Forschungsbericht 2024-02

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

Robert Kowalski

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt Institut für Flugsystemtechnik Braunschweig



Forschungsbericht 2024-02

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

Robert Kowalski

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt Institut für Flugsystemtechnik Braunschweig

- 137 Seiten
 - 78 Bilder
 - 13 Tabellen
- 100 Literaturstellen





Herausgeber:

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V. Wissenschaftliche Information Linder Höhe D-51147 Köln

ISSN 1434-8454 ISRN DLR-FB-2024-02 Erscheinungsjahr 2024

DOI: <u>10.57676/hcb3-9c65</u>

Erklärung des Herausgebers:

Als Manuskript gedruckt. Abdruck oder sonstige Verwendung nur nach Absprache mit dem DLR gestattet. More Electric Aircraft, Elektromechanischer Aktuator, EMA, primäre Flugsteuerung, drehgeberlose Regelung, sensorlos, alternierende Injektion, fehlertolerant

Robert KOWALSKI DLR, Institut für Flugsystemtechnik, Braunschweig

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

Technische Universität Braunschweig

Elektromechanische Aktuatoren gelten als vielversprechende Technologie für die künftige Betätigung von Steuerflächen. Bisher wird der serielle Einsatz in der primären Flugsteuerung allerdings durch die erhebliche Komplexität der neuen Antriebe erschwert, zu der auch die Sensorik beiträgt. Drehgeber messen den Rotorlagewinkel integrierter Elektromotoren und können bei einem Versagen schwerwiegende Fehlerfolgen hervorrufen. Diese Arbeit untersucht, ob elektromechanische Flugsteuerungsaktuatoren mit Hilfe drehgeberloser Regelungsverfahren auf diesen Sensor verzichten können. Alternativ könnte ein Rotorlageschätzer auch eine zusätzliche analytische Redundanz schaffen, um den Ausfall eines Positionssensors zu kompensieren. Es wird ein hybrides drehgeberloses Verfahren implementiert, welches bei hoher Drehzahl die Grundwelle des Permanentmagnet-Synchronmotors auswertet und nahe dem Stillstand seine Anisotropie ausnutzt. Die Methode wird an einem linearen Testaktuator validiert, der in einem Querruderprüfstand integriert ist. Das gesamte Stellsystem wird im Detail beschrieben und ein lineares Zustandsraummodell aufgestellt. Darüber hinaus wird die Eignung des verwendeten Motors durch die Bestimmung seiner Anisotropieeigenschaften mit Hilfe von Tests und Simulationen festgestellt. Das reale Schaltverhalten des Leistungsumrichters wird charakterisiert. Die drehgeberlose Regelung wird unter realitätsnahen Lastund Bewegungsprofilen demonstriert und die Reglerperformance bewertet. Zudem wird die erfolgreiche Kompensation von Positionssensorfehlern in einer fehlertoleranten Reglerarchitektur aufgezeigt.

More Electric Aircraft, Electro-mechanical actuator, EMA, primary flight controls, sensorless control, alternating injection, fault-tolerant

(Published in German)

Robert KOWALSKI German Aerospace Center (DLR), Institute of Flight Systems, Braunschweig

Position sensorless electro-mechanical flight control actuators

Technische Universität Braunschweig

Electro-mechanical actuators are regarded as promising technology for future actuation of control surfaces. However, the complexity of these new drives, including the sensors involved, currently prevents their serial application in primary flight control. Rotor angle sensors of integrated electric motors can potentially cause hazardous failure effects. This thesis investigates whether electromechanical flight control actuators can be operated without this sensor by using sensorless control methods. Alternatively, rotor angle estimation could be used as an analytical redundancy to compensate for any position sensor failures. A hybrid sensorless method is implemented, which evaluates the fundamental wave of the permanent magnet synchronous motor at high speed and utilizes its anisotropy near standstill. The method is validated using a linear test actuator integrated into an aileron test bench. The entire actuation system is described in detail, and a linear state space model is derived. Additionally, the anisotropy properties of the motor used are identified through tests and simulations, and its suitability is confirmed. The real switching behaviour of the power converter is characterized. The sensorless control is demonstrated under realistic load and angle profiles, and the performance of the controller is evaluated. Furthermore, the successful compensation of position sensor failures is demonstrated in a fault-tolerant control scheme.

TU Braunschweig – Niedersächsisches Forschungszentrum für Luftfahrt

Berichte aus der Luft- und Raumfahrttechnik

Forschungsbericht 2024-01

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

Robert Kowalski

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt Institut für Flugsystemtechnik Braunschweig

Diese Veröffentlichung wird gleichzeitig in der Berichtsreihe "NFL - Forschungsberichte" geführt.

Diese Arbeit erscheint gleichzeitig als von der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs genehmigte Dissertation.

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

Von der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von: geboren in: Robert Kowalski Pinneberg

eingereicht am: mündliche Prüfung am: 02.03.202313.12.2023

Vorsitz: Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Martin Wiedemann Prof. Dr.-Ing. Stefan Levedag Prof. Dr.-Ing. Jens Friedrichs

Vorwort

Diese Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Flugsystemtechnik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR) in der Abteilung für Sichere Systeme und Systems Engineering in Braunschweig entstanden. Sie wurde durch die Förderung der Projekte EMA (Laufzeit 2014-2017, Förderkennzeichen 20Y1304B) und LLARA (Laufzeit 2018-2022, Förderkennzeichen 20Y1706B) im Rahmen des Luftfahrtforschungsprogramms der Bundesregierung ermöglicht.

Ich möchte Herrn Prof. Dr.-Ing. S. Levedag, Direktor des Instituts für Flugsystemtechnik, besonders herzlich für die Betreuung, die fachlichen Diskussionen und die Begutachtung dieser Arbeit danken. Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Friedrichs, Leiter des Instituts für Flugantriebe und Strömungsmaschinen der Technischen Universität Braunschweig, danke ich sehr herzlich für die Erstellung des Zweitgutachtens und seinem Interesse an meiner Forschung. Ein großer Dank gilt Dipl.-Ing. Andreas Bierig, Leiter der Abteilung für Sichere Systeme und Systems Engineering, für das entgegengebrachte Vertrauen, die Unterstützung des Promotionsvorhabens und seine technische Expertise bei der Inbetriebnahme der Leistungselektronik. Für die wertvolle Hilfe und unermüdliche Ausdauer bei Planung, Aufbau und Inbetriebnahme des Prüfstandes und des Testaktuators danke ich Patrick Gallun und Dipl.-Ing. Frank Möller! M.Sc. Jens Windelberg und den Kollegen der Arbeitsgruppe für Zustandsüberwachungssysteme danke ich für viele anregende Diskussionen, aus denen ich immer wieder neue Ideen schöpfen konnte. Ein großer Dank geht an Dipl.-Ing. Moritz Joswig, Dipl.-Ing. Anton Dimroth, M.Sc. Matthias Dunkelberg und M.Sc. Mohamed Rabeh, die durch ihre Abschlussarbeiten und Praktika zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Besondere Freude hat mir die angenehme und motivierende Arbeitsatmosphäre in der Abteilung und im DLR insgesamt bereitet. Dafür möchte ich mich bei meinen Kolleginnen und Kollegen herzlich bedanken. Ebenso danke ich den Verbundpartnern der Projekte EMA und LLARA, durch die ich wertvolle Erfahrungen sammeln und mir viel Wissen auf dem Gebiet aneignen konnte. Besonders hervorheben möchte ich die enge und vertrauensvolle Zusammenarbeit mit den Kollegen der Liebherr Lindenberg Aerospace GmbH, die meine Forschung nicht zuletzt durch eine Aktuatorleihgabe im Projekt EMA sehr unterstützten. Dr.-Ing. Ingo Labbus danke ich für das gewissenhafte Gegenlesen dieser Arbeit.

Babsy, Günter, Christine, Mareike, Robin, Johann, Luki und Janna. Euch gilt die abschließende Widmung.

TECHNISCHE UNIVERSITÄT CAROLO-WILHELMINA ZU BRAUNSCHWEIG

Kurzfassung

Fakultät für Maschinenbau

Dissertation

Drehgeberlose Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren

von Robert Kowalski

In modernen Passagierflugzeugen werden hydraulische Systeme zunehmend durch elektrifizierte Alternativen ersetzt. Elektromechanische Aktuatoren gelten deshalb als vielversprechende Technologie für die künftige Betätigung von Steuerflächen. Bisher wird der serielle Einsatz in der primären Flugsteuerung allerdings durch die erhebliche Komplexität der neuen Antriebe erschwert, zu der auch die Sensorik beiträgt. Drehgeber messen den Rotorlagewinkel integrierter Elektromotoren und können bei einem Versagen schwerwiegende Fehlerfolgen hervorrufen. Diese Arbeit untersucht, ob elektromechanische Flugsteuerungsaktuatoren mithilfe drehgeberloser Regelungsverfahren auf diesen Sensor verzichten können. Alternativ könnte ein Rotorlageschätzer auch eine zusätzliche analytische Redundanz schaffen, um den Ausfall eines Positionssensors zu kompensieren. Es wird ein hybrides drehgeberloses Verfahren implementiert, welches bei hoher Drehzahl die Grundwelle des Permanentmagnet-Synchronmotors auswertet und nahe dem Stillstand seine Anisotropie ausnutzt. Die Methode wird an einem linearen Testaktuator validiert, der in einem Querruderprüfstand integriert ist. Das gesamte Stellsystem wird im Detail beschrieben und ein lineares Zustandsraummodell aufgestellt. Darüber hinaus wird die Eignung des verwendeten Motors durch die Bestimmung seiner Anisotropieeigenschaften mit Hilfe von Tests und Simulationen festgestellt. Das reale Schaltverhalten des Leistungsumrichters wird charakterisiert. Die drehgeberlose Regelung wird unter realitätsnahen Last- und Bewegungsprofilen demonstriert und die Reglerperformance bewertet. Zudem wird die erfolgreiche Kompensation von Positionssensorfehlern in einer fehlertoleranten Reglerarchitektur aufgezeigt. In Zukunft sollte das Hauptaugenmerk auf der Erhöhung der Bandbreite des Positionsregelkreises und der Reduzierung des Energieverbrauchs im drehgeberlosen Betrieb nahe dem Stillstand liegen.

TECHNISCHE UNIVERSITÄT CAROLO-WILHELMINA ZU BRAUNSCHWEIG

Abstract

Faculty of Mechanical Engineering

Dissertation

Position sensorless electro-mechanical flight control actuators

by Robert Kowalski

In modern passenger aircraft, hydraulic systems are increasingly replaced by electrified alternatives. Electro-mechanical actuators are therefore regarded as promising technology for future actuation of control surfaces. However, the complexity of these new drives, including the sensors involved, currently prevents their serial application in primary flight control. Rotor angle sensors of integrated electric motors can potentially cause hazardous failure effects. This thesis investigates whether electromechanical flight control actuators can be operated without this sensor by using sensorless control methods. Alternatively, rotor angle estimation could be used as an analytical redundancy to compensate for any position sensor failures. A hybrid sensorless method is implemented, which evaluates the fundamental wave of the permanent magnet synchronous motor at high speed and utilizes its anisotropy near standstill. The method is validated using a linear test actuator integrated into an aileron test bench. The entire actuation system is described in detail, and a linear state space model is derived. Additionally, the anisotropy properties of the motor used are identified through tests and simulations, and its suitability is confirmed. The real switching behaviour of the power converter is characterized. The sensorless control is demonstrated under realistic load and angle profiles, and the controller performance is evaluated. Furthermore, the successful compensation of position sensor failures is demonstrated in a fault-tolerant control scheme. Future work should focus on increasing the bandwidth of the position control loop and reducing the power consumption in sensorless operation near standstill.

Inhaltsverzeichnis

Vo	orwor	t		iii
Kι	ırzfas	sung		\mathbf{v}
Ał	ostrac	t		vii
In	halts	verzeichnis		ix
Ał	bild	ungsverzeichn	is	xi
Ta	belle	nverzeichnis		xiii
Ał	okürz	ungsverzeichr	nis	xv
Sy	mbol	verzeichnis		xix
1	Einl 1.1 1.2	e itung Problemstellu Vorgehen und	ng	1 . 1 . 2
2	Stan 2.1	Aktuatoren in 2.1.1 Hydra 2.1.2 Elektri 2.1.3 Hybric 2.1.4 Moder 2.1.5 Techno	der Flugsteuerungulische Aktuatorensche Aktuatorende Aktuatorende Aktuatorende Aktuatorende Aktuatorende Systemarchitekturenblogische Entwicklung elektromechanischer Aktuatoren	5 5 5 6 8 8 8 9
	2.2	Grundlagen d 2.2.1 Koord 2.2.2 Model Verfahren der 2.3.1 Anisot 2.3.2 INFOF 2.3.3 Rotiere 2.3.4 Altern 2.3.5 Beliebi 2.3.6 Grund 2.3.7 Differe 2.3.8 Integra	es Permanentmagnet-Synchronmotors	 . 12 . 12 . 13 . 15 . 16 . 17 . 18 . 19 . 20 . 23 . 24 . 25
3	Anw 3.1	2.3.8 Integra rendungsfall Technische Ur 3.1.1 System 3.1.2 Voraus	nsetzung der Versuchseinrichtung	. 25 27 . 27 . 27 . 31

۰.	1	
2	ĸ	
/	۰.	

Li	Literatur 105				
A	A Parametrisierung 99				
7	Zus	ammenfassung	93		
	6.3	Diskussion	. 90		
		6.2.3 Einhaltung der Fehlergrenzwerte im Nominalbetrieb	. 89		
		6.2.2 Rekonfiguration nach Auftreten von Positionssensorfehlern .	. 88		
		6.2.1 Folgen eines unerkannten Positionssensorfehlers	. 86		
	6.2	Fehlerdiagnose und Rekonfiguration	. 86		
	(^	6.1.5 Keprasentatives Flugprofil	. 83		
		0.1.4 Systemvernalten unter Last 0.1.5 Dependentationen Eligname (1)	. 82		
		0.1.5 Statistic rysterese der rositionsregelung	. 01		
		6.1.2 Statische Husterese der Desitionereselung	· /7		
		6.1.2 Analyse im Zeithereich	. //		
		6.1.1 Analyse im Frequenzbereich	. 77		
-	6.1	Untersuchung der Reglerperformance	. 77		
6	Erge	ebnisse	77		
		5.3.1 Fehlerdiagnose und Kekonfiguration	. 74		
	5.3	Entwurt der fehlertoleranten Kegelung	. 74		
	г о	5.2.5 INIOAITIKATION der Kegler-Basiskonfiguration	. 71		
		5.2.4 Steuerung der drengeberlosen Betriebsmodi	. 70		
		5.2.5 Auswertung der erweiterten Gegen-EMK	. 69		
		5.2.2 Alternierendes injektionsverfahren	. 69		
		5.2.1 Startverfahren	. 0/		
	9. Z	5.2.1 Startworfahron	. 0/		
	5.1 5.2	Entwurf der drehaeberlosen Regelung	. 00		
5	5 1	Auswahl drehoeberloser Reglerverfahren	65		
5	Kon	zent und Umsetzung	65		
	4.2	Schaltverhalten des Wechselrichters	. 62		
	4.2	4.1.4 Ergebnisse	. 59		
		4.1.3 Modellierung der Anisotropie	. 56		
		4.1.2 Simulative Bestimmung differentieller Induktivitäten	. 54		
		4.1.1 Wessung afferentieller Induktivitaten	. 52		
	4.1	Identifikation der Motoranisotropie 11 Massung differentialier in derivisitäten	. 51		
4	Syst	remidentifikation	51		
	~				
		3.3.2 Pulsweitenmodulation	. 46		
		3.3.1 Kaskadierte Positionsregelung	. 43		
	3.3	Entwurf der Regler-Basiskonfiguration	. 43		
		3.2.5 Kraftkonflikt im Aktiv-Äktiv-Betrieb	. 41		
		3.2.4 Steuerflächenanbindung	. 40		
		3.2.3 Zustandsraummodell des Testaktuators	. 40		
		3.2.2 Reglerarchitektur	. 39		
		3.2.1 Stirnradgetriebe und Kugelgewindetrieb	. 38		
	3.2	Lineares Systemmodell	. 37		
		3.1.3 Aufbau der Leistungselektronik	. 35		

Abbildungsverzeichnis

1.1 1.2	Auf der Rotorwelle applizierter ResolverAufbau der Arbeit	2 4
2.1	EMAs für die sekundäre Flugsteuerung	8
2.2	Flugsteuerungsaktuatoren im Airbus A350	9
2.3	EMA-Demonstratoren verschiedener Hersteller für das Querruder	
	des Airbus A320	11
2.4	Koordinatensysteme und -transformationen	12
2.5	Kategorisierung wichtiger Verfahren der drehgeberlosen Regelung	15
2.6	Exemplarische Stromantwort nach Spannungspulsen in die drei Sta-	
	torphasen	18
2.7	Exemplarische elliptische Stromantworten in zwei Rotorpositionen	
	bei rotierender Injektion	19
2.8	Exemplarische Stromantworten bei alternierender Injektion	20
2.9	Stromantwort beim zweistufigen beliebigen Injektionsverfahren	22
3.1	Ouerruderprüfstand im Einzelaktuatorbetrieb	27
3.2	Digitales Konstruktionsmodell des Ouerruderprüfstandes mit her-	
	ausgestellten Baugruppen	28
3.3	Elektronikrack und Netzteile	29
3.4	Vereinfachter Signal- und Energieflussplan der Versuchseinrichtung	30
3.5	Nichtlineare Kennlinien der Steuerflächenkinematik	31
3.6	Lastpfad im dimensionierenden Aktiv-Passiv-Betrieb	32
3.7	Antriebsseitige Massenträgheit und erforderliche Drehmomente im	
	Aktiv-Passiv-Betrieb	33
3.8	Einfluss der gewünschten Bandbreite der Positionsregelung auf erfor-	
	derliche Antriebsdrehmomente	34
3.9	Foto und Explosionszeichnung des Testaktuators	35
3.10	Gewichts- und Kostenstruktur des Testaktuators	36
3.11	Foto der Leistungselektronikeinheit	36
3.12	Interaktion der Leistungselektronik mit ihrer Umgebung	37
3.13	Rotatorisches Getriebemodell	38
3.14	Struktur der Kaskadenregelung	39
3.15	Mechanische Steuerflächenanbindung	41
3.16	Statischer Kraftkonflikt aufgrund kleiner Positionsabweichungen	42
3.17	Struktur der Kraftkonfliktkompensation	43
3.18	Bode-Diagramm der vermaschten Regelstrecken mit den zugehörigen	
	Taktfrequenzen	44
3.19	Detaillierte Darstellung der Kaskadenregelung	45
3.20	Ansteuerung des Wechselrichters	46
3.21	Einteilung der Spannungsebene in sechs Sektoren	46
3.22	Tastgrade bei Vorgabe ausgewählter Spannungsraumzeiger	48
3.23	Beispielhafte Pulserzeugung aus einer Spannungsvorgabe	49

4.1	Schnittbild des Motors	51
4.2	Testaufbau für die Identifikation differentieller Induktivitäten	52
4.3	Testtrajektorie für einen exemplarischen Arbeitspunkt	53
4.4	Erstellung des Simulationsmodells	55
4.5	Flussdichte-Magnetfeldkurve der Rotor- und Statorbleche	55
4.6	Rotorlageabhängigkeit der differentiellen Induktivität L_{dd}	57
4.7	Rotorlageabhängigkeit des Anisotropiekoeffizienten $k_{\Delta L}(\varphi_{el})$	57
4.8	Lineare Interpolation eines viereckigen Flächenelementes	58
4.9	Einfluss des Rotorlagewinkels im stromlosen Betrieb	59
4.10	Einfluss des Stromes auf die Induktivität	60
4.11	Einfluss des Stromes auf die magnetische Flussverteilung	60
4.12	Einfluss des Stromes auf den Anisotropiekoeffizienten	61
4.13	Einfluss des Rotorlagewinkels auf die magnetische Flussverteilung	61
4.14	Minimaler Anisotropiekoeffizient $k_{\Lambda I min}$ und Nutzungsbereiche des	
	Testaktuators in verschiedenen Betriebsmodi	62
4.15	Verfahren zur Identifikation von Fehlspannungen	62
4.16	Gemessene Fehlspannungen und abgeleitete Kompensationskurven	63
4.17	Detailanalyse des Schaltverhaltens im Stillstand bei drei ausgewähl-	
	ten Stromstärken	64
5.1	Integration des Rotorlageschätzers in die Reglerstruktur des Aktuators	65
5.2	Durch Spannungspulse hervorgerufene Stromamplituden, aufgetra-	
	gen nach Injektionsrichtung in rotorfesten Koordinaten	68
5.3	Testtrajektorie des Startverfahrens	68
5.4	Implementierung des alternierenden Injektionsverfahrens	69
5.5	Implementierung des erweiterten Gegen-EMK-Verfahrens	70
5.6	Steuerungslogik der drehgeberlosen Regelung	70
5.7	Umschaltung zwischen drehgeberlosen Reglermodi im Versuch	71
5.8	Struktur des Stromreglers im drehgeberlosen Betrieb	71
5.9	Uberlagerung eines zusätzlichen i_d -Stromes unter hoher Last	72
5.10	Kompensation von Fehlspannungen	72
5.11	Bode-Diagramm der drehgeberlosen Regelung im Vergleich zur Ba-	
	siskonfiguration	73
5.12	Integration des Sensorvoters in die Reglerstruktur des Aktuators	74
5.13	Analytisch-redundante Berechnung des Aktuatorhubes	74
5.14	Voting und Rekonfiguration nach Positionssensorfehler	75
5.15	Architektur der Resolver-Positionsregelung	75
6.1	Bode-Diagramm bei mittlerer Stellamplitude	78
6.2	Sprungantworten bei variierter Stellamplitude	79
6.3	Sprungantworten bei mittlerer Stellamplitude unter Last	80
6.4	Detailanalyse der drehgeberlosen Regelung	81
6.5	Statische Hysteresekurven	82
6.6	Nachgiebigkeit der Positionsregelung unter Last	82
6.7	Fehlwinkel des alternierenden Injektionsverfahrens unter Last	83
6.8	Reglerperformance im Referenzflug	84
6.9	Detailanalyse der drehgeberlosen Regelung im Referenzflug	85
6.10	Powered runaway in Folge eines Resolver-Offsets	87
6.11	Rekonfiguration nach Positionssensorfehler	88
6.12	Sensorüberwachung im Referenzflug	89

Tabellenverzeichnis

2.1 2.2	Aktuatortypen in der Flugsteuerung Differenzennotation	5 21
3.1	Zuordnung von Tastgrad zu Motorphase gemäß Spannungssektor	47
4.1 4.2	Kennwerte des Motormodells Parker NX420EAPR7101 Diskrete Simulationsschritte für Betriebspunkt $[i_d, i_q]$ mit kleinem	51
	$\Delta i=0,2$ A	56
4.3	Testmatrix	56
5.1	Qualitative Bewertung drehgeberloser Reglerverfahren	66
6.1	-3 dB-Bandbreite in Abhängigkeit der Stellamplitude	78
A.1	Parameter des Aktuatorvorentwurfs	99
A.2	Physikalische Parameter des linearen Streckenmodells	100
A.3	Parameter der Regler-Basiskonfiguration	100
A.4	Parameter der drehgeberlosen Regelung	101
A.5	Parameter der fehlertoleranten Regelung	103

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
1H2E	1 hydraulisches, 2 elektrische Bordnetze
2H2E	2 hydraulische, 2 elektrische Bordnetze
3H	3 H ydraulikkreisläufe
AC	<i>engl.</i> a lternating c urrent (Wechselstrom)
ACARE	engl. Advisory Council for Aeronautics Research in Europe
	(Europäisches Forum für Luftfahrtforschung)
ACU	engl. actuator control unit (Aktuatorsteuereinheit)
A/D	analog/digital
AEA	engl. all electric aircraft (vollständig elektrifiziertes Flugzeug)
BLDC	engl. brushless direct current motor (bürstenloser
	Gleichstrommotor)
BMWK	Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz
BPF	Bandpassfilter
CAN	engl. controller area network (serielles Bussystem)
CS25	engl. certification specification 25 (Zulassungsspezifikation für
	Großflugzeuge)
DC	<i>engl.</i> d irect c urrent (Gleichstrom)
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
DSP	digitaler Signalprozessor
D/A	d igital/ a nalog
EBHA	<i>engl.</i> e lectrical b ack-up h ydraulic a ctuator (hydraulischer
	Aktuator mit elektro-hydrostatischem Notsystem)
EBMA	<i>engl.</i> e lectrical b ack-up m echanical a ctuator (hydraulischer
	Aktuator mit elektromechanischem Notsystem)
ECU	engl. electronic control unit (Elektronische Steuereinheit)
EHA	elektro-hydrostatischer Aktuator
EHA-VD	engl. variable-displacement electro-hydrostatic actuator
	(elektro-hydrostatischer Aktuator mit Verstellpumpe)
EHA-FD	engl. fixed-displacement electro-hydrostatic actuator
	(elektro-hydrostatischer Aktuator mit Konstantpumpe)
EHSA	elektrisch-hydraulischer Servoaktuator
EMA	elektromechanischer Aktuator
EMEDS	engl. electro-mechanical expulsion delcing system
EMED	(elektromechanisches Enteisungssystem)
ENIEK	engl. emergency system (Notralisystem)
engi.	Englischer Fachbegriff
	aingetregener Verein
с. v. EhM/	engenagener veren
Γυνν	<i>Fortsetzung auf nächster Seite</i>

Fortsetzung

Abkürzung	Bedeutung
FEM	Finite-Elemente-Methode
FEMM	Finite-Elemente-Methode magnetisch
FFT	engl. fast Fourier transformation (schnelle
	Fouriertransformation)
FIR	engl. finite impulse response filter (Filter mit endlicher
	Impulsantwort)
FP6	6. Forschungsrahmenprogramm der Europäischen Union
FP7	7. Forschungsrahmen p rogramm der Europäischen Union
FPGA	<i>engl.</i> field p rogrammable g ate a rray (vor Ort programmierbare
	Logikgatter-Anordnung)
fr.	französischer Fachbegriff
Gegen-EMK	Gegen e lektro m otorische K raft
GmbH	Gesellschaft mit beschränkter Haftung
HMA	hydromechanischer Aktuator
HSA	hydraulischer Servoaktuator
IAP	<i>engl.</i> integrated a ctuator p ackage (integriertes Aktuatorpaket)
IGBT	engl. insulated-gate bipolar transistor (Bipolartransistor mit
	isolierter Gate-Elektrode)
INFORM	engl. indirect flux detection by online reactance measurement
	(indirekte Flussermittlung durch online Reaktanz-Messung)
INSA	fr. Institut National des Sciences Appliquées
IPMSM	engl. interior permanent magnet synchronous motor
	(Permanentmagnet-Synchronmotor mit vergrabenen Magneten)
I/O	engl. input/output (Ein-/Ausgabe)
LLARA	Projektakronym engl. long-life aircraft actuator
LRU	engl. line replaceable unit (vor Ort austauschbare Einheit)
lsq	<i>engl.</i> least sq uare (Methode der kleinsten Fehlerquadrate)
LuFo	Luftfahrtforschungsprogramm
LVDT	engl. linear variable differential transformer
	(Differentialtransformator zur Wegmessung)
MEA	engl. more electric aircraft (mehr elektrifiziertes Flugzeug)
MGOe	MegaGaußOerstedt (Maßeinheit für magnetische Güte)
MHSA	mechanisch-hydraulischer Servoaktuator
MOET	Projektakronym engl. more open electrical technologies
MRAS	engl. model reference adaptive system (geregelte Adaption mit
	parallelem Vergleichsmodell)
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
NSA	<i>engl.</i> n ext s ingle a isle (Schmalrumpfflugzeug nächster
	Generation)
PbW	<i>engl.</i> p ower- b y- w ire (elektrische Leistungsversorgung)
PC	<i>engl.</i> p ersonal c omputer (Arbeitsplatzrechner)
PIO	pilotinduzierte Oszillation
PI-Regelung	- Proportional-Integral-Regelung
PLL	engl. phase locked loop (Phasenregelschleife)
D) (C) (Pormanantmaanat Sunshranmatar
PMSM	remanentinagnet-Synchronmotor

