, sondern vom langsamen Task unmittelbar nach Aufruf der ISR wieder freigegeben und vom schnellen Task erst nach dessen kompletter Abarbeitung, da ein ISR-Aufruf automatisch Interrupts sperrt.

Das Flussdiagramm des schnellen Tasks ist in Abbildung 3.9a auf Seite 38 dargestellt. Darin sind die Subroutinen *ADC-Signale einlesen*, *Stromregler* und *EMK-Modell* enthalten.

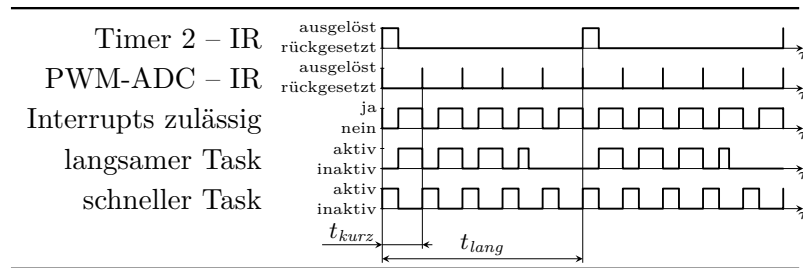


Abbildung 3.8: Zeit-Diagramm der Task-Abfolge für den schnellen und langsamen Task

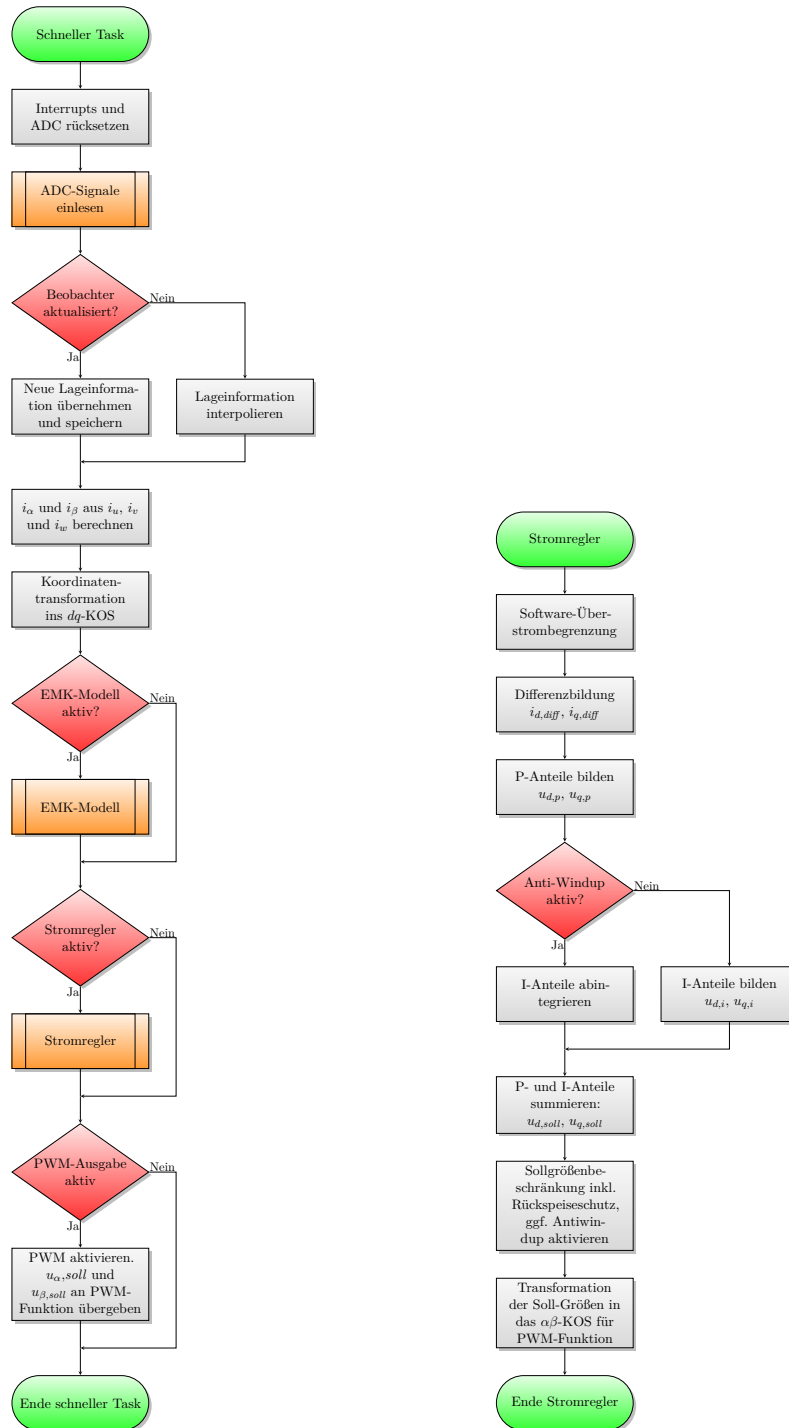
Die Routine *ADC-Signale einlesen* berechnet aus den vom ADC gelieferten Zahlen die normierten Werte der Spannungen und Ströme, jeweils des Zwischenkreises und der drei Phasen. Die Spannungen werden gegen Masse, mit der auch die Low-Side der Ausgangsschaltung verbunden ist, gemessen. Die Normierungsfaktoren sind aufgrund der Spannungsteiler schaltungsabhängig und wurden vorher errechnet. Ebenso durch den Spannungsteiler der Schaltung zusammen mit dem festen Spannungseingangsbereich des ADC (0 bis 3 V) wird der Messbereich festgelegt. Beim Strom gibt es auch noch einen Offset, der in einer kurzen (3 s) Initialisierungsphase nach Einschalten des Umrichters ermittelt wird. Der eingestellte Messbereich des Umrichters ist -30 A bis 30 A . Dieser wird durch eine Schaltung⁹ ermöglicht, welche Ströme von -30 A bis 0 A in den Spannungsbereich 0 bis 1,5 V umsetzt und 0 A bis 30 A in den Spannungsbereich 1,5 V bis 3 V. Die Umsetzung kann nicht absolut exakt erfolgen, daher ist immer der Offset möglich. Im Programm beinhaltet der Offset auch gleich die Verschiebung des Stromes in den negativen Bereich.

Das Flussdiagramm des *Stromreglers* ist in Abbildung 3.9b dargestellt. Wichtig ist zu beachten, dass der Stromregler zwei Ströme regelt, den d - und den q -Strom und somit zwei PI-Regler enthält.

Die Beschreibung und das Diagramm des *EMK-Modells* folgt in Abschnitt 3.5.2

Abbildung 3.10 auf Seite 40 zeigt das Flussdiagramm des langsamen Tasks. Hier werden alle nicht zeitkritischen Aufgaben der Regelung ausgeführt, wozu die Ermittlung der Lage und der Drehzahl, teilweise durch Beobachterstruktur gehört. Die Resolverdaten werden direkt im Task über eine SPI-Schnittstelle eingelesen. Die sensorlosen Verfahren sind nicht direkt im langsamen Task

⁹Die Schaltungen des Umrichters und Teile davon dürfen hier nicht gezeigt werden, da diese geistiges Eigentum des Herstellers sind.



(a) Flussdiagramm des schnellen Tasks (b) Flussdiagramm des Stromreglers

Abbildung 3.9: Flussdiagramme des schnellen Tasks und des darin enthaltenen Stromreglers

implementiert. Das INFORM-Verfahren ist als eigene ISR implementiert, die alternativ zum schnellen Task aufgerufen wird (mehr dazu in Abschnitt 3.5.1) und das EMK-Modell ist als optionale Routine im schnellen Task implementiert (vgl. Abschnitt 3.5.2). Jedoch sind die Beobachter für beide Verfahren im langsamen Task integriert und werden ausgeführt, falls das jeweilige Verfahren aktiv ist.

Der Drehzahlregler hat eine ganz einfache Struktur, weil in der PSM das entwickelte Moment direkt proportional bzw. bei passender Normierung (konkret heißt „passend“, dass sich aus der Normierung $|\underline{\psi}_M| = 1$ ergibt) gleich der Stromkomponente in q -Richtung ist, wie schon oben erläutert wurde. Daher wird $i_{d,soll} = 0$ festgelegt und $i_{q,soll}$ vom PI-Regler entsprechend der Regelabweichung und der Reglerparameter errechnet. Das Flussdiagramm des Drehzahlreglers ist in Abbildung 3.11 auf Seite 41 dargestellt.

3.5 Sensorlose Ermittlung der Rotorlage

Bisher wurde ausschließlich der eingebaute Lagesensor verwendet. In der „Laborumgebung“, in welcher die Diplomarbeit durchgeführt wurde, funktionierte der Lagesensor meistens sehr gut. Auch hier waren allerdings teilweise schon EMV-Probleme bei der Übertragung der Daten über SPI zum Umrichter zu lösen (Filterkondensator für die Spannung direkt an der Sensor-Platine, geschirmtes Kabel). In rauen Umgebungen mit Schmutz, Staub, Feuchtigkeit und Vibrationen ist jeder Sensor mit der zugehörigen Verkabelung noch um ein Vielfaches mehr beansprucht. Der verwendete Sensor ist vergleichsweise sehr klein, der eigentlich in der PSM schon eingebaute Resolver ist dagegen sehr groß und erhöht das Volumen der gesamten PSM massiv. Vor allem bei hohen Stückzahlen fallen auch die Kosten des Sensors stark ins Gewicht. Aus all diesen Gründen ist eine sensorlose¹⁰ Regelung immer ein guter Ansatz.

3.5.1 Geringe Drehzahl und Stillstand – INFORM

Das INFORM-Verfahren wurde in den 1980er Jahren von Prof. Schrödl vorgestellt und beschrieben (sehr ausführlich in seiner Habilitationsschrift [Sch92]). Seither wird es unter seiner Leitung am ESEA laufend weiterentwickelt und modifiziert. Es eignet sich besonders gut zur sensorlosen Ermittlung der Rotorlage im Stillstand und im geringen Drehzahlbereich.

¹⁰Unter „sensorlos“ wird hier verstanden, dass nur Ströme und Spannungen gemessen werden und aus diesen über mathematische Modelle auf andere physikalische Größen wie die Lage und Geschwindigkeit rückgeschlossen wird.

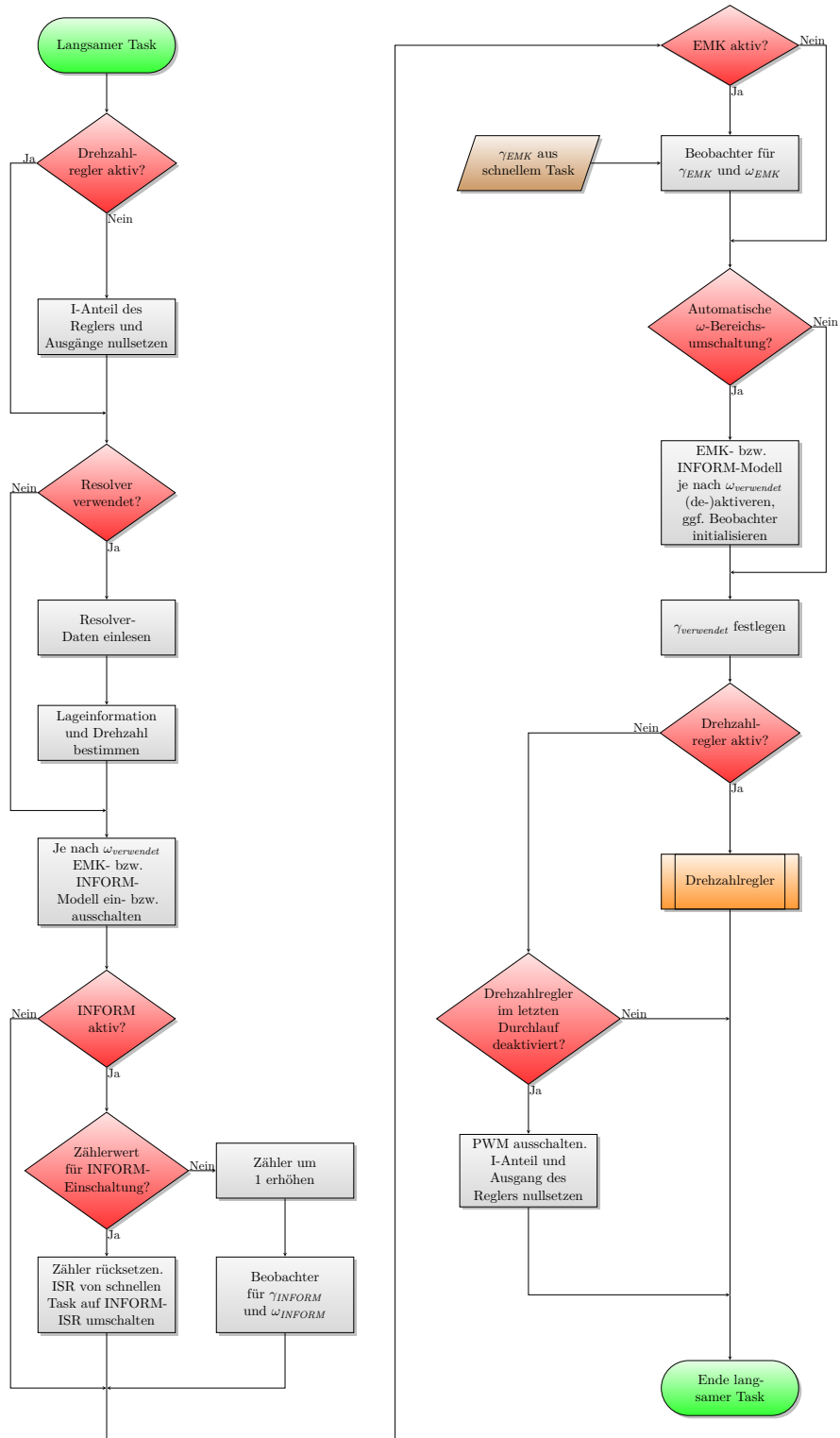


Abbildung 3.10: Flussdiagramm des langsamen Tasks

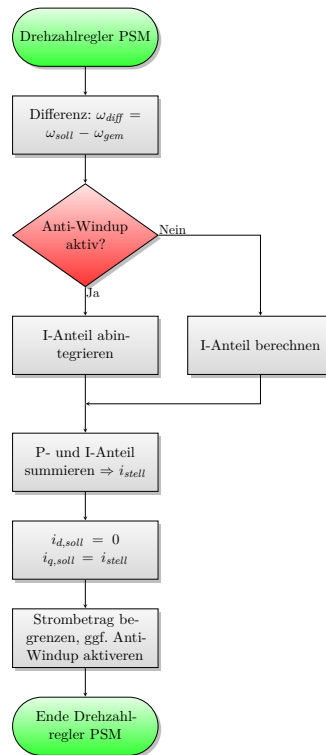


Abbildung 3.11: Flussdiagramm des Drehzahlreglers für die PSM

Grundlage des INFORM-Verfahrens ist das Vorliegen von magnetischer Achsigkeit in der Maschine. Auch wenn bei einer konkreten PSM die Achsigkeit des Rotors an sich nur sehr gering ausgeprägt ist, so dass sie für die Regelung ggf. sogar vernachlässigt wird, kann bei einem Statorstrom durch Vormagnetisierung aufgrund der Permanentmagnete in den Statorzähnen oder im Rotor Sättigung des Eisens (oder anderes magnetisches Material) in Richtung des magnetischen Flusses der Permanentmagnete auftreten, was die Permeabilität in diesem Bereich vermindert. Sollten keine Permanentmagnete in der Maschine vorhanden sein, so können bei größerem Stromfluss trotzdem bestimmte Bereiche (vor allem Statorzähne) früher sättigen, als andere Bereiche. Dadurch entsteht im Betrieb (wenn auch ein „spezieller“ Betrieb vorliegt, in dem Messimpulse an die Maschine angelegt werden) eine messbare Achsigkeit, wenn dies der Fall ist, spricht man auch von „INFORM-Tauglichkeit“.

Diese magnetische Achsigkeit ist gekennzeichnet durch unterschiedliche Induktivitäten in den verschiedenen Achsen. Beim INFORM-Verfahren erfolgt die Ermittlung dieser Induktivitäten, indem die Stromänderung aufgrund von Spannungsimpulsen ausgewertet wird.

Beim klassischen INFORM-Verfahren wird die Zwischenkreisspannung für

bestimmte Zeit voll an die Maschine in Richtung einer Strangachse geschaltet, dies wird als *INFORM-Schuss* oder einfach als *Schuss* bezeichnet. Eine *INFORM-Schusssequenz* oder *Schusssequenz* bezeichnet eine bestimmte Abfolge von solchen Schüssen, dabei sind verschiedene Varianten möglich. In dieser Arbeit wird mit einem positiven Vorschuss, einem negativen und einem positiven Hauptschuss, sowie einem negativen Nachschuss gearbeitet. Diese Folge wird in jeder Phase wiederholt und bildet somit die Schusssequenz. Die in dieser Arbeit verwendete INFORM-Sequenz ist (nicht maßstäblich) in Abbildung 3.12 auf der nächsten Seite abgebildet. Wichtig ist hierbei, dass die Stromänderungen eben nicht immer genau dieser idealisierten Form entsprechen, sondern abhängig von den positionsabhängigen Reaktanzen Änderungen erfahren, bei Drehung des Rotors und dauernder INFORM-Messung liegt der Vergleich nahe, dass die Kurven der Stromänderungen in den Phasen in gewisser Weise „atmet“. Vor, zwischen und nach den eigentlichen Schüssen wird die PWM entweder vom Stromregler gesteuert, oder ist „ausgeschaltet“, d. h. alle sechs MOSFETs sind geöffnet. In Abbildung 3.12 ist dieser Zustand blau und auf dem Level zwischen „high“ (positive Zwischenkreisspannung) und „low“ (negative Zwischenkreisspannung bzw. Masse) gekennzeichnet, was in gewisser Weise die undefiniertheit ausdrückt. Weiter ist zu beachten, dass die Stromkurven Abweichungen vom Arbeitspunkt darstellen, absolut gesehen haben die Ströme in den meisten Betriebsfällen einen Offset vom Nullpunkt.

Die Zeitpunkte der Strommessung sind in der Abbildung 3.13 auf Seite 44 zu sehen, die [Nen11] entnommen ist. Dort ist die Polarität der Schussreihenfolge umgekehrt, als in dieser Arbeit (Vorschuss beginnt dort negativ, hier positiv), am Prinzip ändert sich jedoch nichts. Auch gut zu sehen ist in der Abbildung die Überabtastung der Strommesspunkte, die auch in der Realisierung dieser Arbeit durchgeführt wird, um das Messrauschen zu verringern.

Die folgenden mathematischen Herleitungen sind in [Sch92] sowie in zahlreichen weiteren Veröffentlichungen enthalten, die konkrete Ableitung der Formeln habe ich hauptsächlich [Sta05] entnommen. Gemessen wird nun der Strom in jeder Phase, wobei mehrere Messungen zu genau definierten Zeiten aufgenommen werden, um die Stromänderung in jeder Phase bestimmen zu können. Die Höhe der Stromänderungen hängt direkt mit der gewählten Schussdauer zusammen. Für das „normale“ INFORM-Verfahren (auch Kleinsignal-INFORM genannt) werden die Zeiten so gewählt, dass eine zuverlässige Auswertung möglich ist, aber die Stromauslenkung um den Arbeitspunkt so gering wie möglich ist. Konkret ist die Auslenkung des Stromes vom Arbeitspunkt meist in der Größenordnung von ca. $\pm 10\%$. Aus diesen

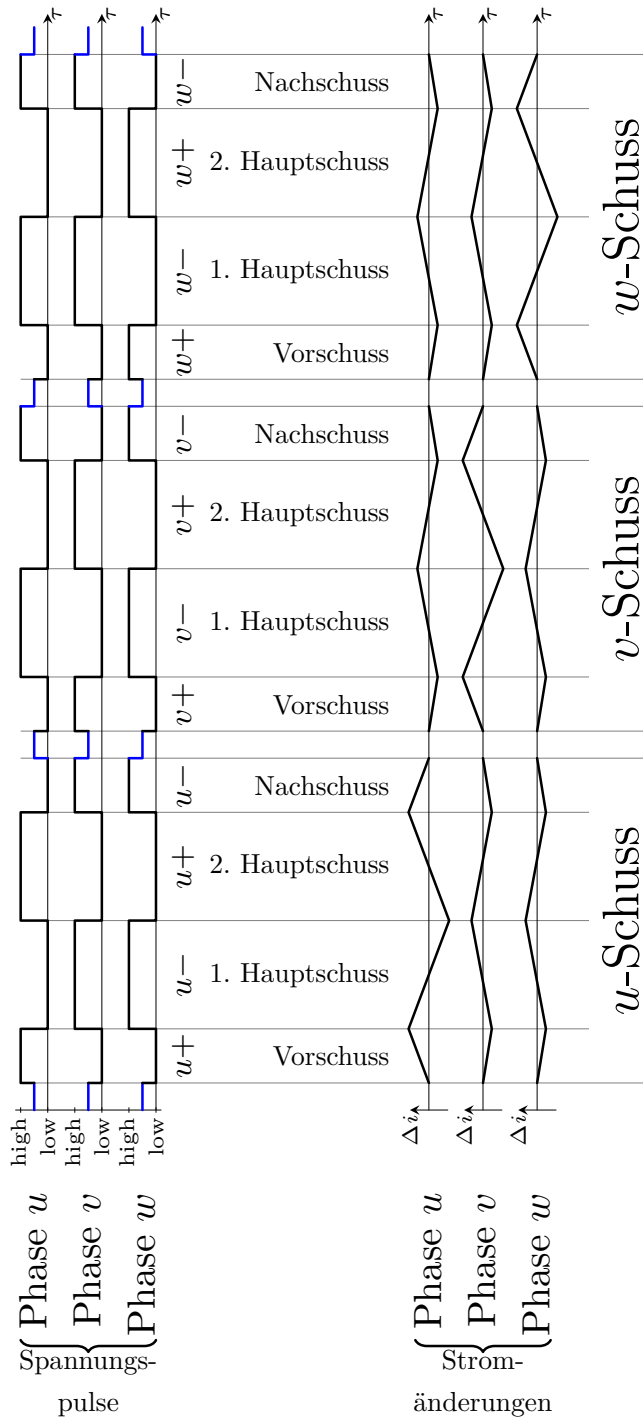


Abbildung 3.12: Verwendete INFORM-Schussesequenz

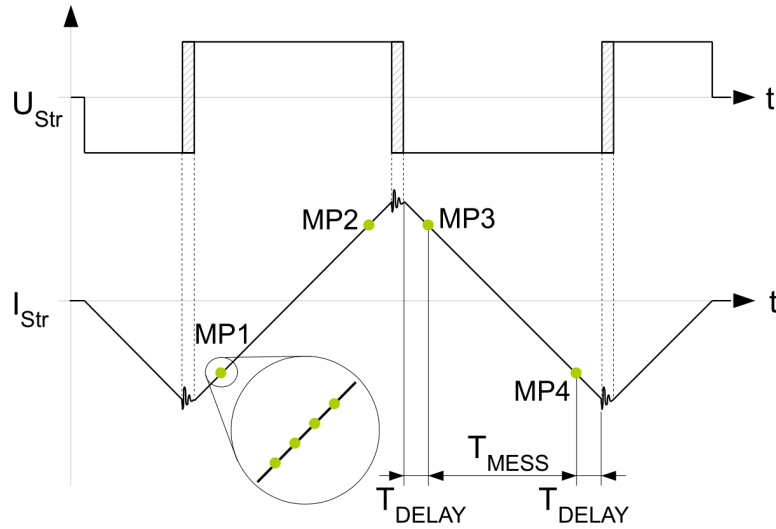


Abbildung 3.13: INFORM-Schuss: Strommesszeit und Mittelung mehrerer Strommesswerte [Nen11, S. 21]

Stromänderungen Δi_u , Δi_v und Δi_w wird ein Stromänderungsraumzeiger gebildet. Wenn dieser differentiell betrachtet wird und in Bezug zum angelegten Spannungsraumzeiger (Spannungs-Impuls) gesetzt wird, ergibt sich daraus die sogenannte komplexe INFORM-Reaktanz, welche zur Berechnung der Rotorlage herangezogen wird:

$$l_{INFORM} = \frac{\underline{u}_S}{\frac{d\underline{i}_S}{d\tau}} \quad (3.10)$$

In der Statorspannungsgleichung (3.1) der PSM wird im folgenden der Statorwiderstand vernachlässigt:

$$\underline{u}_S = l_s \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} + \frac{d\underline{\psi}_M}{d\tau} \quad (3.11)$$

Der Flussraumzeiger $\underline{\psi}_M$ hat konstanten Betrag, daraus ergibt sich:

$$\underline{u}_S = l_s \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} + j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_M \quad (3.12)$$

Der Spannungsraumzeiger, welcher sich aus der Zusammensetzung der ersten Hauptschüsse in jede Phase ergibt, wird mit $\underline{u}_{S,1}$ bezeichnet und jener, der sich aus den zweiten Hauptschüssen zusammensetzt, mit $\underline{u}_{S,2} = -\underline{u}_{S,1}$, damit gilt:

$$\underline{u}_{S,1} = l_S \cdot \frac{di_{S,1}}{d\tau} + j \cdot \omega_{m,1} \cdot \underline{\psi}_M \quad (3.13)$$

$$\underline{u}_{S,2} = -\underline{u}_{S,1} = l_S \cdot \frac{di_{S,1}}{d\tau} + j \cdot \omega_{m,1} \cdot \underline{\psi}_M \quad (3.14)$$

Unter der Annahme, dass sich die Drehzahl während der Messung nicht ändert, was aufgrund der sehr kurzen Messdauer gerechtfertigt ist, fällt durch Subtraktion der Gleichung (3.14) von Gleichung (3.13) der Term $j \cdot \omega_M \cdot \underline{\psi}_M$, welcher die induzierte Spannung beschreibt, heraus und die Statorinduktivität lässt sich anschreiben:

$$l_S = \frac{2 \cdot \underline{u}_{S,1}}{\frac{di_{S,1}}{d\tau} - \frac{di_{S,2}}{d\tau}} \quad (3.15)$$

Zur besseren Bearbeitung der Gleichung (3.15) im Signalprozessor wird sie invertiert und als \underline{y}_{inf} bezeichnet. Für die INFORM-Methode ist vor allem der Winkel von \underline{y}_{inf} wichtig.

$$\underline{y}_{inf} = \frac{1}{l_S} = \frac{\frac{di_{S,1}}{d\tau} - \frac{di_{S,2}}{d\tau}}{2 \cdot \underline{u}_{S,1}} \quad (3.16)$$

$$\underline{y}_{inf} = y_0 - \Delta y \cdot e^{j2(\gamma_{inf} - \arg(\underline{u}))} \quad (3.17)$$

Die grafische Darstellung der Zusammenhänge aus Gleichung (3.17) ist in Abbildung 3.14 zu sehen.