Fortsetzung auf nächster Seite

Fortsetzung

Abkürzung	Bedeutung
R3ASC	engl. Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and
	Components
RAT	engl. ram air turbine (Staudruckturbine)
REU	<i>engl.</i> r emote e lectronic u nit (dezentrale Elektronikeinheit)
RUL	<i>engl.</i> r emaining u seful lifetime (verbleibende Restlebensdauer)
SPMSM	<i>engl.</i> s urface-mounted p ermanent m agnet s ynchronous m otor
	(Permanentmagnet-Synchronmotor mit Oberflächenmagneten)
SVPWM	<i>engl.</i> s pace v ector p ulse w idth m odulation
	(Raumzeiger-Pulsweitenmodulation)
THSA	engl. trimmable horizontal stabilizer actuator
	(Trimmflossenaktuator)
TRL	engl. technology readiness level (Technologiereifegrad)
u.a.	und andere
UAV	<i>engl.</i> u nmanned a erial v ehicle (unbemanntes Luftfahrzeug)
VAC	engl. voltage alternating current (Wechselspannung)
VDC	<i>engl.</i> v oltage d irect c urrent (Gleichspannung)

Symbolverzeichnis

Mathematische Operatoren und Konventionen

Zeichen	Bedeutung
x = x(t), X = X(t)	reelle, zeitkontinuierliche Größe
$x(t=\tau)$	Größe x zum Zeitpunkt $ au$
<i>x</i> *	Sollwert der Größe <i>x</i>
$ ilde{x}$	Schätzwert der Größe <i>x</i>
$\dot{x} = \frac{d}{dt}x$	erste Ableitung der Größe <i>x</i> nach der Zeit
$\ddot{x} = \frac{d^2}{dt^2}x$	zweite Ableitung der Größe x nach der Zeit
\hat{x}	Amplitude der Größe <i>x</i>
x	Betrag der Größe <i>x</i>
x[y]	Größe x in der Einheit y
Δx	Differenz zwischen zwei Instanzen der Größe x
$\Delta^2 x$	zweistufige Differenz zwischen drei Instanzen der
	Größe x
$\Delta^3 x$	dreistufige Differenz zwischen vier Instanzen der
	Größe x
x^{\approx}	Amplitude des sinusförmigen Wechselanteils des
	Signales <i>x</i>
\vec{x}	vektorielle Größe
$\angle(ec{x})$	Argument des Vektors \vec{x} : Winkel zwischen der reellen
	positiven Achse und Vektor \vec{x} entgegen dem
	Uhrzeigersinn
x[n]	reelle, zeitdiskrete Größe zum Abtastzeitpunkt $n\in\mathbb{N}$
$x \in \mathbb{N}$	Größe x gehört zur Menge der natürlichen Zahlen
	(ganzzahlig positiv)
y(x)	Funktion für <i>y</i> in Abhängigkeit von <i>x</i>
y(x=z)	Funktionswert für <i>y</i> in an der Stelle $x=z$
x, X	reelle, zeitlich konstante Größe
$\mathbf{x}^{(y)}$	Abhängigkeit der Größe x von y
$x^{[y]}$	Größe x im Arbeitspunkt y
x^+	auf obere Bereichsgrenze aufgerundeter Wert der
	Größe x
<i>x</i> ⁻	auf untere Bereichsgrenze abgerundeter Wert der
	Größe <i>x</i>
<u>X</u>	reelle Matrix
\underline{X}^{-1}	Inverse der Matrix <u>X</u>
$\mathbb{F}(a_k, b_k, x)$	Fourierreihenentwicklung mit den Koeffizienten a_k und
	b_k in Abhängigkeit der Größe x
$[a \dots b]$	Wertebereich zwischen <i>a</i> und <i>b</i>
—	Negation
	Fortsetzung auf nächster Seite

Fortsetzung	
Zeichen	Bedeutung
$\bigvee_{\substack{x \ x}} y(x)$	logisches <i>ODER</i> globales Minimum der Funktion $y(x)$ an der Stützstelle x

Formelzeichen

Zeichen	Einheit	Bedeutung
a_k	[-]	<i>k</i> -ter Fourierkoeffizient
A	[-]	Hilfsrechengröße
<u>A</u>	[-]	Systemmatrix eines linearen Zustandsraummodells
A hi	[-]	diskretes Schaltsignal ($0 \lor 1$) des oberen (<i>engl.</i> high) und
A lo	[-]	unteren (<i>engl.</i> low) Schalters der Halbbrücke A
Amp	[-]	Amplitude
b_k	[-]	k-ter Fourierkoeffizient
В	Т	magnetische Flussdichte
В	[-]	Hilfsrechengröße
<u>B</u>	[-]	Eingangsmatrix eines linearen Zustandsraummodells
B hi	[-]	diskretes Schaltsignal ($0 \lor 1$) des oberen (<i>engl.</i> high)
B lo	[-]	und unteren (engl. low) Schalters der Halbbrücke B
с	[-]	Hilfsrechengröße
<u>C</u>	[-]	Ausgangsmatrix eines linearen Zustandsraummodells
C hi	[-]	diskretes Schaltsignal ($0 \lor 1$) des oberen (<i>engl.</i> high)
C lo	[-]	und unteren (<i>engl.</i> low) Schalters der Halbbrücke C
СМР	[-]	Vergleichswerte (<i>engl.</i> compare value) $[01]$ zur
		Generierung der Schaltsignale im Komparator
CMP A	[-]	Vergleichswert (<i>engl.</i> compare value) $[01]$ zur
		Generierung der Schaltsignale für die Halbbrücke A
cw	[-]	Hilfsrechengröße
d	Nsm^{-1}	Dämpfungskonstante einer Translationsbewegung
	$Nmsrad^{-1}$	Dämpfungskonstante einer Rotationsbewegung
<u>D</u>	[-]	Durchgangsmatrix eines linearen
		Zustandsraummodells
data	[-]	Rohdatenvektor
DC	[-]	Tastgrad (<i>engl.</i> duty cycle) $[0 \dots 1]$ (allgemein)
DC 1	[-]	Tastgrade (<i>engl.</i> duty cycle) $[0 \dots 1]$ vor einer
DC 2	[-]	sektorspezifischen Zuordnung
DC 3	[-]	1 0
DC A	[-]	Tastgrad (<i>engl.</i> duty cycle) $[0 \dots 1]$ der Halbbrücke A,
DC B	[-]	Halbbrücke <i>B</i> und
DC C	[-]	Halbbrücke C
e,ē	V	Gegen elektromotorische Kraft
e_{hel}, \vec{e}_{hel}	[-]	Vorhersagefehler des beliebigen Injektionsverfahrens
e_i	A	Regelabweichung des Stromregelkreises
e_x	m	Regelabweichung des Positionsregelkreises
\hat{e}_{ω}	$rad s^{-1}$	Regelabweichung des Geschwindigkeitsregelkreises
Ĕ	Wh	Energie
		Fortsetzung auf nächster Seite

xx

Fortsetzung

Zeichen	Einheit	Bedeutung
ee, ēe	V	erweiterte Gegen elektromotorische Kraft
f	Hz	Frequenz (allgemein)
<i>f</i> _{PWM}	Hz	Taktfrequenz der Pulsweitenmodulation
f_s	Hz	Abtastfrequenz
F_{EMA}	Ν	Kraft am Åktuatorausgang
Н	$\mathrm{A}\mathrm{m}^{-1}$	magnetische Feldstärke
hi	[-]	diskretes Schaltsignal ($0 \lor 1$) des oberen (<i>engl.</i> high) Schalters einer Halbbrücke
i	[-]	Übersetzungsverhältnis eines rotatorischen Getriebes
	$rad m^{-1}$	Übersetzungsverhältnis einer Gewindespindel
i i i	Α	elektrische Stromstärke
I, I, I	[_]	Realanteil
I	$k \alpha m^2$	Massenträgheitsmoment (allgemein)
) k	Nm^{-1}	translatorische Federsteifigkeit
ĸ	N m $r_{2} d^{-1}$	Tansiatorische Federsteiligkeit
1.	IN III FAU	Integral Verstärlung sofalsten des Stremmessellurgiges
κ_{ii}	[-]	Integral-verstarkungsfaktor des Stromregeikreises
$\kappa_{i\omega}$	[-]	Integral-verstarkungsfaktor des
1	r 1	Geschwindigkeitsregeikreises
κ _{pi}	[-]	proportionaler Verstarkungsfaktor des
-		Stromregelkreises
κ_{px}	[-]	proportionaler Verstärkungsfaktor des
_		Positionsregelkreises
$k_{p\omega}$	[-]	proportionaler Verstärkungsfaktor des
		Geschwindigkeitsregelkreises
k_t	$N \mathrm{m}\mathrm{A}^{-1}$	Motorkonstante
$k_{\Delta L}$	[-]	Anisotropiekoeffizient
$k_{\Delta L,min}$	[-]	minimaler Anisotropiekoeffizient einer
		Rotorumdrehung
konst	[-]	Rechenkonstante
L	Η	Induktivität (allgemein)
<u>L</u>	Η	Induktivitätenmatrix (allgemein)
L_d	Η	absolute Induktivität in Längsachse des rotorfesten
		2-Phasensystems
L_{dd}	Η	differentielle Selbstinduktivität in Längsachse des
		rotorfesten 2-Phasensystems
L_{da}	Н	differentielle Kreuzkopplungs- oder Gegeninduktivität,
,		die die Wechselwirkung zwischen einer
		Stromänderung in der Quer- und der Spannung in der
		Längsachse im rotorfesten 2-Phasensystem beschreibt
l_{h}	m	Hebelarm des Klappenscharnieres (<i>engl.</i> hinge)
$\overset{"}{L}_{a}$	Н	absolute Induktivität in Ouerachse des rotorfesten
ч		2-Phasensystems
Lad	Н	differentielle Kreuzkopplungs- oder Gegeninduktivität
-yu		die die Wechselwirkung zwischen einer
		Stromänderung in der Längs- und der Spannung in der
		Ouerachse im rotorfesten 2-Phasensystem heschreibt
		Fortsetzung auf nächster Seite

	Ennien	bedeutung
L _{qq}	Н	differentielle Selbstinduktivität in Querachse des
		rotorfesten 2-Phasensystems
lo	[-]	diskretes Schaltsignal (0 \vee 1) des unteren (<i>engl.</i> low)
		Schalters einer Halbbrücke
т	kg	Masse
М, М	Nm	Drehmoment
M_h	Nm	Ruderscharniermoment (engl. hinge moment)
mag	dB	Amplitudenverstärkung (engl. magnitude)
п	[-]	diskreter Abtastschritt $n \in \mathbb{N}$
п	${ m U}{ m min}^{-1}$	Drehzahl
n,N	[-]	Gesamtanzahl
p	${ m m}~{ m U}^{-1}$	Gewindesteigung (engl. pitch)
Р	W	Leistung
PP	[-]	Polpaarzahl
Q	[-]	Imaginäranteil
R	Ω	ohmscher Ständerwiderstand
<i>r</i> ₁ , <i>r</i> ₂	[-]	Hilfsrechengrößen der Raumzeigermodulation zur
		Begrenzung von Spannungsamplituden
scale	[-]	Skalierungsfaktor
sw	[-]	Hilfsrechengröße
t	S	Zeit
t _{an}	s	Impulsdauer des Schaltsignals in geschlossener
6671		Schalterstellung
taus	S	Impulsdauer des Schaltsignals in geöffneter
<i>uu5</i>	-	Schalterstellung
Т	К	Temperatur
Tag	[-]	inverse, leistungsinvariante do-Transformationsmatrix
$\underline{-}_{uq} \rightarrow u \delta \omega$ $T_{1} \rightarrow u \delta$	[-]	inverse Park-Transformationsmatrix
$= uq \rightarrow \alpha \beta$ $T_{V,\alpha\mu\nu\nu}$	S	Periodendauer des Komparators für die Erzeugung
- Komp	5	diskreter Schaltsionale
TDWA	S	Dauer einer Schaltneriode der Pulsweitenmodulation
$T_{\rm L}$	s	Abtastintervall
<i>⊥s</i> T .	[_]	leistungsinvariante da-Transformationsmatriv
±uvw→dq T	LJ [_]	leistungeinvariante Clarke-Transformationsmatrix
$\underline{I}_{uvw \to \alpha\beta}$	[⁻]	Park-Transformationsmatrix
$\frac{1}{T}\alpha\beta \rightarrow dq$	[-] []	
$\underline{I}_{\alpha\beta} \rightarrow uvw$	[-]	Inverse, leistungsinvariante Clarke-
	V	Iransiormationsmatrix
и, и ,и ≓	V F 1	elektrische Spannung
и	[-]	Lingangsvektor eines linearen Zustandsraummodells
u_{DC+}, u_{DC+}	- V	
x	[-]	Zustandsvektor (allgemein)
$x_{Dreieck}$	[-]	Dreieckträgersignal für symmetrische Modulation im
		Komparator
x_{EMA}	m	Aktuatorhub
x_{Geh}	m	Iranslatorische Verschiebung des Aktuatorgehäuses
		Fortsetzung auf nächster Seite

Fortsetzung		
Zeichen	Einheit	Bedeutung
$ \frac{\vec{y}}{Y} \\ \frac{Y}{z_0, z_1, z_2} $	[-] 1/H 1/H [-]	Ausgangsvektor eines linearen Zustandsraummodells Admittanz Admittanzmatrix Hilfsrechengrößen
δ	rad	Steuerflächenausschlag
μ	[-]	Wirkungsgrad
φ	rad	Rotorlagewinkel
arphiSektor	rad	Raumrichtung des Spannungsvektors im PWM-Sektor des dreiphasigen Motors $[0 \dots \pi/3]$
Ψ,Ψ	Wb	magnetische Flussverkettung
$\Psi_{PM},ec{\Psi}_{PM}$	Wb rad s $^{-1}$	Permanentmagnetflussverkettung Winkelgeschwindigkeit

Indizes

Zeichen	Bedeutung
1,2,3,4	konsekutive Berechnungsschritte
a	aktiv
ab	auf den Abtrieb bezogene Größe
an	auf den Antrieb bezogene Größe
Anf	Anforderung
Beob	Schätzwert des Rotorlagebeobachters
d	0°-Längsachse (<i>engl.</i> direct) im rotorfesten
	2-Phasensystem
dq	Größe im rotorfesten 2-Phasensystem
dyn	dynamisch
el	elektrisches Koordinatensystem
G	Getriebe
ges	gesamt
inb	bordseitig (<i>engl.</i> inboard)
inj	Injektion
Kin	Steuerflächenkinematik
komp	Kompensation
L	Last
LVDT	Messwert des LVDT
те	mechanisches Koordinatensystem
min	minimal
Mot	Motor
п	diskreter Berechnungsschritt $n\in\mathbb{N}$
outb	außenseitig (<i>engl.</i> outboard)
р	passiv
9	90°-Querachse (<i>engl.</i> quadrature) im rotorfesten
	2-Phasensystem
Quer	Querrudersteuerfläche
Res	Messwert des Resolvers
	Fortsetzung auf nächster Seite

Fortsetzung

Zeichen	Bedeutung
rev	Reversierbetrieb
Sp	Kugelumlaufspindel
stat	statisch
Str	Anbindung an die Flügelstruktur
и	0°-Achse im statorfesten 3-Phasensystem
นขพ	Vektorgröße im statorfesten 3-Phasensystem
υ	120°-Achse im statorfesten 3-Phasensystem
w	240°-Achse im statorfesten 3-Phasensystem
x	orthogonale Vektorprojektion auf die x-Achse
У	orthogonale Vektorprojektion auf die y-Achse
x	0°-Achse im statorfesten 2-Phasensystem
xβ	Größe im statorfesten 2-Phasensystem
B	90°-Achse im statorfesten 2-Phasensystem
Δ	anisotroper Anteil
Σ_{i}	isotroper Anteil

xxiv

Kapitel 1

Einleitung

Die Luftfahrtindustrie steht in den kommenden Jahrzehnten vor überwältigenden Herausforderungen, um der gesellschaftlichen Erwartungshaltung eines ökologischen, sicheren und gleichzeitig bezahlbaren Luftverkehrs in einer global vernetzten Welt gerecht zu werden. Die Europäische Kommission hat sich zusammen mit der Industrie im Flightpath 2050 zum Ziel gesetzt, Kohlendioxid-Emissionen pro Passagierkilometer um 75%, Stickoxid-Emissionen um 90% und wahrgenommene Geräuschemissionen um 60 % zu reduzieren [1]. Die strategische Forschungsund Innovationsagenda des Advisory Council for Aeronautics Research in Europe (ACARE) sieht in der Elektrifizierung von Flugzeugsystemen das Potential zur Zielerfüllung des Flightpath 2050 beizutragen. Man erhofft sich von elektrischem Equipment einen leiseren Betrieb und mittelbar einen verringerten Treibstoffverbrauch durch eine Gewichtsreduktion auf Flugzeugebene. Bordeigene Systeme und Geräte müssten in Zukunft den Anforderungen eines more electric aircraft (MEA) gerecht werden [2]. Für die Betätigung primärer und sekundärer Steuerflächen werden daher elektrische Alternativen zu konventionellen Hydraulikaktuatoren gesucht. Elektromechanische Aktuatoren (EMAs) gelten dabei als eine vielversprechende Schlüsseltechnologie für zukünftige, elektrifizierte Systemarchitekturen in der Flugsteuerung großer Zivilflugzeuge.

1.1 Problemstellung

Der industrielle Einsatz von EMAs in der Flugsteuerung bleibt allerdings trotz intensiver Forschungsbemühungen bisher auf wenige Anwendungen geringerer Kritikalität beschränkt. Ein Grund liegt in der hohen Komplexität des mechanischen Antriebsstranges, der Elektronik und Sensorik. Hieraus resultieren ein vergleichsweise hohes lokales Aktuatorgewicht und ein großes Volumen, die den erhofften Vorteilen auf Flugzeugebene zuwiderlaufen. Strenge Sicherheitsanforderungen in der Flugsteuerung erfordern eine umfangreiche Fehlerüberwachung und eine redundante Bauweise sicherheitskritischer Komponenten. Eine große Anzahl mechanischer und elektrischer Fehlerfälle muss berücksichtigt und ihre komplexen Fehlerfolgen mitigiert werden, um eine hinreichende Zuverlässigkeit sicherzustellen.

Als elektrischer Antrieb von EMAs wird in der Regel ein Permanentmagnet-Synchronmotor (PMSM) aufgrund seiner hohen Leistungsdichte gewählt. Die größte Effizienz ist durch eine feldorientierte Vektorregelung erreichbar. Hierfür ist eine genaue Kenntnis des Rotorlagewinkels erforderlich, der durch Drehgeber an der Rotorwelle gemessen wird. Dafür werden klassischerweise Resolver eingesetzt, wie in Abb. 1.1 dargestellt. Die vom Drehgeber ebenfalls ermittelte Winkelgeschwindigkeit wird zudem an den Geschwindigkeitsregler des EMAs zurückgeführt.



ABBILDUNG 1.1: Auf der Rotorwelle applizierter Resolver¹

Resolver tragen dadurch zu der hohen Hardwarekomplexität von EMAs bei. Ein Ausfall oder eine Fehlfunktion des sicherheitskritischen Sensors oder der störanfälligen Zuleitung kann zudem gefährliche Fehlerfolgen nach sich ziehen. Sowohl Arriola² [3] als auch Mazzoleni u.a. [4] und di Rito u.a. [5] kommen zu dem Schluss, dass die hohe Kritikalität und Ausfallwahrscheinlichkeit eine dedizierte Überwachung oder zweifach redundante Bauweise erfordern. Ein Ersatz des Sensors durch ein robustes Schätzverfahren könnte perspektivisch Kosten, Gewicht und Installationsaufwand für Drehgeber, Zuleitung und Auswerteelektronik einsparen. Eine kürzere, kompakte Motoreinheit erleichtert zudem die Integration von EMAs in beengten Einbausituationen und reduziert die Massenträgheit der Antriebswelle. Alternativ könnte ein Rotorlageschätzer auch als dissimilare, analytische Redundanz der Überwachung mechanischer Positionsgeber dienen, falls von einer vollständigen Substitution des Resolvers abgesehen wird. Die vorliegende Arbeit verfolgt daher die folgenden beiden Ziele:

- 1. Die Anwendbarkeit moderner Verfahren der drehgeberlosen Regelungstechnik auf elektromechanische Flugsteuerungsaktuatoren soll untersucht und ihre Performance bewertet werden.
- 2. Die Erkennung eines Positionssensorfehlers durch eine analytische Rotorlageschätzung und der sichere Weiterbetrieb sollen untersucht und die Performance bewertet werden.

1.2 Vorgehen und Struktur der Arbeit

Der Aufbau dieser Arbeit ist in Abb. 1.2 graphisch veranschaulicht. In Kap. 2.1 wird die Arbeit zunächst in die technologische Entwicklung eingeordnet, indem auf die Historie der Flugsteuerungsaktuatoren und ihre heutige Verwendung eingegangen

¹ Modell Smartsyn TS2620N861E11 von Tamagawa

² David Antonio Arriola Gutierrez entwickelte im Rahmen seiner Dissertation eine fehlertolerante Regelung für redundante, elektromechanische Querruderaktuatoren. Methoden der Fehlerdiagnose und Rekonfiguration wurden simulativ und experimentell erprobt. Drehgeberlose Verfahren könnten derartige ganzheitliche Reglerkonzepte komplementär ergänzen.

wird. Die Einführung von power-by-wire Aktuatoren mit elektrischer Leistungsversorgung markiert nach der Etablierung von fly-by-wire einen weiteren wichtigen Entwicklungsschritt. Der Stand der Forschung und Entwicklung zur elektromechanischen Steuerflächenaktuierung im nationalen und europäischen Kontext wird zusammengefasst. Anschließend werden in Kap. 2.2 physikalische Grundgleichungen für PMSM eingeführt, die für das Verständnis der Arbeit elementar sind. Bestehende Verfahren der drehgeberlosen Regelung werden in Kap. 2.3 beschrieben und kategorisiert. Die etabliertesten Methoden zur Rotorlageschätzung nutzen entweder Anisotropieeigenschaften von PMSM oder werten bei hinreichender Drehzahl die Motorgrundwelle aus.

Als Anwendungsfall wird die elektromechanische Betätigung des Querruders eines großen Passagierflugzeuges ausgewählt. Hierfür wird in Kap. 3.1 zunächst der Aufbau eines Prüfstandes beschrieben, der eine redundante Aktuierung der Steuerfläche durch zwei aktive Linear-EMAs erlaubt. Ein Testaktuator wird anhand üblicher Dynamikanforderungen entwickelt und zusammen mit einer Leistungselektronik in den Prüfstand integriert. Das gesamte Stellsystem wird in Kap. 3.2 durch lineare Differentialgleichungen modelliert. Der Aktuatorhub wird mithilfe einer konventionellen Kaskadenregelung und anschließenden Pulsweitenmodulation eingestellt. Die Regler-Basiskonfiguration in Kap. 3.3 entspricht dem heutigen Stand der Technik und dient neuen Konzepten als Referenz.

Kap. 4.1 stellt sowohl ein test- als auch ein simulationsbasiertes Verfahren für die Identifikation der Motoranisotropie vor. Es wird ein vollständiges Anisotropiemodell für den Antriebsmotor des Testaktuators aufgestellt. Dadurch wird eine grundsätzliche Eignung des PMSM für anisotropiebasierte Verfahren der Rotorlageschätzung festgestellt. Kap. 4.2 charakterisiert im Versuch das reale Schaltverhalten des verwendeten Frequenzumrichters. Dies erlaubt die softwareseitige Kompensation von Fehlspannungen und erhöht dadurch die Güte der Rotorlageschätzung.

Kap. 5.1 bewertet qualitativ die relevantesten Verfahren aus Kap. 2.3-2.3.6 und erstellt ein Konzept für die drehgeberlose Regelung des Testaktuators. Bei niedriger Drehzahl bis zum Stillstand findet das anisotropiebasierte alternierende Injektionsverfahren Anwendung. Bei höherer Drehgeschwindigkeit wird die Grundwelle durch Integration der Strangströme direkt ausgewertet. Kap. 5.2 erläutert die Implementierung und Integration des Rotorlageschätzers in die konventionelle Reglerstruktur des EMAs. Für die Untersuchung des zweiten Teilaspektes der Problemstellung wird darüber hinaus in Kap. 5.3 eine fehlertolerante Reglerstruktur entworfen, die bei Versagen eines Positionssensors eine Rekonfiguration einleitet. Degradierte Reglermodi können den Ausfall eines Resolvers oder eines LVDTs (*engl.* linear variable differential transformer) kompensieren. Der LVDT misst den Hub am Aktuatorausgang und führt diesen an den Positionsregler zurück.

Die implementierten Algorithmen werden in Kap. 6 in Prüfstandsversuchen getestet und im Hinblick auf die anspruchsvollen Anforderungen in der primären Flugsteuerung bewertet. In Kap. 6.1 wird die Performance der drehgeberlosen und degradierten Reglermodi der Basiskonfiguration aus Kap. 3.3 gegenübergestellt. Die Funktionalität der Positionssensorüberwachung und schnellen Rekonfiguration in der fehlertoleranten Reglerstruktur wird in Kap. 6.2 validiert. Die Testergebnisse werden in Kap. 6.3 interpretiert und mit Blick auf die Problemstellung diskutiert. Die Stärken und Schwächen der Konzepte werden erörtert und Potentiale der Weiterentwicklung aufgezeigt.

Kap. 7 fasst die Arbeit zusammen und gibt einen weiteren Ausblick. Die verwendeten Parameter sind in Anhang A gelistet und sollen die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse gewährleisten.



ABBILDUNG 1.2: Aufbau der Arbeit
Kapitel 2

Stand der Technik

2.1 Aktuatoren in der Flugsteuerung

Wenn die Handkräfte des Piloten nicht ausreichen, um Steuerflächen über Steuerseile oder -stangen mechanisch zu betätigen, müssen zwingend Aktuatoren eingesetzt werden. Die ersten Flugsteuerungsaktuatoren fanden nach Maré³ in den 1930er Jahren als Gyropiloten, einem Vorläufer heutiger Autopilotsysteme, Einzug in die Fliegerei. Ein Sekundäraktuator assistierte dabei dem Piloten bei seinen manuellen Steuereingaben [6]. Heute befinden sich unterschiedliche Aktuatortypen im Einsatz, die entsprechend Tab. 2.1 in der Art ihrer Signal- und Leistungsübertragung eingeteilt werden können [6–9].

Leistungs-	Signalübertragung			
versorgung	mechanisch	elektrisch		
mechanisch	manuell			
	mechanisch-hydraulischer	elektrisch-hydraulischer		
hydraulisch	Servoaktuator (MHSA),	Servoaktuator (EHSA),		
	mechanischer Spindelantrieb	mechanischer Spindelantrieb		
elektrisch		elektro-hydrostatischer		
	integrated actuator	Aktuator (EHA),		
	package (IAP)	elektromechanischer		
		Aktuator (EMA)		
		electrical back-up		
hydraulisch/		hydraulic actuator (EBHA),		
elektrisch		electrical back-up		
		mechanical actuator (EBMA)		

indelet 2.1. inklautorty per in der i lagbtederung	TABELLE 2.	1: Aktuate	ortypen in	der Flug	steuerung
--	------------	------------	------------	----------	-----------

2.1.1 Hydraulische Aktuatoren

Hydraulische Servoaktuatoren (HSA) sind lineare, hydraulische Kolbenantriebe, bestehend aus einem Gleichlauf- oder Differentialzylinder, die über Servoventile angesteuert werden. Die benötigte Energie wird von zentralen Hydraulikkreisläufen bereitgestellt. Dieser ausgereifte Aktuatortyp dominiert die Flugsteuerungsarchitektur

³ Jean-Charles Maré ist Professor am Institut Clément Ader des Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Toulouse. In seinem Fachbereich sind vielfältige, hochwertige Publikationen im Bereich der Flugsteuerungsaktuatorik entstanden. Sein dreiteiliger Buchband *Aerospace Actuators* bietet einen exzellenten Überblick über den derzeitigen Stand der Technik und Forschung. Maré ist zudem Veranstalter der internationalen Konferenzreihe *Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components (R3ASC)*.

heutiger, konventioneller Passagierflugzeuge [10]. Frühere Flugzeugmuster, wie die Boeing 737 (Erstflug 1967), übertragen Steuereingaben mechanisch über Steuerseile oder -stangen an das Servoventil. Die Positionsvorgaben können dabei sowohl manuell vom Piloten als auch dem Autopiloten mit Hilfe eines Sekundäraktuators generiert werden [11]. Man spricht von mechanisch-hydraulischen Servoaktuatoren (MHSA) oder auch hydromechanischen Aktuatoren (HMA) [6].

Mit der Einführung von fly-by-wire (FbW) Flugsteuerungen etablierten sich elektrisch angesteuerte Servoventile, die fortan eine kabelgebundene Signalübertragung an den Aktuator ermöglichten. Lokale ACUs (*engl.* actuator control unit) dienen als Schnittstelle, die auf der einen Seite digital mit den Flugsteuerungsrechnern kommunizieren und auf der anderen Seite die analogen Regelkreise des Aktuators schließen. Diese Weiterentwicklung wird als elektrisch-hydraulischer Servoaktuator (EHSA) bezeichnet. Wichtige Meilensteine markierten die Concorde (Erstflug 1969) und der Airbus A320 (Erstflug 1988), die seinerzeit allerdings noch über redundante, mechanische Backup-Systeme verfügten. Der schrittweise Übergang zu Aktuatoren mit rein elektrischer Signalübertragung führte zu signifikanten Gewichtseinsparungen [11].

HSA kommen insbesondere an Quer-, Seiten-, Höhenrudern und Spoilern mit hohen Dynamikanforderungen zum Einsatz. Einige Anwendungen erfordern allerdings nur geringe Verfahrgeschwindigkeiten. Insbesondere als Höhenflossenstellsystem THSA (*engl.* trimmable horizontal stabilizer actuator) sind deshalb hydraulisch gespeiste, mechanische Spindelantriebe eine zweckmäßige Alternative [9]. Elektrisch oder mechanisch angesteuerte Servoventile steuern die Drücke eines Hydraulikmotors. Dieser treibt über ein Getriebe eine Spindel an. Die Antriebseinheit mechanischer Spindelantriebe wird in der Regel doppelt redundant ausgeführt [12].

2.1.2 Elektrische Aktuatoren

Ein Paradigmenwechsel ist der Übergang zu power-by-wire (PbW) Aktuatoren, die stetig an Bedeutung gewinnen. Sie beziehen ihre Energie nicht von einer zentralen Hydraulik, sondern aus dem elektrischen Bordnetz. Dieser Trend wird durch Flugzeuge mit zunehmend elektrifizierten Bordsystemen wie dem Airbus A380 (Erstflug 2005) und A350 (Erstflug 2013) begünstigt. Die neuen Muster verfügen über je zwei hydraulische und elektrische Bordnetze (2H2E), anstatt drei Hydraulikkreisläufen (3H) in klassischer Bauart. Im next single aisle (NSA), dem potentiellen Nachfolger des Airbus A320, könnte ein weiterer Hydraulikkreislauf entfallen (1H2E) [13].

Der erste relevante Aktuatortyp mit elektrischer Leistungsversorgung war das integrated actuator package (IAP). Er wird bisweilen auch als variable-displacement electro-hydrostatic actuator (EHA-VD) bezeichnet [11]. IAPs wurden bereits früh im militärischen und später auch im zivilen Flugzeugbau eingesetzt. Beispiele sind die Avro Vulcan B2 mit Erstflug im Jahr 1952 und die Vickers VC10 aus dem Jahr 1962 [9]. Im Aktuator ist eine Axialkolbenpumpe integriert, die von einem Dreiphasen-Wechselstrommotor angetrieben wird und den Druck eines lokalen Hydraulikkreislaufes reguliert. Der Elektromotor dreht mit konstanter Geschwindigkeit, während der Durchfluss der Pumpe über den Verstellwinkel einer Schrägscheibe variabel eingestellt wird. Die Betätigung der Steuerfläche erfolgt wie beim HSA durch einen konventionellen, hydraulischen Kolbenantrieb. Der Durchfluss der Pumpe wird mit einem mechanisch angesteuerten Servoventil entsprechend der Steuereingabe des Piloten geregelt [9]. Die konstant hohe Motordrehzahl auch im Haltebetrieb ist allerdings vergleichsweise ineffizient, sodass sich IAPs nicht nachhaltig durchsetzen konnten [11].

Der elektro-hydrostatische Aktuator (EHA) ist eine Weiterentwicklung des IAP, die durch die Einführung von FbW und der Integration moderner Leistungselektronik möglich wurde. Die Steuerfläche wird wie beim IAP durch einen hydraulischen Kolbenantrieb betätigt. Der Druck für den lokalen Hydraulikkreislauf wird allerdings beim EHA von einer Konstantpumpe erzeugt. Deshalb sprechen manche Literaturquellen auch vom fixed-displacement electro-hydrostatic actuator (EHA-FD) [11]. Der Durchfluss der Pumpe wird anders als beim IAP durch einen drehzahlvariablen Elektromotor geregelt, wodurch die Effizienz im Haltebetrieb gesteigert wird. Der Motor und die zugehörige Leistungselektronik wird aus einem Wechsel- oder Gleichspannungsbordnetz versorgt. Die Aktuatorregelung wird auf einer ACE ausgeführt [9]. Die ACE und Leistungselektronik werden häufig in einer Einheit zusammengefasst, die als ECU (engl. electronic control unit) oder REU (engl. remote electronic unit) bezeichnet wird [7, 8]. Diese moderne Aktuatortechnologie erlebte mit dem Erstflug der F-35 Lightning II von Lockheed Martin im Jahr 2006 ihren Durchbruch, die in der Flugsteuerung ausschließlich EHAs einsetzt und auf zentrale Hydraulik vollständig verzichtet. In der zivilen Luftfahrt werden EHAs ausschließlich als Backup-Aktuatoren verwendet, z. B. in der primären Flugsteuerung des Airbus A380 und A350 [14]. Die Lebensdauer der dynamisch stark beanspruchten Pumpen erfüllt derzeit noch nicht die stringenten Anforderungen an Primäraktuatoren ziviler Passagierflugzeuge.

Neben dem EHA wird derzeitig dem elektromechanischen Aktuator (EMA) das größte Entwicklungspotenzial zugeschrieben. Er ist gleichzeitig der einzige Aktuatortyp, der vollständig auf Hydraulikkomponenten verzichtet. Ähnlich dem EHA betreibt eine ECU einen elektrischen Motor. In aller Regel wird dafür ein Permanentmagnet-Synchronmotor oder ein bürstenloser Gleichstrommotor (*engl.* brushless direct current motor, BLDC) verwendet. Anschließend wird die Motorbewegung über einen mechanischen Antriebsstrang auf den Aktuatorausgang übertragen. Es haben sich drei verschiedene Bauformen etabliert [8]:

- 1. Lineare EMAs mit Untersetzungsgetriebe
- 2. Lineare EMAs mit Direktantrieb
- 3. Rotatorische EMAs mit Untersetzungsgetriebe

Lineare EMAs wandeln die rotatorische Motorbewegung am Abtrieb in einen Aktuatorhub um, meist durch eine integrierte Kugelumlaufspindel. Diese Linearbewegung wird wie bei konventionellen, hydraulischen Kolbenantrieben mit einer Kinematik auf die Steuerfläche übertragen. Der rotatorische EMA hingegen bietet insbesondere dann Vorteile, wenn die Anwendung eine Integration am Scharnierpunkt der Steuerfläche erlaubt und dadurch eine Kinematik überflüssig wird. Untersetzungsgetriebe reduzieren die erforderlichen Antriebsdrehmomente des Motors und ermöglichen dadurch eine kleinere Dimensionierung. Hierfür werden je nach Bauart Stirnrad-, Planeten-, Zykloid- oder Harmonic Drive-Getriebe eingesetzt [15]. Einen großen Schub erhielt die Technologie durch die Boeing 787 (Erstflug 2009), die EMAs in der Höhenleitwerktrimmung und an vier Spoilerflächen einsetzt (siehe Abb. 2.1a). Auch im Airbus A350 hielten elektromechanisch betriebene THSAs Einzug, wie in Abb. 2.1b zu sehen. Aktuelle Bemühungen, das Einsatzspektrum von EMAs über die sekundäre Flugsteuerung hinaus zu erweitern, werden in Kap. 2.1.5 näher betrachtet.

- (A) Spoiler EMA mit externer ECU einer Boeing 787, Bild von Maré u.a. [7], S. 184
- (B) Elektromechanischer THSA eines Airbus A350, Bild von Safran⁴



ABBILDUNG 2.1: EMAs für die sekundäre Flugsteuerung

2.1.3 Hybride Aktuatoren

Der electrical back-up hydraulic actuator (EBHA) und der electrical back-up mechanical actuator (EBMA) sind hybride Aktuatoren. Sie schaffen eine dissimilare Redundanz, indem sie zwei Funktionsweisen innerhalb eines Aktuators vereinen. Im Normalbetrieb wirken sie als EHSA. Nach Ausfall der hydraulischen Energieversorgung wird im EBHA auf einen lokalen Hydraulikkreislauf umgeschaltet, also das Wirkprinzip eines EHAs übernommen. EBHAs wurden das erste Mal an den zwei Seitenruderelementen sowie vier Spoilern des Airbus A380 eingesetzt [14]. EBMAs werden hingegen im Fehlerfall elektromechanisch weiterbetrieben. Sie vereinigen also die Wirkprinzipien von EHSAs und EMAs. Die bis dato einzige bekannte Serienanwendung ist das Fahrwerksaktuierungssystem des Airbus A400M (Erstflug 2009) [16].

2.1.4 Moderne Systemarchitekturen

Moderne Passagierflugzeuge setzen normalerweise eine Kombination verschiedener FbW-Aktuatoren ein. Dabei dominiert in aller Regel der konventionelle EHSA. Allerdings finden zunehmend auch elektrische und hybride Aktuatoren Einzug in die Systemkonfiguration. Dies wird in Abb. 2.2 exemplarisch für den Airbus A350 dargestellt [17]. So sind EHAs als Backup-Aktuatoren an Quer-, Höhen- und Seitenruder vorgesehen. EBHAs werden an zwei Rollspoilern verwendet. Der THSA beruht auf elektromechanischen Antrieben und ist damit bereits vollständig elektrifiziert. Die gesamte sicherheitskritische Architektur ist von einem hohen Redundanzgrad geprägt. So werden Quer- und Höhenruder sowie die Trimmflosse mit jeweils zwei Aktuatoren in Aktiv-Passiv-Konfiguration betrieben. Der passive Backup-Aktuator kommt nur im Fehlerfall nach Ausfall des aktiven Primäraktuators zum Einsatz. Das Seitenruder weist sogar eine dreifache Redundanz auf. Der gesamte Ausfall einzelner Spoiler, Rollspoiler und Querruder wird über Steuerflächenredundanz abgefangen. Die Aktuatoren werden aus verschiedenen Bordnetzen mit hydraulischer und elektrischer Leistung versorgt, sodass ein Teilausfall der Energieversorgung kompensiert werden kann. Auch bei doppeltem Triebwerksausfall kann eine Staudruckturbine (engl. ram air turbine, RAT) noch die elektrischen

⁴ URL: www.safran-group.com/products-services/hsta-horizontal-stabilizer-trim-actuator (besucht am 11.04.2022)

Notfallsysteme versorgen und den Piloten ein Mindestmaß an Steuerautorität erhalten.



ABBILDUNG 2.2: Flugsteuerungsaktuatoren im Airbus A350

2.1.5 Technologische Entwicklung elektromechanischer Aktuatoren

Die Potentiale von EMAs werden mit ihrer Applikation in der sekundären Flugsteuerung noch nicht ausgeschöpft. Die Leistungsdichte von EMAs hat sich zwar durch die Verwendung von Neodym-Magneten, elektronischer Kommutierung, einer konsequenten Optimierung des elektromagnetischen Motordesigns [18] sowie einer zunehmenden Integralbauweise enorm verbessert. Dennoch sind ihr Gewicht und der benötigte Bauraum im Vergleich zu EHSAs gleicher Leistung größer, was dem Trend zu dünneren Flügelprofilen abträglich ist und Retrofit-Lösungen erschwert. Erst der Wegfall ganzer Hydrauliksysteme und ihrer langen Zuleitungen könnte eine substantielle Gewichtsreduktion auf Flugzeugebene bewirken. Die aufwändige Wartung entfiele und es könnte auf das umwelt- und gesundheitsschädliche Hydraulikfluid Skydrol verzichtet werden. EMAs hingegen sind line replaceable units (LRU), die sich durch eine einfache Integration und Austauschbarkeit auszeichnen. Aktuelle Forschung und Entwicklung zielt daher darauf ab, EMAs für den Einsatz in der primären Flugsteuerung weiterzuentwickeln. Ein wichtiger Zwischenschritt auf dem Weg zum all electric aircraft (AEA) wäre die Elektrifizierung der Tragflügel, sodass elektromechanische Betätigungssysteme für das Querruder besonders im Fokus stehen.

Der Einsatz von EMAs an primären Steuerflächen ist aufgrund hoher Anforderungen an Gewicht, Bauraum, Zuverlässigkeit und Lebensdauer herausfordernd. Der aufwändige Aufbau, bestehend aus Leistungselektronik, Motor, mechanischem Antriebsstrang und Sensorik, führt zu erhöhten Anschaffungskosten und komplexen Fehlerszenarien. Komponenten wie Getriebe, Wälzlager und Kugelumlaufspindeln können bei Ausfall auch ein Klemmen der Steuerfläche verursachen. Kleine Steuerflächenausschläge in der primären Flugsteuerung begünstigen zudem Frühausfälle durch Schmierstoffverdrängung an metallischen Kontaktflächen. Mechanische Ausfälle kündigen sich in vielen Fällen über einen längeren Zeitraum an, sodass schwerwiegende Fehlerfolgen durch eine Überwachung von Verschleißzuständen vermieden werden können [19–21]. Ein ausreichendes Maß an Sicherheit gegen elektrische und elektronische Fehlerfälle kann aber häufig nur durch zusätzliche Bauteilredundanz erreicht werden [4, 5]. Innovative Ansätze für die Aktuatorüberwachung profitieren von leistungsstarken digitalen Signalprozessoren (DSPs), die eine Integration intelligenter Algorithmen direkt auf der ECU des Aktuators erlauben. Das eröffnet neue Möglichkeiten für eine schnelle Fehlerdiagnose und Rekonfiguration auf Aktuatorebene [22-24], die Überwachung des eigenen Gesundheitszustandes und die Extrapolation der verbleibenden Restlebensdauer RUL (engl. remaining useful life). Perspektivisch könnten digitale Gerätezwillinge prädiktiv anlassbezogene Wartungen initiieren und damit dem immanenten Risiko mechanischer Frühausfälle vorbeugen. Die Rechenleistung und die kurzen Signallaufzeiten auf der ECU motivieren darüber hinaus auch zu neuartigen Reglerfunktionen. Denkbar sind zum Beispiel eine aktuatorbasierte Lastabminderung oder eine aktive Flatterunterdrückung für dünne, elastische Flügelprofile. Im Speziellen eröffnen die Rechenkapazitäten aber drehgeberlosen und fehlertoleranten Reglerkonzepten eine veritable Anwendungsperspektive.

Die Aktivitäten für die technologische Weiterentwicklung von EMAs sind in nationale und europäische Programme eingebettet. Sie wurden bereits im 6. Forschungsrahmenprogramm (FP6) der Europäischen Union (EU) forciert. Im Projekt MOET entwickelte Goodrich von 2006 bis 2009 den Prototypen eines modernen, elektromechanischen Querruderaktuators für den Airbus A320 [25]. Im 7. Forschungsrahmenprogramms (FP7: 2007–2013) und Horizont 2020 (2014–2020) sowie den assoziierten öffentlich-privaten Partnerschaften Clean Sky und Clean Sky 2 wurden die Mittel nochmals beträchtlich erhöht [4]. Herauszustellen ist das Projekt ACTUATION2015-FP7 (2011-2016), das unter Beteiligung 54 europäischer Partner durch die Entwicklung zahlreicher Prototypen und Methoden zu einer Steigerung der Technologiereife und Standardisierung beitrug [26]. Horizont Europe (2021-2027) und Clean Aviation ziehen elektrische Aktuatoren besonders für hybridelektrische Regionalflugzeuge in Betracht. In Deutschland werden Bemühungen zur Integration von EMAs in die Flugsteuerung bereits seit vielen Jahren durch das Luftfahrtforschungsprogramm (LuFo) des Bundesministeriums für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) kontinuierlich gefördert. Die Erstellung dieser Arbeit wurde maßgeblich durch die Projekte LuFo V-1 EMA (2014-2017) [27] und LuFo V-3 LLARA (2018-2022) ermöglicht.

Im Zuge dieser intensiven Forschung sind mehrere lineare EMAs für das Querruder des Airbus A320 bzw. dessen potentiellen Nachfolger entstanden. Abb. 2.3 zeigt ausgewählte Demonstratoren wichtiger Systemlieferanten. Sagem konnte seinen Prototypen bereits 2011 in Flugversuchen testen [30] und damit eine Technologiereife von TRL (*engl.* technology readiness level) 6 demonstrieren. Die Hersteller sehen stets eine parallel-redundante Betätigung des Querruders durch zwei Aktuatoren vor. Dies kann einerseits durch zwei EMAs an einer Steuerfläche erfolgen. Da EMAs für den Einsatz als passive Backup-Aktuatoren schlecht geeignet sind, ist damit gleichzeitig der Übergang zu einem Aktiv-Aktiv-Betrieb verbunden [3, 31]. Andererseits werden aber auch hybride Konfigurationen in der Kombination mit einem

EHSA oder EHA in Erwägung gezogen [32, 33]⁵[34]⁶.

(A) Sagem (Safran Group), Bild von Maré u.a. [7], S. 183 (B) UTC Aerospace, Bild von Grand u.a. [28], S. 62 (C) Liebherr Aerospace, Bild von Rottach u.a. [29], S. 2

ABBILDUNG 2.3: EMA-Demonstratoren verschiedener Hersteller für das Querruder des Airbus A320

Mögliche Anwendungen für EMAs finden sich darüber hinaus auch außerhalb der Flugsteuerung, sodass sich die Ergebnisse dieser Arbeit ebenfalls auf andere Bereiche übertragen lassen. Aktuierungssysteme werden ebenso im Fahrwerk (Ein-, Ausfahrmechanismus, Bremsen und Bugradlenkung) [4], im Triebwerk (Schubumkehr, Eintrittsleitrad und Wartungsöffnungen) sowie verschiedenen Hilfsanwendungen (z. B. Frachttüren) eingesetzt [11]. EMAs eröffnen auch Gestaltungsmöglichkeiten für neuartige Konzepte wie aktive Winglet- [4] oder Flap-Tabs, Einzelklappenansteuerungen von Flaps und Slats, Green Taxiing [35] oder elektromechanischen Eisschutzsysteme (*engl.* electro-mechanical expulsion deicing system, EMEDS) [36]. Hubschrauber, UAVs (*engl.* unmanned aerial vehicle), Kampfflugzeuge und Raketen bringen zusätzliche, eigene Anwendungsfälle hervor. Diese betreffen beispielsweise die Schubvektorsteuerung oder die individuelle Rotorblattverstellung. Insbesondere im unbemannten Bereich mit geringeren Sicherheitsanforderungen werden EMAs aufgrund ihrer einfachen Integration oft schon heute präferiert.

⁵ Olaf Cochoy erarbeitete im Rahmen seiner Dissertation ein Regelungskonzept für die redundante Aktuierung des Querruders mit einem EMA und einem parallel angeordneten EHSA. Er untersuchte in seiner richtungsweisenden Arbeit die drei Betriebsmodi active/passive, active/active und active/no-load.

⁶ Tobias Röben untersuchte in seiner Dissertation die aktive dreifach-redundante Aktuierung eines Seitenruders mit einem EMA, einem EHA sowie einem konventionellen EHSA. Eine Modellfolgeregelung glich dabei das technologiespezifische Antwortverhalten der Aktuatoren einander an.

2.2 Grundlagen des Permanentmagnet-Synchronmotors

Der PMSM ist anderen Elektromotoren wie dem BLDC in Effizienz und Leistungsdichte überlegen und hat sich dadurch als Antrieb für elektromechanische Flugsteuerungsaktuatoren weithin etabliert. Im Folgenden werden grundlegende Motorgleichungen des PMSM eingeführt.

2.2.1 Koordinatensysteme elektrischer Maschinen

Vektorielle Zustandsgrößen wie Ströme \vec{i} und Spannungen \vec{u} elektrischer Maschinen lassen sich entsprechend Abb. 2.4 in drei Koordinatensystemen darstellen. Sie können durch die Multiplikation mit der entsprechenden Transformationsmatrix beliebig in ein anderes Koordinatensystem überführt werden. Die folgenden Transformationsvorschriften sind den Ausführungen von Schröder u.a.⁷ entnommen [37].



ABBILDUNG 2.4: Koordinatensysteme und -transformationen

Das statorfeste, symmetrische 3-Phasensystem bildet die physikalischen Stranggrößen der um 120° versetzten Motorspulen ab. Diese Modelldarstellung lässt sich vereinfachen, wenn man es gedanklich in ein statorfestes 2-Phasensystem überführt. Eine Transformation von Zustandsgrößen zwischen diesen Koordinatensystemen ermöglichen die leistungsinvariante Clarke-Transformation

$$\underline{T}_{uvw \to \alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$
(2.1)

⁷ Prof. i.R. Dierk Schröder ist ein führender Experte auf dem Feld der elektrischen Antriebstechnik. Seine vierbändige Buchreihe *Elektrische Antriebe* gehört heute zu den Standardwerken auf diesem Gebiet. Im zweiten Buchband *Regelung von Antriebssystemen* werden Regelungsvarianten von Gleichstrom- und Drehstrommaschinen umfassend erläutert. Kap. 15 widmet sich den geläufigsten Verfahren zur Regelung von Drehfeldmaschinen ohne Drehzahlsensor. Im Speziellen erläutert Dr. Peter Landsmann in Kap. 15.10 anisotropiebasierte Methoden zur Schätzung der Rotorlage.

und ihre Inverse

$$\underline{T}_{\alpha\beta\to uvw} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0\\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2}\\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$
(2.2)

In vielen Fällen ist es allerdings zielführender, einen Motor im rotorfesten 2-Phasensystem zu beschreiben. Die d-Achse (Längsachse, *engl.* direct) zeigt dann in die Längsrichtung des Rotormagnetfeldes und ist um den Rotorlagewinkel φ gegenüber der statorfesten α -Achse verdreht. Die q-Achse (Querachse, *engl.* quadrature) ist in elektrischen Koordinaten orthogonal zur d-Achse ausgerichtet. Transformationen zwischen stator- und rotorfestem 2-Phasensystem sind durch die Parktransformation

$$\underline{T}_{\alpha\beta\to dq} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix}$$
(2.3)

und ihrer Inversen

$$\underline{T}_{dq \to \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix}$$
(2.4)

möglich. Eine direkte Umwandlung von Zustandsgrößen vom statorfesten 3-Phasensystem in das rotorfeste 2-Phasensystem und umgekehrt ermöglicht die leistungsinvariante dq-Transformation, dem Produkt der Clarke- und Park-Transformationsmatrizen

$$\underline{T}_{uvw \to dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(2.5)

und ihre Inverse

$$\underline{T}_{dq \to uvw} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$
(2.6)

2.2.2 Modellierung im rotorfesten 2-Phasensystem

Die Gleichungen dieses Abschnittes beruhen auf Herleitungen von Kellner⁸ [38] und Isermann⁹ [39]. Die Winkelgeschwindigkeit des magnetischen Feldes ω_{el} ist bei Synchronmotoren durch ihre Schlupffreiheit genau um das Vielfache seiner Polpaare *PP* größer als die mechanische Rotorgeschwindigkeit ω_{me} . Es besteht also ein fester Zusammenhang zwischen dem elektrischen und mechanischen Rotorlagewinkel:

$$\varphi_{el} = \boldsymbol{P}\boldsymbol{P}\cdot\boldsymbol{\varphi}_{me}.\tag{2.7}$$

⁸ Sven Ludwig Kellner stellt in seiner Dissertation Methoden zur Parameteridentifikation von Permanentmagnet-Synchronmotoren vor. Die genaue Kenntnis elektrischer Maschinenparameter ist laut Kellner von großer Bedeutung für drehgeberlose Reglerverfahren. Die vorliegende Arbeit macht von den Motorgleichungen in Kap. 2.2 Gebrauch. Darüber hinaus werden Identifikationsverfahren für den Pulsumrichter nach Kap. 2.3 und differentielle Motorinduktivitäten nach Kap. 4.3 im Verlaufe dieser Arbeit angewendet. Die hier verwendete Nomenklatur orientiert sich an Kellners Ausführungen.

⁹ Prof. Rolf Isermann ist ein renommierter Wissenschaftler und Fachbuchautor auf dem Feld der theoretischen und praktischen Regelungstechnik. Im Fachbuch *Mechatronische Systeme* werden unter anderem physikalisch-mathematische Modelle gängiger Maschinenelemente aufgestellt. Diese Arbeit baut insbesondere auf Modellen mechanischer Komponenten nach Kap. 4 und elektrischer Antriebe nach Kap. 5 auf sowie deren Kopplung zu Maschinen nach Kap. 6.

Die Physik des PMSM lässt sich mit den allgemeinen Spannungsgleichungen im rotorfesten 2-Phasensystem beschreiben:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & -\omega_{el} \mathbf{L}_q \\ \omega_{el} \mathbf{L}_q & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} & \mathbf{L}_{dq} \\ \mathbf{L}_{qd} & \mathbf{L}_{qq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{el} \Psi_{PM} \end{pmatrix}.$$
 (2.8)

Dabei sind *R* der ohmsche Ständerwiderstand und L_d bzw. L_q die absoluten Induktivitäten in d- und q-Richtung. Die differentielle Induktivitätenmatrix charakterisiert das Motorverhalten bei dynamischen Stromänderungen. Äquivalent zu den absoluten Induktivitäten drücken die differentiellen Selbstinduktivitäten L_{dd} bzw. L_{qq} das Verhalten in d- und q-Richtung aus. Die Kreuzkopplungsinduktivität $L_{dq} = L_{qd}$ zeigt die Wechselwirkung beider Achsen an und ist in der Regel gering. Der letzte Term der Gl. 2.8 beschreibt die Spannung, die ein drehender Rotor in die q-Achse induziert und ist abhängig von der Stärke der Permanentmagnetflussverkettung Ψ_{PM} .

Das erzeugte Antriebsdrehmoment $M_{Mot,an}$ des PMSM ist durch

$$M_{Mot,an} = \frac{3}{2} \cdot \boldsymbol{P} \boldsymbol{P} \cdot (\boldsymbol{\Psi}_{\boldsymbol{P}\boldsymbol{M}} \cdot i_q + (\boldsymbol{L}_d - \boldsymbol{L}_q) \cdot i_q \cdot i_d)$$
(2.9)

gegeben. Der zweite Term von Gl. 2.9 wird als Reluktanzmoment bezeichnet. Da die verlustbehaftete Längsstromkomponente i_d in einer feldorientierten Regelung typischerweise zu Null geregelt wird, ergibt sich in erster Näherung eine lineare Korrelation mit der Querstromkomponente i_q . Der proportionale Zusammenhang wird durch die produktspezifische Motorkonstante k_t beschrieben, die sich wiederum aus der Polpaarzahl des PMSM und der Permanentmagnetflussverkettung ergibt:

$$M_{Mot,an} = \mathbf{k}_t \cdot i_q = \frac{3}{2} \cdot \mathbf{P} \mathbf{P} \cdot \mathbf{\Psi}_{\mathbf{P} \mathbf{M}} \cdot i_q.$$
(2.10)

Mit den vereinfachenden Annahmen $i_d = 0$ und $L = L_{qq}$ lässt sich aus Gl. 2.7, Gl. 2.8 und Gl. 2.10 eine zweidimensionale, lineare Motordifferentialgleichung herleiten:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_q \\ \ddot{\varphi}_{me} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{2}{3}\frac{k_t}{L} \\ \frac{k_t}{J_{Mot}} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \dot{\varphi}_{me} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_{Mot}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_q \\ M_{Mot,L} \end{pmatrix}.$$
(2.11)

Dabei bezeichnet J_{Mot} die Massenträgheit der Rotorwelle und $M_{Mot,L}$ das anliegende Lastmoment.

2.3 Verfahren der drehgeberlosen Regelung

Auf dem Gebiet der drehgeberlosen Regelung wird seit Jahrzehnten und bis heute aktiv geforscht, sodass inzwischen eine große Anzahl an Veröffentlichungen und Verfahren existieren. Einen guten Überblick über den Stand der Technik vermitteln spezialisierte Fachbücher [40]¹⁰[41][42]¹¹, Übersichtsartikel [43–45] und ausgewählte Dissertationen [46]¹². Abb. 2.5 kategorisiert die wichtigsten Hauptstränge drehgeberloser Regelungsverfahren.