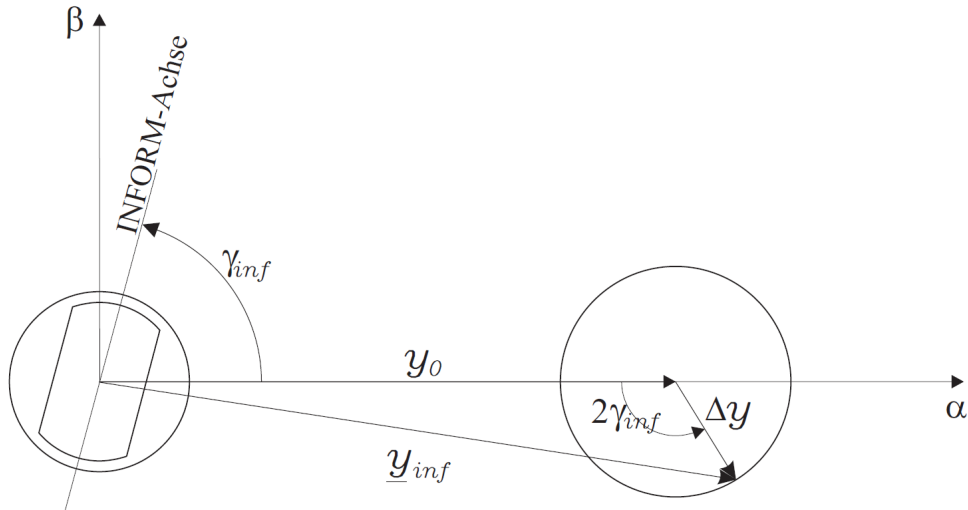


Abbildung 3.14: Grafische Darstellung der inversen INFORM-Reaktanz [Sta05, S. 31]

Für die gewonnene Information aus den INFORM-Schüssen sind verschiede-

dene Auswertungen möglich. Hier wird gemäß [Sta05] die Realteilauswertung weiterverfolgt.

Jeder Schuss der Dauer $\Delta\tau$ in eine positive Phasenrichtung hat eine positive Stromänderung in dieser Richtung zur Folge, in negative Richtung eine negative Stromänderung. Diese beiden Stromänderungen werden betragsmäßig für jede Phase addiert, was eine Subtraktion der negativen Stromänderung von der positiven bedeutet:

$$\overline{\Delta i_u} = \Delta i_{u+} - \Delta i_{u-} \quad (3.18a)$$

$$\overline{\Delta i_v} = \Delta i_{v+} - \Delta i_{v-} \quad (3.18b)$$

$$\overline{\Delta i_w} = \Delta i_{w+} - \Delta i_{w-} \quad (3.18c)$$

Aus den Gleichungen (3.18) wird nun der Stromänderungsraumzeiger zu

$$\overline{\Delta \underline{i}} = \frac{2}{3} \left(\overline{\Delta i_u} + \overline{\Delta i_v} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \overline{\Delta i_w} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.19)$$

errechnet.

Durch Einsetzen von Gleichung (3.18) in Gleichung (3.16) erhält man durch Ersatz des Differentialquotienten durch einen Differenzenquotienten mit der (kurzen) Messzeit $\Delta\tau$

$$y_{inf} = \frac{\overline{\Delta \underline{i}}}{2 \cdot \underline{u} \cdot \Delta\tau} \quad (3.20)$$

Wird nun in Gleichung (3.20) für den Spannungsimpuls die Exponentialdarstellung eingesetzt und weiter für y_{inf} die Darstellung nach Gleichung (3.17), so ergibt sich unmittelbar

$$\overline{\Delta \underline{i}} \cdot e^{-j \arg(\underline{u})} = 2 \cdot \Delta\tau \cdot |\underline{u}| \cdot \left(y_0 - \Delta y \cdot e^{j2(\gamma_{inf} - \arg(\underline{u}))} \right) \quad (3.21)$$

Unter Berücksichtigung der Schussrichtungen ergeben sich für das Argument von \underline{u} die diskreten Werte $\arg(\underline{u}_u) = 0$, $\arg(\underline{u}_v) = \frac{-4\pi}{3}$ und $\arg(\underline{u}_w) = \frac{-2\pi}{3}$. Setzt man diese in Gleichung (3.21) ein und bildet den Realteil, so ergibt sich

$$\Re \left(\overline{\Delta \underline{i}} \cdot e^{-j0} \right) = \overline{\Delta i_u} = 2 \cdot \Delta\tau \cdot |\underline{u}| \cdot \left(y_0 - \cos(2\gamma_{inf}) \right) \quad (3.22)$$

$$\Re \left(\overline{\Delta \underline{i}} \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) = \overline{\Delta i_v} = 2 \cdot \Delta\tau \cdot |\underline{u}| \cdot \left(y_0 - \cos\left(2\gamma_{inf} - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (3.23)$$

$$\Re \left(\overline{\Delta \underline{i}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = \overline{\Delta i_w} = 2 \cdot \Delta\tau \cdot |\underline{u}| \cdot \left(y_0 - \cos\left(2\gamma_{inf} - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (3.24)$$

Durch Bildung der Linearkombination ähnlich der Raumzeigerdefinition wird die komplexe INFORM-Größe \underline{u}_{inf} gebildet (korrekterweise wird hier die CLARKE-Transformation angewandt, vgl. [Nen11])

$$\underline{u}_{inf} = \overline{\Delta i_u} + \overline{\Delta i_v} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} + \overline{\Delta i_w} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.25)$$

Das Argument von \underline{u}_{inf} ist die doppelte elektrische Rotorlage plus 180°

$$\arg(\underline{u}_{inf}) = 2 \cdot \gamma_{inf} + \pi \quad (3.26)$$

Die beiden Gleichungen (3.25) und (3.26) ermöglichen eine leichte Auswertung der INFORM-Messungen am DSP, wobei die Unsicherheit des Winkels von 180° zu berücksichtigen ist. Der noch zu behandelnde Beobachter kann den doppelten Winkel gut behandeln, muss aber anfangs richtig initialisiert werden. Die Anfangsinitialisierung kann einfach mit dem sogenannten Großsignal-INFORM-Verfahren bewerkstelligt werden, das nun kurz behandelt wird.

Das Großsignal-INFORM-Verfahren verwendet in der hier verwendeten Form nur einen positiven Vor-, einen negativen Haupt- und einen positiven Nachschuss. Das Schussmuster mit der qualitativen Stromantwort ist in Abbildung 3.15 auf der nächsten Seite (wurde aus [Sta05] entlehnt) zu sehen. Wesentlich dabei ist, dass der Strom nicht nur um ca. $\pm 10\%$ des Nennstroms ausgelenkt wird, sondern im Bereich des Nennstroms und mehr.

Der Grund für die große Auslenkung liegt gerade darin, dass die Lage mithilfe dieses Verfahrens ohne die 180° -Unsicherheit erfolgen soll. Bei einer solchen Auslenkung fällt nämlich die Vormagnetisierung aufgrund des Permanentmagneten sehr wohl ins Gewicht, wodurch sich die Polarität des Permanentmagneten ermitteln lässt. Abbildung 3.16 auf der nächsten Seite verdeutlicht dies.

Aus den in Abbildung 3.15 eingezeichneten Messwerten wird der Stromänderungsraumzeiger mit

$$\Delta \underline{i}_{GRS} = (\Delta i_1 + \Delta i_2) - (\Delta i_3 + \Delta i_4) \quad (3.27)$$

für jede Phase berechnet:

$$\underline{c}_{GRS} = \frac{2}{3} \cdot \left(\Delta i_{GRS,u} \cdot e^{j0} + \Delta i_{GRS,v} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \Delta i_{GRS,w} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.28)$$

Daraus kann der gewünschte Winkel berechnet werden, diesmal ohne die 180° -Unsicherheit:

$$\gamma_{GRS} = \arg(\underline{c}_{GRS}) \quad (3.29)$$

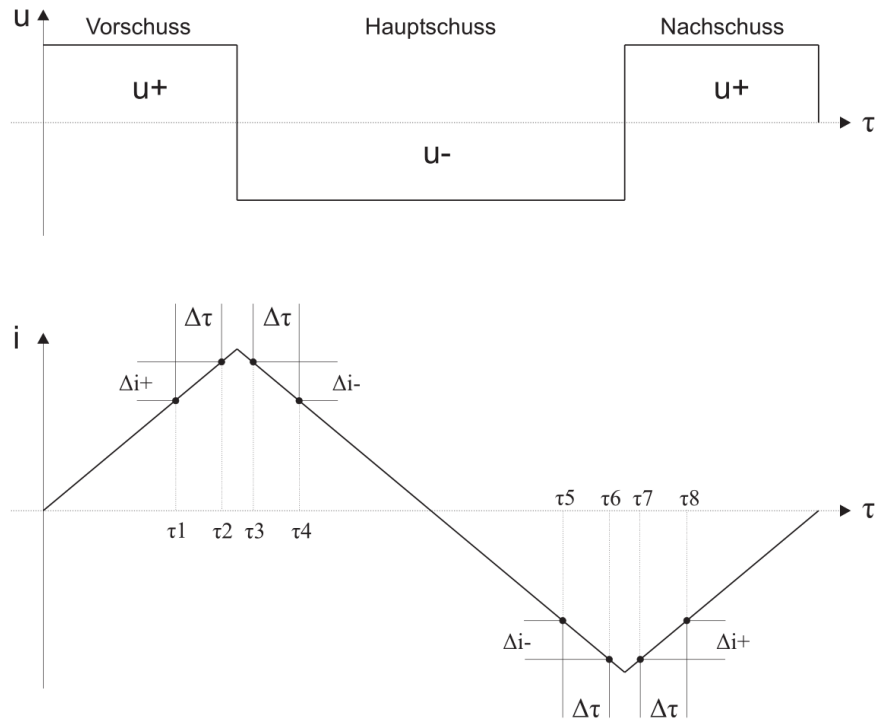


Abbildung 3.15: INFORM-Sequenz des Großsignal-INFORM-Verfahrens in einem Strang [Sta05]

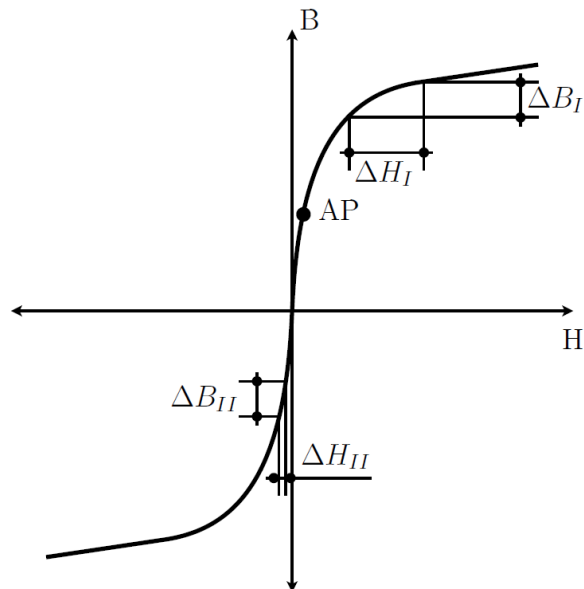


Abbildung 3.16: Magnetische Auslenkung während einer Großsignal-Messung [Iza09, S. 22]

Das Großsignal-Verfahren eignet sich hervorragend, um die absolute Lage zur Initialisierung zu bestimmen. Aufgrund der hohen Auslenkung des Stromes hat es allerdings deutlich stärkere Auswirkungen bezüglich Momentenrippel, Vibrationen und somit Lärmentwicklung. Daher ist für den Betrieb nach erstmaliger Initialisierung das (Kleinsignal-)INFORM-Verfahren zu bevorzugen.

Im DSP erfolgt die Realisierung derart, dass das INFORM-Verfahren in einer eigenen ISR abgelegt ist. Immer wenn eine INFORM-Sequenz mit Auswertung nötig ist, wird im Rahmen des langsamen Tasks die ISR welche vom ADC-Interrupt ausgelöst wird, vom schnellen Task zum INFORM-Task geändert. Der INFORM-Task ändert zum Schluss der Sequenz die ADC-ISR wieder zum schnellen Task. In Abbildung 3.17 ist das Flussdiagramm des (Kleinsignal-)INFORM-Verfahrens dargestellt. Wichtig zu beachten ist dabei, dass der Ablauf nicht in dem Sinn sequentiell innerhalb der ISR ist, sondern dass die ISR vielfach aufgerufen wird und entsprechend der gewünschten Mess- und Schusszeiten die PWM-Periodendauer ändert. Intern wird dann über `switch-case`-Anweisungen der richtige Programmteil ausgeführt. Für die Dauer der Aktivität des INFORM-Verfahrens ist der Stromregler deaktiviert.

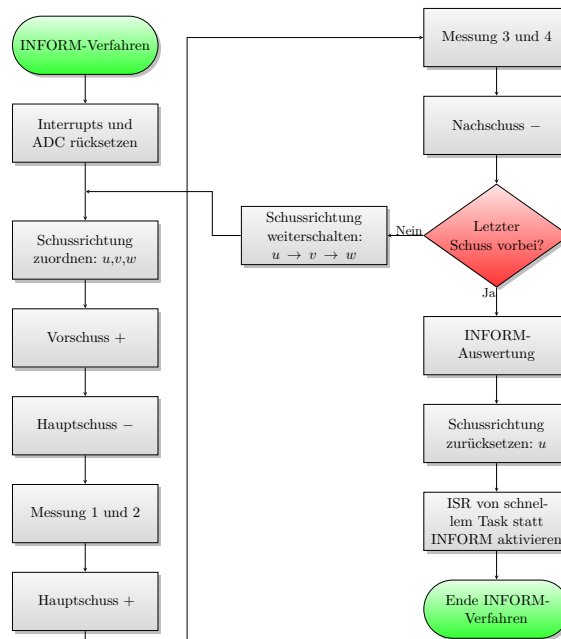


Abbildung 3.17: Flussdiagramm des INFORM-Verfahrens (Kleinsignal) für die PSM

3.5.2 Hohe Drehzahl – EMK

Für höhere Drehzahlen (bei den meisten Maschinen ab ca. 10 bis 20 %) lässt sich die Information, welche aufgrund der Induktion gewonnen werden kann, zur Ermittlung der Rotorlage heranziehen. Die Herleitung ist recht einfach und wurde im Wesentlichen aus [Sch09b] entnommen.

Die Statorspannungsgleichung (3.1) und die Verkettungsflussgleichung (3.2) bieten den Ansatz dafür, sie seien hier noch einmal wiedergegeben:

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S(\tau)}{d\tau} + j\omega_K(\tau) \cdot \underline{\psi}_S(\tau) \quad (3.1)$$

$$\underline{\psi}_S(\tau) = l_S \cdot \underline{i}_S(\tau) + \underline{\psi}_M \quad (3.2)$$

Die Betrachtung erfolgt im $\alpha\beta$ -KOS, womit der Term $j\omega_K(\tau) \cdot \underline{\psi}_S(\tau)$ aus Gleichung (3.1) herausfällt. Setzt man nun Gleichung (3.2) in Gleichung (3.1) ein, so ergibt sich

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S + l_S \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} + \frac{d\underline{\psi}_M}{d\tau} \quad (3.30)$$

woraus sich wiederum die Änderungsrate des elektrischen Flusses zu

$$\frac{d\underline{\psi}_M}{d\tau} = \underline{u}_S(\tau) - \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S - l_S \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} \quad (3.31)$$

errechnen lässt. Der Fluss des Permanentmagneten hat konstanten Betrag und die Richtung ist mit der d -Achse gekoppelt, seine zeitliche Änderungsrate ergibt sich zu

$$\frac{d\underline{\psi}_M}{d\tau} = j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_M(\tau) \quad (3.32)$$

wodurch sich zusammen mit Gleichung (3.31)

$$e^{j\gamma_m(\tau)} = -j \cdot |\underline{\psi}_M|^{-1} \cdot \omega_m^{-1} \cdot \left(\underline{u}_S(\tau) - \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S - l_S \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} \right) \quad (3.33)$$

der Rotorwinkel errechnen lässt:

$$\gamma_m(\tau) = \mp \frac{\pi}{2} + \arg \left(\underline{u}_S(\tau) - \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S - l_S \cdot \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} \right) \quad (3.34)$$

Das Vorzeichen hängt von der Drehrichtung ab. Bei positivem ω_m ist das Minus zu wählen, ansonsten das Plus. Man sieht in Gleichung (3.33), dass aufgrund der Inversion von ω_m das EMK-Modell für niedrige Drehzahlen und vor allem für den Stillstand nicht anwendbar ist.

In dieser Arbeit wurde ein etwas anderer Ansatz gewählt, das sogenannte klassische EMK-Modell, das auch die Integration verwendet.

Dabei wird wieder Gleichung (3.2) in Gleichung (3.1) eingesetzt, anschließend allerdings direkt integriert, auf $\underline{\psi}_M$ umgeformt und das Argument gebildet, das wieder die Rotorlage angibt:

$$\gamma_m = \arg(\underline{\psi}_M) = \arg\left(\int (\underline{u}_S(\tau) - \dot{\underline{i}}_S(\tau) \cdot r_S) d\tau - \dot{\underline{i}}_S(\tau) \cdot l_S\right) \quad (3.35)$$

Für die Anwendung des EMK-Modells müssen also in jedem Fall die Maschinenparameter r_S und l_S bekannt sein. Problematisch bei diesem Modell ist die offene Integration. Wegen der Gefahr des Wegdriftens oder Aufintegrierens von Rauschen wird der Integrator oft in ein PT1-Glied umgewandelt, indem der Ausgang über ein P-Glied (sehr kleiner k_p -Faktor) an den Eingang rückgekoppelt wird. Das bedeutet zwar, dass die Integration im niedrigen Frequenzbereich nicht mehr durchgeführt wird, für den hohen Frequenzbereich wird sie dagegen allerdings deutlich stabilisiert, weil die Verstärkung für niederfrequentes Rauschen massiv reduziert wird. Der Vergleich der beiden Amplitudenfrequenzgänge ist in Abbildung 3.18 dargestellt.

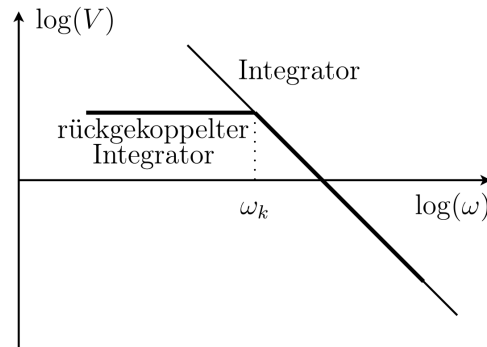


Abbildung 3.18: Frequenzgang eines Integrators und eines PT1-Gliedes, welches durch Rückkopplung entsteht [Iza09]

Abbildung 3.19 auf der nächsten Seite zeigt das Blockschaltbild des EMK-Modells. Der gesuchte Rotorwinkel ist im Ausgang als Winkel des Flussraumzeigers, der schon im $\alpha\beta$ -KOS vorliegt, enthalten und muss nur mehr über

$$\gamma_m = \arctan\left(\frac{\psi_{S\beta}}{\psi_{S\alpha}}\right) \quad (3.36)$$

ausgerechnet werden.

In der Software ist das EMK-Modell direkt im Fast-Task integriert, nicht in einer eigenen ISR. Es läuft also ständig mit, falls es aktiviert ist. Das Flussdiagramm des EMK-Modells für die PSM ist in Abbildung 3.20 zu sehen.

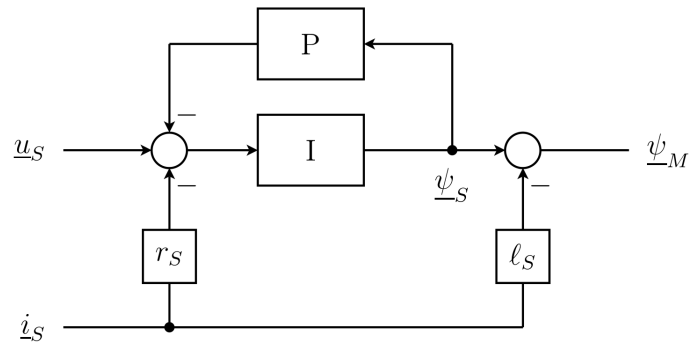


Abbildung 3.19: Blockschaltbild des implementierten EMK-Modells [Iza09]

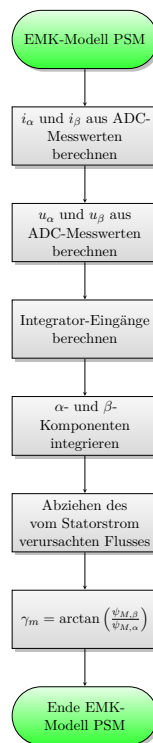


Abbildung 3.20: Flussdiagramm des EMK-Modells für die PSM

3.5.3 Beobachter

Das Lagesignal, welches von einem sensorlosen Verfahren kommt, erfüllt nicht dieselben Ansprüche wie jenes des verwendeten Lagegebers. Es ist verrauscht und weist eine geringere Genauigkeit auf. Außerdem entspricht der INFORM-Winkel dem doppelten Lagewinkel. Aus diesem Grund wird ein Zustandsbeobachter eingesetzt, der das Rauschen filtert, den doppelten INFORM-Winkel halbiert und aus dem Lagewinkel die Drehzahl errechnet. Der Beobachter muss einmal richtig initialisiert werden, damit die Halbierung des INFORM-Winkels den „richtigen“ Lagewinkel wiedergibt und nicht einen Fehler von 180° aufweist, dies geschieht wie oben beschrieben mithilfe des Großsignal-INFORM-Verfahrens. Die Drehzahl kann vom Beobachter errechnet werden, da er keine Differentiation anwendet, für welche das Signal zu verrauscht wäre. Eine Umschaltung bewirkt, dass bei Verwendung des EMK-Modells der Winkel nicht halbiert wird, sondern direkt verwendet wird.