ABBILDUNG 2.5: Kategorisierung wichtiger Verfahren der drehgeberlosen Regelung

Die wichtigsten Hauptkategorien bilden die anisotropie- und grundwellenbasierten Verfahren, die in Kap. 2.3.1-2.3.5 und Kap. 2.3.6-2.3.8 betrachtet werden. Die Auswertung der Grundwelle erfordert prinzipbedingt eine Mindestdrehzahl des Motors. Daher kommen oft hybride Rotorlageschätzer zum Einsatz, die im Stillstand

¹⁰ Prof. Alain Glumineau und Prof. Jesús de León Morales stellen in ihrem Fachbuch Sensorless AC electric motor control ausgewählte Verfahren zur Beobachtung und Regelung von PMSM und Induktionsmotoren ohne mechanischen Drehgeber vor.

¹¹ Prof. Gaolin Wang, Prof. Guoqiang Zhang und Prof. Dianguo Xu geben in ihrem Fachbuch Position Sensorless Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives einen ausführlichen Überblick über moderne Techniken der drehgeberlosen Regelung für PMSM. Das im Jahr 2020 herausgegebene Werk zeichnet sich durch seine Aktualität aus und greift dementsprechend auch jüngere Entwicklungen auf dem Gebiet auf.

¹² Rolf Kunzler entwickelte in seiner Dissertation eine drehgeberlose Regelung für den elektrischen Antriebsstrang hybrider Kraftfahrzeuge. In Kap. 1.2 seiner Arbeit werden ausgewählte Verfahren der drehgeberlosen Rotorlageschätzung kategorisiert und erläutert.

ein anisotropiebasiertes Verfahren nutzen und bei Erreichen einer hinreichenden Geschwindigkeit in ein grundwellenbasiertes Verfahren umschalten. Die grau hinterlegten Methoden haben in Wissenschaft und Praxis einen herausragenden Stellenwert erlangt und werden deshalb in größerer Tiefe vorgestellt. Alle weiteren Ansätze werden lediglich kurz erläutert und darüber hinaus auf weiterführende Literatur verwiesen.

Bei elektrischen Maschinen ohne signifikante Anisotropie können alternativ auch sekundäre Motoreigenschaften ausgenutzt werden. Konstruktionsbedingte magnetische Asymmetrien der Stator-Rotor-Kombination führen zu charakteristischen Oberschwingungen in Strom- und Spannungssignalen. Insbesondere die Ausrichtung der Permanentmagnete zur Statornutung ändert die magnetische Permeabilität und beeinflusst dadurch Signalamplituden und -frequenzen. Es können aber auch Rotorexzentritäten, Sättigungseffekte und Defekte ausgenutzt werden. Die sogenannten Harmonischen werden durch eine fast Fourier Transformation (FFT) oder phase-locked-loop-Systeme (PLL) ausgewertet [41][47]¹³.

Die magnetischen Motoreigenschaften können auch gezielt modifiziert werden, um eine Anwendbarkeit zuvor genannter Verfahren zu ermöglichen. So rufen auch vorsätzlich eingebrachte Defekte wie geöffnete Rotornuten harmonische Oberschwingungen hervor [41]. Ebenso kann eine Anisotropie künstlich erzeugt werden. Faggion, Quattrone, Ponick u.a. applizieren dafür ring- oder mäanderförmige Kupferleiter am Rotor [48–50].

2.3.1 Anisotropiebasierte Verfahren

Anisotropiebasierte Verfahren ermöglichen eine Rotorlageschätzung bei niedrigen Geschwindigkeiten bis zum Stillstand, wenn grundwellenbasierte Verfahren versagen. Im Stillstand vereinfacht sich die Spannungsgleichung 2.8 im statorfesten 2-Phasensystem durch Nullsetzen der Geschwindigkeitsterme zu

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \underline{L}_{\alpha\beta} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}.$$
(2.12)

Die Induktivitätenmatrix \underline{L}_{dq} wird zu diesem Zweck mithilfe der inversen Park-Transformation $\underline{T}_{dq \to \alpha\beta}$ aus Gl. 2.4 vom rotor- ins statorfeste Koordinatensystem überführt:

$$\underline{L}_{\alpha\beta} = \underline{T}_{dq \to \alpha\beta} \cdot \underline{L}_{dq} \cdot \underline{T}_{\alpha\beta \to dq} \\
= \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el}) \\ \sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} & \mathbf{L}_{dq} \\ \mathbf{L}_{qd} & \mathbf{L}_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & \sin(\varphi_{el}) \\ -\sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \\
= \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} \cos^{2}(\varphi_{el}) + \mathbf{L}_{qq} \sin^{2}(\varphi_{el}) & (\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) \sin(\varphi_{el}) \cos(\varphi_{el}) \\ -(\mathbf{L}_{dq} + \mathbf{L}_{qd}) \sin(\varphi_{el}) \cos(\varphi_{el}) & + \mathbf{L}_{dq} \cos^{2}(\varphi_{el}) - \mathbf{L}_{qd} \sin^{2}(\varphi_{el}) \\ \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) \sin(\varphi_{el}) \cos(\varphi_{el}) & \mathbf{L}_{qq} \cos^{2}(\varphi_{el}) - \mathbf{L}_{dd} \sin^{2}(\varphi_{el}) \\ + \mathbf{L}_{qd} \cos^{2}(\varphi_{el}) - \mathbf{L}_{dq} \sin^{2}(\varphi_{el}) & + (\mathbf{L}_{dq} + \mathbf{L}_{qd}) \sin(\varphi_{el}) \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix}.$$
(2.13)

¹³ Jürgen Kiel entwickelte in seiner Dissertation eine drehgeberlose Regelung für Industrieanwendungen. In Kap. 2.5 seiner Arbeit fasst er den Stand der Technik zusammen und geht in Kap. 3 auf die von ihm gewählte Umsetzung ein.

Durch Ausnutzung der trigonometrischen Umformungen

$$A \cdot \cos^2(x) + B \cdot \sin^2(x) = \frac{A+B}{2} + \frac{A-B}{2} \cdot \cos(2x),$$
 (2.14)

$$sin(x) \cdot cos(x) = \frac{1}{2}sin(2x) \tag{2.15}$$

lässt sich die Induktivitätenmatrix $\underline{L}_{\alpha\beta}$ nach Landsmann [41] in eine isotrope Komponente \underline{L}_{Σ} und eine anisotrope Komponente \underline{L}_{Δ} zerlegen:

$$\underline{L}_{\alpha\beta} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{L}_{dd} + \underline{L}_{qq} & 0\\ 2 & \underline{L}_{dd} + \underline{L}_{qq}\\ 0 & \underline{L}_{dd} + \underline{L}_{qq}\\ \underline{L}_{\Sigma} \\ + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{L}_{qq} - \underline{L}_{dd} & \underline{L}_{dq} + \underline{L}_{qd}\\ -\underline{L}_{dq} + \underline{L}_{qd} & \underline{L}_{qq} - \underline{L}_{dd}\\ 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos(2\varphi_{el}) & -\sin(2\varphi_{el})\\ -\sin(2\varphi_{el}) & \cos(2\varphi_{el}) \end{bmatrix}}_{\underline{L}_{\Delta}(\varphi_{el})}.$$
(2.16)

Motoren mit einem signifikanten Anteil \underline{L}_{Δ} an der Gesamtinduktivität werden als anisotrop, schenkelpolig oder salient bezeichnet. Charakteristisch für den anisotropen Anteil ist seine Abhängigkeit vom elektrischen Rotorwinkel. Die Klasse der anisotropiebasierten Verfahren zur Rotorlageschätzung nutzt diese Eigenschaft gezielt aus. In der Regel wird ein spezifisches Spannungsmuster injiziert und die dadurch hervorgerufene Stromantwort demoduliert. Man spricht daher auch von injektionsbasierten Verfahren. Im letzten Term von Gl. 2.16 ist zudem eine zweifache Periodizität des anisotropen Anteils erkennbar. Die Abhängigkeit vom doppelten Rotorwinkel hat zur Folge, dass alle anisotropiebasierten Verfahren zwar die Lage der Rotorachse, aber nicht deren Koordinatenrichtung bestimmen können. Die Polarität muss deshalb in einem Startverfahren einmalig bestimmt werden.

Die relevantesten anisotropiebasierten Verfahren werden im Folgenden chronologisch nach dem Zeitpunkt ihrer Erstveröffentlichung vorgestellt. Dies ist aufgrund ihres großen Bekanntheitsgrades zunächst die INFORM-Methode aus der Klasse der Puls-Injektionsverfahren in Kap. 2.3.2. Für weitere pulsbasierte Ansätze aus der jüngeren Vergangenheit wird auf Literatur verwiesen [42, 51]. In Kap. 2.3.3 und Kap. 2.3.4 werden die rotierenden und alternierenden Injektionsverfahren erläutert. Sie beruhen auf der Einprägung sinusförmiger Spannungssignale. Das relativ neue Verfahren der beliebigen Injektion wird in Kap. 2.3.5 detailliert erklärt.

In 2011 schlugen Yoon u.a. zudem eine Methode vor, bei der eine Rechteckspannung in die umlaufende d-Achse injiziert wird [52]. Das erklärte Ziel ist es dabei, Einschränkungen des Stromregelkreises durch eine sehr hohe Injektionsfrequenz weitgehend zu vermeiden. Eine Unterkategorie der Rechteck-Injektion bilden Verfahren mit Pseudo-Zufallsfrequenz-Signalinjektion (*engl.* pseudo-random-frequency signal injection) [42]. Hier werden Amplitude, Frequenz und/oder Phase der Rechtecke gezielt modifiziert, um Geräuschemissionen zu minimieren.

2.3.2 INFORM

Das erste anisotropiebasierte Schätzverfahren INFORM (*engl.* indirect flux detection by online reactance measurement) wurde 1988 von Schrödl u.a. entwickelt und patentiert [53]. Es ermöglichte als erstes Verfahren eine Lageschätzung bis zum Stillstand. Dabei wird die Stromregelung für ein kurzes Zeitintervall unterbrochen, um sequentiell Spannungspulse in die drei Statorspulen einzuprägen. Dafür werden am Wechselrichter nacheinander die Schaltzustände (100), (010) und (001) eingestellt. Es werden die resultierenden Stromantworten auf der jeweils angesprochenen Phase $|\vec{i}_{1,x}|$, $|\vec{i}_{2,x}|$ und $|\vec{i}_{3,x}|$ vermessen. Bei anisotropen Motoren werden unterschiedlich starke Phasenströme angeregt, aus denen die Rotorlage mittels der Gleichung

$$\tilde{\varphi}_{el} = \frac{\pi - \angle (\vec{i}_{1,x} + \vec{i}_{2,x} + \vec{i}_{3,x})}{2}$$
(2.17)

direkt berechnet werden kann. Die hierbei verwendete Vektoraddition ist in Abb. 2.6 graphisch veranschaulicht. Der Vorteil des Verfahrens ist seine einfache und robuste Umsetzung. Allerdings wirkt sich die diskontinuierliche Injektion der Testpulse negativ auf die Performance des Stromreglers aus. Unerwünschte Drehmomentspitzen, eine daraus resultierende Geräuschentwicklung, hohe Injektionsverluste und eine geringe Update-Rate des (noch ungefilterten) Winkels in der Größenordnung von 500 Hz sind die Folge, sodass das Verfahren auf Low-Cost-Anwendungen beschränkt blieb [41].



ABBILDUNG 2.6: Exemplarische Stromantwort nach Spannungspulsen in die drei Statorphasen

2.3.3 Rotierende Injektion

Den Nachteilen des diskontinuierlichen INFORM-Verfahrens begegneten Jansen u.a. 1994 mit dem rotierenden Injektionsverfahren [54]. Ein kontinuierlich in Statorkoordinaten rotierender Spannungsvektor mit einer festen Trägerfrequenz $\omega_{inj}=2\pi \cdot f_{inj}$ überlagert dabei die Stromregelung:

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha,inj} \\ u_{\beta,inj} \end{pmatrix} = u_{inj} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega_{inj} \cdot t) \\ -\sin(\omega_{inj} \cdot t) \end{pmatrix}.$$
(2.18)

Die Injektionsfrequenz liegt üblicherweise zwischen 500 Hz und 4 kHz [41]. Anschließend wird die hochfrequente Stromantwort von den niederfrequenten Signalen des Stromreglers durch ein Bandpassfilter mit der Durchgangsfrequenz f_{inj} separiert. Ein anisotroper Motor erzeugt dabei eine elliptische Stromantwort, deren Hauptachse in Richtung des elektrischen Rotorwinkels geneigt ist. Die Rotorlage wird kontinuierlich aus der elliptischen Stromtrajektorie demoduliert [45, 54]. In Abb. 2.7 sind solche charakteristische Stromantworten exemplarisch dargestellt, aufgenommen am stillstehenden PMSM mit arretierter Motorwelle.



ABBILDUNG 2.7: Exemplarische elliptische Stromantworten in zwei Rotorpositionen bei rotierender Injektion¹⁴

Das rotierende Injektionsverfahren stellt zwar im Vergleich zur INFORM-Methode eine Weiterentwicklung dar. Dennoch wird die Regelgüte durch das Verfahren eingeschränkt. Die Bandbreite des Stromreglers ist limitiert, da die höheren Frequenzbereiche für das Identifikationsverfahren allokiert werden müssen [41]. Zudem bewirkt die Methode Injektionsverluste und eine Drehmomentwelligkeit durch den umlaufenden Spannungszeiger. Eine asynchrone Erfassung von Injektionssignal und Stromantwort erhöht zudem den Schätzfehler, weshalb insbesondere Totzeiten des Wechselrichters kompensiert werden sollten [46].

2.3.4 Alternierende Injektion

In 1998 wurde von Corley u.a. das alternierende Injektionsverfahren vorgeschlagen [55]. Im Gegensatz zur rotierenden Injektion wird eine oszillierende Spannung nicht in das stator-, sondern in das geschätzte rotorfeste Koordinatensystem injiziert. In der Weiterentwicklung des Verfahrens durch Linke u.a. [56] im Jahr 2002 wird das alternierende Signal in die \tilde{d} -Achse eingeprägt:

$$\begin{pmatrix} u_{\tilde{d},inj} \\ u_{\tilde{q},inj} \end{pmatrix} = u_{inj} \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega_{inj} \cdot t) \\ 0 \end{pmatrix}.$$
 (2.19)

¹⁴ Testmotor: Parker NX420EAPR7101, Injektionsspannung: u_{inj}=15 V, Trägerfrequenz: f_{inj}=100 Hz, Abtastrate der Messdatenerfassung: 2 kHz

Das hat den Vorteil, dass die injizierte Spannung kein signifikantes Drehmoment erzeugt. Auch bei diesem Verfahren wird die Stromantwort durch ein Bandpassfilter vom restlichen Frequenzspektrum separiert. Bei anisotropen Maschinen ist der resultierende, alternierende Stromvektor von der geschätzten \tilde{d} - in Richtung realer d-Achse verdreht. Dies ist in Abb. 2.8 dargestellt. Alternierende Spannungen wurden dafür in den bei $\varphi_{el}=45^{\circ}$ arretierten Testmotor in verschiedene Achsen injiziert.



ABBILDUNG 2.8: Exemplarische Stromantworten bei alternierender Injektion¹⁵

Bei kleinen Winkelfehlern ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen dem Schätzfehler ($\varphi_{el} - \tilde{\varphi}_{el}$) und dem \tilde{q} -Anteil der Stromamplitude [41]:

$$i_{\tilde{q},inj} = \frac{L_q - L_d}{L_d \cdot L_q} \cdot \frac{u_{inj}}{\omega_{inj}} \cdot (\varphi_{el} - \tilde{\varphi}_{el}).$$
(2.20)

Dieser verbleibende Schätzfehler kann in einer Regelschleife zu Null reduziert werden, sodass sich das geschätzte Achsensystem dem realen annähert. Oft wird dafür die Struktur eines phase locked loops gewählt. Als Vorteil der alternierenden Injektion gilt ihre geringe Geräuschentwicklung wegen der Signaleinspeisung in die \tilde{d} -Achse. Der Aufwand zur Demodulation der Stromantwort und des Parameter-Tunings ist gegenüber dem rotierenden Injektionsverfahren reduziert worden.

2.3.5 Beliebige Injektion

In 2010 wurde von Landsmann u.a. ein neuartiger Ansatz zur anisotropiebasierten Rotorlageschätzung vorgestellt [57] und in den Folgejahren weiterentwickelt. Er wird als beliebiges Injektionsverfahren bezeichnet, da die Rotorlageschätzung unabhängig vom gewählten Injektionsmuster funktioniert. Notwendig sind lediglich hinreichend große Stromänderungen zwischen mehreren Abtastzeitpunkten, die mittels einer diskretisierten Form der Motorspannungsgleichung ausgewertet werden.

¹⁵ Testmotor: Parker NX420EAPR7101, Injektionsspannung: u_{inj}=15 V, Trägerfrequenz: f_{inj}=100 Hz, Abtastrate der Messdatenerfassung: 2 kHz

Zu diesem Zweck wird zunächst die Notation in Tabelle 2.2 eingeführt, die eine Differenzenberechnung eines diskreten Signales *x* zwischen mehreren, vergangenen Abtastschritten *n* ermöglicht.

Einstufige Differenz	$\Delta x[n]$	x[n] - x[n+1]
Zweistufige Differenz	$\Delta^2 x[n]$	x[n] - 2x[n+1] + x[n+2]
Dreistufige Differenz	$\Delta^3 x[n]$	x[n] - 3x[n+1] + 3x[n+2] - x[n+3]

TABELLE 2.2: Differenzennotation

Die Gl. 2.12 des stillstehenden Motors wird umgestellt, um den Einfluss eines Spannungsvektors $\vec{u}_{\alpha\beta}$ auf die Stromänderung $d\vec{i}_{\alpha\beta}/dt$ zu verdeutlichen:

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \cdot \left(\underline{Y}_{\Sigma} + \underline{Y}_{\Delta}(\varphi_{el}) \right).$$
(2.21)

Hierfür wird die Admittanzmatrix $\underline{Y}_{\alpha\beta}$ eingeführt: die Inverse der Induktivitätenmatrix $\underline{L}_{\alpha\beta}$. Diese lässt sich ebenso in eine isotrope und eine anisotrope Komponente zerlegen:

$$\underline{Y}_{\alpha\beta} = \underline{Y}_{\Sigma} + \underline{Y}_{\Delta}(\varphi_{el}) = \underline{L}_{\alpha\beta}^{-1}.$$
(2.22)

Eine Diskretisierung des isotropen Anteils von Gl. 2.21 ergibt folgenden Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{\alpha}[n] \\ \Delta i_{\beta}[n] \end{pmatrix}_{\Sigma} = T_{s} \cdot \left(\begin{pmatrix} u_{\alpha}[n] \\ u_{\beta}[n] \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha}[n] \\ i_{\beta}[n] \end{pmatrix} \right) \cdot \mathbf{Y}_{\Sigma}.$$
 (2.23)

Das Abtastintervall zwischen zwei Messpunkten ist T_s und die mittlere, isotrope Admittanz ergibt sich unter Vernachlässigung der Kreuzkopplungsinduktivität zu:

$$Y_{\Sigma} = \frac{\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q}}{2}.$$
 (2.24)

Im zweistufigen Verfahren, veröffentlicht von Paulus u.a. [58], wird durch eine weitere Differenzenbildung auf beiden Seiten der Gl. 2.23 der Unterschied zwischen zwei konsekutiven, vorhergesagten Stromänderungen berechnet [59]:

$$\begin{pmatrix} \Delta^2 i_{\alpha}[n] \\ \Delta^2 i_{\beta}[n] \end{pmatrix}_{\Sigma} = T_{s} \cdot \left(\begin{pmatrix} \Delta u_{\alpha}[n] \\ \Delta u_{\beta}[n] \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{\alpha}[n] \\ \Delta i_{\beta}[n] \end{pmatrix} \right) \cdot \mathbf{Y}_{\Sigma}.$$
(2.25)

Dies hat eine Parameterreduktion zur Folge, da der Strangwiderstand R üblicherweise gering ist, weshalb die Änderung der Strangspannung $R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}$ innerhalb eines kurzen Abtastintervalls vernachlässigbar wird. Bewegungsterme verfälschen allerdings die Schätzung, sodass das zweistufige Verfahren nur für niedrige Geschwindigkeiten nahe dem Stillstand geeignet ist. Diese Abhängigkeit wird durch das dreistufige Verfahren [60] eliminiert, welches im gesamten Geschwindigkeitsbereich anwendbar ist:

$$\begin{pmatrix} \Delta^3 i_{\alpha}[n] \\ \Delta^3 i_{\beta}[n] \end{pmatrix}_{\Sigma} = T_s \cdot \begin{pmatrix} \Delta^2 u_{\alpha}[n] \\ \Delta^2 u_{\beta}[n] \end{pmatrix} \cdot Y_{\Sigma}.$$
(2.26)

Die zwei- und dreistufigen Verfahren beruhen auf einem Vergleich der vorhergesagten Stromänderung eines ideal isotropen Motors $\Delta^2 \vec{i}_{\alpha\beta,\Sigma}$ bzw. $\Delta^3 \vec{i}_{\alpha\beta,\Sigma}$ zur gemessenen Stromänderung $\Delta^2 \vec{i}_{\alpha\beta}$ bzw. $\Delta^3 \vec{i}_{\alpha\beta}$ des realen anisotropen Motors. Es wird der anisotrope Fehlervektor für das zweistufige Verfahren

$$\begin{pmatrix} \Delta^2 e_{bel,\alpha}[n] \\ \Delta^2 e_{bel,\beta}[n] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta^2 i_{\alpha}[n] \\ \Delta^2 i_{\beta}[n] \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Delta^2 i_{\alpha}[n+1] \\ \Delta^2 i_{\beta}[n+1] \end{pmatrix}_{\Sigma}$$
(2.27)

bzw. für das dreistufige Verfahren

$$\begin{pmatrix} \Delta^3 e_{bel,\alpha}[n] \\ \Delta^3 e_{bel,\beta}[n] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta^3 i_{\alpha}[n] \\ \Delta^3 i_{\beta}[n] \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Delta^3 i_{\alpha}[n+1] \\ \Delta^3 i_{\beta}[n+1] \end{pmatrix}_{\Sigma}$$
(2.28)

gebildet. Der Vektor des anisotropen Vorhersagefehlers $\Delta^2 \vec{e}_{bel,\alpha\beta}$ bzw. $\Delta^3 \vec{e}_{bel,\alpha\beta}$ spannt einen Kreis um den Vektor der isotropen Maschine $\Delta^2 \vec{i}_{\alpha\beta,\Sigma}$ bzw. $\Delta^3 \vec{i}_{\alpha\beta,\Sigma}$ auf. Dies ist in Abb. 2.9 für das zweistufige Verfahren veranschaulicht.



ABBILDUNG 2.9: Stromantwort beim zweistufigen beliebigen Injektionsverfahren

Aus dem Fehler- und dem Spannungsvektor lässt sich direkt auf den Rotorwinkel rückschließen. Dies ist für das zweistufige Verfahren mit der trigonometrischen Funktion

$$\tilde{\varphi}_{el}[n] = \frac{1}{2} \cdot atan2(\Delta u_{\alpha}[n+1]\Delta e_{bel,\beta}[n] + \Delta u_{\beta}[n+1]\Delta e_{bel,\alpha}[n], \Delta u_{\alpha}[n+1]\Delta e_{bel,\alpha}[n] - \Delta u_{\beta}[n+1]\Delta e_{bel,\beta}[n]) \quad (2.29)$$

und äquivalent für das dreistufige Verfahren mit

$$\tilde{\varphi}_{el}[n] = \frac{1}{2} \cdot atan2(\Delta^2 u_{\alpha}[n+1]\Delta^2 e_{bel,\beta}[n] + \Delta^2 u_{\beta}[n+1]\Delta^2 e_{bel,\alpha}[n], \Delta^2 u_{\alpha}[n+1]\Delta^2 e_{bel,\alpha}[n] - \Delta^2 u_{\beta}[n+1]\Delta^2 e_{bel,\beta}[n]) \quad (2.30)$$

möglich [41]. Es wird die *atan*2-Funktion verwendet, die anders als der *arctan* in allen vier Quadranten definiert ist. Ein Vorteil des Verfahrens ist die beliebige Form der Anregung einer Stromänderung $\Delta^2 \vec{i}_{\alpha\beta}$. Diese ist bei höheren Geschwindigkeiten und Lastschwankungen natürlicherweise gegeben. Der Stromregler wirkt dabei nicht mehr als Störgröße, sondern unterstützend. Nur bei geringer Anregung nahe dem Stillstand müssen zusätzliche Testsignale injiziert werden. Durch eine Berücksichtigung von Stromänderungen innerhalb einer Schaltperiode des Wechselrichters mittels Überabtastung der Stromsensoren können die Injektionsamplituden aber signifikant reduziert werden [61, 62]. Durch die Berücksichtigung des hochfrequenten Rippelstromes kann beim Differenzenverfahren für flexible Intervalle sogar vollständig auf eine zusätzliche Injektion verzichtet werden [63]. In der Praxis ist die Beliebigkeit der Injektion allerdings durch die Notwendigkeit einer Online-Identifikation der mittleren Admittanz Y_{Σ} eingeschränkt. Das ist zwar prinzipiell bei jeder Anregung möglich. Symmetrische Pulsinjektionsmuster wie die Dreieck-, Viereck- oder Sechseckinjektion erlauben aber eine vereinfachte Berechnung [58, 60, 63] und werden daher favorisiert. Als numerisch vorteilhaft wird das beliebige Injektionsverfahren in Kombination mit einer Viereckinjektion gesehen [64], dessen Implementierung durch ein Patent geschützt ist [65].

2.3.6 Grundwellenbasierte Verfahren

Die Spannungsgleichung eines PMSM im rotorfesten 2-Phasensystem weist einen Bewegungsterm auf, der als Gegen elektromotorische Kraft (Gegen-EMK) bezeichnet wird:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & -\omega_{el} \mathbf{L}_q \\ \omega_{el} \mathbf{L}_d & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} & \mathbf{L}_{dq} \\ \mathbf{L}_{qd} & \mathbf{L}_{qq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{el} \mathbf{\Psi}_{PM} \end{pmatrix}}_{Gegen - EMK \vec{e}_{da}}.$$
 (2.31)

Bei Drehung des Rotors wird eine gerichtete Spannung in die q-Achse induziert, was sich die Klasse der grundwellenbasierten Verfahren zunutze macht. Aus Gl. 2.31 wird bereits ersichtlich, dass die Gegen-EMK \vec{e}_{dq} von der Winkelgeschwindigkeit abhängt, was eine wesentliche Limitierung darstellt. In der Praxis verschlechtert sich deshalb mit abnehmender Drehzahl das Signal-Rausch-Verhältnis grundwellenbasierter Verfahren. Die Rotorlageschätzung wird zunehmend ungenau und versagt nahe dem Stillstand.

In Kap. 2.3.7 und 2.3.8 wird im Detail erläutert, wie die Spannungsgleichung 2.31 direkt nach dem Rotorwinkel aufgelöst werden kann. Dies schließt entweder eine Differenzierung oder eine Integration der Strangströme ein.

Beobachterbasierte Verfahren hingegen bilden das reale Systemverhalten des PMSM mit einem Streckenmodell nach. Das Streckenmodell wird dabei mit den gleichen Spannungssignalen gespeist wie der reale Motor. Durch eine Rückführung der Stromdifferenz zwischen Modell und Messung werden die Zustandsgrößen des Modells dem realen System nachgeführt. Implizit wird dabei die Gegen-EMK identifiziert, aus der sich die Rotorlage bestimmen lässt [46]. Oft wird dafür die Struktur eines Luenberger-Beobachters gewählt [66, 67]. Die Verstärkungsfaktoren der Rückführmatrix werden dabei durch Polvorgabe so bestimmt, dass sich das System möglichst schnell einschwingt. Gleichzeitig ist die erreichbare Dynamik aber durch Sensor- und Systemrauschen begrenzt. Kalman-Filter unterscheiden sich von Luenberger-Beobachtern darin, dass die Pole nicht frei wählbar sind. Die Verstärkungsfaktoren werden stattdessen durch Lösung der Matrix-Riccati-Differentialgleichung derart bestimmt, sodass sich ein optimaler Kompromiss zwischen Beobachterdynamik und Rauschunterdrückung einstellt [41, 68]. Sliding-Mode-Beobachter zeichnen sich durch eine unstetige Rückführung aus, die bei Vorzeichenwechsel der Stromdifferenz zwischen Modell und Messung sprunghaft ihre Richtung wechselt [42, 45]. Als Vorteil wird neben einer einfachen Implementierung unter anderem eine höhere Robustheit gegen Parameterunsicherheiten angeführt [69].

Ein Schwachpunkt vorheriger Methoden ist ihre Abhängigkeit von Motorparametern wie der Induktivität, des Wicklungswiderstandes und der Permanentmagnetflussverkettung. Diese können im Vorfeld vermessen und äußere Einflussgrößen wie die Temperatur gegebenenfalls durch Kennfelder kompensiert werden [46]. Eine weitere Möglichkeit stellt die Online-Identifikation [70] und die Nutzung adaptiver Modelle dar. Insbesondere model reference adaptive systems (MRAS) haben für diesen Zweck Aufmerksamkeit erregt. Bei dieser Verfahrensklasse werden die Motorparameter eines adaptiven Schätzmodelles auf eine Weise nachgeführt, sodass sich seine Ausgangsgrößen den Ausgangsgrößen eines nicht-adaptiven Vergleichsmodells des PMSM angleichen. Die Stabilität und die Konvergenz dieser Nachführung werden durch ein geeignetes Adaptionsgesetz, z. B. dem Gradientenabstiegsverfahren [46], sichergestellt. MRAS-Verfahren dienen also nicht nur der Identifikation des Rotorlagewinkels, sondern gleichzeitig der Motorparameterschätzung. Die Modellgleichungen können dabei auf einer Gegen-EMK-, Fluss- oder Blindleistungsberechnung beruhen [41]. Konkrete Umsetzungen dieser Methode finden sich unter anderem in Veröffentlichungen von Kim u.a. [71] und Kivanc u.a. [72].

Methoden künstlicher Intelligenz stellen einen relativ modernen Ansatz drehgeberloser Regelungen dar [73, 74]. Das Systemverhalten wird dabei mit lernfähigen neuronalen Netzen und Fuzzy-Logiken approximiert. Aufgrund der hoher Rechenintensität, einem inhärenten Nichtdeterminisums und der allgemeinen Schwierigkeit eines Stabilitätsnachweises für den Lernvorgang mehrschichtiger neuronaler Netzwerke [41] spielen diese Verfahren allerdings eine untergeordnete Rolle.

2.3.7 Differenzierung der Strangströme

Die erste Möglichkeit für das direkte Auflösen der Spannungsgleichung nach der Rotorlage besteht in der Differenzierung gemessener Strangströme. Hierzu wird Gl. 2.31 zunächst in das rotorfeste 2-Phasensystem überführt:

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L} & 0 \\ 0 & \mathbf{L} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \underbrace{\omega_{el} \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\varphi_{el}) \\ \cos(\varphi_{el}) \end{pmatrix}}_{Gegen - EMK \ \vec{e}_{\alpha\beta}}.$$
 (2.32)

Die differentiellen Induktivitäten in d- und q-Achse werden hier zunächst vereinfachend gleichgesetzt ($L=L_{dd}=L_{qq}$) und die Kreuzkopplungsinduktivitäten vernachlässigt ($L_{dq}=L_{qd}=0$). Stellt man Gl. 2.32 zur Gegen-EMK um, so erhält man den folgenden Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{L} & 0 \\ 0 & \mathbf{L} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}.$$
 (2.33)

Üblicherweise werden für die Berechnung die Sollspannungen der Stromregler genutzt, da die Phasenspannungen im Betrieb nicht gemessen werden. Aus der Gegen-EMK kann durch die *atan*2-Funktion direkt der Rotorwinkel berechnet werden:

$$\tilde{\varphi}_{el} = atan2\left(-e_{\alpha}, e_{\beta}\right). \tag{2.34}$$

Ein Verfahren, welches eine direkte Differenzierung der Statorströme nutzt, wird unter anderem von Paulus u.a. beschrieben [75]. In der Praxis spielt diese Methode jedoch eine geringe Rolle, da die Ermittlung der Gegen-EMK durch die Differenzierung rauschbehafteter Stromsignale im letzten Term der Gl. 2.33 relativ ungenau ist und eine aufwändige Tiefpassfilterung nach sich zieht [46].

2.3.8 Integration der Strangströme

Die zweite Möglichkeit zur Lösung der Spannungsgleichung besteht in einer Integration der Strangströme. Hierzu werden beide Seiten von Gl. 2.33 integriert:

$$\begin{pmatrix}
\int e_{\alpha} dt \\
\int e_{\beta} dt
\end{pmatrix} = \underbrace{\int \begin{pmatrix}
u_{\alpha} \\
u_{\beta}
\end{pmatrix} - \begin{bmatrix}
\mathbf{R} & 0 \\
0 & \mathbf{R}
\end{bmatrix} \begin{pmatrix}
i_{\alpha} \\
i_{\beta}
\end{pmatrix} dt + \begin{pmatrix}
\Psi_{\alpha}(t=0) \\
\Psi_{\beta}(t=0)
\end{pmatrix} - \begin{bmatrix}
\mathbf{L} & 0 \\
0 & \mathbf{L}
\end{bmatrix} \begin{pmatrix}
i_{\alpha} \\
i_{\beta}
\end{pmatrix}$$
Flussverkettung $\vec{\Psi}_{\alpha\beta}$

$$= \omega_{el} \Psi_{PM} \cdot \begin{pmatrix}
\cos(\varphi_{el}) \\
\sin(\varphi_{el})
\end{pmatrix}.$$
(2.35)

Dabei wird letztlich die Rotorflussverkettung $\bar{\Psi}_{\alpha\beta}$ ermittelt, weshalb in der Literatur auch von flussschätzenden Verfahren die Rede ist [76]. Der Rotorlagewinkel lässt sich anschließend direkt mit dem *atan*2 aus Gl. 2.35 berechnen:

$$\tilde{\varphi}_{el} = atan2\left(\int e_{\beta}\,dt, \int e_{\alpha}\,dt\right). \tag{2.36}$$

Eine praktische Schwierigkeit ergibt sich durch die unbekannte Integrationskonstante $\vec{\Psi}_{\alpha\beta}(t=0)$ in Gl. 2.35, die das Ergebnis der Flussschätzung leicht verfälscht. Bereits kleine Sensor-Offsets bewirken zudem einen stetigen Integrator-Drift und führen nach einiger Zeit zwangsläufig zu einer Übersättigung. Dem kann mit einer stabilisierenden Rückführungsschleife begegnet werden, die auf den Integrator eine entladende Wirkung ausübt [46].

Für Motoren mit einer stark ausgeprägten Anisotropie ist die Annahme einer identischen Induktivität in d- und q-Achse $L=L_{dd}=L_{qq}$ grob vereinfachend. In diesem Fall wird die Spannungsgleichung 2.32 erweitert und in folgender Form verwendet [42, 77, 78]:

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} & \omega_{el}(\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) \\ -\omega_{el}(\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) & \mathbf{L}_{dd} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \\ + \underbrace{\left((\mathbf{L}_{d} - \mathbf{L}_{q})(\omega_{el}i_{d} - \dot{i}_{q}) + \omega_{el}\Psi_{PM} \right) \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\varphi_{el}) \\ \cos(\varphi_{el}) \end{pmatrix}}_{erweiterte \ Gegen - EMK \ \vec{ee}_{\alpha\beta}}.$$
(2.37)

Der letzte Term von Gl. 2.37 wird folgerichtig als erweiterte Gegen-EMK $\vec{e}_{\alpha\beta}$ bezeichnet und ist wie die ursprüngliche Gegen-EMK $\vec{e}_{\alpha\beta}$ in Richtung der q-Achse ausgerichtet. Äquivalent zu Gl. 2.35 findet eine Integration statt:

$$\begin{pmatrix} \int ee_{\alpha} dt \\ \int ee_{\beta} dt \end{pmatrix} = \int \begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} dt + \begin{pmatrix} \Psi_{\alpha}(t=0) \\ \Psi_{\beta}(t=0) \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd} & \omega_{el}(\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) \\ -\omega_{el}(\mathbf{L}_{dd} - \mathbf{L}_{qq}) & \mathbf{L}_{dd} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}.$$
(2.38)

Die Integration unterstellt vereinfachend eine konstante Winkelgeschwindigkeit, sodass rapide Drehzahländerungen die Genauigkeit des Verfahrens leicht beeinflussen können. Aus Gl. 2.38 geht zudem hervor, dass für die Berechnung der erweiterten Gegen-EMK die differentiellen Induktivitäten L_{dd} und L_{qq} bekannt sein müssen. Außerdem muss eine Rückführung der geschätzten Winkelgeschwindigkeit $\tilde{\omega}_{el}$ implementiert werden. Die Rotorlage lässt sich dann äquivalent zu Gl. 2.36 bestimmen:

$$\tilde{\varphi}_{el} = atan2\left(\int ee_{\beta}\,dt, \int ee_{\alpha}\,dt\right). \tag{2.39}$$

Kapitel 3

Anwendungsfall

Verfahren der drehgeberlosen Regelung werden am Anwendungsfall des Querruders eines großen Passagierflugzeuges untersucht. Es wird damit an aktuelle Forschung auf dem Gebiet elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren angeknüpft. Für diesen Zweck wird ein maßstabsgetreues, repräsentatives Betätigungssystem im Labor errichtet. Dieses Kapitel erläutert die technische Umsetzung des Prüfstandes, des Testaktuators und der Leistungselektronik. Das Gesamtsystem wird durch ein lineares Zustandsraummodell beschrieben und darauf aufbauend eine zunächst drehgeberbasierte, konventionelle Aktuatorregelung entworfen und ausgelegt.

3.1 Technische Umsetzung der Versuchseinrichtung

Wesentliche Aspekte dieses Abschnittes wurden bereits vorab publiziert [79].

3.1.1 Systembeschreibung des Aktuatorprüfstandes

Der errichtete Versuchsstand ist in Abb. 3.1 abgebildet. Zum besseren Systemverständnis werden seine funktionalen Baugruppen in Abb. 3.2 in einem dreidimensionalen Konstruktionsmodell farblich herausgestellt.



ABBILDUNG 3.1: Querruderprüfstand im Einzelaktuatorbetrieb



ABBILDUNG 3.2: Digitales Konstruktionsmodell des Querruderprüfstandes mit herausgestellten Baugruppen

Der Prüfstand erlaubt die elektromechanische Aktuierung eines Querruders, welches durch eine drehbar gelagerte, steife Welle abstrahiert nachgebildet wird. Der Versuchsstand erlaubt zwei Betriebsmodi:

- 1. den Einzelaktuatorbetrieb,
- 2. den redundanten Betrieb mit zwei Aktuatoren.

Der zur Verfügung stehende Bauraum für zwei parallele Linear-EMAs ist in Abb. 3.2 gekennzeichnet. Der redundante Betrieb entspricht der realen Applikation im Flugzeug. EMAs werden dann im Aktiv-Aktiv-Modus betrieben, bei der jeder Aktuator die halbe Kraft aufbringt. Erst im Fehlerfall wird ein Aktuator passiviert. Drehgeberlose Regelungskonzepte können aber auch im Einzelaktuatorbetrieb untersucht werden, da keine wesentliche Interaktion der Lastpfade besteht. Deshalb wird der Prüfstand in dieser Arbeit mit lediglich einem EMA und entsprechend halbierter Last betrieben.

Scharniermomente für das Querruder werden durch hydraulische Lastzylinder¹⁶ appliziert. Ihre Bandbreite übersteigt dabei deutlich die dynamische Performance typischer Flugsteuerungsaktuatoren. Die Zylinder werden von einem

¹⁶ Hydraulik-Gleichlauf-Zylinder 10081 von Hänchen

zentralen Hydraulikaggregat mit Energie versorgt, das bis zu 60 L/min bei 350 bar bereitstellen kann. Die Last wird über eine Ansteuerung elektronischer Servoventile¹⁷ reguliert. Es sind zwei Reglermodi implementiert, die entweder

- 1. die Vorgabe des Ruderscharniermomentes M_h^* , oder
- 2. die Vorgabe der Aktuatorlast F_L^*

erlauben. Bei Vorgabe des Ruderscharniermomentes dienen Kraftsensoren in den Lastpfaden der Hydraulikzylinder als Eingangsgrößen der Kraftregler. Die Kräfte werden unter Kenntnis der Hebelkinematik in ein Ruderscharniermoment umgerechnet. Kraftsensoren in den Lastpfaden der Testaktuatoren ermöglichen die Vorgabe einer Aktuatorlast. Externe Positionssensoren messen darüber hinaus den Hub der Lastzylinder und stellen die Einhaltung maximaler Stellamplituden sicher.

Der mechanische Antriebsstrang wurde realitätsgetreu nachgebildet. Ein wichtiger Einflussfaktor ist die Anschlusssteifigkeit k_{ges} der Aktuatoren. Diese wird durch Federelemente mit elastischen Biegebalken eingebracht. Des Weiteren ist an der Querruderwelle eine Massescheibe montiert, die das Trägheitsmoment J_{Quer} nachbildet. Die Umwandlung des linearen Aktuatorhubs in eine rotatorische Steuerflächenbewegung erfolgt mit einem einfachen Klappenscharniermechanismus. Der Ausschlag δ wird mit einem Inkremental-Encoder an der Querruderwelle gemessen.

Für die Energieversorgung elektromechanischer Testaktuatoren stehen die zwei in Abb. 3.3 dargestellten 4 kW-Netzteile¹⁸ zur Verfügung. Die Netzteile erzeugen



ABBILDUNG 3.3: Elektronikrack und Netzteile

Spannungen bis zu 400 VAC oder 565 VDC und erfüllen damit heutige und zukünftige Luftfahrtstandards. Für diese Arbeit wird ein festes positives Zwischenkreispotential von $u_{DC+}^*=540$ VDC eingestellt. Eine integrierte elektronische Last¹⁹ schützt die Hardware vor der Rückeinspeisung elektrischer Energie, wenn sich ein EMA im Generatormodus befindet. Der Testaktuator verfügt über einen Positionsregler, der in der Ansteuerung zwei alternative Möglichkeiten vorsieht:

- 1. die Vorgabe des Steuerflächenausschlags δ^* , oder
- 2. die Vorgabe des Aktuatorhubs x_{EMA}^* .

¹⁷ Baureihe D765 von Moog

¹⁸ Modell SE-AS-1-4000-V500-RS232-SYNC E-S355-14 von Schulz Electronic

¹⁹ Modell PLI 1480 von Höcherl & Hackl

Die Steuer- und Überwachungsalgorithmen des Versuchsstandes und Testaktuators sind auf einem Echtzeitrechnersystem von dSPACE in einem Elektronikrack (siehe Abb. 3.3) implementiert. Ein Trajektoriengenerator ermöglicht dem Benutzer die Vorgabe einer Vielzahl von Bewegungs- und Lastprofilen. Während des Testbetriebes überwachen Fehlermonitore die Einhaltung von Fehlergrenzen und leiten gegebenenfalls eine automatisierte Abschaltung des Prüfstandes und seiner Peripherie ein. Im Elektronikrack sind ebenfalls die Leistungselektronik sowie Messverstärker für Positions- und Kraftsensoren integriert.

Die Algorithmen können direkt aus einer MATLAB/Simulink-Umgebung [80] von einem Host-PC auf das dSPACE-System kompiliert werden. Der PC stellt eine graphische Benutzeroberfläche und Funktionen zur Messdatenerfassung bereit.

Die Interaktion der Einzelkomponenten der Versuchsreinrichtung wird schematisch im Signal- und Energieflussplan in Abb. 3.4 veranschaulicht.



ABBILDUNG 3.4: Vereinfachter Signal- und Energieflussplan der Versuchseinrichtung

Alle Sensordaten des Prüfstandes sowie des Testaktuators werden auf dem Echtzeitrechnersystem von dSPACE zusammengeführt. Die maximale Ausgangsspannung analoger Sensoren wird dafür auf 10 V verstärkt. Die Signale werden mit einer Auflösung von 64 bit digitalisiert, sodass nur geringfügige Quantisierungsfehler auftreten. Die Abtastrate ist mit 20 kHz hinreichend groß gewählt, sodass Aliasing auch ohne analoge Tiefpassfilterung der Messsignale effektiv unterbunden wird. Bei Übertragung der Testdaten an den Host-PC findet allerdings ein Heruntertakten (*engl.* Downsampling) auf Abtastraten zwischen 5 Hz und 1 kHz statt, um die erzeugten Datenmengen sinnvoll zu begrenzen. Alle Messungen unterliegen systematischen und stochastischen Messfehlern. Systematische Fehler werden durch Kalibriermessungen gegen eine Bezugsnormale eliminiert. Nullpunkt- und Linearitätsabweichungen werden dabei durch eine lineare Regression der Kalibrierkurven identifiziert und kompensiert. Stochastische Messfehler bewirken hingegen eine zufällige Streuung von Messwerten um einen Mittelwert. Diese in vielen Fällen normalverteilte Messunsicherheit ist nicht korrigierbar, lässt sich aber durch statistische Kenngrößen quantifizieren. Daneben weisen reale Messgeräte dynamische Fehler auf, wenn das Messergebnis der Eingangsgröße nur zeitverzögert folgt. Im gegebenen Aufbau wurde die gesamte Messkette vom Sensor bis zum Echtzeitrechnersystem zusammen charakterisiert. Alternativ wäre auch eine Vermessung der Einzelkomponenten der Messkette möglich. Unter Befolgung von Fehlerfortpflanzungsgesetzen kann hierdurch gleichermaßen auf den gesamten Messfehler geschlossen werden.

3.1.2 Vorauslegung und Design des Testaktuators

Es wurde ein linearer, elektromechanischer Aktuator auf Basis seriengefertiger Standardkomponenten entwickelt. Der Vorentwurf hat die Minimierung des Aktuatorgewichtes bei gleichzeitiger Einhaltung dynamischer Anforderungen zum Ziel. Dabei ist die Kompatibilität mit dem Aktuatorprüfstand sicherzustellen. Alle in diesem Abschnitt verwendeten Parameter sind zusammenfassend in Tab. A.1 des Anhang A gelistet. Für die Auslegung des Antriebsstranges wird zunächst ein realitätsnaher, dimensionierender Betriebspunkt gewählt:

• Die Positionsregelung des Aktuators soll bei einer Last von $F_{L,Anf}=26,7$ kN und der Stellamplitude $\hat{x}_{EMA,Anf} = 4$ mm eine Bandbreite von $f_{Anf} \ge 2$ Hz aufweisen.

Die Bandbreite wird dabei als jene Frequenz definiert, bei der die Amplitudenverstärkung $mag_{Anf} = -3 \, dB$ unterschreitet. Die Anforderung lässt sich unter Kenntnis der Querruderkinematik mit einer Hebellänge des Scharniers von $l_h=50 \text{ mm}$ ebenso auf die Steuerfläche transformieren. Der Auslegungspunkt entspricht gemäß Abb. 3.5 einem Querruderausschlag im Bereich von $\delta = [-5,2^{\circ} \dots 5,0^{\circ}]$ und einem Ruderscharniermoment im Bereich von $M_h = [1148 \text{ Nm} \dots 1245 \text{ Nm}]$.



Der kritische Auslegungspunkt lässt sich auch mit der kontinuierlichen Bewegungsgleichung für den Aktuatorhub

$$x_{EMA}(t[s]) = 10^{mag_{Anf}[dB]/20} \cdot \hat{x}_{EMA,Anf}[m] \cdot sin(2\pi \cdot f_{Anf}[Hz] \cdot t[s])$$
(3.1)

formalisieren. Durch zweifache Ableitung lässt sich die Anforderung direkt in eine erforderliche Linearbeschleunigung übersetzen:

$$\hat{x}_{EMA,Anf} = 10^{-3/20} \cdot \hat{x}_{EMA,Anf} \cdot (2\pi \cdot f_{Anf})^2.$$
(3.2)

Aufgrund des beschränkten Bauraumes im Flügelabschnitt des Querruders wird ein kompakter Antriebsstrang bestehend aus einem PMSM, einem zweistufigen Stirnradgetriebe und einer anschließenden Kugelumlaufspindel mit angetriebener Mutter ausgewählt. Die geforderte Beschleunigung muss nicht nur im redundanten Aktiv-Aktiv-Betrieb erreicht werden, sondern auch nach Passivierung eines EMAs im Fehlerfall. Im dimensionierenden Aktiv-Passiv-Modus betätigt der verbleibende Motor nicht nur das Querruder alleine, sondern erzeugt auch zusätzlich Schleppmomente zur Bewegung des deaktivierten Aktuators. Der gesamte dimensionierende Lastpfad ist in Abb. 3.6 dargestellt.



ABBILDUNG 3.6: Lastpfad im dimensionierenden Aktiv-Passiv-Betrieb

Die Vorauslegung der Einzelkomponenten wurde durch die Diplomarbeit von Dimroth [81] unterstützt. Die Übersetzungsverhältnisse des zweistufigen Stirnradgetriebes i_G und der Kugelumlaufspindel p sind dabei wesentliche Optimierungsparameter mit großem Einfluss auf das resultierende Aktuatorgewicht. Da Elektromotoren mit dem Antriebsdrehmoment skalieren, scheint eine hohe Getriebeübersetzung und ein schnell laufender Motor vorteilhaft. Allerdings ist dies nachteilig für den dimensionierenden Aktiv-Passiv-Modus, da die Schleppmomente für den inaktiven Aktuator stark erhöht werden. Kugelumlaufspindeln mit geringer Steigung sind sogar selbsthemmend. In einem iterativen Auswahlprozess werden die Getriebeübersetzungen zu $i_G=7,65$ und p=5mm U⁻¹ bestimmt.

Das erforderliche Antriebsdrehmoment des Motors setzt sich aus einem statischen und einem dynamischen Anteil zusammen:

$$M_{Mot,Anf} = M_{stat,Anf} + M_{dyn,Anf}.$$
(3.3)

Das statische Antriebsdrehmoment erzeugt die Haltelast für die an der Steuerfläche anliegende Luftlast. Es berücksichtigt die Übersetzungsverhältnisse von Getriebe und Spindel und deren Wirkungsgrade μ :

$$M_{stat,Anf} = F_{L,Anf} \cdot \left(\frac{p}{i_G \cdot 2\pi \cdot \mu_{Sp} \cdot \mu_G}\right).$$
(3.4)

Um die dynamische Anforderung einzuhalten, muss die Massenträgheit des gesamten Lastpfades berücksichtigt und auf den antreibenden Motor transformiert werden. Es setzt sich aus der Summe der Massen der Einzelkomponenten **J** und **m** sowie den zugehörigen Getriebeübersetzungen zusammen:

$$J_{Mot,ges} = J_{Mot,a} + \left(\frac{1}{i_G}\right)^2 J_{G,a} + \left(\frac{p}{i_G \cdot 2\pi}\right)^2 m_{Sp,a} \\ + \left(\frac{p}{i_G \cdot 2\pi \cdot l_{h,min}}\right)^2 J_{Quer} + \left(\frac{p \cdot l_{k,min}}{i_G \cdot 2\pi \cdot l_{k,min}}\right)^2 m_{Sp,p} \\ + \left(\frac{p \cdot l_{h,min} \cdot 2\pi}{i_G \cdot 2\pi \cdot l_{h,min} \cdot p}\right)^2 J_{G,p} + \left(\frac{p \cdot l_{k,min} \cdot 2\pi \cdot i_G}{i_G \cdot 2\pi \cdot l_{h,min} \cdot p}\right)^2 J_{Mot,p}.$$
(3.5)

Aufgrund der variablen Übersetzung der Steuerflächenkinematik wird dabei konservativ der minimale, effektive Hebelarm $l_{h,min} = 45$ mm verwendet. Da Komponentenmassen bei ihrer Transformation auf den Antriebsmotor um das Quadrat der Getriebeübersetzung reduziert werden, hat insbesondere die Trägheit der Motorwellen $J_{Mot,a}$ und $J_{Mot,p}$ einen dominierenden Einfluss. Aufgrund identischer Bauart von aktivem und passivem Aktuator heben sich die Getriebeübersetzungen auf, sodass beide EMAs in gleichem Maße zur kumulierten Massenträgheit beitragen. Die Trägheit des schweren Querruders J_{Quer} ist für die dynamischen Eigenschaften des Stellsystems hingegen vernachlässigbar, wie in Abb. 3.7a dargestellt.



(B) Beiträge statischer Luftlast sowie dynamischer Beschleunigungsmomente der Einzelkomponenten zum erforderlichen Antriebsdrehmoment M_{Mot,Auf}=8,35 N m²¹



ABBILDUNG 3.7: Antriebsseitige Massenträgheit und erforderliche Drehmomente im Aktiv-Passiv-Betrieb

Im idealen, verlustfreien Fall lässt sich das erforderliche Antriebsdrehmoment als Produkt der geforderten Motorbeschleunigung und der kumulierten, antriebsseitigen Massenträgheit berechnen:

$$M_{dyn,Anf} = \hat{\varphi}_{Mot,Anf} \cdot J_{Mot,ges} = \hat{x}_{EMA,Anf} \cdot \frac{i_G \cdot 2\pi}{p} \cdot J_{Mot,ges}.$$
 (3.6)

²⁰ Kugelgewindetriebe und Querruderfläche zusammengefasst und in Orange dargestellt

²¹ Beschleunigungsmomente von Kugelgewindetriebe und Querruderfläche vernachlässigbar

Wenn man darüber hinaus Reibungsverluste in Form von Wirkungsgraden berücksichtigt, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$M_{dyn,Anf} = \hat{x}_{EMA,Anf} \left(\frac{i_G \cdot 2\pi}{p} J_{Mot,a} + \frac{2\pi}{p \cdot i_G \cdot \mu_G} J_{G,a} + \frac{p}{2\pi \cdot i_G \cdot \mu_G \cdot \mu_{Sp}} m_{Sp,a} + \frac{p}{2\pi \cdot i_G \cdot \mu_G \cdot \mu_{Sp}} J_{Quer} + \frac{p}{2\pi \cdot i_G \cdot \mu_G \cdot \mu_{Sp}} m_{Sp,p} + \frac{2\pi}{p \cdot i_G \cdot \mu_G \cdot \mu_{Sp} \cdot \mu_{Sp,rev}} J_{G,p} + \frac{i_G \cdot 2\pi}{p \cdot \mu_G \cdot \mu_{Sp} \cdot \mu_{Sp,rev} \cdot \mu_G} J_{Mot,p} \right). \quad (3.7)$$

Da der Spindeltriebwirkungsgrad im Reversierbetrieb $\mu_{Sp,rev}$ deutlich reduziert ist, muss nochmals mehr Drehmoment für den passiven Aktuator allokiert werden, wie in Abb. 3.7b dargestellt. Im gewählten Auslegungspunkt muss auch mehr Drehmoment für die dynamische Performance (54 %) als für das Halten der anliegenden Luftlast (46 %) vorgehalten werden. Der reine Aktiv-Aktiv-Modus erfordert weniger als die Hälfte des Antriebsdrehmomentes des Aktiv-Passiv-Modus, in diesem Fall 44 %. Eine ausschließliche Auslegung für den fehlerfreien Normalbetrieb wäre also grob falsch. Aus Abb. 3.8 wird ersichtlich, dass das erforderliche dynamische Antriebsmoment exponentiell mit der geforderten Bandbreite ansteigt. Eine Verschärfung der Dynamikanforderung hätte also eine deutlich größere Dimensionierung des Aktuators zur Folge.



ABBILDUNG 3.8: Einfluss der gewünschten Bandbreite der Positionsregelung auf erforderliche Antriebsdrehmomente

Als Antriebsmotor des Testaktuators wird das Modell NX420EAPR7101 von Parker ausgewählt, welches das geforderte Drehmoment $M_{Mot,Anf}$ bei hinreichend großer Drehzahl bereitstellt. Es wird darauf hingewiesen, dass die so berechneten Antriebsdrehmomente Maximalwerte darstellen, die nicht dauerhaft bereitgestellt werden können und müssen. Die thermische Beanspruchung des Motors muss unter Berücksichtigung realitätsnaher Nutzungsprofile genauer geprüft werden [82]. Der in Abb. 3.9 gezeigte Aktuator wurde nach den Spezifikationen des Vorentwurfs entwickelt und aufgebaut. Die Komponenten des Antriebsstranges werden in der Explosionszeichnung herausgestellt. Sie werden durch ein mehrteiliges, gefrästes Aluminiumgehäuse eingefasst. Die mechanischen Komponenten sind mit Fett geschmiert und durch Kugellager sowie einer Linearführung im Gehäuse fixiert. Robuste Endanschläge verhindern ein deutliches Überschreiten maximaler Stellamplituden. Zudem sind Sensoren für die Positionsregelung des EMAs integriert. So ist der Motor mit einem Resolver für die Messung der Rotorlage φ_{me} ausgerüstet. In der als Hohlwelle ausgeführten Spindel wird zudem mit einem LVDT der Aktuatorhub x_{EMA} gemessen. Ferner wird die Temperatur der Motorwicklungen überwacht.