Der Beobachter ist ein Zustandsbeobachter, welcher die ermittelten Lageinformationen vom INFORM-Verfahren bzw. aus dem EMK-Modell, gewichtet mit sogenannten „Kalman-Faktoren“, verwendet, um die geschätzten Größen zu korrigieren. In Abbildung 3.21 ist die Struktur eines solchen Beobachters zu sehen, wobei in dieser Arbeit die Lastmoment-Schätzung nicht in den Beobachter implementiert wurde, sondern nur die Lageinformation und die Winkelgeschwindigkeit. Somit gibt es nur die zwei Paare der Kalman-Faktoren $K_{\omega_{INF}}$, $K_{\gamma_{INF}}$ und $K_{\omega_{EMK}}$, $K_{\gamma_{EMK}}$ und als Ausgangsgrößen die Schätzwerte $\hat{\omega}$ sowie $\hat{\gamma}$. Intern verwendet der Beobachter die Prädiktionswerte ω^* und γ^* , welche die Voraussage des Beobachters für den nächsten Zyklus darstellen. Diese werden durch die neuen durch die Kalman-Faktoren gewichteten Messwerte, falls diese schon bereitstehen, aktualisiert.

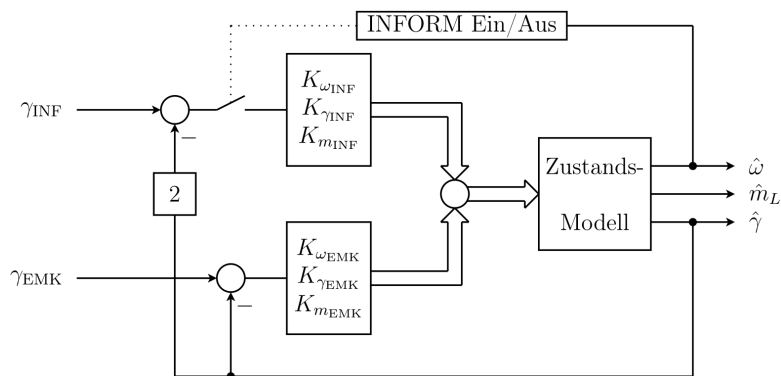


Abbildung 3.21: Struktur des Zustandsbeobachters [Iza09, S. 26]

Die Gleichungen für den zeitdiskreten Beobachter, welche im Code umgesetzt sind, lauten für den Zyklus k und INFORM:

$$\gamma_{diff}(k) = \gamma_{gem}(k) - 2 \cdot \gamma^*(k-1) \quad (3.37a)$$

$$\hat{\omega}(k) = \omega^*(k-1) + \frac{\pi}{8} \cdot \gamma_{diff} \cdot K_{\omega INF} \quad (3.37b)$$

$$\hat{\gamma}(k) = \gamma^*(k-1) + \gamma_{diff}(k) \cdot K_{\gamma INF} \quad (3.37c)$$

$$\omega^*(k) = \hat{\omega}(k) \quad (3.37d)$$

$$\gamma^*(k) = \hat{\gamma}(k) + \frac{8}{\pi} \cdot \hat{\omega}(k) \cdot \tau_{Task} \quad (3.37e)$$

Die Faktoren $\frac{\pi}{8}$ bzw. $\frac{8}{\pi}$ sind der Tatsache geschuldet, dass Winkel von $-\pi$ bis π im Programm, das ja das IQ12-Format und somit den Zahlenbereich -8 bis $8 - 1$ LSB verwendet, in den Wertebereich -8 bis ca. 8 abgebildet wird.

Wird statt dem INFORM-Winkel der EMK-Winkel beobachtet, so ändern sich die Formeln aus den Gleichungen (3.37) nur geringfügig zu

$$\gamma_{diff}(k) = \gamma_{gem}(k) - \gamma^*(k-1) \quad (3.38a)$$

$$\hat{\omega}(k) = \omega^*(k-1) + \frac{\pi}{8} \cdot \gamma_{diff} \cdot K_{\omega EMK} \quad (3.38b)$$

$$\hat{\gamma}(k) = \gamma^*(k-1) + \gamma_{diff}(k) \cdot K_{\gamma EMK} \quad (3.38c)$$

$$\omega^*(k) = \hat{\omega}(k) \quad (3.38d)$$

$$\gamma^*(k) = \hat{\gamma}(k) + \frac{8}{\pi} \cdot \hat{\omega}(k) \cdot \tau_{Task} \quad (3.38e)$$

3.6 Ermittlung der Reglerparameter und Inbetriebnahme

3.6.1 Stromregler

Kaskadierte Regelkreise werden schrittweise, von innen nach außen, in Betrieb genommen. Der Stromregler muss vor dem Drehzahlregler funktionieren. Obwohl zwar wichtige Streckenparameter wie der Statorstrangwiderstand und die Statorstranginduktivität bekannt sind, wird der Stromregler nach empirischen Verfahren (vgl. [Sch09c, Kap. 8.2]). Die sich ergebenden Reglerparameter sind: $K_P = 2,5$ und $T_N = 500 \mu\text{s}$. Die Antwort auf einen Sollwertsprung von 0 auf $0,25$ ist in Abbildung 3.22 auf der nächsten Seite. Es ergibt sich eine Stromreglerzeitkonstante von $\tau_{IReg} = 250 \mu\text{s}$. Der Sprung wurde für i_{Sd} durchgeführt, um Probleme mit der gespeicherten Energie durch die Rotation, welche i_{Sq} verursachen würde, zu vermeiden. Aufgrund der konstant

angenommen Induktivität über den Umfang gelten die gleichen Reglerparameter auch für die q -Komponente des Stromes, was empirisch bestätigt wurde. Der verwendete Umrichter ist zwar rückspeisefähig, aber nicht das Netzteil, welches als Gleichspannungsquelle für den Umrichter dient. Daher ist softwaremäßig Rückspeisung nur eingeschränkt möglich, konkret flacht der zulässige Rückspeisestrom in einem Spannungsbereich knapp unter der zulässigen Zwischenkreisspannung des Umrichters bis zu Null ab.

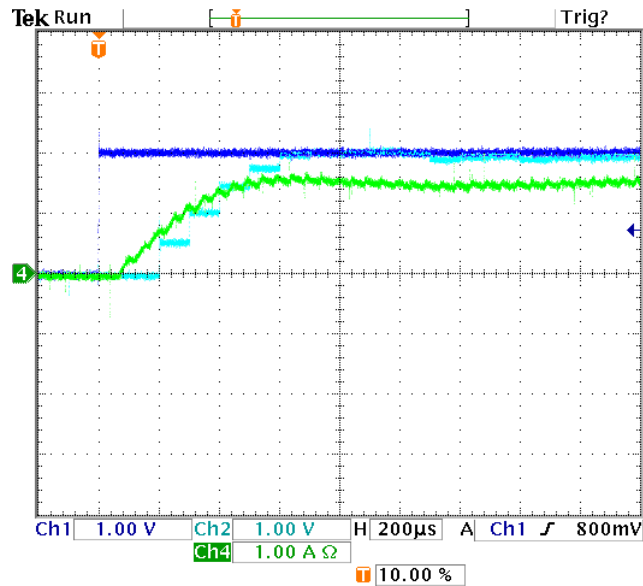


Abbildung 3.22: Sollwertsprung des Stromes von 0 auf 0,25

Kanal 1: $i_{Sd,soll}$. Skalierung: 0,125/DIV

Kanal 2: $i_{Sd,gem}$. Skalierung: 0,125/DIV

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 1 A/DIV

Horizontale Skalierung: 200 μs/DIV

3.6.2 Drehzahlregler

Der Drehzahlregler wird nach dem symmetrischen Optimum (vgl. z.B. [Sch09c, Kap. 6.4.3]), nach der Variante in [SHS08] eingestellt, wobei auch hier die Parameter anschließend bei Bedarf empirisch angepasst werden. Die PSM wird als IT_1 -Strecke angenommen, die mit einem PI-Regler drehzahl geregelt werden soll. Gemäß der Notation in [SHS08] lautet die Übertragungsfunktion der Strecke

$$F_S = \frac{K_S}{s\tau_I(1+s\sigma)} \quad (3.39)$$

und jene des Reglers

$$F_R = K_R \left(1 + \frac{1}{s\tau_N} \right). \quad (3.40)$$

Die Variablen in den Gleichungen (3.39) und (3.40) haben folgende Bedeutungen:

- τ_I ... Integrierzeit (der Strecke)
- σ ... Summe der kleinen Zeitkonstanten
- K_S ... Übertragungsbeiwert der Strecke
- τ_N ... Nachstellzeit (des I-Anteils des PI-Reglers)
- K_R ... Übertragungsbeiwert des Reglers

Wenn die Parameter der Strecke bekannt sind, errechnen sich die Reglerparameter zu

$$K_R = \frac{\tau_I}{2K_S\sigma} \quad (3.41)$$

$$\tau_N = 4\sigma \quad (3.42)$$

Die Führungsgröße soll darüber hinaus mit der Zeitkonstante $\tau_G = 4\sigma$ geglättet werden.

Der Übertragungsbeiwert K_S der Strecke wird aufgrund der Normierung mit 1 angenommen, die Integrierzeit ist die Anlaufzeitkonstante. Für diese wird ein Spannungssprung von $i_{Sq,soll} = 0 \rightarrow 1$ an die Maschine gelegt und die Auflaufzeitkonstante zu ca. 4 ms ermittelt. Aufgrund der mangelnden Rückspeisemöglichkeit und starken Stellgrößenbeschränkung des Umrichters ist ein systematischer Versuch mit Beschleunigen bis zur Nenndrehzahl und anschließendem Bremsen bis Null nicht möglich.

Die Summe der kurzen Zeitkonstanten beinhaltet im konkreten Fall die Stromreglerzeitkonstante (4 ms bzw. normiert 0,75) und die Filterzeitkonstante der Drehzahlfilterung ($t_{Filter} = 3,5$ ms bzw. normiert $\tau_{Filter} = \frac{3,5 \text{ ms}}{25,46 \text{ ms}} = 0,137$), beträgt in Summe also 7,5 ms bzw. normiert 1,41.

Somit ergeben sich die Parameter des Reglers und der Führungsgrößenglättung zu

$$K_R = \frac{\tau_I}{2K_S\sigma} = \frac{4 \text{ ms}}{2 \cdot 1 \cdot 7,5 \text{ ms}} = 0,267 \quad (3.43)$$

$$\tau_N = \tau_G = 4\sigma = 4 \cdot 7,5 \text{ ms} = 30 \text{ ms} \equiv 5,65_{normiert} \quad (3.44)$$

Die Antwort auf einen Sollwertsprung $\omega_{soll} = 0 \rightarrow \omega_{soll} = 1$ ist in Abbildung 3.23 auf der nächsten Seite dargestellt, darin ist zu sehen, dass zu Beginn des Einschwingvorgangs eine Totzeit vorliegt.

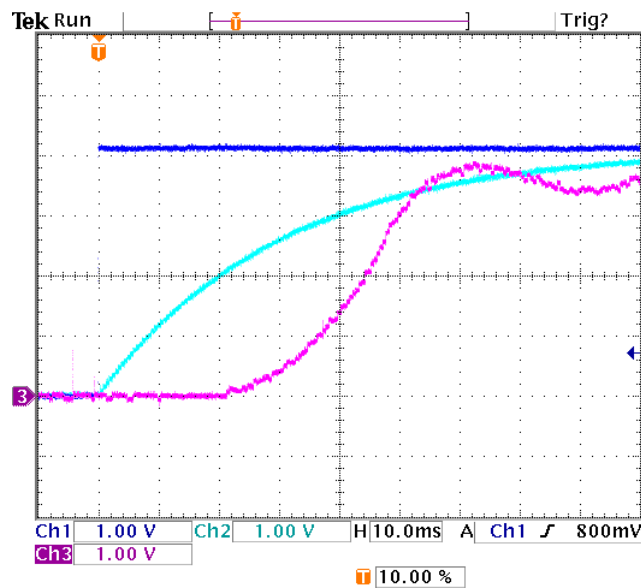


Abbildung 3.23: Sollwertsprung der Drehzahl von 0 auf 1

Kanal 1: ω_{soll} . Skalierung: 0,25/DIV

Kanal 2: $\omega_{F\u00fchrung}$. Skalierung: 0,25/DIV

Kanal 3: ω_{gem} . Skalierung: 0,25/DIV

Horizontale Skalierung: 10 ms/DIV

3.6.3 Niedriger Drehzahlbereich und Stillstand – INFORM

Gro\u00dfsignal-INFORM

F\u00fcr die Einstellung und Messung wurden laufend Gro\u00dfsignal-INFORM-Sequenzen an die Maschine gelegt. Im Betrieb erfolgen zehn solcher Messungen, deren Ergebnis gemittelt wird und dem INFORM-Beobachter als Initialwert \u00fcbergeben werden, um die 180\u00b0-Unsicherheit zu vermeiden.

Abbildung 3.24 auf der n\u00e4chsten Seite zeigt den INFORM-Kreis, welcher entsteht, wenn Real- und Imagin\u00e4rteil von \underline{c}_{GRS} in XY-Darstellung gegeneinander aufgetragen werden. Es ist zwar ein Offset vorhanden, die Kreisform ist aber ausreichend gegeben und der Signal-Rausch-Abstand gro\u00df, die Amplitude des Signals betr\u00e4gt ca. 1.

Den Vergleich des Gro\u00dfsignal-INFORM-Winkels zum Winkel, welcher vom Lagegeber ermittelt wird, ist in Abbildung 3.25 auf der n\u00e4chsten Seite zu sehen. Die maximale Abweichung betr\u00e4gt ca. 15\u00b0, das INFORM-Ergebnis ist zur Initialisierung und Vermeidung der 180\u00b0-Unsicherheit durchaus geeignet.

Den Phasenstrom i_u w\u00e4hrend einer Gro\u00dfsignal-INFORM-Sequenz zeigt Abbildung 3.26 auf Seite 59. Die maximale Auslenkung betr\u00e4gt ca. 5 A, also ca. 75 % des Bezugsstroms. Je Phase dauert ein Schuss 1,44 ms.

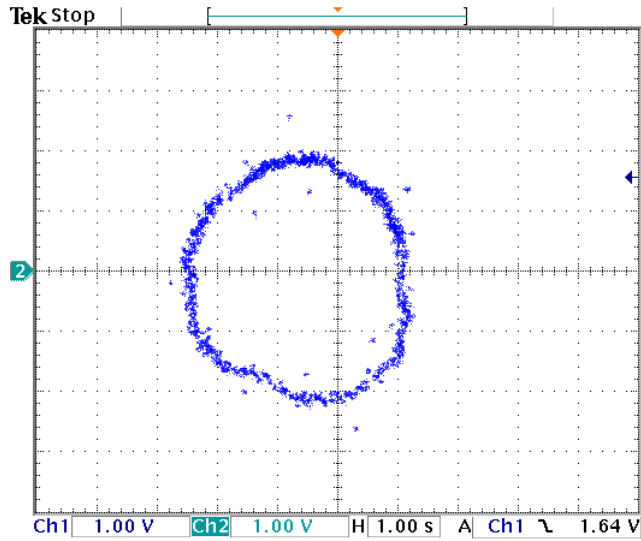


Abbildung 3.24: INFORM-Kreis des Großsignal-INFORM-Verfahrens
 Kanal 1: $\Re(\underline{e}_{GRS})$. Skalierung: 0,5/DIV
 Kanal 2: $\Im(\underline{e}_{GRS})$. Skalierung: 0,5/DIV
 Gesamte Messzeit: 10 s

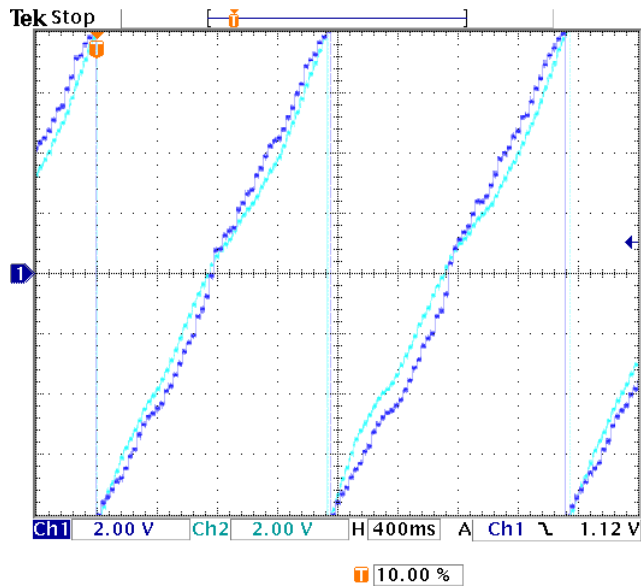


Abbildung 3.25: INFORM-Winkel des Großsignal-INFORM-Verfahrens
 Kanal 1: $\gamma_{m,Sensor}$. Skalierung: 45° /DIV
 Kanal 2: $\gamma_{m,GRS-INF}$. Skalierung: 45° /DIV
 Horizontale Skalierung: 400 ms/DIV

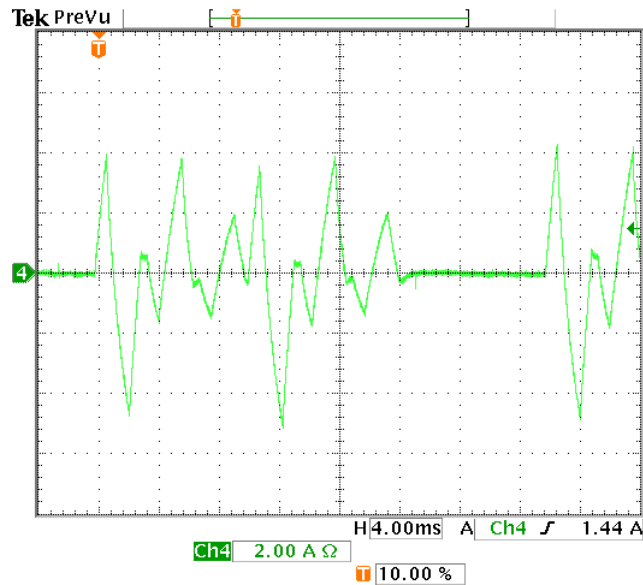


Abbildung 3.26: Phasenstrom i_u bei Großsignal-INFORM-Sequenz
 Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV
 Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

Kleinsignal-INFORM

Das Kleinsignal-INFORM-Verfahren steuert den Strom weniger aus, dafür hat es zwei Hauptschüsse, um den Einfluss der EMK bei der drehenden Maschine zu eliminieren. Die Zeiten, welche für die konkrete PSM und der gegebenen Statorspannung für ein ausreichend gutes Ergebnis notwendig sind, werden empirisch ermittelt. Der Vorschuss dauert 240 μ s, ein Hauptschuss entsprechend 480 μ s, die gesamte Schusssequenz in alle drei Phasen also 4,32 ms.

Der INFORM-Kreis ist in Abbildung 3.27 auf der nächsten Seite zu sehen. Auch wenn (andere Skalierung als in Abbildung 3.24) der Radius deutlich geringer ist, so ist doch der Signal-Rausch-Abstand groß.

Der direkte Vergleich der Winkel ist in Abbildung 3.28 auf der nächsten Seite gezeigt, der INFORM-Winkel hat natürlich die doppelte Frequenz.

Abbildung 3.29 auf Seite 61 zeigt den Phasenstrom i_u während einer Schusssequenz. Die maximale Auslenkung beträgt beim Kleinsignal-INFORM-Verfahren ca. 2 A, also ca. 30 % des Bezugsstromes.

3.6.4 Hoher Drehzahlbereich – EMK

Das EMK-Modell ist in dieser Form sehr einfach und läuft gut. Der EMK-Kreis (parametrische Darstellung von ψ_M) ist in Abbildung 3.30 auf Seite 61 zu sehen.

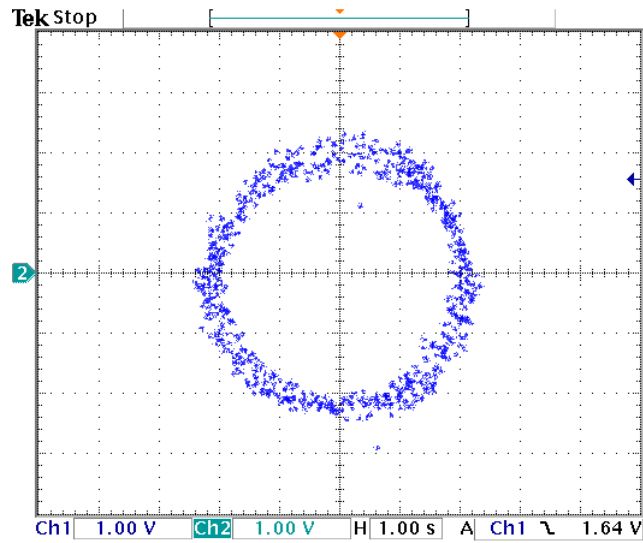


Abbildung 3.27: INFORM-Kreis des Kleinsignal-INFORM-Verfahrens

Kanal 1: $\Re(u_{inf})$. Skalierung: 0,125/DIVKanal 2: $\Im(u_{inf})$. Skalierung: 0,125/DIV

Gesamte Messzeit: 10 s

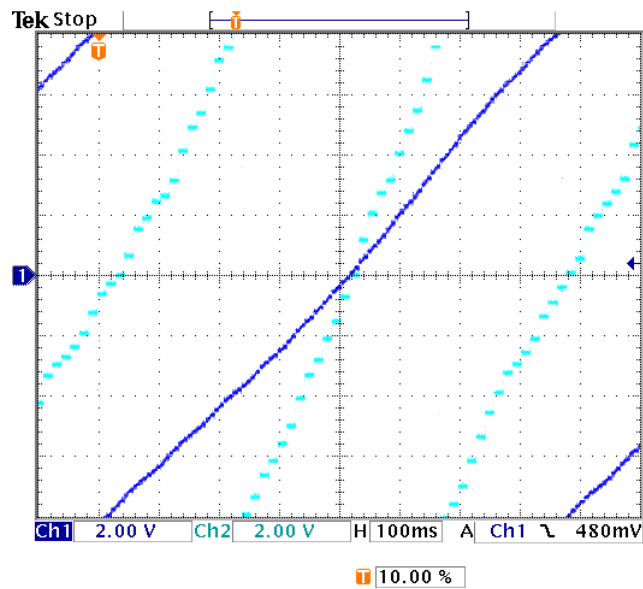


Abbildung 3.28: INFORM-Winkel des Großsignal-INFORM-Verfahrens

Kanal 1: $\gamma_{m,Sensor}$. Skalierung: 45° /DIVKanal 2: $\gamma_{m,KLS-INF}$. Skalierung: 45° /DIV

Horizontale Skalierung: 400 ms/DIV

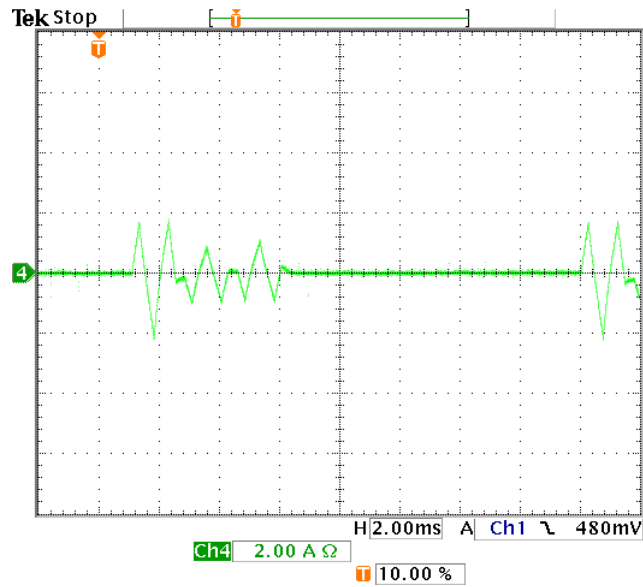


Abbildung 3.29: Phasenstrom i_u bei Kleinsignal-INFORM-Sequenz
 Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV
 Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

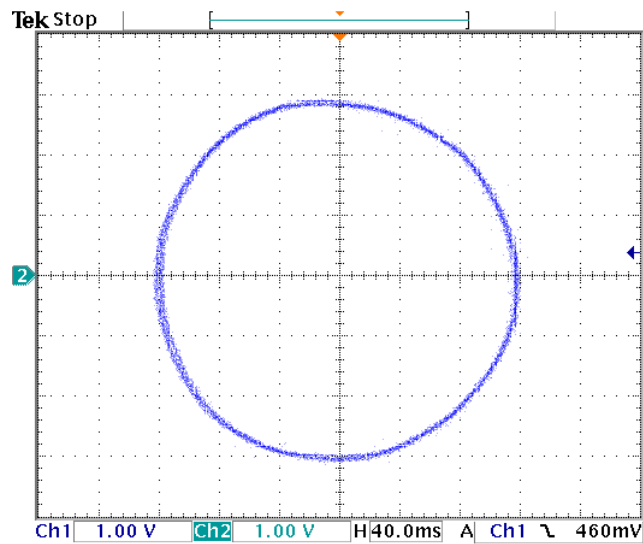


Abbildung 3.30: $\psi_{M,EMK}$ aus EMK-Modell
 Kanal 1: $\psi_{M\alpha}$. Skalierung: 0,25/DIV
 Kanal 2: $\psi_{M,\beta}$. Skalierung: 0,25/DIV
 Gesamte Messzeit: 400 ms

3.6.5 Interpretation der Ergebnisse

Der Stromregler funktioniert auch mit der niedrigen Zwischenkreisspannung sehr gut. Der Spannungssprung wurde allerdings bewusst nur von 0 auf 0,25 gewählt, da hier keine Stellgrößenbegrenzung aktiv wird und die Reglerzeitkonstante nicht negativ beeinflusst wird. Im Betrieb funktioniert der Stromregler auch bei Stellgrößenbeschränkung mit den entsprechenden Anti-Windup-Maßnahmen sehr gut.