ABBILDUNG 3.9: Foto und Explosionszeichnung des Testaktuators

Die resultierende Gewichts- und Kostenstruktur des Testaktuators ist in Abb. 3.10 dargestellt. Die Gewichtsverteilung ist das Ergebnis einer Abwägung im Vorentwurf, die ein schwereres Getriebe und Getriebegehäuse zugunsten eines kompakteren, leichteren Antriebsmotors akzeptiert. Sie zeigt eine gute Übereinstimmung mit einem vergleichbaren Aktuatorentwurf von Budinger u.a. [15]. Die Kosten für die Einzelanfertigung des Gehäuses sowie für Sensoren und Elektronik fallen besonders ins Auge. In Serienprodukten könnten diese allerdings stark skalieren und haben daher nur eine eingeschränkte Aussagekraft.

3.1.3 Aufbau der Leistungselektronik

Der PMSM des Testaktuators wird durch eine Leistungselektronikeinheit betrieben. Sie schließt ein Treiber- und Leistungsmodul ein, das aus dem Zwischenkreispotential u_{DC+} pulsweitengesteuert die Motorspannungen u_{uvw} erzeugt. Es wird die Microchip MIC4609 Evaluierungsplatine mit integriertem 6-Kanal-Wechselrichter für Spannungen bis zu 600 V eingesetzt. Als Leistungshalbleiter dienen IGBTs (*engl.* insulated-gate bipolar transistor).

Die Leiter werden über ein Messboard für Ströme und Spannungen geführt. Es werden die Zwischenkreisspannung u_{DC+} und die Phasenspannungen u_{uvw} gegen das Erdpotential gemessen. Analoge Tiefpässe mitteln die Signale dabei über mehrere Pulszyklen. Ebenso werden die Phasenströme i_{uvw} gemessen, die als Eingangsgrößen der Stromregler dienen. Das Messboard ist eine Eigenentwicklung des DLR.



ABBILDUNG 3.10: Gewichts- und Kostenstruktur des Testaktuators

In Abb. 3.11 ist die gesamte Leistungselektronikeinheit gezeigt. Sie beinhaltet darüber hinaus den Zwischenkreiskondensator und ein Niederspannungsnetzteil für die Versorgung der Elektroniken und Lüfter.



ABBILDUNG 3.11: Foto der Leistungselektronikeinheit

Die Leistungselektronik interagiert eng mit dem Echtzeitrechnersystem von dSPACE. Ihr Zusammenwirken ist in Abb. 3.12 schematisch veranschaulicht. Der Signalfluss des Versuchsstandes und seiner Peripherie wird über diverse analoge und digitale Schnittstellen auf dem Prozessorboard ds1005 zusammengeführt. Der Prozessor führt unter anderem die Aktuatorregelung aus und generiert daraus die

²² Motor inklusive Motorgehäuse und Resolver; Getriebe und Gewindetrieb inklusive assoziierter Wellen und Wälzlager; exklusive Leistungselektronik; Sonstige Bauteile in Orange umfassen Gelenkkopf, Schmier- und Dichtmasse sowie Kleinteile

²³ Getriebe und Gewindetrieb inklusive assoziierter Wellen und Wälzlager; Elektronik exklusive dSPACE-System; Sonstige Bauteile in Orange umfassen Gelenkkopf, Schmier- und Dichtmasse sowie Kleinteile

Tastgrade *DC* (*engl.* duty cycle) für die Halbbrücken *A*, *B* und *C* des Wechselrichters. Ein FPGA (*engl.* field programmable gate array) errechnet hieraus hochfrequente Schaltpulse für die sechs IGBTs. Messeingänge für Ströme und Spannungen sowie die Auswerteelektronik des Motorresolvers sind ebenfalls auf dem ds5202 FPGA board integriert.



ABBILDUNG 3.12: Interaktion der Leistungselektronik mit ihrer Umgebung

3.2 Lineares Systemmodell

Die Dynamik des Betätigungssystems wird durch das Übertragungsverhalten und Zusammenwirken seiner Einzelkomponenten bestimmt. Die Grundgleichungen des PMSM im rotorfesten 2-Phasensystem wurden bereits in Kap. 2.2.2 eingeführt. In den folgenden Abschnitten werden lineare Modelle für die Reduziergetriebe und den Regler erstellt und daraus ein dynamisches Modell für den Gesamtaktuator abgeleitet. Anschließend wird die mechanische Übertragung der Aktuatorbewegung auf das Querruder charakterisiert und die Interaktion von zwei redundanten EMAs im Aktiv-Aktiv-Betrieb beschrieben. Die physikalischen Parameter des Streckenmodells sind im Anhang A in Tab. A.2 gelistet. Das lineare Zustandsraummodell wurde bereits vorab veröffentlicht [31].

3.2.1 Stirnradgetriebe und Kugelgewindetrieb

Ein Getriebe kann entsprechend Abb. 3.13 als schwingfähiges, massebehaftetes Feder-Dämpfer-System aufgefasst werden, welches die Antriebsgeschwindigkeit ω_{an} um den Faktor seiner Getriebeübersetzung *i* reduziert. Die Modellierung ist den Ausführungen von Isermann entnommen [39].



ABBILDUNG 3.13: Rotatorisches Getriebemodell

Hierbei werden die kumulierte Getriebesteifigkeit k_G und -dämpfung d_G vollständig auf die Abtriebsseite transformiert. J_{an} und J_{ab} sind die an- und abtriebsseitigen Massenträgheitsmomente. Das Modell wird in folgendem Differentialgleichungssystem mathematisch beschrieben:

$$\begin{pmatrix} \dot{\varphi}_{an} \\ \ddot{\varphi}_{an} \\ \dot{\varphi}_{ab} \\ \ddot{\varphi}_{ab} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_G}{J_{an} \cdot i^2} & -\frac{d_G}{J_{an} \cdot i^2} & \frac{k_G}{J_{an} \cdot i} & \frac{d_G}{J_{an} \cdot i} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_G}{J_{ab} \cdot i} & \frac{d_G}{J_{ab} \cdot i} & -\frac{k_G}{J_{ab}} & -\frac{d_G}{J_{ab}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{an} \\ \dot{\varphi}_{an} \\ \varphi_{ab} \\ \dot{\varphi}_{ab} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_{an}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_{ab}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} M_{an} \\ M_L \end{pmatrix}.$$
(3.8)

Natürlich lassen sich nicht nur die Stirnradgetriebestufen, sondern auch der Kugelgewindetrieb des Aktuators als verallgemeinertes Getriebe auffassen. In diesem Fall entspräche die Getriebeübersetzung dem Kehrwert der Gewindesteigung der Spindel $i_{Sp} = 2\pi/p$:

$$\begin{pmatrix} \dot{\varphi}_{an} \\ \ddot{\varphi}_{an} \\ \dot{x}_{ab} \\ \ddot{x}_{ab} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{Sp} \cdot p^2}{J_{an} \cdot (2\pi)^2} & -\frac{d_{Sp} \cdot p^2}{J_{an} \cdot (2\pi)^2} & \frac{k_{Sp} \cdot p}{J_{an} \cdot 2\pi} & \frac{d_{Sp} \cdot p}{J_{an} \cdot 2\pi} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_{Sp} \cdot p}{m_{Sp} \cdot 2\pi} & \frac{d_{Sp} \cdot p}{m_{Sp} \cdot 2\pi} & -\frac{k_{Sp}}{m_{Sp}} & -\frac{d_{Sp}}{m_{Sp}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{an} \\ \dot{\varphi}_{an} \\ x_{ab} \\ \dot{x}_{ab} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_{an}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{m_{Sp}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} M_{an} \\ F_L \end{pmatrix}.$$
(3.9)

Auf eine weitergehende Beschreibung nichtlinearer Effekte wie Reibung oder mechanischer Lose wird in dieser Arbeit verzichtet und stattdessen auf einschlägige Literatur verwiesen [39]. Wenn die Getriebe als ideal steif angenommen und die Dämpfung vernachlässigt wird, reduzieren sich Gl. 3.8 und Gl. 3.9 zu den trivialen Zusammenhängen

$$\varphi_{an} = \mathbf{i} \cdot \varphi_{ab} \tag{3.10}$$

und

$$\varphi_{an} = 2\pi / \boldsymbol{p} \cdot \boldsymbol{x}_{ab}. \tag{3.11}$$

3.2.2 Reglerarchitektur

Im Bestreben, einen möglichst repräsentativen Anwendungsfall zu schaffen, wird die etablierte Struktur einer Kaskadenregelung [83]²⁴ ausgewählt. Sie stellt für elektromechanische Aktuatoren die am häufigsten verwendete Reglerarchitektur dar. Alternative Konzepte wurden im Rahmen studentischer Arbeiten weitergehend untersucht. So verfolgte Joswig [84] das Ziel einer optimalen Zustandsregelung. Rabeh stellte dieser zudem einen passivitätsbasierten Ansatz gegenüber [85].

Der Kaskadenregler generiert aus einem vorgegebenen Aktuatorhub x_{EMA}^* Sollspannungen im rotorfesten 2-Phasensystem u_{dq}^* , sodass die Aktuatorposition x_{EMA} ihrem Stellkommando folgt. Die vermaschte Reglerstruktur ist in Abb. 3.14 vereinfacht für die drehmomenterzeugende q-Achse dargestellt. Der innere und zugleich schnellste Regelkreis ist der PI-Stromregler mit der Proportionalverstärkung k_{pi} und der Integralverstärkung k_{ii} . Dessen Sollwertvorgabe wird durch den Geschwindigkeitsregler mit den Verstärkungsfaktoren $k_{p\omega}$ und $k_{i\omega}$ generiert, der wiederum durch den äußeren Positionsregelkreis gespeist wird. Der Positionsregler ist als Proportionalregler mit der Verstärkung k_{px} ausgeführt. Die Regelabweichungen von Strom, Winkelgeschwindigkeit und Position werden als e_i , e_{ω} und e_p bezeichnet.



ABBILDUNG 3.14: Struktur der Kaskadenregelung

Diese Reglerstruktur lässt sich auch in Matrixschreibweise formulieren, wenn die integrierten Regelabweichungen $\int e_{\omega}$ und $\int e_i$ als eigene Zustandsgrößen aufgefasst werden:

$$\begin{pmatrix} e_{\omega} \\ e_{i} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{i\omega} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \int e_{\omega} \\ \int e_{i} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} k_{px} & 0 & -1 & -k_{px} \\ k_{p\omega} \cdot k_{px} & -1 & -k_{p\omega} & -k_{p\omega} \cdot k_{px} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{EMA} \\ i_{q} \\ \phi_{el} \\ x_{EMA} \end{pmatrix}$$

$$u_{q} = \begin{bmatrix} k_{i\omega} \cdot k_{pi} & k_{ii} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \int e_{\omega} \\ \int e_{i} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} k_{px} \cdot k_{p\omega} \cdot k_{pi} & -k_{pi} & -k_{p\omega} \cdot k_{pi} & -k_{px} \cdot k_{p\omega} \cdot k_{pi} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{EMA} \\ i_{q} \\ \dot{\varphi}_{el} \\ x_{EMA} \end{pmatrix}.$$
 (3.12)

In erster Näherung kann von einer idealen Spannungsmodulation ausgegangen werden, sodass dem linearen Modell die Vereinfachung $u_q^* = u_q$ zugrunde liegt.

²⁴ Prof. Jan Lunze ist ein renommierter Experte auf dem Feld der technischen Kybernetik. Sein Lehrbuch *Regelungstechnik 1* ist im deutschsprachigen Raum ein Standardwerk der linearen Regelungstechnik. Es erläutert systemtheoretische Grundlagen und Standardentwurfsverfahren. In Kap. 13.1 beschreibt Lunze Entwurfsmethoden für vermaschte Reglerstrukturen wie der Kaskadenregelung.

3.2.3 Zustandsraummodell des Testaktuators

Aus den Teilmodellen der Einzelkomponenten lässt sich ein Gleichungssystem für den gesamten Aktuator herleiten. Die Interaktion zwischen dem PMSM nach Gl. 2.11, den Stirnradgetrieben nach Gl. 3.10, der Kugelumlaufspindel nach Gl. 3.11 und dem Kaskadenregler nach Gl. 3.12 wird in einem linearen Zustandsraummodell fünfter Dimension wiedergegeben:

$$\begin{pmatrix} e_{\omega} \\ i_{i} \\ i_{q} \\ \dot{x}_{EMA} \\ \dot{x$$

Dabei werden die Massenträgheiten der beiden Stirnradgetriebestufen sowie des Kugelgewindetriebes auf den Abtrieb projiziert und zusammengefasst:

$$m_{G,ges} = m_{Sp} + J_{G,2} \cdot \left(\frac{2\pi}{p}\right)^2 + J_{G,1} \cdot i_{G,2}^2 \cdot \left(\frac{2\pi}{p}\right)^2.$$
(3.14)

Die Gesamtübersetzung des Antriebsstranges ergibt sich durch

$$i_{ges} = i_{G,1} \cdot i_{G,2} \cdot \left(\frac{2\pi}{p}\right). \tag{3.15}$$

Das Modell bildet zum einen das Führungsübertragungsverhalten des Aktuators bei Vorgabe eines Stellkommandos x_{EMA}^* ab. Zum anderen wird der Störeinfluss einer externen Last F_L auf die Aktuatorposition x_{EMA} modelliert.

3.2.4 Steuerflächenanbindung

Die Eigenschaften der mechanischen Steuerflächenanbindung werden mit dem Feder-Masse-Modell in Abb. 3.15 angenähert. Die Steuerflächenkinematik und die elastischen Anbindungen der Aktuatoren an die hintere Holmstruktur weisen die
Federsteifigkeiten k_{Kin} und k_{Str} auf. Die Aktuatoren mit ihrem Gewicht m_{EMA} sowie das Querruder mit dem Trägheitsmoment J_{Quer} bilden schwingfähige Massen. Die Aktuatorhübe des bordseitigen (*engl.* inboard) und des außenseitigen (*engl.* outboard) EMAs werden mit $x_{EMA,inb}$ und $x_{EMA,outb}$ angegeben. Die translatorische Verschiebung des Aktuatorgehäuses im Raum wird mit x_{Geh} bezeichnet. Ein steifes System erlaubt im Allgemeinen eine bessere Positioniergenauigkeit, während ein elastischeres System die Nachgiebigkeit der Steuerfläche unter Luftlast erhöht.



ABBILDUNG 3.15: Mechanische Steuerflächenanbindung

Die Systemdynamik nach Anregung durch ein Ruderscharniermoment oder dem synchronen Verfahren der Aktuatoren wird mit folgender Gleichung beschrieben:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_{Geh} \\ \ddot{x}_{Geh} \\ \dot{\delta} \\ \ddot{\delta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{Kin} + k_{Str}}{m_{EMA}} & 0 & -\frac{k_{Kin} \cdot l_h}{m_{EMA}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_{Kin} \cdot l_h}{J_{Quer}} & 0 & -\frac{2 \cdot k_{kin} \cdot l_h^2}{J_{Quer}} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{Geh} \\ \dot{\delta} \\ \dot{\delta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{k_{Kin} \cdot l_h}{m_{EMA}} & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{k_{Kin} \cdot l_h}{J_{Quer}} & \frac{1}{J_{Quer}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{EMA} \\ M_h \end{pmatrix}$$
$$\begin{pmatrix} \delta \\ F_L \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ k_{Kin} & 0 & k_{Kin} \cdot l_h & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{Geh} \\ \dot{\delta} \\ \dot{\delta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{Kin} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_{EMA} \\ M_h \end{pmatrix}.$$
(3.16)

Dabei werden beide Aktuatoren als identisch angenommen, sodass zunächst keinerlei Interaktion der zwei Lastpfade besteht. Die Luftkräfte werden im idealtypischen Aktiv-Aktiv-Betrieb gleichmäßig auf beide EMAs verteilt. Am Prüfstand (siehe Kap. 3.1.1) sind die Steifigkeiten k_{Str} und k_{Kin} aus konstruktiven Gründen zu einer Gesamtsteifigkeit zusammengefasst:

$$k_{ges} = \frac{k_{Kin} \cdot k_{Str}}{k_{Kin} + k_{Str}}.$$
(3.17)

3.2.5 Kraftkonflikt im Aktiv-Aktiv-Betrieb

Im realen Betrieb verstärkt eine steife Steuerflächenanbindung Kraftkonflikte zwischen beiden EMAs, da bereits kleine Positionsfehler hohe parasitäre Zwangskräfte über die Steuerfläche und eine ungleichmäßige Verteilung von Luftkräften bewirken. Der Effekt lässt sich modellieren, wenn man den Zustandsvektor als Differenz zwischen dem bordseitigen und außenseitigen EMA auffasst:

$$\Delta \vec{x} = \vec{x}_{EMA,inb} - \vec{x}_{EMA,outb}.$$
(3.18)

Dann ergibt sich aus Gl. 3.16 der folgende dynamische Zusammenhang zwischen einer Fehlstellung der Aktuatoren Δx_{EMA} und dem resultierenden Kraftkonflikt ΔF_L :

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{x}_{Geh} \\ \Delta \ddot{x}_{Geh} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_{Kin} + k_{Str}}{m_{EMA}} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Delta x_{Geh} \\ \Delta \dot{x}_{Geh} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_{Kin}}{m_{EMA}} \end{bmatrix} \cdot \Delta x_{EMA}$$
$$\Delta F_L = \begin{bmatrix} k_{Kin} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Delta x_{Geh} \\ \Delta \dot{x}_{Geh} \end{pmatrix} + k_{Kin} \cdot \Delta x_{EMA}. \tag{3.19}$$

Im statischen Fall vereinfacht sich Gl. 3.19 zu dem Verhältnis

$$\Delta F_L = \frac{k_{Kin} \cdot k_{Str}}{k_{Kin} + k_{Str}} \cdot \Delta x_{EMA} = k_{ges} \cdot \Delta x_{EMA}.$$
(3.20)

Dieser Kraftkonflikt tritt natürlicherweise auch am Querruderprüfstand in Kap. 3.1.1 auf. Er kann zu Testzwecken aber auch künstlich eingeprägt werden, indem zwei aktiven EMAs ein um die Größe Δx^*_{EMA} abweichendes Stellkommando vorgegeben wird. In Abb. 3.16 ist der daraus resultierende statische Kraftkonflikt ΔF_L veranschaulicht. Nach Gl. 3.20 lässt sich aus dem Steigungskoeffizienten der Ausgleichsgeraden auch die Anschlusssteifigkeit k_{ges} des Prüfstandes verifizieren.



ABBILDUNG 3.16: Statischer Kraftkonflikt aufgrund kleiner Positionsabweichungen

In der Praxis können kleine Positionsunterschiede Δx_{EMA} zwischen zwei nominal identischen Aktuatoren durch Fertigungs- und Montagetoleranzen, Verschleiß, Positionssensorfehler sowie asynchrone Signallaufzeiten entstehen. Hierfür relevante Verschleißerscheinungen sind insbesondere eine erhöhte Reibung und mechanische Lose. Eine Synchronisierung der Aktuatorbewegungen durch regelungstechnische Maßnahmen ist daher erforderlich. Dies ist durch eine dynamische Korrektur der Aktuator-Stellkommandos x_{EMA}^* gemäß Abb. 3.17 umgesetzt. Dafür wird die an den Aktuatorausgängen gemessene Kraftdifferenz ΔF_L in eine PI-Reglerstruktur zurückgeführt. Das Konzept wurde bereits publiziert [31] und sieht darüber hinaus auch eine Vorsteuerung des statischen Positionierungsfehlers vor. Da die Validierungsversuche in dieser Arbeit aber im Einzelaktuatorbetrieb durchgeführt werden, wird auf eine detaillierte Beschreibung verzichtet.



ABBILDUNG 3.17: Struktur der Kraftkonfliktkompensation

3.3 Entwurf der Regler-Basiskonfiguration

In diesem Abschnitt werden der Entwurf und die gewählte Implementierung der Kaskadenregelung und der Pulsweitenmodulation erläutert. Alle verwendeten Parameter der Regler-Basiskonfiguration sind in Tab. A.3 im Anhang A gelistet.

3.3.1 Kaskadierte Positionsregelung

Die Verstärkungsfaktoren des Kaskadenreglers gemäß Abb. 3.14 können mithilfe klassischer Auslegungsverfahren der linearen Regelungstechnik festgelegt werden. Hierfür bieten sich der Reglerentwurf anhand des Pol-Nullstellenbildes der Wurzelortskurve oder der Frequenzkennlinie der offenen Kette an [83]. In dieser Arbeit wird von der Softwareanwendung PID-Tuner von MATLAB [86] Gebrauch gemacht. Nacheinander wird der Strom-, Geschwindigkeits- und Positionsregler auf Grundlage des linearen Aktuatormodells in Gl. 3.13 ausgelegt. Phasen- und Amplitudenreserven von mindestens $>60^\circ$ und >10 dB für jeden Regelkreis stellen eine robuste Stabilität sicher. Gleichzeitig wird die in Kap. 3.1.2 geforderte Bandbreite der Positionsregelung $f_{Anf} \ge 2$ Hz eingehalten. Ein kurzzeitiges Überschwingen ist nur für den Stromregler vorgesehen. Das resultierende, lineare Führungsübertragungsverhalten der drei vermaschten Regelschleifen ist im Bode-Diagramm in Abb. 3.18 dargestellt. Darüber hinaus sind die Abtastraten der Regler sowie die Taktrate des Stellkommandos vermerkt. Die Abtastraten sind in Relation zur jeweiligen Reglerdynamik hinreichend hoch gewählt, sodass ein quasikontinuierliches Verhalten unterstellt werden kann. Das Abtastintervall des Stromreglers entspricht dabei zugleich der Periodendauer der sich anschließenden Pulsweitenmodulation (PWM).

Der Kaskadenregler ist gemäß der Detaildarstellung in Abb. 3.19 auf dem Echtzeitrechnersystem von dSPACE implementiert. In einer realen Anwendung gäbe ein Flugsteuerungsrechner den Sollwert x_{EMA}^* vor. Alternativ kann aber auch ein Ruderausschlag δ^* kommandiert werden, welcher unter Kenntnis des Klappenscharniermechanismus in einen Aktuatorhub umgerechnet wird. Für diesen Zweck ist eine Umsetzungstabelle mit der Kennlinie der Steuerflächenkinematik aus Abb. 3.5a hinterlegt. Die Zustandsgrößen Position, Geschwindigkeit, Strom und Spannung werden durch Sättigungsblöcke in ihren Amplituden begrenzt. Dadurch wird die



ABBILDUNG 3.18: Bode-Diagramm der vermaschten Regelstrecken mit den zugehörigen Taktfrequenzen

Entnahme elektrischer Leistung eingeschränkt und mechanische Betriebsgrenzen des Testaktuators eingehalten. Im Sättigungszustand wird einer Aufladung der Integratoren der PI-Regler durch die Back-Calculation-Methode entgegengewirkt [87]. Dabei verhindert eine negative Proportionalrückführung der Differenz aus gesättigter und ungesättigter Stellgröße das sogenannte Windup. Es sind zudem Totzonen für die Regelabweichungen vorgesehen, um Grenzzyklen wie dem Haftgleiteffekt (engl. stick-slip) vorzubeugen. Der Strom in der d-Achse, der nicht zur Drehmomentenbildung beiträgt, wird dauerhaft zu Null geregelt. Transformationen zwischen dem rotor- und statorfesten Koordinatensystem sind gemäß Gl. 2.4 und Gl. 2.5 implementiert und erfordern den elektrischen Rotorwinkel als Eingangsgröße. Als Referenzsensoren dienen der LVDT am Aktuatorabtrieb, der Resolver an der Motorwelle sowie die Stromsensoren der Motorphasen in der Leistungselektronikeinheit. Die Motorgeschwindigkeit wird durch Differenzierung der Rotorlage gebildet. Dafür wird das auf eine mechanische Rotorumdrehung begrenzte Resolversignal durch eine Detektion abrupter Signalsprünge verstetigt. Der Kaskadenregler übergibt Sollspannungen, die pulsweitengesteuert auf die Motorphasen appliziert werden.



ABBILDUNG 3.19: Detaillierte Darstellung der Kaskadenregelung

3.3.2 Pulsweitenmodulation

Die Pulsweitenmodulation übersetzt Spannungsvorgaben, wie in Abb. 3.20 veranschaulicht, in diskrete Schaltsignale des Wechselrichters. Es wird das Verfahren der Raumzeigermodulation SVPWM (*engl.* space vector pulse width modulation) angewendet. Die Implementierung orientiert sich an Application Reports von Texas Instruments [88, 89]²⁵.



ABBILDUNG 3.20: Ansteuerung des Wechselrichters

Durch die Verschaltung der Halbbrücken des Wechselrichters kann jede Motorphase auf das positive Zwischenkreispotential u_{DC+} oder auf Masse gelegt werden. Zur Vermeidung von Kurzschlüssen dürfen dabei die Schalter der oberen und unteren Halbbrückenelemente niemals gleichzeitig geschlossen sein. Durch die Kombination der Schaltsignale (A hi | B hi | C hi) lassen sich für einen dreiphasigen Motor sechs diskrete Spannungsraumzeiger und die zwei Nullzeiger (000) und (111) erzeugen. Diese spannen ein Hexagon mit dem Umkreisradius der Zwischenkreisspannung auf. Um Spannungen einer beliebigen Amplitude und Raumrichtung zu erzeugen, werden Nullzeiger und die zwei benachbarten Spannungsraumzeiger des Sektors hochfrequent in zeitlicher Gewichtung appliziert. Dies ist in Abb. 3.21 für einen Bei-



ABBILDUNG 3.21: Einteilung der Spannungsebene in sechs Sektoren

²⁵ Die Application Reports SPRA588 von Erwan Simon und SPRA524 von Zhenyu Yu erläutern praxisnah die Umsetzung des Raumzeigermodulationsverfahrens. Die Berichte enthalten unter anderem Beispielcode, der eine Implementierung des Verfahrens in Software vereinfacht.

spielvektor \vec{u}^* veranschaulicht. Im zeitlichen Mittel einer Schaltperiode T_{PWM} stellt sich der gewünschte Spannungszeiger ein. Die Phasenströme behalten aufgrund der Tiefpasswirkung des Motors einen kontinuierlichen Verlauf.

Der Tastgrad *DC* (*engl.* duty cycle) gibt das zeitliche Verhältnis von Impulsdauer t_{an} zur Periodendauer einer Motorphase an:

$$DC = \frac{t_{an}}{t_{an} + t_{aus}} = \frac{t_{an}}{T_{PWM}} = t_{an} \cdot f_{PWM}.$$
(3.21)

Die Tastgrade der drei Phasen werden entsprechend dem folgenden Pseudocode generiert [88, 89]. Eingangsgrößen sind neben dem gewünschten Spannungszeiger auch die gemessene Zwischenkreisspannung und der aus dem Resolversignal gemäß Abb. 3.21 bestimmte Sektorwinkel:

function VEKTORPROJEKTION($u_{DC+}, u_{\alpha}^*, u_{\beta}^*, \varphi_{Sektor}$)

$$|u^*| = \sqrt{u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2}} \qquad \qquad \triangleright \text{ Amplitude References pannung}$$

$$r_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|u^*|}{u_{DC+}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{Sektor}\right) \qquad \qquad \triangleright \varphi_{Sektor} \text{ nach Abb. 3.21}$$

$$r_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|u^*|}{u_{DC+}} \cdot \sin\left(\varphi_{Sektor}\right) \qquad \qquad \triangleright \text{ Begrenze Spannungsvektor in Hexagon}$$

$$r_1 = \frac{r_1}{r_1 + r_2}$$

$$r_2 = \frac{r_2}{r_1 + r_2}$$

$$DC \ 1 = \frac{1 + r_1 + r_2}{2}$$

$$DC \ 2 = DC \ 1 - r_1$$

$$DC \ 3 = DC \ 2 - r_2$$
Tabelle 3.1
return $DC \ A, DC \ B, DC \ C.$

TABELLE 3.1: Zuordnung von Tastgrad zu Motorphase gemäß Spannungssektor

Sektor	1	2	3	4 5		6	
DC A	<i>DC</i> 1	DC 2	DC 3	DC 3	DC 2	<i>DC</i> 1	
DC B	DC 2	<i>DC</i> 1	DC 1	DC 2	DC 3	DC 3	
DC C	DC 3	DC 3	DC 2	<i>DC</i> 1	<i>DC</i> 1	DC 2	

In Abb. 3.22 werden die dadurch erzeugten Tastgrade für vier exemplarische Spannungsvorgaben veranschaulicht. Aus Abb. 3.22c wird dabei deutlich, dass die Hexagonform limitierend wirkt auf die maximal erreichbare Spannungsamplitude.

Aus den Tastgraden werden die Vergleichswerte (engl. compare values)

$$CMP = (1 - DC) \cdot \frac{T_{PWM}}{2 \cdot T_{Komp}}$$
(3.22)

berechnet und in einem hochfrequenten Komparator mit einem Trägersignal verglichen. Das Trägersignal ist als Dreieckprofil $x_{Dreieck}$ mit der Amplitude $\frac{T_{PWM}}{2 \cdot T_{Komp}}$ implementiert. Im Komparator werden zunächst die Schaltsignale für die Leistungshalbleiter der oberen Halbbrückenelemente generiert. Ist das Trägersignal kleiner als der Vergleichswert *CMP* der entsprechenden Phase, so bleibt der Schalter geöffnet. Ansonsten wird er geschlossen. Die Schaltlogik der unteren Halbbrückenelemente



ABBILDUNG 3.22: Tastgrade bei Vorgabe ausgewählter Spannungsraumzeiger

ist genau invertiert [88, 89]:

```
function KOMPARATOR(CMP, x_{Dreieck})

if CMP \le x_{Dreieck} then

hi = 1

else

hi = 0

lo = \neg(hi)

return hi, lo.
```

In der Praxis wird das Schließen der Schaltelemente durch Verriegelungszeiten geringfügig verzögert, um dem realen Schaltverhalten von Leistungshalbleitern zu entsprechen und kurzzeitige Kurzschlüsse zu verhindern. Ebenfalls werden die Tastgrade DC=0 und DC=1 unterbunden, da die hierfür notwendige Gate-Spannung des IGBTs durch die Ladungspumpe des Treibermoduls nicht dauerhaft aufrechterhalten werden kann. Die vollständige Pulsweitenmodulation wird in Abb. 3.23 exemplarisch für die Halbbrücke *A* veranschaulicht. Es ist der dynamische Übergang vom Betriebszustand in Abb. 3.22b in den Betriebszustand in Abb. 3.22a gezeigt.



ABBILDUNG 3.23: Beispielhafte Pulserzeugung aus einer Spannungsvorgabe

Kapitel 4

Systemidentifikation

4.1 Identifikation der Motoranisotropie

Anisotropiebasierte Verfahren der drehgeberlosen Regelung nach Kap. 2.3.1 nutzen eine magnetische Asymmetrie des Motors aus. Die Anisotropieeigenschaften eines PMSM werden dabei vor allem durch die gewählte Magnettopologie bestimmt. Sie ist besonders ausgeprägt bei Rotoren mit vergrabenen Magneten (*engl.* interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) [40]. Rotoren mit Oberflächenmagneten (*engl.* surface-mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM) hinge-gen weisen aufgrund ihres symmetrischen Eisenkerns eine geringe Anisotropie auf. In dieser Arbeit wird der in Abb. 4.1 gezeigte IPMSM mit in Flusskonzentrationsbauart radial ausgerichteten Magneten und konzentrierter Wicklung verwendet. Die wesentlichen Daten des Motors sind in Tab. 4.1 aufgeführt.



ABBILDUNG 4.1: Schnittbild des Motors

TABELLE 4.1: Kennwerte des Motormodells Parker NX420EAPR7101 [90
--

Beschreibung	Wert	Beschreibung	Wert	
Nennleistung	1,5 kW	max. Drehmoment	13,4 N m	
Nenngeschwindigkeit	$4000~\mathrm{U}~\mathrm{min}^{-1}$	max. Strom (Effektivwert)	10,9 A	
Polpaarzahl	5	Nuten	12	
Phasen	3	Windungszahl	113	

Anisotropie ist nach Gl. 2.16 durch eine ungleiche differentielle Induktivität in qund d-Richtung L_{qq} und L_{dd} gekennzeichnet. An dieser Stelle wird unter Vernachlässigung der geringen Kreuzkopplungsinduktivität $L_{dq}=L_{qd}$ der Anisotropiekoeffizient

$$k_{\Delta L}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} = \frac{L_{qq}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} - L_{dd}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})}}{L_{qq}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} + L_{dd}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})}}$$
(4.1)

eingeführt. Er gibt das relative Verhältnis des anisotropen zum isotropen Anteils der Induktivität an und stellt dadurch auch eine Vergleichbarkeit zwischen verschiedenen Motormodellen her. Ein Wert zwischen -1 und 0 kennzeichnet eine Untauglichkeit und ein theoretischer Wert von +1 eine ideale Eignung eines Motors für anisotropiebasierte Verfahren zur Rotorlageschätzung. Ein positives $k_{\Delta L}$ stellt also eine Grundvoraussetzung für die drehgeberlose Regelung bis zum Stillstand dar. Eine erste Abschätzung des Anisotropiekoeffizienten lässt sich mit einer Parameteridentifikation nach dem Least-square-Verfahren vornehmen, welches im Praktikum von Dunkelberg [91] angewendet wurde. In der Literatur ist allerdings hinlänglich dokumentiert, dass die Induktivität und damit auch der Anisotropiekoeffizient nicht als konstant im gesamten Betriebsbereich angesehen werden kann. Mehrere Publikationen [49, 92–94] konstatieren eine starke Abhängigkeit von der Stromstärke aufgrund magnetischer Eisensättigung. Für Statoren mit konzentrierten Wicklungen wird zudem eine Abhängigkeit zum Rotorwinkel postuliert [49, 95, 96]. Diese Abhängigkeiten sind in Gl. 4.1 durch hochgestellte Indizes gekennzeichnet. Im Folgenden wird ein Anisotropiemodell für den gesamten Betriebsbereich des Motors aufgestellt. Das Vorgehen und die Ergebnisse des Abschnitts wurden bereits vorab publiziert [97].

4.1.1 Messung differentieller Induktivitäten

Differentielle Induktivitäten werden vorzugsweise im Stillstand identifiziert, da alle Geschwindigkeitsterme der Motorspannungsgleichung 2.8 entfallen:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}^{(T)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}^{(T)} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dd}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} & \mathbf{L}_{dq}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} \\ \mathbf{L}_{qd}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} & \mathbf{L}_{qq}^{(i_d, i_q, \varphi_{el})} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i_d} \\ i_q \end{pmatrix}.$$
(4.2)

Daher wird der Rotor im Testaufbau in Abb. 4.2 mit einer Wellenkupplung in definierter Winkelstellung φ_{el} arretiert.



ABBILDUNG 4.2: Testaufbau für die Identifikation differentieller Induktivitäten

Das Identifikationsverfahren beruht auf der Einprägung eines sinusförmigen Stromes der Frequenz f mit der Amplitude $i_d^{\approx*}$ bzw. $i_q^{\approx*}$. Die differentiellen Induktivitäten L_{dd} und L_{qd} bzw. L_{qq} und L_{dq} werden anschließend durch die Auswertung gemessener Spannungs- und Stromgrößen bestimmt. Die Kreuzkopplungsinduktivität wird zur Berechnung des Anisotropiekoeffizienten nicht benötigt, aber ergänzend ebenfalls aufgeführt. Der Wechselstrom wird zur Einstellung eines definierten Betriebspunktes mit einer Gleichstromkomponente $[i_d, i_q]$ überlagert, sodass sich bei Einprägung des Wechselstromanteils in die d-Achse die Trajektorien

$$i_d^*(t) = \mathbf{i}_d^* + \mathbf{i}_d^{\approx *} \cdot \sin(2\pi \cdot \mathbf{f} \cdot t)$$

$$i_d^*(t) = \mathbf{i}_q^*$$
(4.3)

ergeben. Die Einprägung des Wechselstromanteils in die q-Achse führt zu folgenden Trajektorien:

$$i_d^*(t) = i_d^*$$

$$i_q^*(t) = i_q^* + i_q^{\approx *} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t).$$
(4.4)

Es ist hervorzuheben, dass sich Gl. 4.3 und Gl. 4.4 auf Sollströme beziehen. Reale Amplituden können durch das Übertragungsverhalten des Stromreglers leicht abweichen. Zudem wird der Strangwiderstand zur Berücksichtigung temperaturbedingter Schwankungen vor jedem kurzen Testdurchlauf neu identifiziert:

$$\boldsymbol{R}^{(T)} = |\Delta \boldsymbol{u}| / |\Delta \boldsymbol{i}|. \tag{4.5}$$

Abb. 4.3 zeigt eine solche beispielhafte Testsequenz.



ABBILDUNG 4.3: Testtrajektorie für einen exemplarischen Arbeitspunkt

Zur Auswertung einer Testsequenz ist eine Demodulation der Gleich- und Wechselanteile von Strömen und Spannungen erforderlich. Die Amplituden der sinusförmigen Wechselanteile werden mit Hilfe des Standard-Goertzel-Algorithmus [98] aus den Sensordaten extrahiert: \triangleright *data*: Rohdatenvektor $\vec{u}_d, \vec{u}_q, \vec{i}_d$ oder \vec{i}_q

 \triangleright *f*: Filterfrequenz [Hz] \triangleright *fs*: Abtastfrequenz [Hz] \triangleright *N*: Anzahl an Abtastpunkten

function GOERTZEL(*data*, *f*, *fs*, *N*) $konst = f/fs \cdot N$ \triangleright *konst* $\in \mathbb{N}$ scale = N/2 $cw = cos(2 \cdot \pi \cdot konst/N)$ $c = 2 \cdot cw$ $sw = sin(2 \cdot \pi \cdot konst/N)$ z1 = 0 $z^2 = 0$ for n = 1 : N do $z0 = data(n) + c \cdot z1 - z2$ $z^2 = z^1$ z1 = z0 $I = (cw \cdot z1 - z2)/scale$ ▷ Realanteil $Q = (sw \cdot z1)/scale$ ▷ Imaginäranteil $Amp = \sqrt{I^2 + Q^2}$ ▷ Wechselamplitude return Amp $\triangleright u_d^{\approx}, u_a^{\approx}, i_d^{\approx}$ oder i_a^{\approx}

Die differentiellen Induktivitäten können dann nach Einprägung eines Wechselstromes in die d-Achse durch die Gleichungen

$$L_{dd} = \frac{1}{2\pi \cdot f} \sqrt{\frac{u_d^{\approx 2}}{i_d^{\approx 2}} - R^2}$$
(4.6)

$$L_{qd} = \frac{1}{2\pi \cdot f} \cdot \frac{u_q^{\approx}}{i_d^{\approx}}$$
(4.7)

und nach Einprägung in die q-Achse durch die Gleichungen

$$L_{qq} = \frac{1}{2\pi \cdot f} \sqrt{\frac{u_q^{\approx 2}}{i_q^{\approx 2}} - R^2}$$
(4.8)

$$L_{dq} = \frac{1}{2\pi \cdot f} \cdot \frac{u_d^{\approx}}{i_q^{\approx}}$$
(4.9)

bestimmt werden [38]. Die differentiellen Induktivitäten werden sukzessive bei variierten Stromstärken und Rotorwinkeln identifiziert.

4.1.2 Simulative Bestimmung differentieller Induktivitäten

Alternativ zur Testmethode kann die Induktivität auch simulativ bestimmt werden. Hierzu werden Simulationen mittels zweidimensionaler Finite-Elemente-Methode (FEM) mit dem frei nutzbaren Programm *FEMM* 4.2 [99] durchgeführt. Es wird zunächst die Geometrie vermessen und ein Netz aus finiten Elementen erzeugt (siehe Abb. 4.4). Anschließend werden den Stator- und Rotorblechen, der Rotorwelle, dem Luftspalt sowie den Wicklungen Materialeigenschaften zugewiesen. Bei lückenhaften Materialinformationen werden sinnvolle Annahmen getroffen. Der Berechnung wird ein Neodym-Eisen-Bor-Magnet (NdFeB 32 MGOe) und die nichtlineare B-H-Kurve in Abb. 4.5 für Rotor- und Statorbleche zugrunde gelegt. Bei großer Feldstärke *H* wird eine magnetische Sättigung erreicht, bei der die Flussdichte *B* nur (A) Geometrie der Rotor- und Statorbleche



ABBILDUNG 4.4: Erstellung des Simulationsmodells

noch unwesentlich ansteigt. Hystereseeffekte werden in der Simulation hingegen vernachlässigt. Ferner verhindert eine Dirichlet-Randbedingung in der Simulation einen magnetischen Fluss jenseits des äußeren Statorradius.



ABBILDUNG 4.5: Flussdichte-Magnetfeldkurve der Rotor- und Statorbleche

Für jeden Betriebspunkt $[i_d, i_q]$ werden sukzessive vier diskrete Simulationen durchgeführt, wobei dem Sollstrom jeweils eine geringe Abweichung entsprechend Tabelle 4.2 überlagert wird. Diese Ströme werden für die Simulationen mittels der inversen dq-Transformation $\underline{T}_{dq \to uvw}$ nach Gl. 2.6 ins statorfeste 3-Phasensystem übersetzt. Durch die FEM-Simulationen lassen sich die Flussverkettungen der Statorwicklungen im statorfesten Koordinatensystem bestimmen. Diese lassen sich für die vier Simulationsschritte mittels der dq-Transformation in Gl. 2.5 zurück in das rotorfeste 2-Phasensystem übertragen:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{d,1} & \Psi_{d,2} & \Psi_{d,3} & \Psi_{d,4} \\ \Psi_{q,1} & \Psi_{q,2} & \Psi_{q,3} & \Psi_{q,4} \end{bmatrix} = \underline{T}_{uvw \to dq} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{u,1} & \Psi_{u,2} & \Psi_{u,3} & \Psi_{u,4} \\ \Psi_{v,1} & \Psi_{v,2} & \Psi_{v,3} & \Psi_{v,4} \\ \Psi_{w,1} & \Psi_{w,2} & \Psi_{w,3} & \Psi_{w,4} \end{bmatrix}.$$
(4.10)

(B) Netzstruktur aus finiten Elementen

Simulationsschritt <i>n</i>	i _{d,n}	$i_{q,n}$
1	$i_d - \frac{1}{2}\Delta i$	i _q
2	$i_d + \frac{1}{2}\Delta i$	i_q
3	i_d	$i_q - \frac{1}{2}\Delta i$
4	i _d	$i_q + \frac{1}{2}\Delta i$

TABELLE 4.2: Diskrete Simulationsschritte für Betriebspunkt $[i_d, i_q]$ mit kleinem $\Delta i=0,2$ A

Die allgemeine Flussgleichung eines PMSM ist durch

$$\frac{d}{dt}\vec{\Psi} = \underline{L}\frac{d}{dt}\vec{i} + \omega_{el}\vec{\Psi}_{PM}$$
(4.11)

gegeben [38]. Im Stillstand kann diese durch Diskretisierung in folgende Gleichung überführt werden:

$$\vec{\Psi}[2] - \vec{\Psi}[1] = \underline{L} \cdot (\vec{i}[2] - \vec{i}[1]).$$
(4.12)

Durch diesen Zusammenhang lässt sich von den simulierten Flussverkettungen der vier diskreten Simulationsschritte auf die differentielle Induktivitätenmatrix schließen:

$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta i} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{d,2} - \Psi_{d,1} & \Psi_{d,4} - \Psi_{d,3} \\ \Psi_{q,2} - \Psi_{q,1} & \Psi_{q,4} - \Psi_{q,3} \end{bmatrix}.$$
(4.13)

Äquivalent zur Testmethode wird die simulative Induktivitätenbestimmung für den gesamten Betriebsbereich des Motors durchgeführt.

4.1.3 Modellierung der Anisotropie

Zur Erstellung eines vollständigen Anisotropiemodells werden die differentielle Induktivitäten L_{dd} und L_{qq} an einer Vielzahl von Stützstellen identifiziert. Die systematisch über den Betriebsbereich verteilten Testpunkte $[i_d, i_q, \varphi_{el}]$ sind in Tabelle 4.3 vermerkt.

	<i>i</i> _d	iq	φel	gesamt
Bereich	$[-8 A+8 A]^*$	$[-8 A8 A]^*$	$[0^\circ \dots 345^\circ]$	
Schrittweite	2 A	2 A	15°	
Betriebspunkte	9*	9*	25	1925

TABELLE 4.3: Testmatrix

 $|i_d| = |i_q| = 8$ A ausgeschlossen wegen Überschreitung des max. Motorstromes

Die Winkelabhängigkeit der Induktivitäten wird durch eine Fourierreihenentwicklung $\mathbb{F}(a_k, b_k, \varphi_{el})$ angenähert:

$$L_{dd/qq}^{[i_d,i_q]}(\varphi_{el}) = \frac{a_0^{[i_d,i_q]}}{2} + \sum_{k \in 1,2,3,6} \left(a_k^{[i_d,i_q]} \cos(k \cdot \varphi_{el}) + b_k^{[i_d,i_q]} \sin(k \cdot \varphi_{el}) \right).$$
(4.14)

Die Fourierkoeffizienten a_k und b_k werden durch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate aus den über einer Umdrehung verteilten N=25 Testpunkten für jede Stützstelle $[i_d, i_q]$ bestimmt. Die Funktion lsqcurvefit von MATLAB findet zu diesem

Zweck in einem iterativen Verfahren optimale Koeffizienten, welche die Gütefunktion

$$\min_{a_k,b_k} \sum_{n=1}^{N=25} (\mathbb{F}(a_k,b_k,\varphi_n) - L_n)^2$$
(4.15)

minimieren. Eine gute Näherung konnte bereits mit der ersten, zweiten, dritten und sechsten Harmonischen erzielt werden. Dies ist in Abb. 4.6 für L_{dd} bei drei exemplarischen Stromstärken $[i_d=0 \text{ A}, i_q]$ dargestellt. Die Induktivität wurde hierbei mit der Testmethode aus Kap. 4.1.1 bestimmt.



ABBILDUNG 4.6: Rotorlageabhängigkeit der differentiellen Induktivität L_{dd}

Für jede Stützstelle $[i_d, i_q]$ kann aus den Fourierreihenentwicklungen der Induktivitäten ebenfalls eine harmonische, winkelabhängige Funktion des Anisotropiekoeffizienten abgeleitet werden:

$$k_{\Delta L}^{[i_{d},i_{q}]}(\varphi_{el}) = \frac{L_{qq}^{[i_{d},i_{q}]}(\varphi_{el}) - L_{dd}^{[i_{d},i_{q}]}(\varphi_{el})}{L_{qq}^{[i_{d},i_{q}]}(\varphi_{el}) + L_{dd}^{[i_{d},i_{q}]}(\varphi_{el})}.$$
(4.16)

Diese Näherungsfunktion ist für die gleichen drei exemplarischen Stromstärken in Abb. 4.7 dargestellt.



ABBILDUNG 4.7: Rotorlageabhängigkeit des Anisotropiekoeffizienten $k_{\Delta L}(\varphi_{el})$

Eine robuste anisotropiebasierte Rotorlageschätzung erfordert in der Praxis einen positiven Koeffizienten $k_{\Delta L}$ bei allen Rotorlagen. Zur konservativen Bestimmung des geeigneten Betriebsbereiches wird deshalb zusätzlich der über einer Motorumdrehung minimale Anisotropiekoeffizient definiert:

$$k_{\Delta L,min}^{[i_d,i_q]} = \min_{\varphi_{el}} k_{\Delta L}^{[i_d,i_q]}(\varphi_{el}).$$
(4.17)

Zwischen den an diskreten Stützstellen definierten Anisotropiekoeffizienten findet eine Interpolation statt. Eine Fläche zwischen vier im Quadratgitter angeordneten Werten kann allerdings nur linear interpoliert werden, wenn diese wie in Abb. 4.8 in zwei Dreiecke unterteilt wird. Die unteren und oberen Bereichsgrenzen eines viereckigen Flächenelementes werden hier mit i_d^- , i_q^- und i_d^+ , i_q^+ bezeichnet.



ABBILDUNG 4.8: Lineare Interpolation eines viereckigen Flächenelementes

Der Anisotropiekoeffizient wird für ein Wertepaar (i_d, i_q) innerhalb des blau dargestellten Dreieckelementes mit

$$k_{\Delta L}(i_{d}, i_{q}) = k_{\Delta L}(i_{d}^{+}, i_{q}^{+}) + \frac{i_{q} - i_{q}^{+}}{i_{q}^{-} - i_{q}^{+}} \cdot (k_{\Delta L}(i_{d}^{+}, i_{q}^{-}) - k_{\Delta L}(i_{d}^{+}, i_{q}^{+})) + \frac{i_{d} - i_{d}^{+}}{i_{d}^{-} - i_{d}^{+}} \cdot (k_{\Delta L}(i_{d}^{-}, i_{q}^{+}) - k_{\Delta L}(i_{d}^{+}, i_{q}^{+}))$$
(4.18)

und für ein Wertepaar (i_d, i_q) innerhalb des grau dargestellten Dreieckelementes mit

$$k_{\Delta L}(i_{d}, i_{q}) = k_{\Delta L}(i_{d}^{-}, i_{q}^{-}) + \frac{i_{q} - i_{q}^{-}}{i_{q}^{+} - i_{q}^{-}} \cdot (k_{\Delta L}(i_{d}^{-}, i_{q}^{+}) - k_{\Delta L}(i_{d}^{-}, i_{q}^{-})) + \frac{i_{d} - i_{d}^{-}}{i_{d}^{+} - i_{d}^{-}} \cdot (k_{\Delta L}(i_{d}^{+}, i_{q}^{-}) - k_{\Delta L}(i_{d}^{-}, i_{q}^{-}))$$
(4.19)

interpoliert [38]. Im folgenden Abschnitt findet eine Auswertung der durch Tests und Simulationen bestimmten Induktivitäten statt. Die hieraus abgeleiteten Anisotropiemodelle und der für eine drehgeberlose Regelung bis zum Stillstand geeignete Betriebsbereich werden vorgestellt.

4.1.4 Ergebnisse

Die Untersuchung des Motors in Abb. 4.9a bestätigt zunächst, dass die differentielle Induktivität in Querrichtung L_{qq} im stromlosen Betrieb signifikant größer ist als L_{dd} . Zudem stimmt L_{qq} sehr gut mit Herstellerangaben überein. Hieraus ergibt sich die in Abb. 4.9b dargestellte relative Anisotropie zwischen 6,5 % und 12,0 % in Abhängigkeit des Rotorwinkels. Dabei ist eine Periodizität von einer elektrischen Umdrehung erkennbar, weshalb alle folgenden Untersuchungen auf diese beschränkt werden. Eine elektrische Umdrehung entspricht aufgrund der Polpaarzahl **PP**=5 einer mechanischen Rotordrehung von $\varphi_{me}=72^{\circ}$.

(A) Differentielle Induktivitäten, aufgetragen über (B) Anisotropiekoeffizient, aufgetragen über dem mechanischen Rotorwinkel φ_{me} elektrischen Rotorwinkel φ_{el}



ABBILDUNG 4.9: Einfluss des Rotorlagewinkels im stromlosen Betrieb

Die Applikation eines Motorstromes hat einen großen Einfluss auf die differentielle Induktivität. Dies konnte in guter Übereinstimmung sowohl durch Tests als auch durch FEM-Simulationen bestätigt werden. In Abb. 4.10 werden die Ergebnisse der Parameteridentifikation für den Motor in seiner Ausgangsposition $\varphi_{el}=0^{\circ}$ gezeigt. Der physikalische Hintergrund wird im zugehörigen Flussdichtediagrammen in Abb. 4.11 deutlich. Es ist erkennbar, dass es lokal zur magnetischen Sättigung der Rotor- und Statoreisen kommt. Ein positiver Strom in Längsachse i_d verstärkt das magnetische Feld der Permanentmagneten und bewirkt dadurch eine Reduktion von L_{dd} . Ein negativer Strom i_d hat die gegenteilige Wirkung und unterbindet eine magnetische Sättigung. Ein starker Stromfluss in Querrichtung $|i_q|$ führt den Motor ebenfalls in einen Sättigungszustand und lässt die Querinduktivität L_{qq} unter den Wert von L_{dd} absinken. In der Konsequenz ergeben sich für $\varphi=0^{\circ}$ die Anisotropiekennfelder in Abb. 4.12. Der durch die Testmethode identifizierte Anisotropiekoeffizient ist dabei gegenüber der Simulationsmethode leicht erhöht.







ABBILDUNG 4.11: Einfluss des Stromes auf die magnetische Flussverteilung



ABBILDUNG 4.12: Einfluss des Stromes auf den Anisotropiekoeffizienten

Wie in den Flussdichtediagrammen in Abb. 4.13 deutlich wird, bestromt der feldorientierte Regler während einer Rotordrehung unterschiedliche Motorphasen. Hierdurch ergibt sich insbesondere bei konzentrierter Wicklung ein starker Zusammenhang zwischen Induktivität und Rotorwinkel φ_{el} . Zur Bestimmung der Eig-



ABBILDUNG 4.13: Einfluss des Rotorlagewinkels auf die magnetische Flussverteilung

nung des Motors für anisotropiebasierte Rotorlageschätzer wird der minimale Anisotropiekoeffizient einer vollständigen Umdrehung $k_{\Delta L,min}$ ausgewertet. Dieser ist in Abb. 4.14 für die Test- und Simulationsmethode dargestellt und attestiert eine nur eingeschränkte Eignung. Die roten Bereiche weisen negative Anisotropiekoeffizenten aus, sind also für die Methode untauglich. Aus Kap. 3.1.2 ging hervor, dass der PMSM für den Aktiv-Passiv-Betrieb dimensioniert ist, bei dem der redundante Aktuator bereits fehlerhaft ausgefallen ist. Eine weitere Überdimensionierung fand aus thermischen Gründen statt. Dies führt dazu, dass der Maximalstrom des Motors im Normalbetrieb nicht vollständig ausgeschöpft wird. Aus Kap. 3.3.1 ging zudem hervor, dass i_d in der Basiskonfiguration stets zu Null geregelt wird. In Abb. 4.14 sind diese Nutzungsbereiche des Vorentwurfs als grüne und blaue Linien für den Aktiv-Passiv- und den Aktiv-Aktiv-Betrieb eingezeichnet. Auch innerhalb dieses beschränkten Nutzungsbereiches stellt sich allerdings unter sehr hoher Last ein negativer Anisotropiekoeffizient ein. Deshalb soll bei hohen Strömen $|i_q|$ eine positive Längsstromkomponente i_d überlagert werden, wenn eine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung aktiv ist. Dieser angepasste Nutzungsbereich ist als rote Linie dargestellt.



ABBILDUNG 4.14: Minimaler Anisotropiekoeffizient $k_{\Delta L,min}$ und Nutzungsbereiche des Testaktuators in verschiedenen Betriebsmodi

4.2 Schaltverhalten des Wechselrichters

Eine wichtige Eingangsgröße des zu entwerfenden Rotorlageschätzers sind die Phasenspannungen des PMSM. Diese werden aber üblicherweise im Betrieb nicht gemessen, sodass ersatzweise Sollspannungen genutzt werden. Fehlspannungen der Leistungselektronik vermindern daher die Genauigkeit des Rotorlageschätzers und sollten identifiziert und kompensiert werden. Sie verhindern ebenso die präzise Injektion von Spannungsmustern anisotropiebasierter Verfahren. Eine wichtige Ursache der Fehlspannungen sind Totzeiten und Verriegelungszeiten des Wechselrichters [38]. Die Sollspannungen werden pulsweitengesteuert in diskrete Schaltzustände der sechs Halbleiterelemente übersetzt. Durch Ein- und Ausschaltzeiten der IGBTs entstehen allerdings Abweichungen vom idealen Schaltverhalten. Zudem sind zur Vermeidung von Kurzschlüssen zusätzliche Verriegelungszeiten vorgesehen. Darüber hinaus fällt über jeder realen Diode und jedem IGBT eine



ABBILDUNG 4.15: Verfahren zur Identifikation von Fehlspannungen

Durchlassspannung ab, die je nach Schaltzustand zu einer positiven oder negativen Fehlspannung führt. Neben dem realen Bauteilverhalten von Dioden und IGBT können Verluste in der Peripherie des Wechselrichters die ausgegebene Spannung weiter verfälschen.