Der Drehzahlregler funktioniert mit den Parametern, welche mithilfe des symmetrischen Optimums entworfen wurden, sehr gut. Allerdings ist verwunderlich, dass beim Sprung von ω_{soll} zuerst eine Totzeit von fast 20 ms vorliegt, bis der Anregelvorgang beginnt. Eine mögliche Ursache sind Rastmomente in Verbindung mit alten Kugellagern, welche die Rotordrehung tatsächlich etwas erschweren. Im Rahmen dieser Arbeit wird dem Problem nicht näher nachgegangen, da keine hohen Dynamikanforderungen an den Antrieb bestehen.

Das Großsignal-INFORM-Verfahren weist zwar mit ca. 15° sehr hohe maximale Fehler auf, jedoch ist die Initialisierung des Beobachters erfolgreich möglich, so dass das Kleinsignal-INFORM-Verfahrens 180° -Unsicherheit betrieben werden kann. Festzustellen ist, dass beide Varianten des INFORM-Verfahrens aufgrund der niedrigen Zwischenkreisspannung sehr lange Schusszeiten haben und das Moment, welches während INFORM-Betriebs von der Maschine erbracht werden kann, aufgrund der geringeren Spannungs-Zeitfläche, die der PWM für den Stromreglerbetrieb zur Verfügung steht, deutlich verringert ist.

Die Winkel-Information aus dem Kleinsignal-INFORM-Verfahren ist auch zufriedenstellend und der Offset im Winkel gering.

Das EMK-Modell für den hohen Drehzahlbereich ist sehr zuverlässig und liefert gute Ergebnisse. Im Laufe der Erstellung dieser Arbeit wurden erst Versuche mit der zur Bemessungsdrehzahl gemäß der Spannungen proportionalen Bezugsdrehzahl gemacht, was eine veränderte Integrationszeit zur Folge hatte. Damit waren keine zufriedenstellenden Ergebnisse zu erzielen. Durch Antreiben der PSM mit einem zweiten Antrieb und Feststellen der Drehzahl, welche Bezugsspannung in der PSM hervorruft, konnte auf ebendiese Weise die zu wählende Bezugsdrehzahl festgestellt werden. Für das Funktionieren des EMK-Modells war dieser Schritt von essentieller Bedeutung.

4 Reluktanzmaschine

4.1 Qualitative Beschreibung

Die reine Reluktanzmaschine¹¹ (RM) in der hier beschriebenen Form besitzt im Stator eine Drehstromwicklung, genau wie bei einer Synchron- oder Asynchronmaschine. Der Rotor ist aus magnetisch gut leitfähigem, möglichst weichmagnetischem Material und hat vor allem eine ausgeprägte magnetische Achsigkeit. Der schematische Aufbau einer zweipoligen (Ersatz-)Reluktanzmaschine ist in Abbildung 4.1 zu sehen.

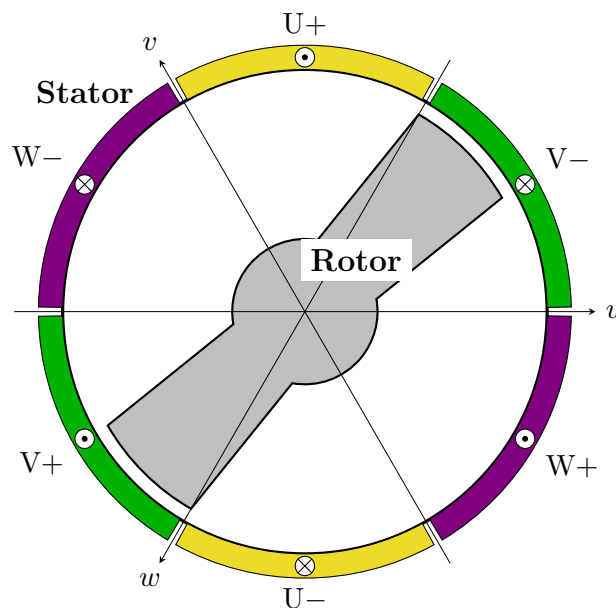


Abbildung 4.1: Prinzipieller Aufbau einer Reluktanzmaschine

Wird nun vom Stator ein (konstanter) Stromraumzeiger eingeprägt, so wird sich der Rotor nach Möglichkeit so ausrichten, dass die Feldlinien den kürzesten

¹¹Im Gegensatz z.B. zu einer Hybrid-Reluktanzmaschine (HRM), welche neben der magnetischen Achsigkeit auch noch Permanentmagnete in den Rotor eingebaut hat (vgl. [Wei98]). Weiters hat jede Maschine, welche magnetische Achsigkeit aufweist, Reluktanzterme in den Gleichungen, die ggf. vernachlässigt werden können, falls die Achsigkeit nicht sehr ausgeprägt ist.

Weg im Luftspalt nehmen können, was wegen der gegebenen Achsigkeit bedeutet, dass sich der Rotor möglichst in Richtung des Stromraumzeigers ausrichten wird. Ein rotierender Stromraumzeiger genügend hoher Amplitude wird den Rotor also in Rotation versetzen, sofern das Gegenmoment (Last, Reibung, Trägheit) überwunden wird.

Ein Strom in d -Richtung erzeugt demzufolge einen stärkeren Fluss in diese Richtung als ein gleicher Strom in q -Richtung. Im geregelten Betrieb kann also eine Komponente des Stromraumzeigers in d -Richtung vorgegeben werden, die dann sozusagen die flusserzeugende Komponente ist. Eine dazu senkrecht stehende Komponente in q -Richtung könnte als momenterzeugende Komponente gesehen werden. Diese Vorstellung wäre korrekt, wenn die Induktivität in q -Richtung gegen Null¹² gehen würde. Tatsächlich stellt sich der Flussraumzeiger natürlich nicht exakt in d -Richtung ein, sondern entsprechend der Verhältnisse der Induktivitäten und der Ströme in d - und q -Richtung.

Eine weitere Vorstellungshilfe für die Reluktanzmaschine kann eine Synchronmaschine ohne Erregerwicklung, ohne Permanentmagneterregung und ohne Dämpferwicklung im Rotor bieten. Dazu hat Peter Weinmeier in seiner Diplomarbeit eine prägnante Beschreibung gegeben:

„Der Stator des Reluktanzmotors ist mit einer 3-phasigen Drehstromwicklung ausgeführt. Über diese Wicklung wird, ähnlich dem Asynchronmotor, die Magnetisierung der Maschine aufgebracht. Die Maschine ist somit immer ein induktiver Verbraucher. Der Rotor ist gleich gebaut wie bei der Schenkelpol-Synchronmaschine, jedoch ohne Erregerwicklung und ohne Dämpferwicklung am Polrad. Der Rotor besitzt lediglich eine magnetische Achsigkeit, d.h. die Hauptfeldinduktivität ist in Längsrichtung (d -Richtung) größer als quer (q -Richtung) zum Polrad. Der Strombelag kann somit, je nach Lage des Rotors, einen verschieden großen Fluß erzeugen. Die im Luftspalt gespeicherte Energie ist am geringsten, wenn die Rotorachse mit der Magnetisierungsrichtung der Statorwicklung übereinstimmt. In diesem Fall kann sich der Fluß über den kleinen Luftspalt in d -Richtung am leichtesten ausbilden. Wird nun der Rotor aus dieser magnetischen Vorzugsrichtung herausgedreht, so nimmt die im Luftspalt gespeicherte Energie zu. Diese Energie muß man über die Welle zuführen. Der Motor übt somit ein Moment entgegen dieser Drehbewegung aus.“ [Wei92, S. 31]

¹²Ebenso bei unendlicher Induktivität in d -Richtung bei gleichzeitig endlicher Induktivität in q -Richtung; neben der ohnehin rein theoretischen Überlegung hätte das aber auch ein unendliches Moment zur Folge.

An dieser Stelle sei ausdrücklich auf den Unterschied der hier betrachteten und verwendeten Reluktanzmaschine mit Drehstromwicklungssystem im Stator zur sonst oft behandelten geschalteten Reluktanzmaschine („switched reluctance motor“) hingewiesen. Bei der geschalteten Reluktanzmaschine wird immer nur ein Wicklungsstrang geschaltet, so dass sich der Rotor zu diesem hin auszurichten versucht. Durch entsprechendes Weiterschalten der bestromten Spule wird der Rotor in Rotation versetzt, allerdings bleibt immer ein Momentenrippel, der nur durch Erhöhen der Polzahl reduziert, aber nicht aufgehoben werden kann (außer durch lageabhängige Stromregelung, was aber aufgrund der Komplexität das ansonsten sehr einfache Prinzip infrage stellen würde). Der geschaltete Reluktanzmotor wird z.B. in [Sch09a, Kap. 8] beschrieben. Das INFORM-Verfahren wurde in [Lam06] auf den geschalteten Reluktanzmotor angewandt.

Die Reluktanzmaschine folgt dem Feld, welches vom Stator vorgegeben wird, solange das Lastmoment (inkl. Reibung) nicht das innere Moment, welches die Maschine aufbringt, überschreitet. Ist letzteres der Fall, läuft die Maschine auch nicht mehr asynchron, sondern fällt außer Tritt und ist in einem unregelmäßigen Zustand. Daher gehört die Reluktanzmaschine in die Gruppe der Synchronmaschinen, weshalb sie auch oft Reluktanzsynchronmaschine (RSM) genannt wird.

4.2 Mathematische Beschreibung

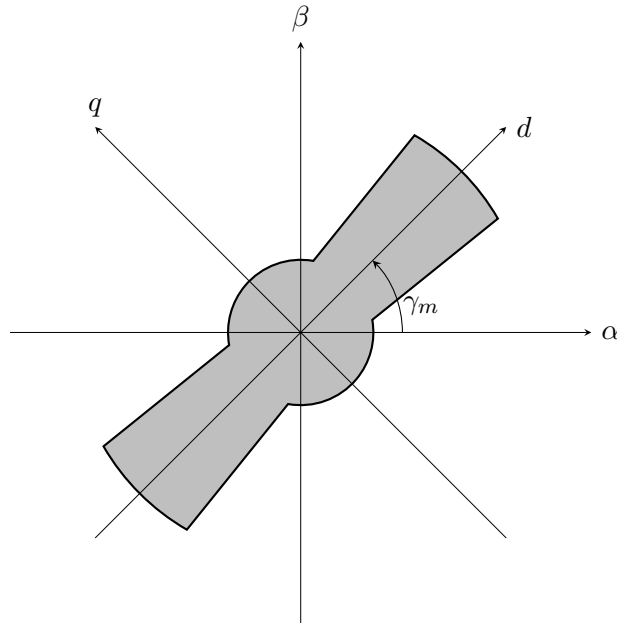
Die mathematische Beschreibung der RM wird wieder in normierten Größen durchgeführt. Als Bezugsgrößen für die Normierung werden auch hier die in Abschnitt 1.2.1 eingeführten verwendet.

Das dq -KOS wird so in die Maschine gelegt, dass die d -Achse im Rotor mit der Achse der geringsten Reluktanz zusammenfällt. Die q -Achse steht in einem elektrischen Winkel von 90° zur d -Achse. In der zweipoligen (Ersatz-)Maschine ist auch der mechanische Winkel gleich 90° . Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 4.2 auf der nächsten Seite zu sehen.

Die Statorspannungsgleichung wird gleich direkt im dq -KOS angegeben:

$$\underline{u}_{S,dq} = r_S \cdot \underline{i}_{S,dq} + \frac{d\underline{\psi}_{S,dq}}{d\tau} + j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_{S,dq} \quad (4.1)$$

Da die Reluktanzmaschine keine über den Umfang konstante Induktivität besitzt, kann nicht einfach mit der komplexen Rechnung fortgesetzt werden, sondern die Gleichung muss in Komponenten in d - und q -Richtung aufgeteilt

Abbildung 4.2: Definition des dq -KOS in einer Reluktanzmaschine

werden:

$$u_{Sd} = r_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_d}{d\tau} - \omega_m \cdot \psi_q \quad (4.2a)$$

$$u_{Sq} = r_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_q}{d\tau} + \omega_m \cdot \psi_d \quad (4.2b)$$

Da der gesamte Fluss vom Statorstrom hervorgerufen wird, unterscheidet sich der Statorfluss nicht vom Rotorfluss. Statt ψ_{Sd} wird daher ψ_d geschrieben, analog ψ_q .

Das innere Moment einer Drehfeldmaschine ist $m_i = -\Im(\underline{\psi}_S \cdot i_S^*)$. Unter der Annahme, dass $l_{dq} = l_{qd} = 0$, die beiden Rotorachsen also magnetisch entkoppelt sind, ergibt sich die Statorflussgleichung

$$\underline{\psi}_S = \psi_d + j \cdot \psi_q = l_d \cdot i_{Sd} + j \cdot l_q \cdot i_{Sq} \quad (4.3)$$

und das innere Moment

$$\begin{aligned} m_i &= \psi_d \cdot i_{Sq} - \psi_q \cdot i_{Sd} \\ &= l_d \cdot i_{Sd} \cdot i_{Sq} - l_q \cdot i_{Sq} \cdot i_{Sd} \\ &= (l_d - l_q) \cdot i_{Sd} \cdot i_{Sq} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Untersuchungen, z. B. in [Wei92] haben gezeigt, dass bei ungesättigtem

Stator das maximale innere Moment bei

$$i_{Sd} = i_{Sq}$$

erreicht wird. Bei Sättigung in der d -Achse muss der q -Strom einen höheren Anteil haben, damit maximales Moment erreicht wird.

In obigen Gleichungen ist lineares magnetisches Verhalten der Form

$$\psi_d = l_d \cdot i_{Sd} \quad (4.5a)$$

$$\psi_q = l_q \cdot i_{Sq} \quad (4.5b)$$

angedeutet. Tatsächlich muss man aber von von Sättigungserscheinungen im Stator wie im Rotor ausgehen, vor allem in der d -Richtung aufgrund der wesentlich geringeren Reluktanz und folglich wesentlich mehr magnetischem Fluss bei gleichem Strom je Komponente. Bei Berücksichtigung dieser Tatsache bleibt der Fluss zwar eine Funktion des Stromes, allerdings nicht mehr unbedingt linear:

$$\psi_d = f(i_{Sd}) = l_d(i_{Sd}) \cdot i_{Sd} \quad (4.6a)$$

$$\psi_q = f(i_{Sq}) = l_q(i_{Sq}) \cdot i_{Sq} \quad (4.6b)$$

Nähere Betrachtungen zu den Induktivitäten folgen in Abschnitt 4.3 und vor allem in Abschnitt 4.8.

Eine Beschreibung des Flusses im $\alpha\beta$ -KOS ist natürlich nicht mehr in einer so einfachen Form möglich, da die entsprechenden Induktivitäten l_α und l_β winkelabhängig sind und außerdem magnetische Entkopplung nicht allgemein angenommen werden kann (nur wenn die d -Achse des Rotors mit der α - oder β -Achse zusammenfällt). In [Wei98, Kap. 2.3.2] ist eine Ableitung des Statorflusses im $\alpha\beta$ -KOS angegeben. Dies ist vor allem interessant, wenn man die Modulation Statorinduktivität über den Umfang analysieren will.

4.3 Normierung und Maschinenparameter

Für die Normierung der Reluktanzmaschine werden wieder die Bezugsgrößen aus Abschnitt 1.2.1 zugrunde gelegt.

Die verwendete Maschine besteht aus dem Stator der in Kapitel 3 beschriebenen PSM, dazu kommt ein massiver Stahlrotor mit eingefrästen Nuten für den Reluktanzeffekt zum Einsatz. Sowohl Stator als auch Rotor weisen zwei

Polpaare auf.¹³ In der mathematischen Beschreibung und in den Diagrammen wird stets eine zweipolige Ersatzmaschine dargestellt, weil die Beschreibung der elektrischen Verhältnisse vollkommen ausreichend ist.

Für den Statorstrom und die Statorspannung werden die gleichen Bezugswerte gewählt, wie für die PSM, da der Stator und der Umrichter identisch sind. Die Drehzahl, welche mit $i_{Sd} = i_{Sq}$ erreichbar ist, wurde empirisch zu $n = 2500 \frac{1}{\text{min}}$ ermittelt, was als Bezugsgröße herangezogen wird. Damit ergeben sich folgende Bezugsgrößen:

$$U_{\text{Bezug}} = U_{ZK} \cdot \frac{2}{3} = 48 \text{ V} \cdot \frac{2}{3} = 32 \text{ V} \quad (4.7a)$$

$$I_{\text{Bezug}} = \sqrt{2} \cdot I_{N,\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot 4,8 \text{ A} = 6,79 \text{ A} \quad (4.7b)$$

$$\Omega_{\text{Bezug}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_N}{60} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2500 \frac{1}{\text{min}}}{60 \frac{\text{s}}{\text{min}}} = 261,8 \frac{1}{\text{s}} \quad (4.7c)$$

$$t_{\text{Bezug}} = \frac{1}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{1}{261,8 \frac{1}{\text{s}}} = 3,82 \text{ ms} \quad (4.7d)$$

$$\Psi_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}}} = \frac{32 \text{ V}}{261,8 \frac{1}{\text{s}}} = 122 \text{ mWb} \quad (4.7e)$$

$$R_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{32 \text{ V}}{6,79 \text{ A}} = 4,71 \Omega \quad (4.7f)$$

$$L_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot I_{\text{Bezug}}} = \frac{32 \text{ V}}{261,8 \frac{1}{\text{s}} \cdot 6,79 \text{ A}} = 18 \text{ mH} \quad (4.7g)$$

$$C_{\text{Bezug}} = \frac{I_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{Bezug}} \cdot U_{\text{Bezug}}} = \frac{6,79 \text{ A}}{261,8 \frac{1}{\text{s}} \cdot 32 \text{ V}} = 810 \mu\text{F} \quad (4.7h)$$

Aufgrund desselben Stators ist der Statorwiderstand derselbe wie bei der PSM:

$$r_S = \frac{R_S}{R_{\text{Bezug}}} = \frac{3,74 \Omega}{4,71 \Omega} = 0,79$$

Zur Bestimmung der Induktivität wurde in einem ersten Schritt ein Spannungssprung bei jeweils ausgerichteten Achsen an die Maschine (Phase u am Pluspol, Phasen v und w gemeinsam am Minuspol, dadurch wird direkt die Drehstrominduktivität gemessen) gelegt, um so die d - und q -Induktivität bestimmen zu können. Aus der Zeitkonstante lässt sich die Induktivität berechnen.

Abbildung 4.3 auf der nächsten Seite zeigt den angelegten Spannungssprung

¹³Für eine geschaltete Reluktanzmaschine muss die Polpaarzahl von Stator und Rotor jedenfalls unterschiedlich sein (mehr Pole im Stator oder ungerade Anzahl im Rotor), damit die Maschine in jedem Fall aus Stillstand beschleunigen kann. Beim Drehfeld-Reluktanzmotor gilt diese Einschränkung nicht, da das Magnetfeld, welches vom Stator aufgebaut wird, in jede Richtung zeigen kann.

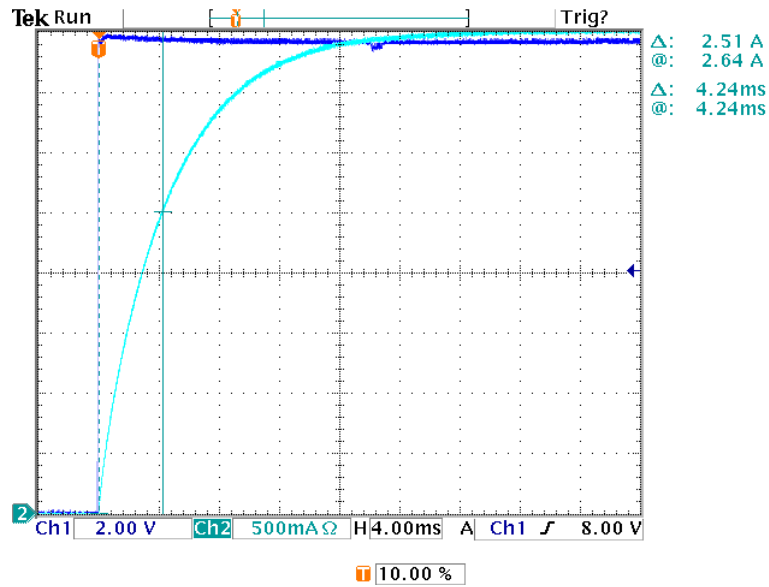


Abbildung 4.3: Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_d
 Kanal 1: Spannung u_{u-vw} . Skalierung: 2 V/DIV
 Kanal 2: Strom i_u . Skalierung: 0,5 A/DIV
 Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

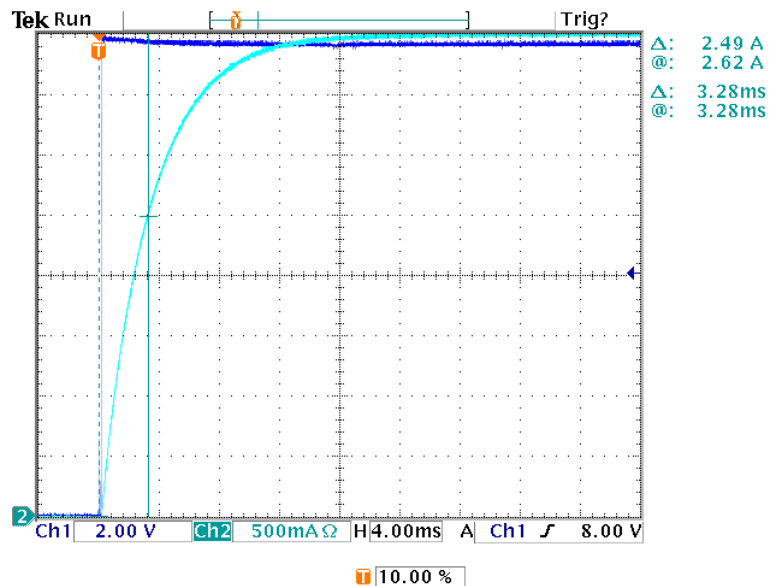


Abbildung 4.4: Spannungssprung am Stator zur Bestimmung von l_q
 Kanal 1: Spannung u_{u-vw} . Skalierung: 2 V/DIV
 Kanal 2: Strom i_u . Skalierung: 0,5 A/DIV
 Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

in d -Richtung, woraus sich die Zeitkonstante $\tau_{mess,d} = 4,24$ ms ergibt. Für die q -Achse ergibt sich mit Abbildung 4.4 auf der vorherigen Seite $\tau_{mess,q} = 3,28$ ms.

Die Maschine hat zwei Polpaare, also insgesamt jeweils vier mögliche d - und q -Pole. Wegen möglicher Fertigungsungenauigkeiten wurde der Spannungssprung in alle diese acht Richtungen angelegt und die zugehörige Zeitkonstante ermittelt. Tabelle 4.1 zeigt die Ergebnisse und die gemittelte Zeitkonstante.

Tabelle 4.1: Zeitkonstanten bei Spannungssprüngen in d - und q -Achsen

	alle Werte in [ms]				
	$\tau_{mess,1}$	$\tau_{mess,2}$	$\tau_{mess,3}$	$\tau_{mess,4}$	$\overline{\tau_{mess}}$
d -Achse	4,24	4,24	4,24	4,32	4,26
q -Achse	3,28	3,04	3,04	3,12	3,12

Für die weitere Berechnung werden die gemittelten Zeitkonstanten verwendet. Zunächst werden diese normiert und anschließend wird die normierte Längs- und Querinduktivität ausgerechnet:

$$\tau_d = \frac{\overline{\tau_{mess,d}}}{t_{Bezug}} = \frac{4,26 \text{ ms}}{3,28 \text{ ms}} = 1,115 \quad (4.8)$$

$$l_d = \tau_d \cdot r_S = 1,115 \cdot 0,84 = 0,94 \quad (4.9)$$

$$\tau_q = \frac{\overline{\tau_{mess,q}}}{t_{Bezug}} = \frac{3,12 \text{ ms}}{3,28 \text{ ms}} = 0,817 \quad (4.10)$$

$$l_q = \tau_q \cdot r_S = 0,817 \cdot 0,84 = 0,67 \quad (4.11)$$

Solange der Strom in beiden Achsen gering genug ist, um Sättigung in den Eisenwegen zu vermeiden, wird davon ausgegangen, dass diese Parameter verwendet werden können.

4.4 Regelungskonzept

Die RM muss in jedem Fall auch feldorientiert geregelt werden. Im Prinzip ist die Regelung sehr ähnlich zu jener der PSM aufgebaut, nur dass der Drehzahlregler eben auch die d -Komponente des Stromes regeln muss. Das dazugehörige Blockschaltbild ist in Abbildung 4.5 auf der nächsten Seite zu sehen.

Die wesentliche Änderung ist im Drehzahlregler selbst zu finden. Da die Maschine möglichst optimal genutzt werden soll, wird für maximales Moment bezogen zum Strom möglichst lange die Regelstrategie $i_{sd} = i_{sq}$ verwendet.

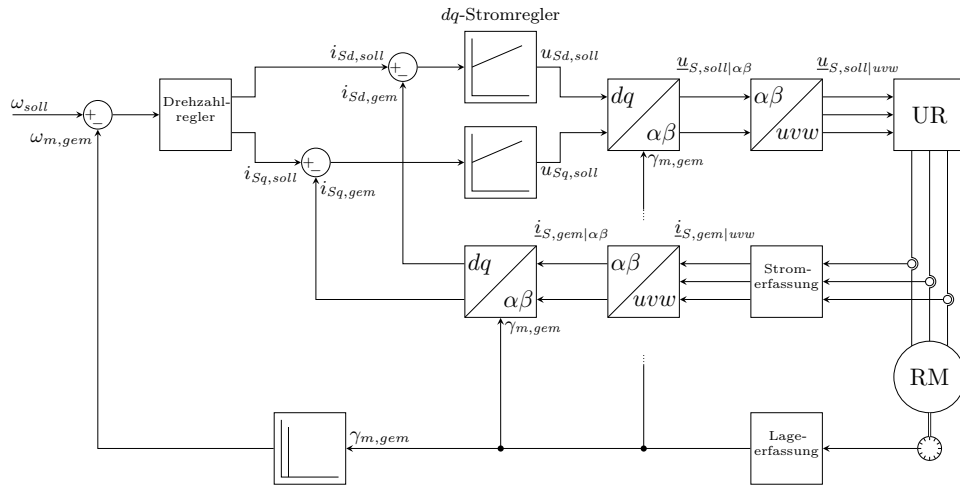


Abbildung 4.5: Blockschaltbild der Drehzahlregelung für die RM

Dabei ist eine noch festzustellende Obergrenze $i_{Sd,max}$ vorgesehen, um Sättigung in der d -Achse zu vermeiden. Für die q -Achse wird über den gesamten zulässigen Strombereich (normiert -1 bis 1) Linearität angenommen. Falls $i_{Sd,soll} > i_{Sd,max}$ wird, wird $i_{Sd,soll} = i_{Sd,max}$ festgelegt und $i_{Sq,soll}$ entsprechend vergrößert. Der Strombetrag darf maximal 1 werden $|i_{S,max}| = 1$. Falls dieses Maximum überschritten wird, wird der Sollstromraumzeiger auf das Betragsmaximum eingestellt und die Komponenten entsprechend aufgeteilt. Außerdem werden dann die Anti-Windup-Maßnahmen aktiviert, damit der I-Anteil des Reglers nicht weiter anwächst.

4.5 Aufbau der Software

Die Software ist im Grunde ganz ähnlich zu jener der PSM aufgebaut, auch das Task-Schema ist im Prinzip das Gleiche. Wesentliche Unterschiede sind die anderen Reglerparameter für die Stromregler (d - und q -Komponente), der andere Drehzahlregler und das andere EMK-Modell. Für eine Implementierung des EMK-Modells ist ebendieses genau wie das INFORM-Verfahren in einer eigenen ISR abgelegt, die alternativ zum schnellen Task abläuft, mehr dazu in Abschnitt 4.6.2.

Das Flussdiagramm des Drehzahlreglers für die RM ist in Abbildung 4.6 auf der nächsten Seite zu sehen.

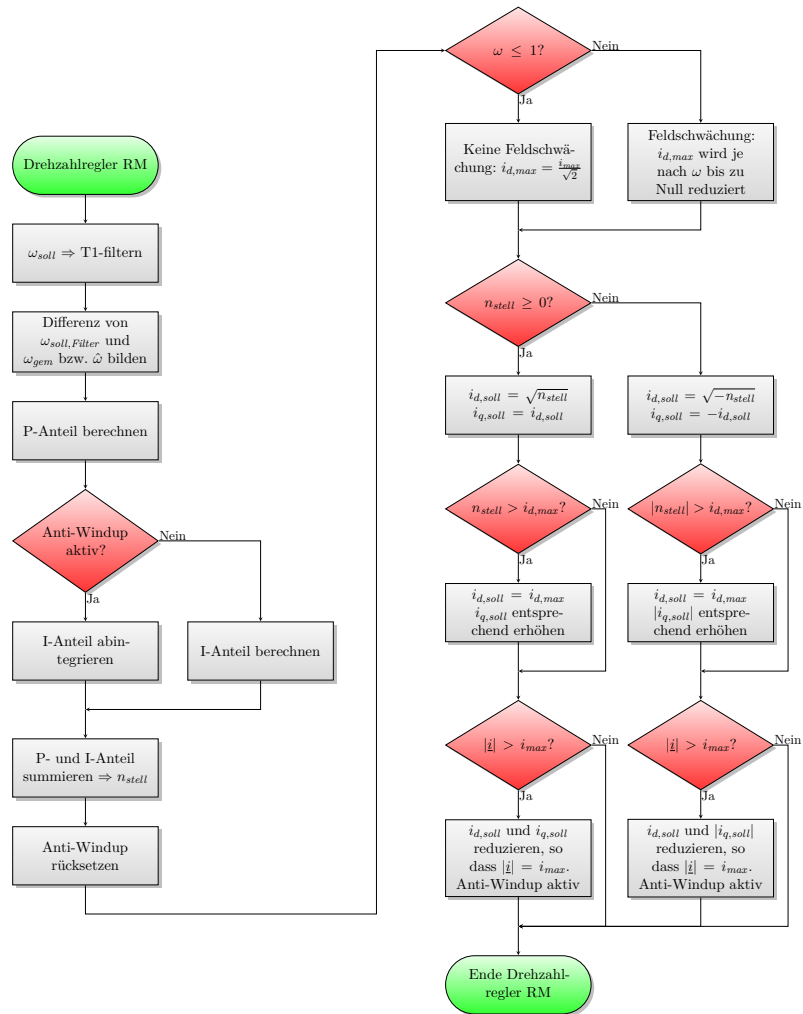


Abbildung 4.6: Flussdiagramm des Drehzahlreglers für die RM

4.6 Sensorlose Ermittlung der Rotorlage

4.6.1 Geringe Drehzahl und Stillstand – INFORM

Das INFORM-Verfahren kann bei der Reluktanz-Maschine auf genau dieselbe Weise wie bei der PSM angewandt werden. Lediglich die Schusszeiten sind anzupassen. Ein Vorteil der RM gegenüber der PSM bezüglich des INFORM-Verfahrens ist das Wegfallen der 180°-Unsicherheit, da in der RM keine Permanentmagnete verbaut sind und der Aufbau nach der halben Umdrehung identisch ist. Eine Großsignal-Auswertung wäre daher nicht nur nicht zweckmäßig, sondern auch in dem Sinne gar nicht möglich, da keine physikalische Ursache dafür vorhanden ist. Das Ergebnis wäre demnach genauso ein „richtiger“ Winkel, der zufällig das eine oder andere Ende des Rotors oder einen beliebigen Rotorzahn bei mehr Polpaaren für die Festlegung der d -Achse heranziehen würde.

Aus diesem Grund wird das Kleinsignal-INFORM-Verfahren der PSM übernommen und die Schusszeiten werden angepasst. Nachdem der Beobachter einmal initialisiert worden ist, bleibt die d -Achse für die Dauer des Programmlaufes festgelegt.

4.6.2 Hohe Drehzahl – EMK-Modell

Modelle, welche die elektromotorische Kraft der Maschine, also im Grunde die induzierte Spannung, ausnutzen, gibt es mehrere. Deshalb kann auch nicht nur von einem EMK-Modell die Rede sein, es sind vielmehr verschiedene Implementierungsmöglichkeiten vorhanden.

Für die Reluktanzmaschine werden zwei verschiedene EMK-Modelle implementiert und alternativ verwendet. Eines benötigt real durchgeführte oder virtuelle Kurzschlüsse und wertet die Stromänderung während dieser aus, das andere integriert die Spannung, um den Fluss zu errechnen, ähnlich wie bei jenem, welches für die PSM implementiert wurde. Beide werden in den folgenden Kapiteln vorgestellt.

Modell mit Kurzschluss

Das EMK-Modell in dieser Form wurde für die Reluktanzmaschine auch in [SW94] angewandt.

Kurzschluss heißt, dass die das Verhalten der RM bei den Schaltzuständen 0 oder 7 (vgl. Tabelle 3.3) ausgewertet wird. Während des Kurzschlusses gilt

im statorfesten KOS

$$\underline{u}_S = 0 = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} \quad (4.12)$$

In dieser Gleichung wird aufgrund des klein angenommenen¹⁴ Statorwiderstands (gemäß [SW94]) der Term $\underline{i}_S \cdot r_S$ vernachlässigt. Somit ergibt sich für das dq -KOS

$$\underline{u}_S = 0 = \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_S \quad (4.13)$$

$$\frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} = -j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_S \quad (4.14)$$

Setzt man nun $\psi_d = l_d \cdot i_{Sd}$ und $\psi_q = l_q \cdot i_{Sq}$ in Gleichung (4.14) ein und rechnet komponentenweise aus, formt auf den Strom um und fasst den Raumzeiger wieder zusammen, so ergibt sich:

$$\frac{d\underline{i}_S}{d\tau} = \omega_m \cdot \left(\frac{l_q}{l_d} \cdot i_{Sq} - j \cdot \frac{l_d}{l_q} \cdot i_{Sd} \right) \quad (4.15)$$

Das Argument dieser Gleichung im dq -KOS lautet

$$\arg\left(\frac{d\underline{i}_S}{d\tau}\right) = \arg(\omega_m) - \arctan\left(\frac{l_d^2 \cdot i_{Sd}}{l_q^2 \cdot i_{Sq}}\right) \quad (4.16)$$

Um eine Winkel-Unsicherheit von 180° zu vermeiden, muss also die Drehrichtung bekannt sein.

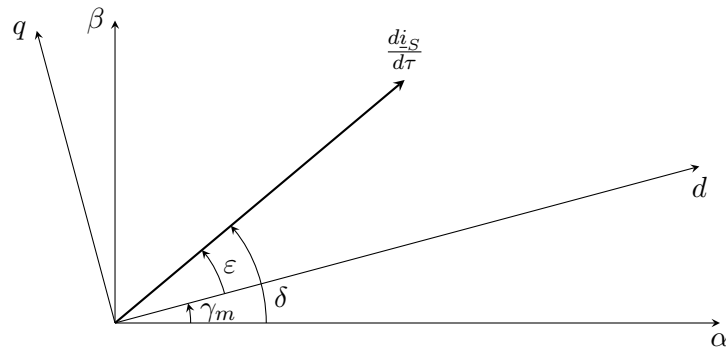


Abbildung 4.7: Stromänderung bei Kurzschluss im $\alpha\beta$ - und dq -KOS

Die Rotorlage ist der Winkel der Stromänderung $\frac{d\underline{i}_S}{d\tau}$ im $\alpha\beta$ -KOS (im Bild δ) weniger dem Winkel im dq -KOS (im Bild ϵ), wie auch in Abbildung 4.7

¹⁴Für die vorliegende Maschine ist diese Annahme aufgrund von $r_S = 0,79$ nicht gerechtfertigt, wie schon vorher vermutet werden kann und sich später bestätigen wird.

auf der vorherigen Seite zu sehen ist:

$$\gamma_m = \arg \left(\frac{di_S}{d\tau} \right)_{\alpha\beta} - \arg \left(\frac{di_S}{d\tau} \right)_{dq} \quad (4.17)$$

Der Winkel der Stromänderung im $\alpha\beta$ -KOS aus Gleichung (4.17) wird gemessen, jener im dq -KOS wird mittels Gleichung (4.16) errechnet, wobei wichtig zu bemerken ist, dass bei einem guten Stromregler die Sollwerte für i_{Sd} und i_{Sq} eingesetzt werden können.

Das Flussdiagramm für dieses EMK-Modell ist in Abbildung 4.9a auf Seite 77 zu sehen.

Das Modell ist sehr einfach, zu bedenken ist aber, dass die Parameter l_d und l_q sehr genau bekannt sein müssen, da sie in Gleichung (4.16) quadratisch eingehen. Weiter muss die Vernachlässigung von r_S wirklich gerechtfertigt sein und der Stromregler gut genug sein, um die Sollwerte für den Strom verwenden zu können.

Integrierendes Modell

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde auch ein integrierendes EMK-Modell entwickelt, welches für die RM anwendbar ist.

Wenn man die Statorspannung abzüglich des Spannungsabfalls an der Statorwicklung integriert, erhält man den Statorfluss, wie auch aus dem Raumzeigerdiagramm in Abbildung 4.8 auf der nächsten Seite zu entnehmen ist (die Integration erfolgt wieder mit Rückkopplung zur Stabilisierung).

$$\underline{\psi}_S = \int_{\tau}^{\tau + \frac{1}{\omega_m}} \underline{u}_S - r_S \cdot \underline{i}_S d\tau \quad (4.18)$$

Dieser Fluss ist aber vollständig vom Stator verursacht, weshalb man nicht einfach wie bei der PSM $l_S \cdot \underline{i}_S$ abziehen kann, abgesehen davon, dass l_S möglicherweise nicht konstant ist. Das Argument des Flusses ist der Winkel δ , der sich um ε vom gesuchten γ_m unterscheidet. Die Frage ist also, wie ε zu ermitteln ist, denn δ kann ja durch Argumentbildung nach der Integration ermittelt werden.

Wenn l_d und l_q bekannt sind und als konstant (keine Sättigung) angenommen werden, so lässt sich folgende Gleichung aufstellen:

$$|\underline{\psi}_S|^2 = l_d^2 \cdot i_{Sd}^2 + l_q^2 \cdot i_{Sq}^2 = l_d^2 \cdot i_{Sd}^2 + l_q^2 \cdot (|i_S|^2 - i_{Sd}^2) \quad (4.19)$$

Diese lässt sich auf i_d umformen:

$$i_{Sd} = \pm \sqrt{\frac{|\underline{\psi}_S|^2 - l_q^2 \cdot |i_S|^2}{l_d^2 - l_q^2}} \quad (4.20)$$

Wenn nun i_{Sd} bekannt ist, lässt sich leicht i_{Sq} zu

$$i_{Sq} = \sqrt{|i_S|^2 - i_{Sd}^2} \quad (4.21)$$

errechnen und weiter mit l_d und l_q der Winkel ε :

$$\varepsilon = \arctan\left(\frac{l_q \cdot i_{Sq}}{l_d \cdot i_{Sd}}\right) \quad (4.22)$$

Damit ergibt sich der gesuchte Rotorwinkel zu

$$\gamma_m = \arg(\underline{\psi}_S) - \arctan\left(\frac{l_q \cdot i_{Sq}}{l_d \cdot i_{Sd}}\right) \quad (4.23)$$

wobei i_{Sd} mithilfe der Gleichung (4.20) errechnet wird.

Das Flussdiagramm des Softwareteils für dieses EMK-Modell ist in Abbildung 4.9b auf der nächsten Seite zu sehen.

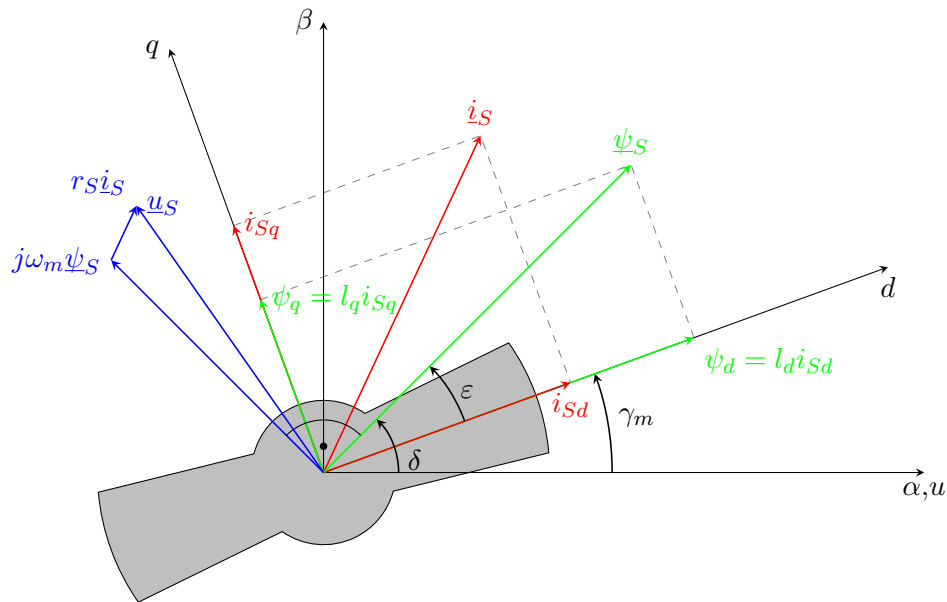
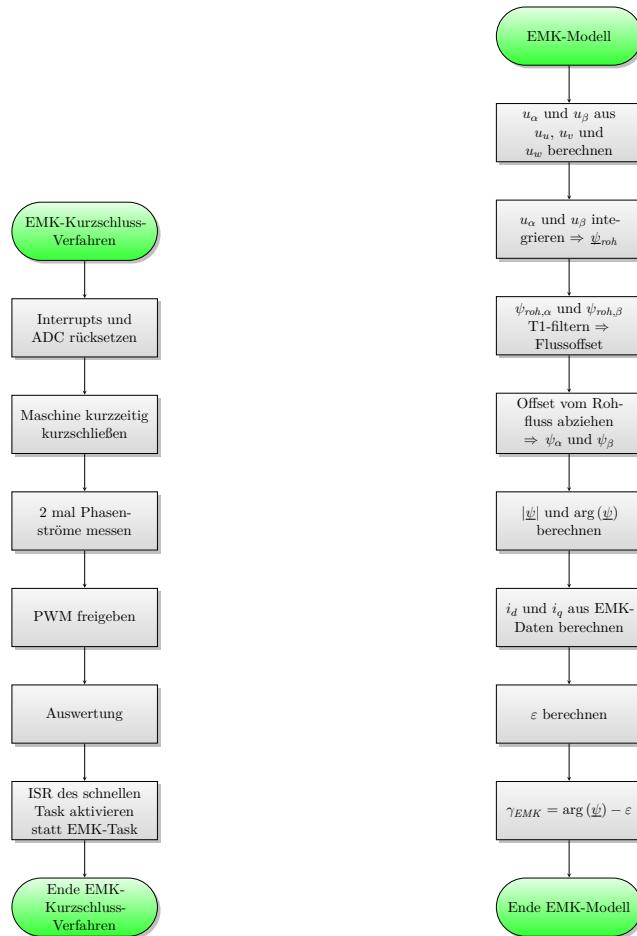


Abbildung 4.8: Raumzeigerdiagramm der RM



(a) EMK-Modell mit Kurzschluss

(b) Integrierendes EMK-Modell

Abbildung 4.9: Flussdiagramme der EMK-Modelle für die RM

4.6.3 Beobachter

Der Beobachter ist vollkommen analog zu jenem der PSM (siehe Abschnitt 3.5.3) und kann direkt übernommen werden. Lediglich die Kalman-Faktoren müssen ggf. angepasst werden.

4.7 Ermittlung der Reglerparameter – Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme wird analog zur PSM (Abschnitt 3.6) durchgeführt. Allerdings sind im Folgenden nicht alle Schritte in dem Sinn ein aufsteigender Weg bis zur fertigen Regelung, da die beiden Varianten des EMK-Modells alternativ verwendet werden. In einer endgültigen Regelung wäre also nur eine Variante des EMK-Modells implementiert.

4.7.1 Stromregler

Aufgrund der nicht unterschiedlichen Induktivität in den Achsen haben die Stromregler für die d - und q -Achse leicht unterschiedliche Werte. Für den d -Stromregler werden folgende Parameter eingestellt

$$k_P = 2,475 \quad (4.24a)$$

$$T_N = 1700 \mu\text{s} \quad (4.24b)$$

und für den q -Stromregler

$$k_P = 2,25 \quad (4.25a)$$

$$T_N = 1700 \mu\text{s} \quad (4.25b)$$

Abbildung 4.10 auf der nächsten Seite zeigt den Einschwingvorgang für einen Stromsprung in d -Richtung. Der Endwert beträgt (nicht normiert, sondern gemäß Oszilloskop Anzeige) 2,5 V, die Zeitkonstante τ ist also jene Zeit, die vergeht, bis der gemessene Strom $i_{Sd,gem} = 2,5 \text{ V} \cdot \left(1 - \frac{1}{e}\right) = 1,58 \text{ V}$ erreicht hat. Dies ist in Abbildung 4.11 auf der nächsten Seite dargestellt. Die Zeit beträgt $\tau_{id,gem} = 1,2 \text{ ms}$. Die normierte Zeitkonstante des d -Stromreglers beträgt also

$$\tau_{id} = \frac{\tau_{id,gem}}{t_{Bezug}} = \frac{1,2 \text{ ms}}{3,82 \text{ ms}} = 0,31 \quad (4.26)$$

Beim q -Stromregler ist das Verhalten ganz ähnlich. Trotz leicht abgeschwächtem P-Anteil ist er aufgrund der geringeren Induktivität trotzdem etwas

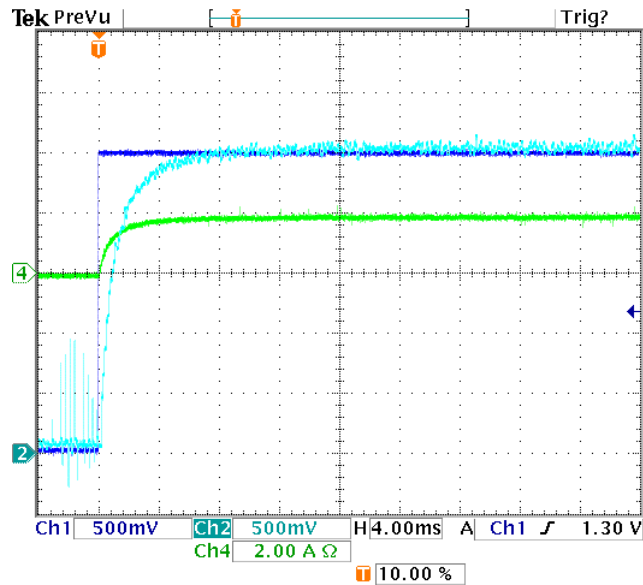


Abbildung 4.10: Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$

Kanal 1: $i_{Sd,soll}$. Skalierung: 0,0625/DIV

Kanal 2: $i_{Sd,gem}$. 0,0625/DIV

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV

Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

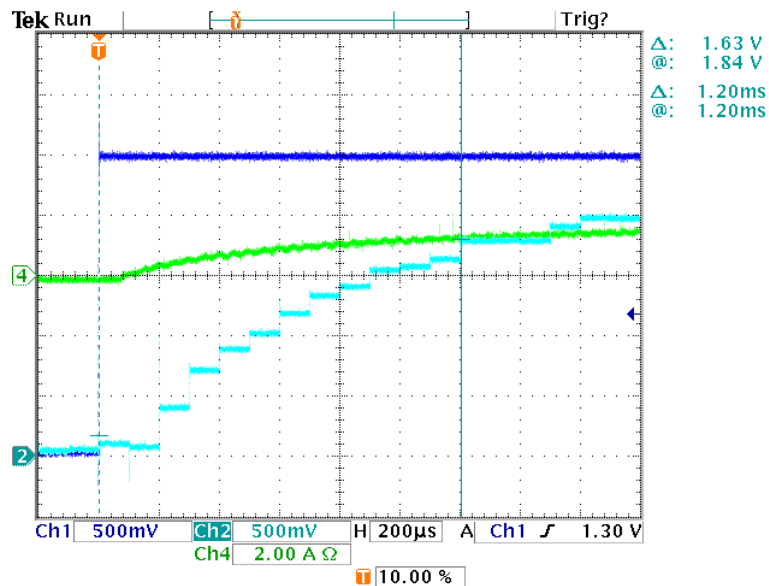


Abbildung 4.11: Zeitkonstante für Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$

Kanal 1: $i_{Sd,soll}$. Skalierung: 0,0625/DIV

Kanal 2: $i_{Sd,gem}$. 0,0625/DIV

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV

Horizontale Skalierung: 200 μ s/DIV

schneller. Der Einschwingvorgang für einen Sprung von $i_{Sq} = 0 \rightarrow 0,3$ ist in Abbildung 4.12 zu sehen. Für die Zeitkonstante ergeben sich im Prinzip gleiche Verhältnisse wie bei der d -Komponente und aus Abbildung 4.13 auf der nächsten Seite ergibt sich $\tau_{iq,gem} = 0,9 \text{ ms}$, bzw. normiert

$$\tau_{iq} = \frac{\tau_{iq,gem}}{t_{Bezug}} = \frac{0,9 \text{ ms}}{3,82 \text{ ms}} = 0,24 \quad (4.27)$$

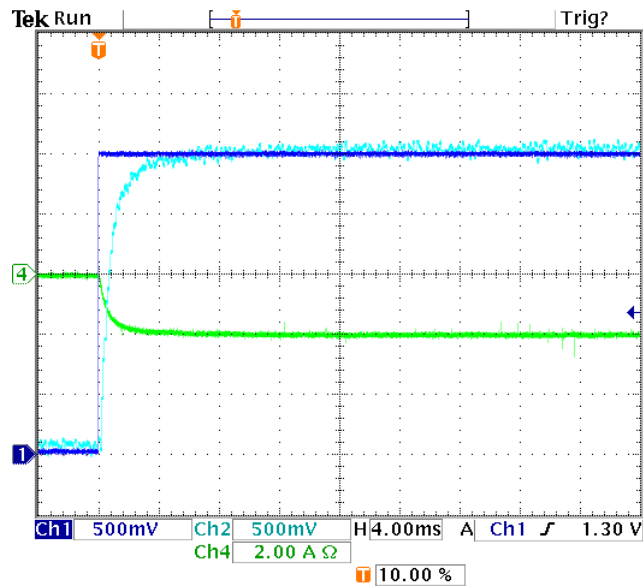


Abbildung 4.12: Sprung $i_{Sd} = 0 \rightarrow 0,3$

Kanal 1: $i_{Sq,soll}$. Skalierung: 0,0625/DIV

Kanal 2: $i_{Sq,gem}$. 0,0625/DIV

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV

Horizontale Skalierung: 4 ms/DIV

4.7.2 Drehzahlregler

Der Drehzahlregler ist anders aufgebaut, als jener der PSM, weshalb auch nicht das symmetrische Optimum angewandt wird, sondern die Reglerparameter empirisch ermittelt wurden. Im Drehzahlregler berechnet erst ein PI-Regler die Stellgröße n_{stell} , anschließend werden $i_{Sd,soll} = i_{Sq,soll} = n_{stell}$ gesetzt und erst im Anschluss anders aufgeteilt, falls eine Größe in Begrenzung geht oder Feldschwächbetrieb notwendig ist. Die Reglerparameter k_P und T_N des PI-

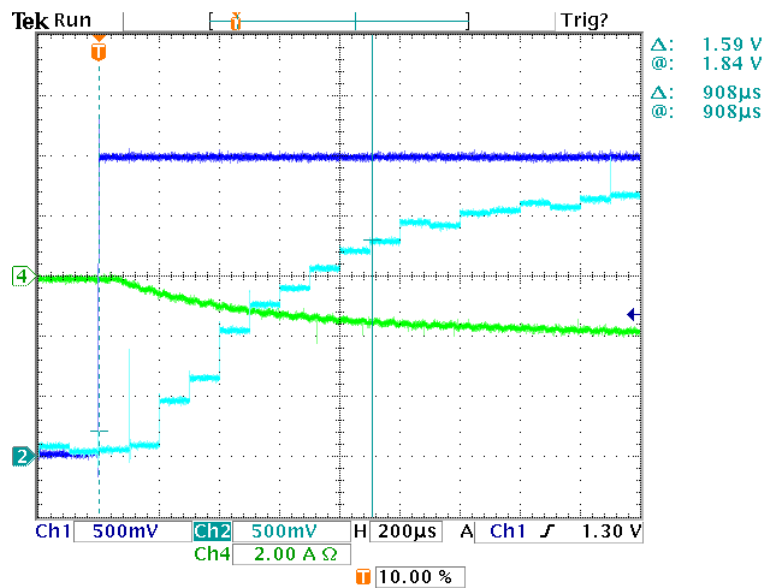


Abbildung 4.13: Zeitkonstante für Sprung $i_{Sq} = 0 \rightarrow 0,3$
 Kanal 1: $i_{Sq,soll}$. Skalierung: 0,0625/DIV
 Kanal 2: $i_{Sq,gem}$. 0,0625/DIV
 Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV
 Horizontale Skalierung: 200 μ s/DIV

Reglers, sowie die Zeitkonstante der Führungsgrößenglättung T_G betragen

$$k_P = 1,5 \quad (4.28)$$

$$T_N = 20 \text{ ms} \quad (4.29)$$

$$T_G = 200 \text{ ms} \quad (4.30)$$

Die Führungsgröße wird mit $T_G = 200 \text{ ms}$ sehr stark geglättet, allerdings sind die dynamischen Anforderungen an diesen Antrieb nicht hoch und auf diese Weise können manche Schwierigkeiten vermieden werden.

Abbildung 4.14 auf der nächsten Seite zeigt einen Drehzahl sprung normiert von 0 auf 1. Dabei ist zu sehen, dass die gemessene Drehzahl ω_{gem} sehr gut der Führungsgröße $\omega_{Führung}$ folgt. Aufgrund der Führungsgrößenglättung weißt der Drehzahlregler insgesamt auch eine Zeitkonstante von ca. 200 ms auf.

4.7.3 Niedriger Drehzahlbereich – INFORM

Bei der Reluktanzmaschine arbeitet wie in Abschnitt 4.6.1 geschildert, nur eine Variante des INFORM-Verfahrens, aufgrund der Tatsache, dass keine 180°-Unsicherheit vorliegt.

Aufgrund der niedrigen Umrichterspannung dauern die Schüsse im Vergleich

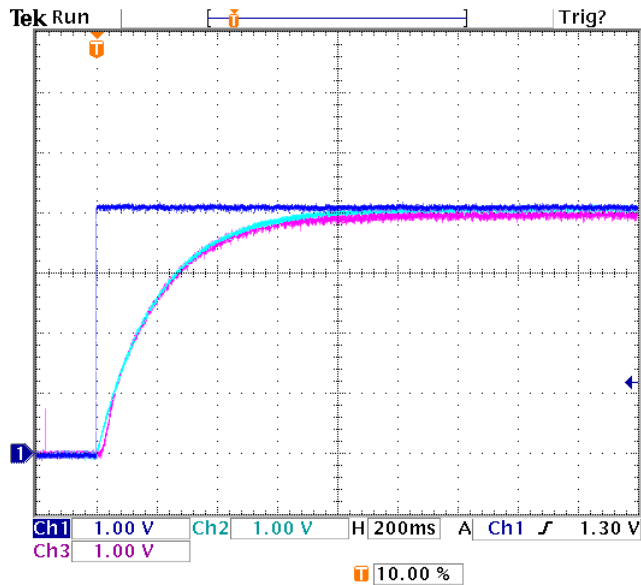


Abbildung 4.14: Drehzahlsprung $n_{soll} = 0 \rightarrow 1$
 Kanal 1: ω_{soll} . Skalierung: 0,25/DIV
 Kanal 2: $\omega_{F\u00fchrung}$. Skalierung: 0,25/DIV
 Kanal 3: ω_{gem} . Skalierung: 0,25/DIV
 Horizontale Skalierung: 200 ms/DIV

sehr lang. Je Phase dauert ein kompletter Schuss 1,46 ms, eine Sequenz mit allen drei Phasen also 4,38 ms, das entspricht fast 44 Stromreglerzyklen. Der INFORM-Task wird immer nach 30 Abl\u00e4ufen des langsamen Tasks aktiviert, d.h. alle 15 ms. Das Verh\u00e4ltnis von Stromreglerzeit zu INFORM-Zeit betr\u00e4gt also ca. 3,42. Das ist zwar in Ordnung, jedoch ist eine neue Winkelinformation erst nach 150 Stromreglerzyklen (schneller Task mit Stromregler: 100 μ s, INFORM alle 15 ms) nicht sehr viel. Das ist auch in den Ergebnissen bemerkbar.

Ein parallel zum Drehzahlregelbetrieb mit Sensor-Lageinformation laufendes INFORM-Verfahren ist in Abbildung 4.15 auf der n\u00e4chsten Seite zu sehen. Darin ist der Winkel-Vergleich zwischen dem Sensorwinkel (Kanal 1) und dem INFORM-Winkel (aus Beobachter, Kanal 2) zu sehen. W\u00e4hrend der INFORM-Ausf\u00fchrung sind keine anderen Tasks m\u00f6glich, deshalb haben beide Winkel „Kanten“, und der Beobachter braucht kurze Zeit, bis er nach jedem Zyklus eingeschwungen ist.

Beim Umschalten auf reinen INFORM-Betrieb, die Regler beziehen nun die Information \u00fcber Lage und Geschwindigkeit vom INFORM-Beobachter, ist der Betrieb unruhiger, wie in Abbildung 4.16 auf der n\u00e4chsten Seite zu sehen ist.

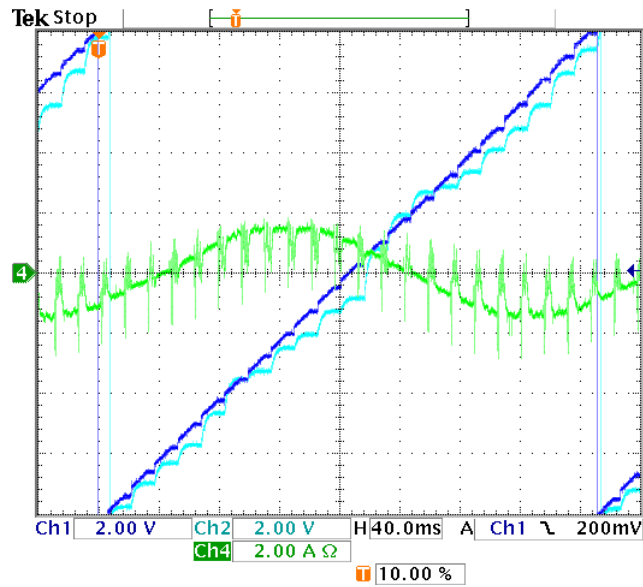


Abbildung 4.15: INFORM-Winkelinformation bei Sensor-Betrieb

Kanal 1: γ_{Sensor} . Skalierung: $45^\circ/\text{DIV}$

Kanal 2: $\hat{\gamma}_{INFORM}$. Skalierung: $45 \frac{\circ}{\text{DIV}}$

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV

Horizontale Skalierung: 40 ms/DIV

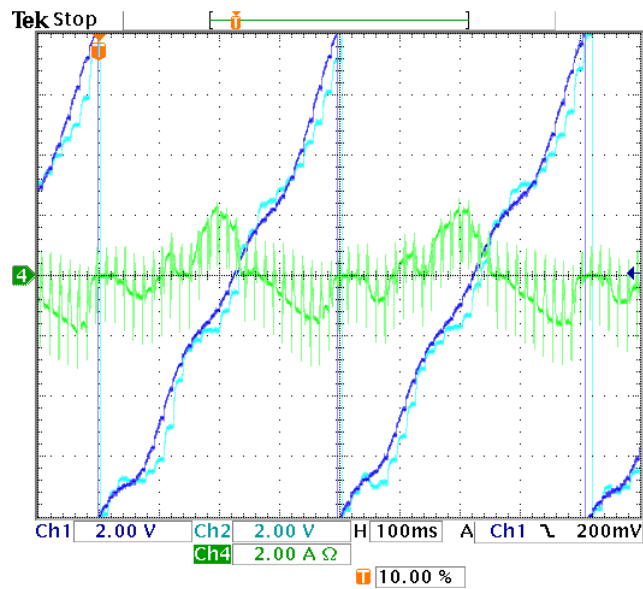


Abbildung 4.16: INFORM-Winkelinformation bei INFORM-Betrieb

Kanal 1: γ_{Sensor} . Skalierung: $45^\circ/\text{DIV}$

Kanal 2: $\hat{\gamma}_{INFORM}$. Skalierung: $45^\circ/\text{DIV}$

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: 2 A/DIV

Horizontale Skalierung: 100 ms/DIV

Ein Beurteilungskriterium der sensorlosen Verfahren ist immer der Kreis, den sie für die Lageinformation bei Drehung bilden, dieser ist in Abbildung 4.17 zu sehen. Der Offset ist gering und die Kreisform ist ausreichend gegeben.

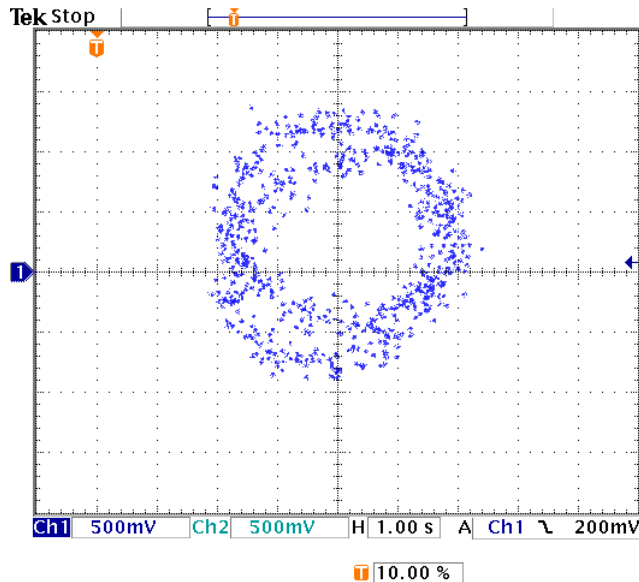


Abbildung 4.17: INFORM-Kreis: $\Im m(c_{INFORM})$ über $\Re e(c_{INFORM})$
 Kanal 1: $\Im m(c_{INFORM})$. Skalierung: 0,0625/DIV
 Kanal 2: $\Re e(c_{INFORM})$. Skalierung: 0,0625/DIV
 Gesamte Messzeit: 8 s

4.7.4 Hoher Drehzahlbereich – EMK-Modell

Die verschiedenen Versionen des EMK-Modells stellen besondere Herausforderungen dar, da sie besonders abhängig von den Parametern sind.

Kurzschluss-EMK-Modell

Das Modell in der in Abschnitt 4.6.2 beschriebenen Form vernachlässigt den Statorwiderstand. Bei der verwendeten Maschine beträgt dieser normiert $r_S = 0,79$, die Vernachlässigung ist daher nicht gerechtfertigt.

Die Messungen bestätigen, dass auf diese Weise keine sinnvolle Lageinformation gewonnen werden kann, der errechnete Winkel aus dem Modell korreliert nicht mit dem Winkel, welcher vom Lagegeber geliefert wird.

Integrierendes EMK-Modell

Das „klassische“ integrierende EMK-Modell kann den Fluss ermitteln. Aber die Ermittlung des Differenzwinkels ε zur d -Achse funktioniert leider noch nicht.

In der Ausführung wird der vom Modell berechnete Strom $i_{Sd,EMK}$ als größerer Wert berechnet, als die gemessene Amplitude des Stromraumzeigers betrug. Abgesehen von der faktischen Unmöglichkeit wird dadurch das Quadrat von $i_{Sq,EMK}$ negativ, wodurch dieser natürlich nicht mehr berechnet werden kann, dadurch wird ε zu Null „berechnet“ und der ausgegebene Winkel ist jener des ermittelten Flusses. Abbildung 4.18 zeigt diesen Winkel, der ziemlich gut parallel zu γ_m läuft. Bei Funktionieren der Berechnung von ε könnte untersucht werden, ob die ermittelte Lageinformation systematische Fehler enthält und wie diese korrigiert werden können. In Abbildung 4.19 auf der nächsten Seite ist Parameterdarstellung des integrierten Statorflusses dargestellt. Dabei entsteht ausreichende Kreisform, der Winkel des Flusses lässt sich ermitteln.

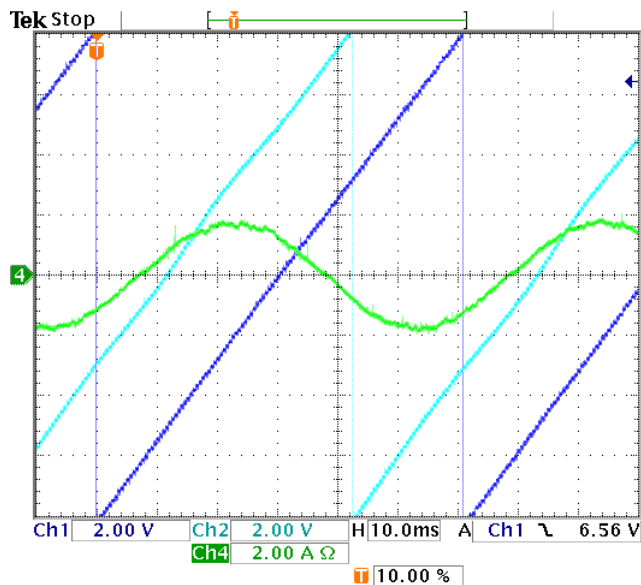


Abbildung 4.18: Winkel beim integrierenden EMK-Modell

Kanal 1: γ_{Sensor} . Skalierung: $45^\circ/\text{DIV}$

Kanal 2: γ_{EMK} . Skalierung: $45^\circ/\text{DIV}$

Kanal 4: i_u (Stromzange). Skalierung: $2\text{ A}/\text{DIV}$

4.7.5 Interpretation der Ergebnisse

Die Inbetriebnahme des Stromreglers erfolgt analog zur PSM, allerdings sind unterschiedliche Parameter für die d - und q -Komponente zu wählen. Bei der vorliegenden Anordnung zeigt sich, dass die Nachstellzeit des Integrators für beide Regler gleich gewählt werden kann und auch der Proportionalanteil weist nur einen relativ kleinen Unterschied auf. Die Stromreglereigenschaften sind zufriedenstellend.

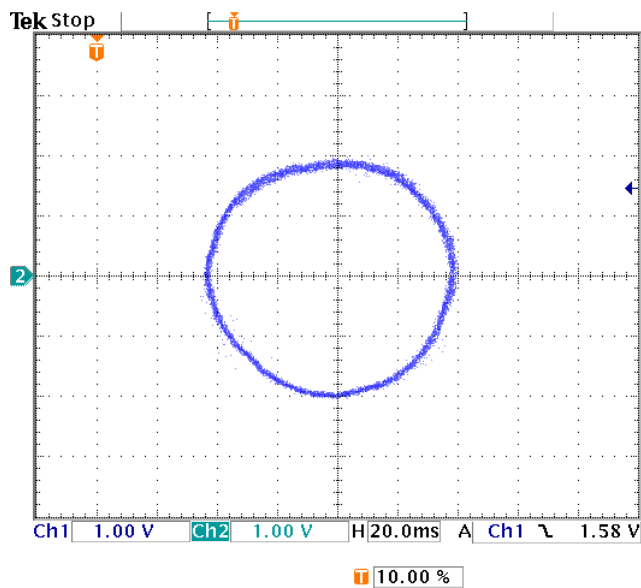


Abbildung 4.19: ψ_S aus EMK. $\psi_{S\beta,EMK}$ über $\psi_{\alpha,EMK}$
 Kanal 1: $\psi_{S\beta,EMK}$. Skalierung: 0,25/DIV
 Kanal 2: $\psi_{S\alpha,EMK}$. Skalierung: 0,25/DIV
 Gesamte Messzeit: 200 ms

Der Drehzahlregler bekommt nach empirischer Ermittlung (vor allem später bei den sensorlosen Verfahren hat dies Vorteile) eine Führungsgrößenglättung mit großer Zeitkonstante (200 ms) vorgesetzt. Auch hier ist eine kurze Totzeit festzustellen, allerdings fällt die bei der makroskopischen Betrachtung des Einschwingvorgangs kaum auf. Weiter sind wie bei der PSM keine besonderen Anforderungen an die Dynamik gegeben.

Beim INFORM-Verfahren für die Reluktanzmaschine wäre interessant zu untersuchen, ob systematische Fehler vorliegen, die durch Korrektur-Funktionen beseitigt werden können. Diese Frage stellt sich abgesehen von den Ergebnissen auch, da der Rotor in der institutseigenen Werkstätte zum Reluktanzrotor umgebaut wurde und möglicherweise Toleranzen bei der Fertigung Abweichungen über den Umfang hervorrufen, die durch entsprechende Funktionen beseitigt werden können.

Das Kurzschluss-EMK-Modell ist sehr einfach und auch ausbaufähig, indem der reale Kurzschluss durch virtuellen Kurzschluss ersetzt wird, wobei hier über Raumzeigerrechnung der „Kurzschlusszustand“ errechnet wird. Für den gegebenen Antrieb ist die Vernachlässigung des Statorwiderstandes nicht gerechtfertigt, weshalb dieses Modell nicht anwendbar ist.

Das integrierende EMK-Modell ist ein vielversprechender Ansatz, der ausgebaut und weiter untersucht werden sollte. Die bisherigen Ergebnisse lassen leider noch keine vernünftige Regelung mit der gewonnenen Winkelinformation zu.

4.8 Weitere Untersuchungen zur Induktivität

Da gerade in der d -Achse nicht sichergestellt werden kann, dass keine Sättigung auftritt, bzw. welcher Strom zulässig ist, um diese zu vermeiden, sind weitere Untersuchungen zur Induktivität notwendig. Tatsächlich sind diese Untersuchungen erfolgt, nachdem festgestellt wurde, dass mit den Parametern, welche mittels einfachem Spannungssprung und Stromantwort ermittelt wurden, eine sensorlose Regelung nicht möglich ist.

Folgenden Untersuchungen liegen vor allem Gleichung (4.2a) und Gleichung (4.2b) zugrunde:

$$u_{Sd} = r_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_d}{d\tau} - \omega_m \cdot \psi_q \quad (4.2a)$$

$$u_{Sq} = r_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_q}{d\tau} + \omega_m \cdot \psi_d \quad (4.2b)$$

Wird die Maschine mit konstanter Drehzahl angetrieben, so kann ein stationärer Betriebszustand angenommen werden, damit fallen die Ableitungen aus den Gleichungen (4.2) heraus und diese können auf den Fluss umgeformt werden:

$$\psi_d = \frac{u_{Sq} - r_S \cdot i_{Sq}}{\omega_m} \quad (4.32)$$

$$\psi_q = \frac{r_S \cdot i_{Sd} - u_{Sd}}{\omega_m} \quad (4.33)$$

Daraus ergeben die sich „global“ gesehenen Induktivitäten zu

$$l_{d,global} = \frac{\psi_d}{i_{Sd}} \quad (4.34)$$

$$l_{q,global} = \frac{\psi_q}{i_{Sq}} \quad (4.35)$$

Tatsächlich von größerem Interesse ist die differentielle Induktivität, welche durch die Steigung beschrieben wird, wenn der Fluss über dem Strom aufgetragen wird, da diese für die Regelung in einem bestimmten Arbeitspunkt relevant ist.

Zu diesem Zweck wird die Reluktanzmaschine mit einer PSM gekoppelt und von dieser angetrieben bzw. gebremst. Folgende Versuche sollen durchgeführt werden:

1. Zuerst soll untersucht werden, ob die Hysterese des magnetischen Kreises tatsächlich vernachlässigbar ist.
2. Danach sollen bei verschiedenen Drehzahlen und Strömen in eine Rich-

tung (d oder q) die Induktivitäten ermittelt werden und untersucht werden, ob und ab welchem Strom und wie sehr der magnetische Kreis in Sättigung geht.

3. Im nächsten Schritt soll ein Moment durch die Maschine aufgebracht werden, indem sowohl ein i_{sd} , als auch ein i_{sq} eingepreßt werden. Das Verhalten der Induktivitäten ist zu untersuchen.
4. Indem die Flüsse über dem Strom der anderen Achse aufgetragen werden, kann untersucht werden, ob die Achsen magnetisch gekoppelt sind, also ob Gegeninduktivitäten vorliegen. Dies soll untersucht werden.

Für die folgenden Berechnungen werden im Programmcode möglichst viele Funktionen entfernt, die für diese Messung nicht benötigt werden. Zusätzlich werden die Speicherbereiche anders verteilt und so Platz für ein Feld geschaffen, das 14000 Werte mit 16 bit Länge aufnehmen kann. In dieses werden folgende Messwerte der Reihe nach geschrieben:

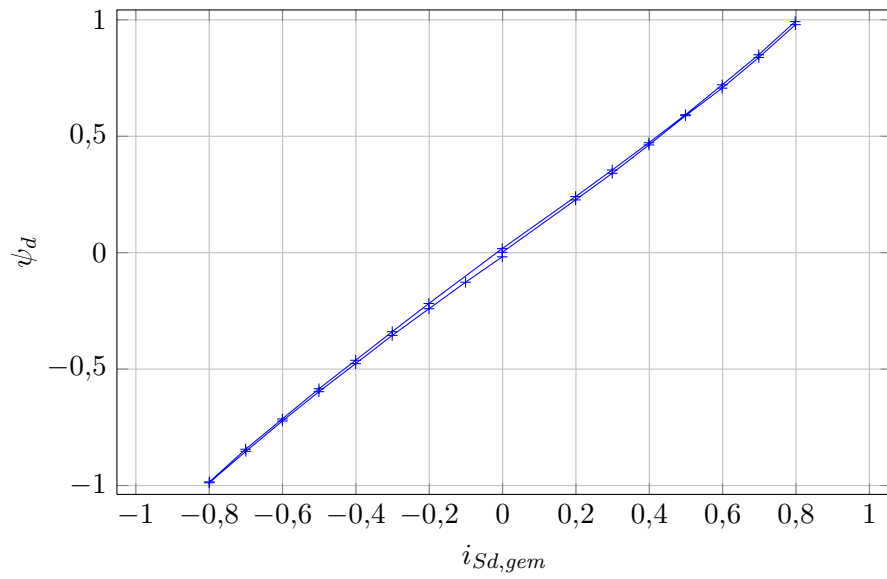
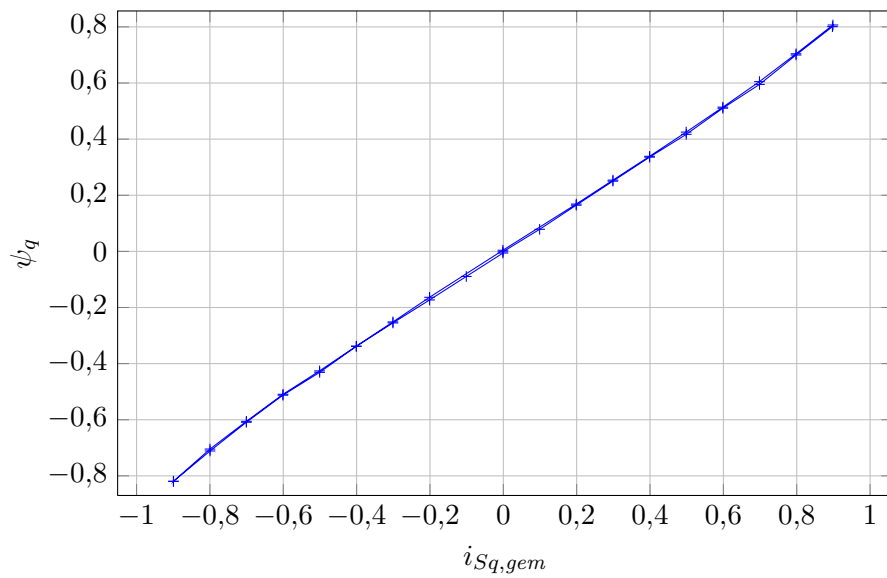
- Zwischenkreisspannung
- Winkel (mechanisch und elektrisch)
- Winkelgeschwindigkeit
- d - und q -Strom (jeweils Sollwerte und gemessene Werte)
- d - und q -Spannung (jeweils Sollwerte und gemessene Werte)

Die Messwerte werden über die am ESEA entwickelte Software „COM“ ausgelesen und in Matlab ausgewertet.

4.8.1 Hysterese

Die Maschine wird von der PSM mit $\omega_m = 0,3$ angetrieben. In Folge wird bei konstanter Drehzahl erst der Soll-Strom $i_{sd,soll}$ von 0 bis 1,2 in Schritten von 0,1 erhöht, anschließend bis $-1,2$ gesenkt und schließlich wieder bis 0 erhöht. Dasselbe wird anschließend für den Strom i_{sq} durchgeführt. Mithilfe von Gleichung (4.32) und (4.33) wird der Fluss ermittelt und in gemessener Reihenfolge aufgetragen. Anschließend werden noch jene Datensätze entfernt, für welche der gemessene Strom vom Soll-Strom um mehr als 1 % abweicht. Die Ergebnisse für $\psi_d(i_{sd})$ sind in Abbildung 4.20 auf der nächsten Seite aufgetragen, jene für $\psi_q(i_{sq})$ in Abbildung 4.21 auf der nächsten Seite.

Schon in den Abbildungen ist das durchaus weichmagnetische Verhalten zu erkennen. Um eine quantitative Aussage zu ermöglichen, wird die Flussdiffe-

Abbildung 4.20: Hysterese von ψ_d über i_{Sd} Abbildung 4.21: Hysterese von ψ_q über i_{Sq}

renz bei $i_{Sd} = 0$ bzw. $i_{Sq} = 0$ auf die maximale Flussauslenkung bezogen:

$$\frac{\Delta\psi_d|_{i_{Sd}=0}}{\psi_{d,max} - \psi_{d,min}} = \frac{0,0192}{1,9807} = 0,0097 \equiv 0,97\% \quad (4.36)$$

$$\frac{\Delta\psi_q|_{i_{Sq}=0}}{\psi_{q,max} - \psi_{q,min}} = \frac{0,0044}{1,6266} = 0,0027 \equiv 0,27\% \quad (4.37)$$

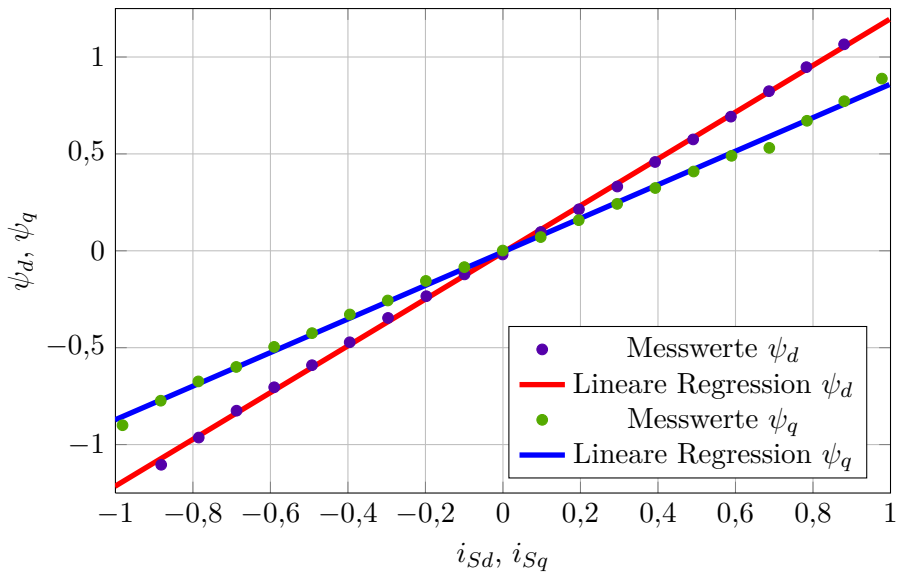
Die Vernachlässigung der Hysterese ist für die Regelung der Maschine zulässig.

4.8.2 Stromvorgabe ohne Moment

Jetzt werden bei verschiedenen Drehzahlen Ströme in d - oder q -Richtung eingepreßt (nicht beide) und der Fluss ermittelt. Die Hysterese wird dabei gemäß vorigem Abschnitt vernachlässigt, daher werden die Ströme direkt von $i_{Sd,soll} = -1,2$ bis $i_{Sd,soll} = 1,2$ erhöht, dasselbe gilt für $i_{Sq,soll}$. Für die Stromwerte werden nur solche zugelassen, für die der gemessene Wert den Sollwert um nicht mehr als ein Prozent abweicht. Vor allem bei höheren Drehzahlen kommen die Stromregler (für i_{Sd} und i_{Sq}) offensichtlich öfter in die Stellgrößenbeschränkung. Weiters wird in Matlab eine Regressionskurve in die Messwerte gelegt um die Induktivität in jedem Arbeitspunkt bestimmen zu können. Dabei zeigt sich, dass der magnetische Kreis für beide Achsen nicht merklich in Sättigung geht, so dass immer lineare Regression angewandt wird und die entsprechende Steigung die Induktivität für den gesamten Strombereich wiedergibt. Die Messwerte und Regressionen dieser Versuche sind in den Abbildungen 4.22 bis 4.26 auf den Seiten 91–93 dargestellt. Die Ergebnisse der Regressionen sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die Induktivitäten sind drehzahlunabhängig, was sich in den Messungen auch widerspiegelt, daher wird der Mittelwert gebildet und es ergibt sich $l_d = 1,20$ und $l_q = 0,88$.

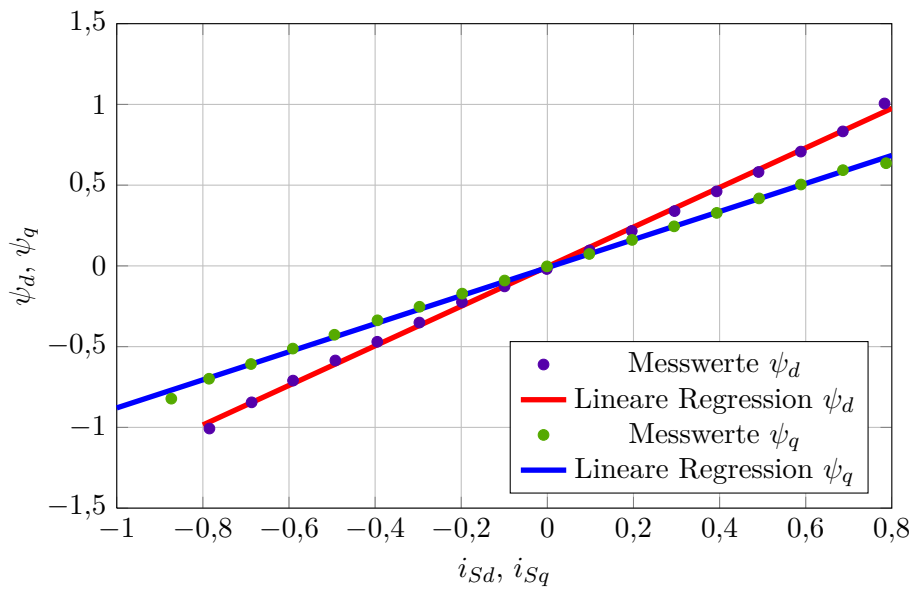
Tabelle 4.2: Errechnete Induktivitäten in Längs- und Querrichtung

ω_m	l_d	l_q
0,2	1,206	0,866
0,4	1,226	0,869
0,6	1,204	0,874
0,8	1,182	0,900
1,0	1,196	0,911
Mittelwert	1,20	0,88

Abbildung 4.22: $\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,2$

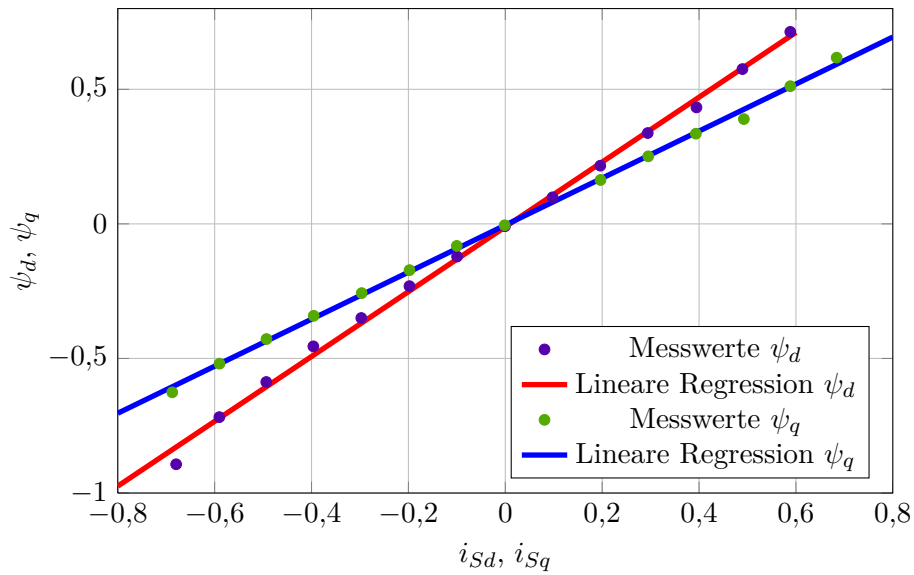
$$l_d = 1,206$$

$$l_q = 0,866$$

Abbildung 4.23: $\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,4$

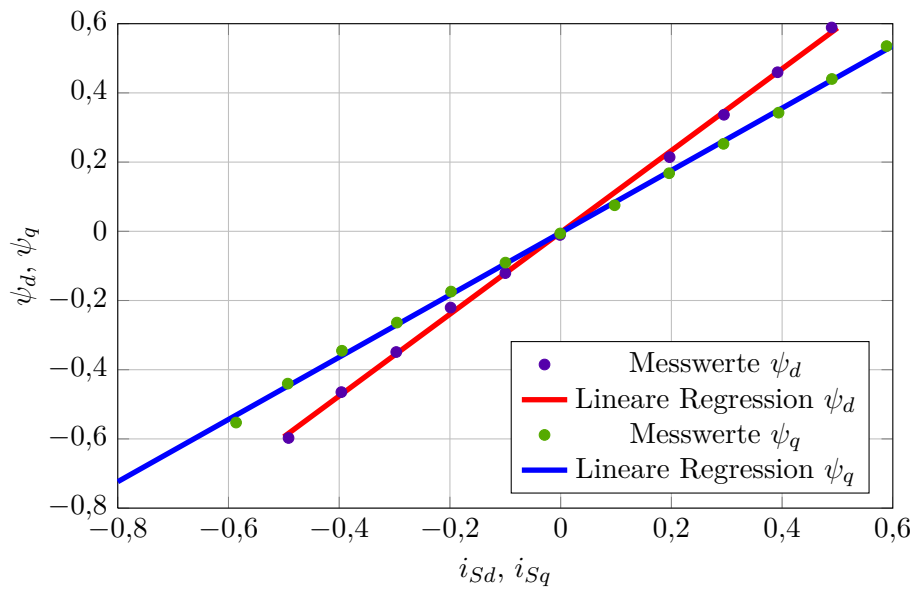
$$l_d = 1,226$$

$$l_q = 0,869$$

Abbildung 4.24: $\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,6$

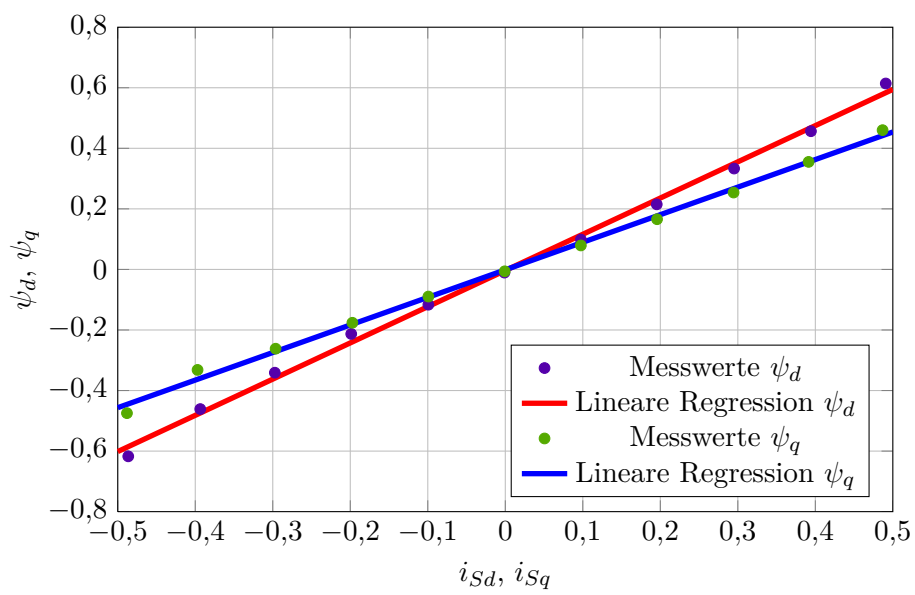
$$l_d = 1,204$$

$$l_q = 0,874$$

Abbildung 4.25: $\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 0,8$

$$l_d = 1,182$$

$$l_q = 0,900$$

Abbildung 4.26: $\psi_d(i_{Sd})$ und $\psi_q(i_{Sq})$ bei $\omega_m = 1,0$

$$l_d = 1,196$$

$$l_q = 0,911$$

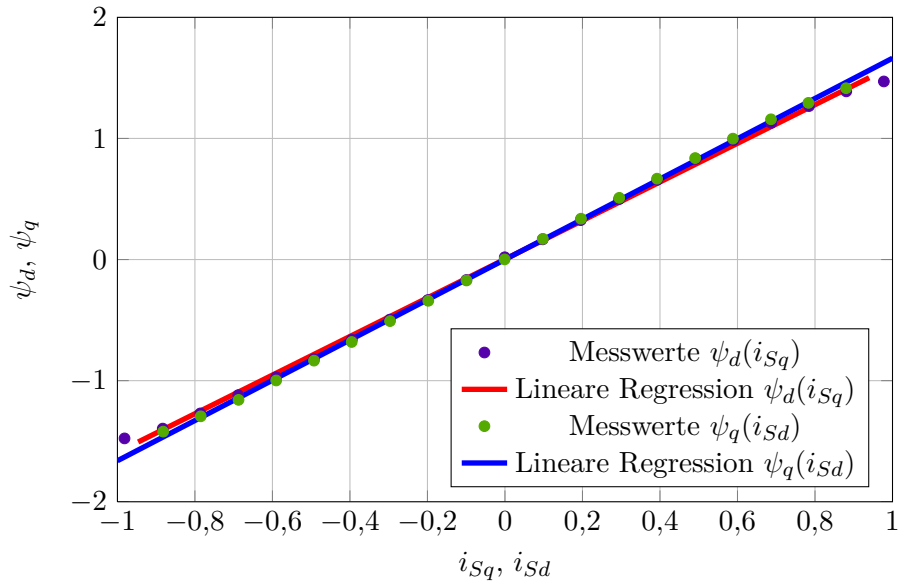
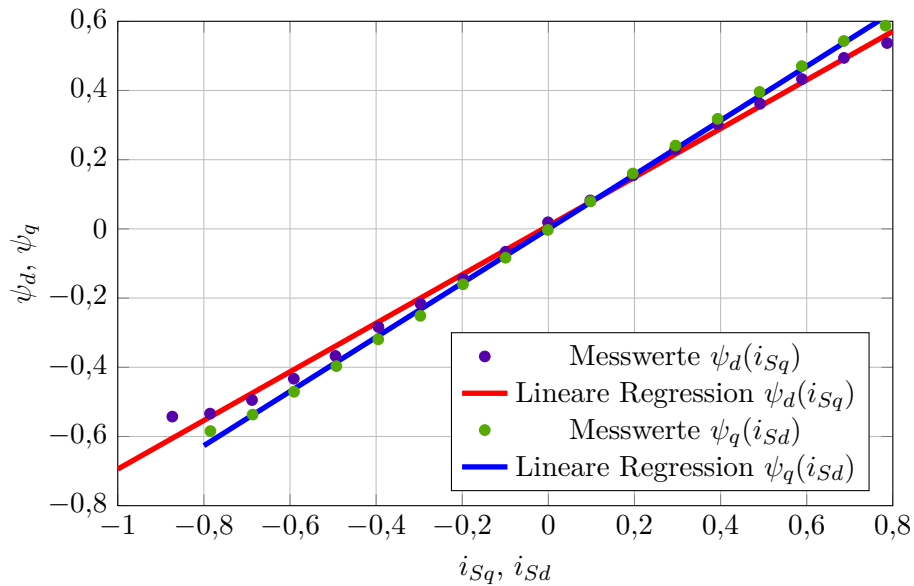
Nun ist eine interessante Frage, ob in dieser Reluktanzmaschine die d - und die q -Achse magnetisch gekoppelt sind. Zu diesem Zweck wird ψ_d über i_{Sq} zur Ermittlung von l_{dq} und ψ_q über i_{Sd} zur Ermittlung von l_{qd} herangezogen. Laut einfacher Theorie sollten die beiden Kopplungsinduktivitäten Null sein, da die Achsen aufeinander orthogonal sind und falls doch vorhanden, so doch zumindest $l_{dq} = l_{qd}$ und in jedem Fall konstant über der Drehzahl. In den Abbildungen 4.27 bis 4.31 auf den Seiten 95–97 ist zu sehen, dass die Kopplungsinduktivitäten nicht Null sind, nach diesen Messungen aber drehzahlabhängig. Konkret nehmen die errechneten Ergebnisse mit steigender Drehzahl ab. Diese Ergebnisse können allerdings nicht stimmen, da eine Drehzahlabhängigkeit der Induktivitäten keine physikalische Grundlage hat. Dazu wäre laut Rechnung die Kopplungsinduktivitäten bei $\omega_m = 0,2$ größer, als die jeweiligen Eigeninduktivitäten. Das würde einen Streuungsfaktor größer als eins voraussetzen und dies ist nicht möglich. Daher ist davon auszugehen, dass die Bedingung der Stationarität vermutlich vor allem bei geringen Drehzahlen nicht in ausreichendem Maße gegeben ist. Möglich ist auch, dass andere physikalische Effekte die Messungen beeinflusst haben, deren Ursache und Beschreibung Gegenstand weiterer Arbeiten sein kann.

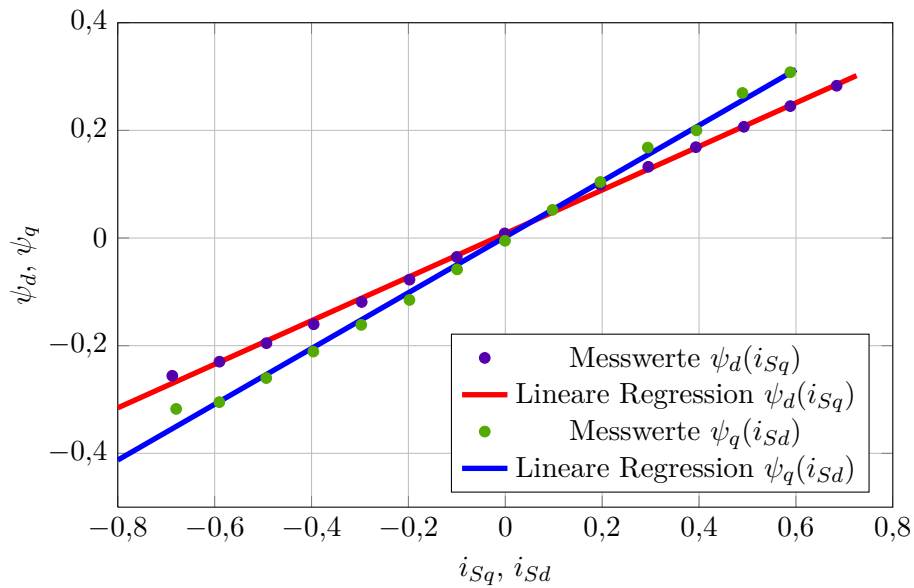
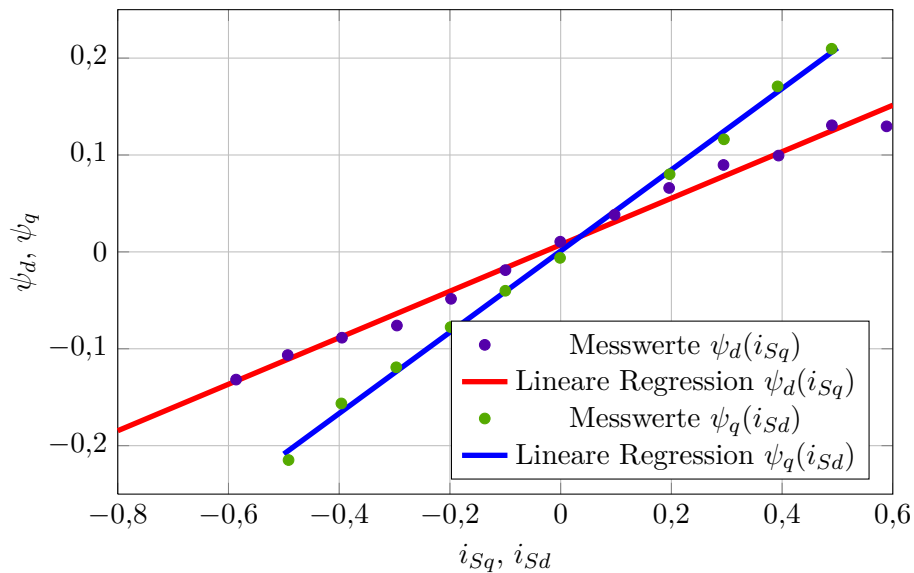
Obige Überlegungen legen die Vermutung nahe, dass die Stationarität bei höheren Drehzahlen besser gegeben ist und die beiden Achsen tatsächlich magnetisch entkoppelt oder nur sehr schwach gekoppelt sind.

Trotz der sicheren Fehlerhaftigkeit sind die Ergebnisse der Messung und Rechnung in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Tabelle 4.3: Errechnete Kopplungsinduktivitäten. Diese Werte können nicht stimmen, da die Kopplungsinduktivitäten nicht drehzahlabhängig sein können und außerdem bei $\omega = 0,2$ größer wären als die Selbstinduktivitäten.

ω_m	l_{dq}	l_{qd}
0,2	1,595	1,662
0,4	0,783	0,703
0,6	0,405	0,518
0,8	0,240	0,419
1,0	0,125	0,328

Abbildung 4.27: $\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,2$ Laut Rechnung: $l_{dq} = 1,595$ Laut Rechnung: $l_{qd} = 1,662$ Abbildung 4.28: $\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,4$ Laut Rechnung: $l_{dq} = 0,783$ Laut Rechnung: $l_{qd} = 0,703$

Abbildung 4.29: $\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,6$ Laut Rechnung: $l_{dq} = 0,405$ Laut Rechnung: $l_{qd} = 0,518$ Abbildung 4.30: $\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 0,8$ Laut Rechnung: $l_{dq} = 0,24$ Laut Rechnung: $l_{qd} = 0,42$

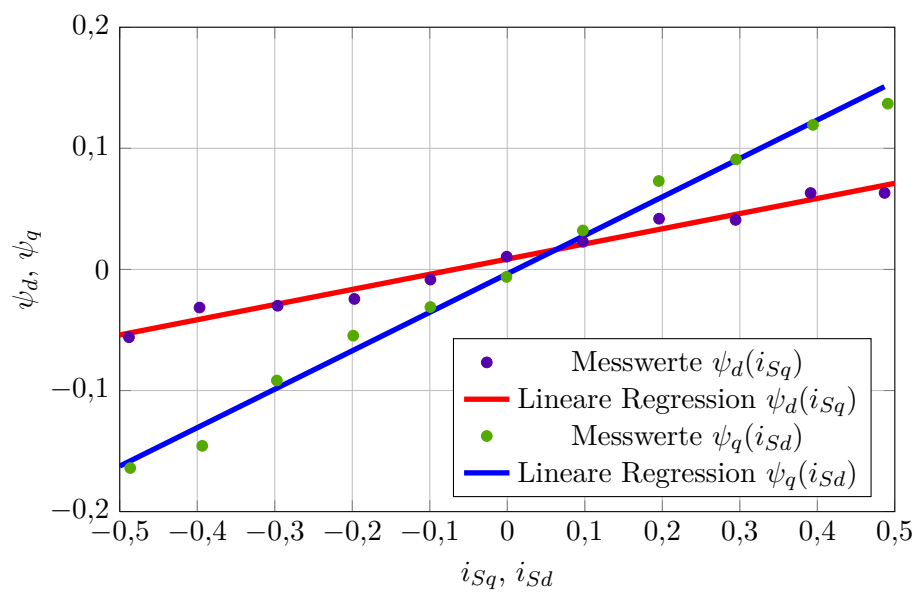


Abbildung 4.31: $\psi_d(i_{Sq})$ und $\psi_q(i_{Sd})$ bei $\omega_m = 1.0$
Laut Rechnung: $l_{dq} = 0,125$
Laut Rechnung: $l_{qd} = 0,318$

4.8.3 Stromvorgabe mit Moment

Nun sollen noch beide Stromwerte gleichzeitig vorgegeben werden. Dabei wird in der Maschine ein Moment erzeugt. Damit die begrenzte Umrichterspannung den Strom ermöglicht, wurde mit einem zweiten Antrieb gebremst (mit Bremschopper) bzw. angetrieben, falls das Moment der RM noch zu gering war.

Zuerst sollte ausgewertet werden, welcher Fluss sich in Abhängigkeit des Stromes ergibt. Vor allem interessiert dabei wieder die Induktivität. Daher wird auch wieder eine Regression durchgeführt, wobei auch eine Kopplungsinduktivität berücksichtigt wird. In den Abbildungen 4.32 und 4.33 sind diese Regressionen durchgeführt. Die zugrundeliegenden Gleichungen lauten

$$\psi_d = l_d \cdot i_{Sd} + l_{dq} \cdot i_{Sq}$$

$$\psi_q = l_q \cdot i_{Sq} + l_{qd} \cdot i_d$$

Die Ergebnisse der Regression lauten

$$\begin{array}{lll} l_d = 0,543 & l_{dq} = -0,633 & \sigma^2 = 0,5622 \\ l_q = 1,518 & l_{qd} = 0,7233 & \sigma^2 = 0,5471 \end{array}$$

Zunächst fällt das unterschiedliche Vorzeichen von l_{dq} und l_{qd} auf. Weiter ist aus der Berechnung von ψ_d l_{dq} größer als l_d , was nicht möglich ist. Schon an den Abbildungen ist zu erkennen, dass die Regression eine starke Vereinfachung darstellt. Das Quadrat der Standardabweichung σ^2 ist für die normierten Werte auch sehr groß. Die Aussagekraft dieser Berechnungen darf also in Frage gestellt werden.

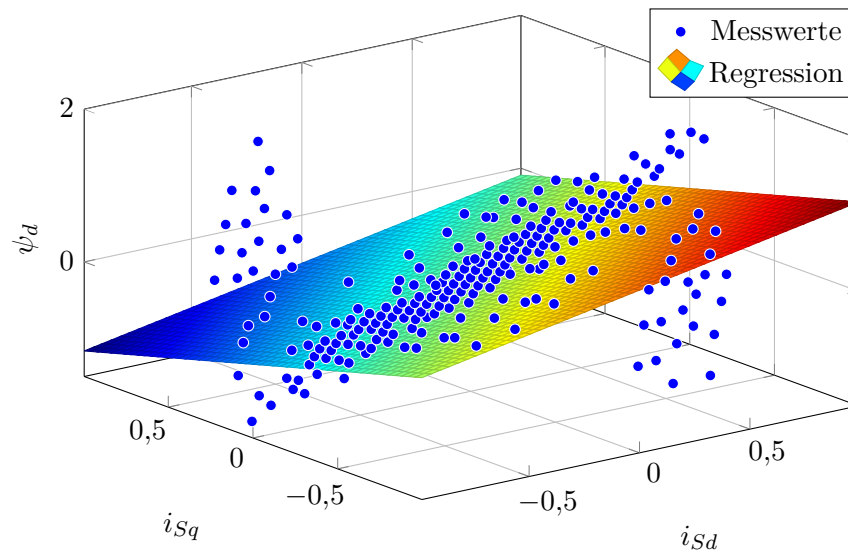
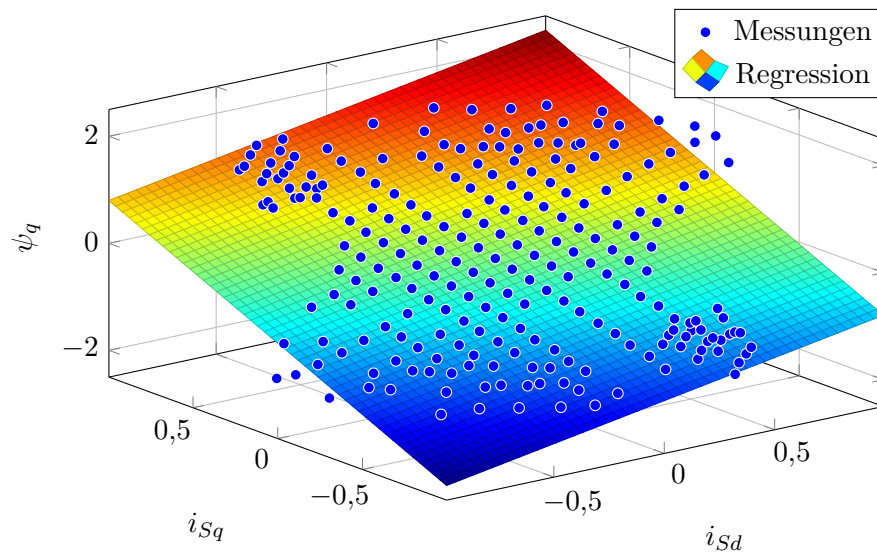
Nach der Gleichung $m_i = \psi_d \cdot i_{Sq} - \psi_q \cdot i_{Sd}$ erfolgt die Berechnung des Moments, welches in den Abbildungen 4.34 und 4.35 eingetragen ist. In Abbildung 4.34 ist außerdem eine Regression nach

$$m_i = (l_d \cdot i_{Sd} + l_{dq} \cdot i_{Sq}) \cdot i_{Sq} - (l_q \cdot i_{Sq} + l_{qd} \cdot i_{Sd}) \cdot i_{Sd}$$

durchgeführt. Dabei wurde $l_{dq} = l_{qd}$, $l_d, l_q, l_{dq} > 0$ vorgegeben und als Startwert für $l_d = 1$, $l_{dq} = 0$ und $l_q = 0,5$ gesetzt. Die Ergebnisse der Regression lauten

$$l_d = 1 \quad l_{dq} = 0 \quad l_q = 0,2675 \quad \sigma^2 = 0,5741$$

Aufgrund der unterschiedlichen Ergebnisse und auch hohen Unsicherheiten, was sowohl aus den Abbildungen, als auch aus den Abweichungen zu erkennen

Abbildung 4.32: ψ_d in Abhängigkeit von i_{sd} und i_{sq} mit RegressionAbbildung 4.33: ψ_q in Abhängigkeit von i_{sd} und i_{sq} mit Regression

ist, lassen sich aus diesen Berechnungen leider keine sicheren Aussagen treffen. Dazu sind weitere Untersuchungen notwendig.

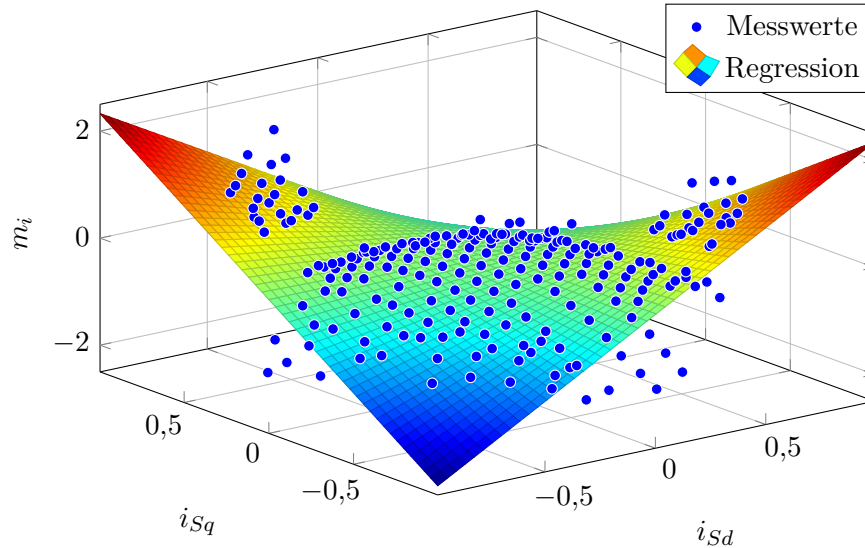


Abbildung 4.34: m_i in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Regression

Abbildung 4.35 zeigt schließlich noch eine einfache Interpolation des errechneten Moments. Diese Abbildung dient auch dem Vergleich zur Regression.

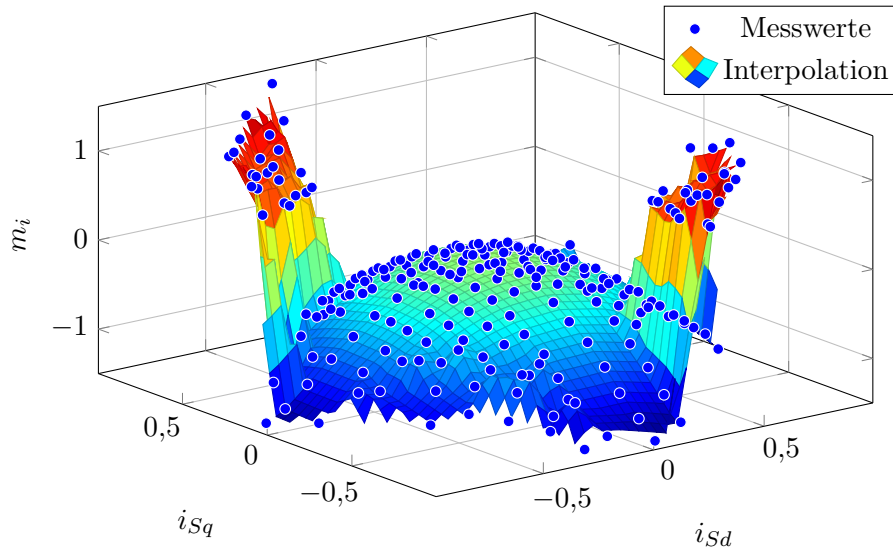


Abbildung 4.35: m_i in Abhängigkeit von i_{Sd} und i_{Sq} mit Interpolation

5 Demonstrator

Der Demonstrator dient dem Zweck, die Machbarkeit und Funktionstüchtigkeit des Magnetlagers zu demonstrieren. Dabei handelt es sich um einen Motor, im besten Fall eine PSM, bei dem beidseitig die Kugellager entfernt und durch Magnetlager ersetzt sind.

Da sowohl die Magnetlager, als auch der Motor sensorlos geregelt werden sollen, ergeben sich besondere Herausforderungen. An erster Stelle scheint mir, dass die sensorlosen Verfahren von den Induktivitäten abhängen. Dies könnte ein Problem sein, wenn der Rotor der Maschine nicht zentrisch in der Achse ist, was aus verschiedenen Gründen, z. T. auch gewollt, im Betrieb durchaus der Fall sein kann.

Ein Lösungsansatz besteht darin, die Magnetlager so anzubringen, dass der Rotor bei zentraler Lage im Motorstator nicht in zentraler Lage des Magnetlagerstators, sondern in der Sollposition ist. In horizontaler Richtung wird dies ebenfalls die Mittelposition sein, in vertikaler Richtung kann dies aber durchaus verschoben sein.

Zusätzlich soll der Demonstrator noch mit Bedien- und Visualisierungselementen ausgestattet sein. Dies wird mitsamt der Realisierung Inhalt künftiger Arbeiten sein.

6 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden zwei Varianten eines Antriebs für einen Magnetlager-Demonstrator beschrieben und in Betrieb genommen. Beide können für den Demonstrator im Prinzip verwendet werden, beide beinhalten aber auch Probleme, besonders im sensorlosen Betrieb.

Einige Effekte, welche evtl. durch die niedrige Zwischenkreisspannung des Umrichters (48 V) im Gegensatz zur Bemessungsspannung des Motors (300 V) aufgetreten sind, konnten nicht vollständig geklärt werden.

Die PSM hat aufgrund der Spannung eine verringerte Bezugsdrehzahl, ist aber ansonsten einsatzfähig, sowohl INFORM-Verfahren, als auch EMK-Modell liefern zufriedenstellende Informationen über die Lage des Rotors. Ein Beobachter wertet diese Informationen aus, filtert Rauschen und berechnet auch die Drehzahl aus der Lageinformation.

Die Reluktanzmaschine ist vermutlich auch aufgrund des massiven Stahlrotors schwerer handzuhaben. Weitergehende Messungen und Berechnungen zur Ermittlung der Längs- und Querinduktivität wurden angestellt, dabei konnten wichtige Ergebnisse erzielt werden, z. B. dass sowohl Längs-, als auch Querinduktivität im Bereich bis zum Bezugsstrom linear bleiben, also nicht sättigen, was die Regelung vereinfacht. Um weitere unerwünschte Effekte zu klären, wurden auch Koppelinduktivitäten zwischen der Längs- und Querachse untersucht. Rein rechnerisch ergaben sich solche, allerdings mit Drehzahlabhängigkeit und teilweise mit höheren Werten als die Selbstinduktivitäten, was beides physikalisch nicht möglich ist. Es wurde also die Erkenntnis gewonnen, dass weitere, noch nicht berücksichtigte Effekte in der Maschine auftreten, die sich auch wie Kopplungsinduktivitäten auswirken, aber nicht solche sein können. Möglicherweise handelt es sich um Wirbelstromeffekte. Mess- und Modellfehler (z. B. mangelnde Stationarität) können auch nicht ausgeschlossen werden.

Die unsicheren Parameter haben sich vor allem beim EMK-Modell bemerkbar gemacht, da dieses vor allem bei der Reluktanzmaschine sehr parameterempfindlich ist. Die Berechnung des Statorflusses, welche nur von Messwerten und vom Statorwiderstand, sowie der bezogenen Zeitkonstante abhängig ist,

war noch plausibel. Sobald aber auch Induktivitäten in die Berechnung eingingen, waren die Ergebnisse zweifelhaft. Das integrierende EMK-Modell für die Reluktanzmaschine ist ein interessanter Ansatz, der weiterverfolgt werden sollte. Die Formalismen sind zwar recht einfach, aber eben auch effizient, wenn die Parameter bekannt sind.

Literaturverzeichnis

- [ams09] ams. *AS5040 Datenblatt*. 2009. URL: http://www.ams.com/content/download/1285/7214/AS5040_Datasheet_v2_01.pdf (besucht am 16.10.2012).
- [ams12] ams. *AS5040 Rotary Encoder IC*. 2012. URL: <http://www.ams.com/eng/Products/Magnetic-Position-Sensors/Magnetic-Rotary-Position-Sensors/AS5040> (besucht am 16.10.2012).
- [Dem11] Matteo Demetz. „Entwurf und Aufbau eines kompakten aktiven Magnetlagers mit sensorloser Positionsregelung“. Diplomarbeit. Wien: Technische Universität Wien, 2011.
- [Hof04] Matthias Hofer. „Konzept eines sensorlosen aktiven Magnetlagers auf Basis des INFORM-Verfahrens“. Diplomarbeit. Wien: Technische Universität Wien, 2004.
- [HSS09a] Matthias Hofer, Erich Schmidt und Manfred Schrödl. „Comparison of a solid and a laminated rotor for sensorless control of radial active magnetic bearings“. In: *2009 IEEE International Electric Machines*. IEEE, 2009, S. 625–630. DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075271.
- [HSS09b] Matthias Hofer, Erich Schmidt und Manfred Schrödl. „Design of a Three Phase Permanent Magnet Biased Radial Active Magnetic Bearing Regarding a Position Sensorless Control“. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. IEEE, 2009, S. 1716–1721.
- [Iza09] Martin Izaak. „Optimierung des Überganges zwischen INFORM- und EMK- basierter sensorloser Regelung von permanentmagneterregten Synchronmotoren“. Dissertation. Wien: Technische Universität Wien, 2009.
- [Kle80] Hans Kleinrath. *Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen*. Wien-New York: Springer, 1980.

- [KR59] Karoly Pal Kovács und István Rác. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Budapest: Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [Lam06] Michael Lambeck. „Sensorlose Regelung eines Switched-Reluctance-Motors mit Hilfe des INFORM-Verfahrens“. Dissertation. Wien: Technische Universität Wien, 2006.
- [Nen11] Thomas Nenning. „Sensorlose Regelung und sensorlose Temperaturmessung an einem permanentmagneterregten Außenläufermotor eines Leichtfahrzeugs“. Diplomarbeit. Wien: Technische Universität Wien, 2011.
- [Pre05] Adalbert Prechtl. *Elektrodynamik*. Wien, 2005.
- [Pre08] Adalbert Prechtl. *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik: Band 2*. 2. Aufl. Wien und New York: Springer, 2008.
- [Pre94] Adalbert Prechtl. *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik: Band 1*. Wien und New York: Springer, 1994.
- [Sch00] Manfred Schrödl. *Drehstromantriebe mit Mikrorechnern*. Vorlesungsskriptum. Wien, 2000.
- [Sch09a] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. 4. Aufl. Berlin und Heidelberg: Springer, 2009.
- [Sch09b] Manfred Schrödl. *Sensorless Control of AC Machines*. Vorlesungsskriptum. Wien, 2009.
- [Sch09c] Gerd Schulz. *Regelungstechnik 1: Lineare und Nichtlineare Regelung, Rechnergestützter Reglerentwurf*. 3. Aufl. München: Oldenbourg, 2009.
- [Sch11] Joachim Schlosser. *Wissenschaftliche Arbeiten schreiben mit LATEX: Leitfaden für Einsteiger*. 4. Aufl. Heidelberg u. a.: mitp, 2011.
- [Sch92] Manfred Schrödl. *Sensorless control of A. C. machines*. Bd. 117. Fortschritt-Berichte VDI. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1992.
- [Sch98] Manfred Schrödl. *Elektrische Antriebe und Maschinen*. Vorlesungsskriptum. Wien, 1998.

- [SH08] Erich Schmidt und Matthias Hofer. „Parameter Evaluation of a Hybrid Magnetic Bearing by using 3D Finite Element Analyses“. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference, 2008*. Piscataway und NJ: IEEE, 2008, pages.
- [SH09a] Erich Schmidt und Matthias Hofer. „Inductances and forces of a three phase permanent magnet biased radial active magnetic bearing in dependence on the rotor eccentricity“. In: *2009 IEEE International Electric Machines*. IEEE, 2009, S. 1788–1794. DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075445.
- [SH09b] Erich Schmidt und Matthias Hofer. „Static and transient voltage driven finite element analysis for the sensorless control of a hybrid radial active magnetic bearing“. In: *2009 International Conference on Electrical Machines and Systems*. IEEE, 2009, S. 1–5.
- [SHS08] Manfred Schrödl, Matthias Hofer und Wolfgang Staffler. *Skriptum zu den Laborübungen "Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe und" und "Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen"*. Laborübungs-Skriptum. Wien, 2008.
- [SM09] Gerhard Schweitzer und Eric H. Maslen, Hrsg. *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2009.
- [Sta05] Wolfgang Staffler. „Sensorloser Extruderantrieb mit einer permanentenerregten Synchronmaschine“. Diplomarbeit. Wien: Technische Universität Wien, 2005.
- [STB93] Gerhard Schweitzer, Alfons Traxler und Hannes Bleuler. *Magnetlager: Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. Berlin: Springer, 1993.
- [SW94] Manfred Schrödl und Peter Weinmeier. „Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 9.2 (1994), S. 225–231. DOI: 10.1109/63.286816.
- [Wei92] Peter Weinmeier. „Sensorlos geregelter Reluktanzmotor“. Diplomarbeit. Wien: Technische Universität Wien, 1992.
- [Wei98] Peter Weinmeier. „Lagegeberlose hochdynamische Regelung eines Hybrid-Reluktanzmotors im unteren Drehzahlbereich bis zum Stillstand“. Dissertation. Wien: Technische Universität Wien, 1998.