Nach Kellner lassen sich die Fehlspannungen als Funktion der Phasenströme modellieren [38]. Sie werden in dem Blackbox-Ansatz nach Abb. 4.15 identifiziert. Hierzu wird der PMSM sukzessive in den Positionen $\varphi_{el}=0^{\circ}$, $\varphi_{el}=120^{\circ}$ und $\varphi_{el}=240^{\circ}$ arretiert. Diese Positionen ermöglichen die Applikation eines maximalen Stromes in die drei in Sternschaltung verbundenen Motorphasen. Es wird jeweils ein Dreieckprofil für die Dauer von 1s mit einer Amplitude von $\hat{i}_d^*=8$ A vorgegeben und die resultierenden Fehlspannungen Δu_{uvw} aufgezeichnet. Die Messergebnisse sind in Abb. 4.16 für jede Motorphase und jede der drei Rotorpositionen wiedergegeben. Unterhalb des zulässigen Dauerstromes des PMSM können die Aufzeichnungen zudem punktuell durch Oszilloskopmessungen verifiziert werden. Lediglich ein Offset im einstelligen Spannungsbereich ist erkennbar, der durch die Genauigkeit der Spannungssensoren und Kalibrierungsfehler zu erklären ist. Die Fehlspannungen der drei Motorphasen werden durch kubische Näherungsfunktionen approximiert und in diskrete Umsetzungstabellen überführt. Diese Kompensationskurven sollen



ABBILDUNG 4.16: Gemessene Fehlspannungen und abgeleitete Kompensationskurven

in die Motorregelung integriert werden und die Fehlspannungen des Wechselrichters ausgleichen.

Die Oszilloskopmessungen ermöglichen darüber hinaus Detailanalysen von dem Schaltverhalten des Wechselrichters. Ein vollständiger Schaltzyklus mit der Zeitspanne T_{PWM} =50 µs ist für die Motorphase w in Abb. 4.17a bei drei ausgewählten Stromstärken aufgetragen. Nähere Schlüsse lassen sich bei einer Vergrößerung auf den kurzen Zeitraum der realen Schaltvorgänge u_{uvw} im Vergleich zum idealen Schaltverhalten u_{uvw}^* in Abb. 4.17b ziehen. Dominierend für Fehlspannungen im konkreten Aufbau sind Tot- und Verriegelungszeiten. Bei positivem Phasenstrom kommt es zu einer verzögerten Spannungsübertragung an die entsprechende Motorphase und damit zu einer positiven Fehlspannungen und Spannungsverluste der Peripherie spielen eine untergeordnete Rolle. Die Zwischenkreisspannung u_{DC+}^* =540 V wird ohne messbare Verluste an die Motorphase übertragen, obgleich Einschwingvorgänge erkennbar sind.



ABBILDUNG 4.17: Detailanalyse des Schaltverhaltens im Stillstand bei drei ausgewählten Stromstärken

Kapitel 5

Konzept und Umsetzung

Im folgenden Kap. 5.1 werden die relevantesten Verfahren der drehgeberlosen Regelung evaluiert und zwei komplementäre Methoden ausgewählt. Diese drehgeberlosen Reglerverfahren werden in Kap. 5.2 in die konventionelle Basiskonfiguration aus Kap. 3.3 integriert. Dabei finden die Erkenntnisse aus der Systemidentifikation in Kap. 4 Berücksichtigung. Kap. 5.3 beschreibt einen darüber hinausgehenden fehlertoleranten Reglermodus, der die Rotorlageschätzung zur Erkennung eines Positionssensorfehlers nutzt und entsprechend rekonfiguriert. Eine vollständige Übersicht über die verwendeten Reglerparameter ist im Anhang A in Tab. A.4-A.5 gegeben.

5.1 Auswahl drehgeberloser Reglerverfahren

Die drehgeberlose Regelung ersetzt die Messung der Rotorlage mittels eines Resolvers durch einen Rotorlageschätzer entsprechend Abb. 5.1. Der Schätzer kann dafür zusätzliche Spannungen auf die Motorphasen injizieren und erhält als Eingangsinformation die kommandierten Spannungsgrößen sowie die gemessenen Phasenströme. Als Ausgangsgröße werden die absolute Rotorlage sowie die Rotorgeschwindigkeit generiert. Methodisch bedingt ist die Rotorlageschätzung anders als bei einer Messung in der Regel nicht auf eine Rotorumdrehung begrenzt.



ABBILDUNG 5.1: Integration des Rotorlageschätzers in die Reglerstruktur des Aktuators

Die in Kap. 2.3 vorgestellten Verfahren zur Rotorlageschätzung sind zwar grundsätzlich erprobt, weisen aber spezifische Eigenheiten auf, die ihr Betriebsverhalten prägen. Zur Erstellung eines Reglerkonzeptes werden die Eigenschaften der wichtigsten anisotropie- und grundwellenbasierten Verfahren in Tab. 5.1 gegenübergestellt und qualitativ bewertet.

Verfahren	INFORM	rotierende Injektion	alternierende Injektion	beliebige Injektion- zweistufig	beliebige Injektion- dreistufig	Integration der Strangströme	Differenzierung der Strangströme	beobachterbasiert	künstliche Intelligenz
Wirkprinzip	Wirkprinzip Anisotropie Grundwelle								
Α	nwen	dbar	keit						
Stillstand	1	1	\checkmark	1	1	X	X	X	X
Hohe Drehzahl	1	✓	✓	X	1	\checkmark	1	1	1
Bew	ertun	gskr	iterie	en					
Induzierte	\downarrow	\searrow	\nearrow	\rightarrow	\rightarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
Drehmomentenwelligkeit									
Reglerdynamik	\searrow	\nearrow	\nearrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
Injektionsverluste	\downarrow	\searrow	\searrow	\rightarrow	\rightarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
Geräuschentwicklung	\downarrow	\searrow	\nearrow	\rightarrow	\rightarrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
Softwarekomplexität	\uparrow	\rightarrow	\nearrow	\rightarrow	\searrow	\uparrow	\nearrow	\rightarrow	\downarrow
Parameterabhängigkeit und		\rightarrow	\nearrow	\rightarrow	\rightarrow	\rightarrow	\rightarrow	\uparrow	\rightarrow
Kauschunterdrückung									
Einschränkungen im		\rightarrow	\rightarrow	\rightarrow	\rightarrow	\uparrow	↑	\uparrow	Ŷ
Motordesign		.,							
Gultiger Patentschutz	X	X	X	(✔)	(✔)	X	X	(✔)	(✔)

TABELLE 5.1: Qualitative Bewertung drehgeberloser Reglerverfahren

✓ zutreffend (✓) teilweise zutreffend X nicht zutreffend
 ↓ schlechteste Bewertung ↑ beste Bewertung

Bei niedriger Geschwindigkeit bis zum Stillstand bietet sich die Klasse der anisotropiebasierten Verfahren an. Das diskontinuierliche INFORM-Verfahren ist neueren kontinuierlichen Injektionsverfahren in seiner Reglerperformance in fast allen Bewertungskriterien unterlegen und besticht ausschließlich durch seine einfache Implementierung.

Das alternierende Injektionsverfahren kann als Weiterentwicklung der rotierenden Injektion verstanden werden. Die Injektion in die geschätzte Längsachse des Rotors wirkt sich besonders positiv auf die induzierte Drehmomentenwelligkeit und die resultierende Geräuschentwicklung aus. Die Notwendigkeit der Synchronisierung von Spannungsinjektion und ihrer Stromantwort und die damit verbundene Störanfälligkeit gegenüber Signallaufzeiten entfallen. Zudem fällt ein im Vergleich zur rotierenden Injektion verringerter Demodulationsaufwand ins Gewicht.

Das zwei- und dreistufige beliebige Injektionsverfahren begreift die Aktivität des Stromreglers nicht als Störeinfluss, sondern als zusätzliche Informationsquelle. Eine Verringerung der Reglerbandbreiten ist daher nicht notwendig. Der beliebigen Injektion werden deshalb eine hohe Reglerdynamik und geringere Injektionsverluste zugesprochen. Es ist allerdings zusätzlich eine kontinuierliche Identifikation der Admittanz im Arbeitspunkt erforderlich, sodass im Vergleich zur alternierenden Injektion eine höhere Parameterabhängigkeit und Softwarekomplexität attestiert wird. In der Abwägung wird dem weniger komplexen alternierenden Injektionsverfahren aus Kap. 2.3.4 in dieser Arbeit der Vorrang gegeben.

Die passive Auswertung der Grundwelle erfordert keine oder lediglich minimale Eingriffe in die Kaskadenregelung des PMSM. Daher bleibt die Reglerperformance unbeeinträchtigt. Es ergeben sich zudem keine Einschränkungen im Motordesign. Um diese Vorteile bestmöglich auszunutzen, wird ein hybrider Rotorlageschätzer präferiert, der bei hinreichend großer Drehzahl in ein grundwellenbasiertes Verfahren umschaltet.

Eine direkte Auswertung der Spannungsgleichung stellt die einfachste Möglichkeit zur Bestimmung der Rotorlage dar. Dies ist sowohl durch Integration als auch durch Differenzierung der Strangströme möglich. Die diskrete Differenzierung eines abgetasteten Signals erfordert in der Regel zusätzlichen Aufwand zur Signalfilterung, sodass die Integratormethode vorgezogen wird. Als nachteilig ist die Abhängigkeit der Methode von Motorkennwerten zu nennen.

Beobachterbasierte Methoden schätzen die Rotorlage mithilfe eines Streckenmodells und minimieren dabei Mess- und Prozessrauschen. MRAS-Beobachter verringern zudem gezielt die Parameterabhängigkeit, indem die Kennwerte des Streckenmodells adaptiv nachgeführt werden. Methoden auf Basis künstlicher Intelligenz werden aufgrund ihres inhärenten Nichtdeterminismus kategorisch ausgeschlossen. In der Abwägung wird auch hier das weniger komplexe, aber dennoch hinreichend genaue Verfahren der direkten Integration der Strangströme bevorzugt. Aufgrund bekannter Anisotropieigenschaften des Motors soll die in Kap. 2.3.8 hergeleitete, erweiterte Gegen-EMK ausgewertet werden, die ungleiche Induktivitäten in d- und q-Richtung mitberücksichtigt.

Es sind keine Schutzrechte bekannt, die einer industriellen Verwertung der ausgewählten Verfahren entgegenstünden.

5.2 Entwurf der drehgeberlosen Regelung

Der Rotorlageschätzer beinhaltet ein Startverfahren, die ausgewählte alternierende Injektion und das komplementäre, erweiterte Gegen-EMK-Verfahren sowie ein Zustandsautomat, der Umschaltvorgänge zwischen diesen Methoden einleitet. Die nachfolgenden Abschnitte gehen jeweils gesondert auf die Module des Rotorlageschätzers ein. Dadurch erforderliche Eingriffe in die Regler-Basiskonfiguration werden in einem eigenen Abschnitt erläutert. Das Konzept wurde bereits vorab veröffentlicht [100].

5.2.1 Startverfahren

Anisotropiebasierte, drehgeberlose Reglerverfahren können die Lage der elektrischen Rotorachse, aber nicht deren Ausrichtung bestimmen. Aus diesem Grund wird im Stillstand ein Startverfahren durchgeführt, welches die anfangs unterstellte Polarität gegebenenfalls umkehrt. Hierfür können magnetische Sättigungseffekte von Rotor- und Statorblechen ausgenutzt werden. In Kap. 4.1.4 konnte durch FEMM-Simulationen bereits gezeigt werden, dass Eisensättigung insbesondere in Folge eines starken Stromes in positiver d-Richtung eintritt, wie in Abb. 4.11 veranschaulicht. Dadurch reduzieren sich differentielle Induktivitäten, sodass spezifische Spannungsanregungen erhöhte Stromamplituden hervorrufen. Diese Aussage konnte durch die in Abb. 5.2 dargestellten Versuche verifiziert werden. Hierzu wurden starke Spannungspulse mit einer Sollspannung von 400 V und einer Dauer von Δt =400 µs in variierten Raumrichtungen appliziert. Die Pulse führen in positiver d-Achse zu den höchsten gemessenen Stromspitzen. Dies ist auch unabhängig von der mechanischen Ausrichtung der arretierten Rotorwelle.



ABBILDUNG 5.2: Durch Spannungspulse hervorgerufene Stromamplituden, aufgetragen nach Injektionsrichtung in rotorfesten Koordinaten

Das hierauf beruhende kurze Startverfahren ist in Abb. 5.3 dargestellt. Bei t=20 ms und t=40 ms werden starke Spannungspulse in die anfangs angenommene positive und negative Achsenrichtung injiziert. Bei abfallender Flanke der Spannungspulse wird jeweils die Stromamplitude gemessen. Falls die zum zweiten Messzeitpunkt erfasste Stromamplitude größer ist als die des ersten Messzeitpunktes, so wird der initial geschätzte elektrische Rotorwinkel um 180° korrigiert.



ABBILDUNG 5.3: Testtrajektorie des Startverfahrens

5.2.2 Alternierendes Injektionsverfahren

Die Demodulation der Stromsignale bei alternierender Injektion wird nach Abb. 5.4 entsprechend dem Ansatz von Holtz u.a. [45] umgesetzt. Der vom Stromregler vorgegebenen Spannung wird in der geschätzten d-Achse eine sinusförmige Spannung mit der Amplitude von $u_{inj}=100$ V und der Frequenz von $f_{inj}=2,5$ kHz überlagert. Die hervorgerufene Stromantwort gleicher Frequenz wird in \tilde{d} - und \tilde{q} -Richtung durch einen Bandpassfilter (BPF) vom allgemeinen Stromsignalgehalt separiert. Dafür wird die Struktur eines diskreten Filters mit endlicher Impulsantwort (engl. finite impulse response, FIR) gewählt. Ein Schätzfehler des elektrischen Rotorwinkels führt nach Gl. 2.20 zu einem sinusförmigen, alternierenden Stromsignal $i_{\tilde{q},inj}$ in geschätzter Rotorquerrichtung. Eine Multiplikation mit dem Vorzeichen der *d*-Komponente des gefilterten Stromes setzt die erfassten Sinushalbwellen vorzeichenrichtig ins Verhältnis zum injizierten Signal. Hierdurch wird dem Schätzfehler die richtige Koordinatenrichtung zugeordnet. In einer geschlossenen PI-Regelschleife konvergiert die geschätzte gegen die wahre Rotorlage. Dabei gleicht sich implizit auch die Injektionsachse der wahren Längsachse an, da die Koordinatentransformationen durch die konvergierende Rotorlageschätzung zunehmend an Genauigkeit gewinnen. Die gewählte Implementierung erlaubt ebenfalls eine Schätzung der Motorgeschwindigkeit $\tilde{\omega}_{Mot}$, die dem Geschwindigkeitsregler rückgeführt wird.



ABBILDUNG 5.4: Implementierung des alternierenden Injektionsverfahrens

5.2.3 Auswertung der erweiterten Gegen-EMK

Komplementär zur alternierenden Injektion wird ein grundwellenbasiertes Verfahren umgesetzt. Es basiert auf einer Auswertung der erweiterten Gegen elektromotorischen Kraft entsprechend Kap. 2.3.8. In Abgrenzung zum einfachen Gegen-EMK-Verfahren liegt der Methode eine erweiterte Modellrepräsentation zu Grunde, die eine Anisotropie des Motors miteinbezieht. Die gewählte Umsetzung in Abb. 5.5 entspricht einer direkten Implementierung von Gl. 2.38. Unter Kenntnis der Motorkennwerte wird der Motorfluss im statorfesten 2-Phasensystem durch Integration bestimmt und daraus die erweiterte Gegen-EMK $\vec{ee}_{\alpha\beta}$ errechnet. Zur Vermeidung einer stetigen Integratoraufladung ist eine stabilisierende Proportionalrückführung vorgesehen. Nach Gl. 2.39 erlaubt bereits eine einfache *atan2*-Operation eine erste



ABBILDUNG 5.5: Implementierung des erweiterten Gegen-EMK-Verfahrens

Schätzung des Rotorwinkels. Diese ist allerdings rauschbehaftet und zudem auf ein 2π -Intervall beschränkt. Daher ist ein anschließender PLL vorgesehen, der einerseits das Signal filtert und andererseits die absolute Motorposition sowie die Winkelgeschwindigkeit ermittelt. Ein Modulo-Operator im Vorwärtsstrang des PLLs lässt die Schätzung der absoluten Motorposition zum nächstgelegenen 2π -Vielfachen des Rotorwinkels konvergieren und schafft dadurch einen stetigen Signalverlauf.

5.2.4 Steuerung der drehgeberlosen Betriebsmodi

Ein ereignisgesteuerter Zustandsautomat leitet Umschaltvorgänge zwischen den zuvor erläuterten Verfahren ein. Er ist in Abb. 5.6 veranschaulicht. Bei Systemstart



ABBILDUNG 5.6: Steuerungslogik der drehgeberlosen Regelung

wird die Rotorachse zunächst im Stillstand mit dem alternierenden Injektionsverfahren identifiziert. Nach 50 ms wird durch Ausführung des Startverfahrens die Polarität der Rotorachse bestimmt und der anfängliche Winkel gegebenenfalls korrigiert. Mit Beendigung des Startverfahrens wird die Positionsregelung freigegeben. Im aktiven Betrieb schaltet der Zustandsautomat fortlaufend zwischen der alternierenden Injektion und der Auswertung der erweiterten Gegen-EMK um, sobald die geschätzte Rotordrehzahl vorgegebene Grenzwerte über- bzw. unterschreitet. Eine Hysterese verhindert dabei eine Selbstblockade durch anhaltende Transitionen im Übergangsbereich. Startwerte für Winkel und Drehgeschwindigkeit werden zwischen den Betriebsmodi übergeben, um sprunghafte Zustandsänderungen zu vermeiden. Mit ihnen werden entsprechende Integratoren initialisiert. Die Umschaltung zwischen dem Niedrig- und Hochgeschwindigkeitsbereich ist beispielhaft in Abb. 5.7 gezeigt. In diesem Bewegungsprofil beruht die hybride Rotorlageschätzung phasenweise auf dem alternierenden Injektions- oder dem erweiterten Gegen-EMK-Verfahren.



ABBILDUNG 5.7: Umschaltung zwischen drehgeberlosen Reglermodi im Versuch

5.2.5 Modifikation der Regler-Basiskonfiguration

Die Integration des Rotorlageschätzers macht begrenzte Eingriffe in die Regler-Basiskonfiguration aus Kap. 3.3 erforderlich. Die angepasste Struktur des Stromreglers ist in Abb. 5.8 dargestellt. Sie beruht erstens auf dem Resümee von Kap. 4.1.4, wonach der PMSM bei hohem Strom in q-Richtung seine Anisotropieeigenschaft



ABBILDUNG 5.8: Struktur des Stromreglers im drehgeberlosen Betrieb

verliert. Das alternierende Injektionsverfahren würde dadurch unter hoher Last instabil werden. Dies wird unterbunden, indem bei niedriger Drehzahl und hohem Strombedarf i_q^* eine zusätzliche Stromkomponente in positiver Längsrichtung i_d^* überlagert wird. Die Funktionsfähigkeit der gewählten Implementierung konnte im Versuch verifiziert werden. Abb. 5.9 zeigt die Überlagerung einer zusätzlichen Längsstromkomponente im Stillstand bei einer applizierten Aktuatorlast von bis zu 10 kN.



ABBILDUNG 5.9: Überlagerung eines zusätzlichen i_d -Stromes unter hoher Last

Zweitens werden die in Kap. 4.2 identifizierten Fehlspannungen Δu_{uvw} des Wechselrichters kompensiert. Hierdurch können Injektionsmuster präziser appliziert werden. Zudem stimmt die im erweiterten Gegen-EMK-Verfahren ausgewertete Sollspannung $\vec{u}_{\alpha\beta}^*$ besser mit dem realen Spannungsniveau überein. Die eingestellten Phasenspannungen werden durch drei diskrete Umsetzungstabellen in Relation zum gemessenen Phasenstrom angepasst. Dies ist in Abb. 5.10 beispielhaft für die Injektion eines dreieckigen Spannungsmusters veranschaulicht. Ohne eine Fehl-



ABBILDUNG 5.10: Kompensation von Fehlspannungen

spannungskompensation weichen die gemessenen Spannungsvektoren deutlich von ihrem Sollwert ab. Mit der Kompensation wird die Sollspannung so modifiziert, dass die realen Spannungsvektoren sehr genau die gewünschten Werte einnehmen, also auf den Eckpunkten des schwarzen Dreiecks liegen.

Die robuste Rotorlageschätzung bis zum Stillstand erfordert darüber hinaus eine eindeutige Separierung der Injektionsfrequenz f_{inj} von dem Frequenzband des Stromreglers. Um eine Überschneidung zu vermeiden, wird daher die Bandbreite der Stromregelung reduziert. In der Folge müssen ebenfalls die Reglerverstärkungen der darüberliegenden Kaskaden angepasst werden. Dies führt zu der in Abb. 5.11 gezeigten Herabsetzung der Reglerdynamik. Daneben ist das Übertragungsverhalten des Bandpassfilters des alternierenden Injektionsverfahrens dargestellt. Der Durchlassbereich ist nach der Anpassung einerseits klar vom Stromregler getrennt. Andererseits ist ein hinreichender Abstand zur PWM-Frequenz gegeben, sodass Quantisierungsfehler im Zeitbereich vermieden werden. Die gewünschte Bandbreite des Positionsreglers von $f_{Anf} \ge 2$ Hz wird dadurch im drehgeberlosen Betrieb leicht unterschritten. Der Bandpassfilter weist bei der Durchlassfrequenz von $f_{inj} = 2500$ Hz eine Phasenverschiebung von -1665° auf. Diese verzögert die Konvergenz des Rotorlageschätzers und muss bei der Auswahl der PI-Verstärkungsfaktoren des Beobachters Berücksichtigung finden.



ABBILDUNG 5.11: Bode-Diagramm der drehgeberlosen Regelung im Vergleich zur Basiskonfiguration

5.3 Entwurf der fehlertoleranten Regelung

Der drehgeberlose Rotorlageschätzer kann als virtueller Sensor ergänzend zu Kap. 5.2 auch in eine fehlertolerante Regelung eingebunden werden. Hierdurch kann ein fehlerhaftes, aber gültiges Signal des LVDTs oder des Resolvers erkannt und eine entsprechende Rekonfiguration eingeleitet werden. Die zusätzlich geschaffene analytische Redundanz ermöglicht eine Triplexüberwachung der Aktuatorposition. Sensorfehler werden durch ein Voting (von *engl.* abstimmen) detektiert und per Mehrheitsentscheid zugleich isoliert. Der Ausfall eines einzelnen Positionssensors ist durch den Weiterbetrieb in einem degradierten Reglermodus tolerierbar. Die Integration des Voters in die allgemeine Reglerarchitektur ist in Abb. 5.12 dargestellt. Er stellt sicher, dass nur verlässliche Zustandsgrößen an den Kaskadenregler rückgeführt werden.



ABBILDUNG 5.12: Integration des Sensorvoters in die Reglerstruktur des Aktuators

5.3.1 Fehlerdiagnose und Rekonfiguration

Der Sensorvoter vergleicht den vom LVDT gemessenen Aktuatorhub mit zwei Vergleichswerten, die auf der Messung sowie der Schätzung der Rotorlage beruhen. Ihnen liegen also vollends dissimilare Wirkprinzipien zugrunde. Es ergeben sich die in Abb. 5.13 gezeigten analytisch-redundanten Werte für den Aktuatorhub $\tilde{x}_{EMA,1}$, $\tilde{x}_{EMA,2}$ und $\tilde{x}_{EMA,3}$. Der Rotorwinkel wird dabei unter Kenntnis der Getriebeübersetzung sowie der Polpaarzahl auf den Aktuatorabtrieb transformiert. Die auf eine mechanische Rotorumdrehung beschränkte Resolvermessung wird in ein kontinuierliches Positionssignal gewandelt. Die anfängliche Aktuatorposition muss zudem



ABBILDUNG 5.13: Analytisch-redundante Berechnung des Aktuatorhubes

von einem Absolutwertgeber bestimmt werden. Daher werden die auf der Rotorlage beruhenden Vergleichswerte bei Systemstart t=0 einmalig mit dem LVDT abgeglichen. Der Referenzwert wird also eingangs als fehlerfrei angesehen.

Sobald die Differenz zwischen den Vergleichswerten einen festgelegten Schwellwert für einen Zeitraum von mindestens 10 ms überschreitet und eine eindeutige Isolation des fehlerhaften Signals möglich ist, wird eine Rekonfiguration eingeleitet. Die Steuerungslogik des Zustandsautomaten ist in Abb. 5.14 veranschaulicht. Im Falle



ABBILDUNG 5.14: Voting und Rekonfiguration nach Positionssensorfehler

eines diagnostizierten LVDT-Fehlers findet eine Umschaltung in einen als Resolver-Positionsregelung bezeichneten Modus statt. Ein Resolver-Fehler hat eine Umschaltung in den drehgeberlosen Betrieb nach Kap. 5.2 zu Folge. Eine fehlerhafte Rotorlageschätzung bewirkt keine unmittelbare Rekonfiguration, sondern stoppt lediglich die aktive Sensorüberwachung.

Die Resolver-Positionsregelung erlaubt folglich einen Aktuatorbetrieb ohne Positionssensor am Abtrieb. Der Positionsregler wird stattdessen durch den analytisch



ABBILDUNG 5.15: Architektur der Resolver-Positionsregelung

berechneten Aktuatorhub basierend auf der Resolvermessung geschlossen. Die Reglerstruktur ist in Abb. 5.15 veranschaulicht. Im folgenden Kapitel wird auch die Performance dieses degradierten Modus erprobt und bewertet.
Kapitel 6

Ergebnisse

6.1 Untersuchung der Reglerperformance

Es hat eine ausgiebige experimentelle Erprobung der in Kap. 5.2 vorgestellten drehgeberlosen Regelung stattgefunden. Gleichermaßen wurde die Resolver-Positionsregelung aus Kap. 5.3.1 validiert, die im Falle eines LVDT-Ausfalles einen sicheren Weiterbetrieb gewährleisten soll. Beide sensorminimalen Reglermodi werden der konventionellen Basiskonfiguration aus Kap. 3.3 gegenüberstellt, die nach heutigem Stand der Technik anhand anwendungsspezifischer Anforderungen entwickelt worden ist. Für die Tests kam der in Kap. 3.1 erläuterte Querruderprüfstand zusammen mit dem eigenentwickelten elektromechanischen Aktuator zum Einsatz. Die im Folgenden dargestellten Ergebnisse sind bereits in Teilen anderweitig veröffentlicht [100].

6.1.1 Analyse im Frequenzbereich

Für die Bewertung der dynamischen Performance der Positionsregelung wird zunächst der Frequenzgang identifiziert. Zu diesem Zweck wird ein sinusförmiges Stellkommando x_{FMA}^* steigender Frequenz vorgegeben. In Relation zum Eingangssignal wird die resultierende Amplitudenverstärkung und Phasenverschiebung der Aktuatorbewegung x_{EMA} bestimmt. Abb. 6.1 offenbart, dass die Basiskonfiguration sowie die Resolver-Positionsregelung bei mittlerem Aktuatorhub die höchsten Bandbreiten aufweisen. Die Testergebnisse bestätigen zunächst die Prämissen des Aktuatorvorentwurfs und der Reglerauslegung. Mit einer -3 dB-Bandbreite von 3,0 Hz wird die in Kap. 3.1.2 aufgestellte Anforderung von f_{Anf} >2 Hz bei einer Stellamplitude von $\hat{x}_{EMA,Anf} = 4$ mm erfüllt. Die tatsächliche Aktuatordynamik ist allerdings geringfügig schlechter, als in Kap. 3.3.1 prognostiziert. Hier wurde mit dem Modell des geschlossenen Positionsregelkreises eine Bandbreite von 5,3 Hz errechnet. Die Diskrepanz ist mit den Vereinfachungen des linearen Zustandsraummodells zu erklären und aufgrund unbekannter Streckenparameter im Vorentwurf kaum zu vermeiden. So wird die reale Performance unter anderem von Reibung, einem nachgiebigen Antriebsstrang mit endlicher Steifigkeit, mechanischer Lose und Totzeiten beeinträchtigt, die im idealisierten Modell nicht berücksichtigt sind.

Der drehgeberlose Betrieb geht mit einer Reduktion der Bandbreite des Positionsreglers einher. Sie beträgt bei mittlerer Stellamplitude f=0,6 Hz und liegt damit unterhalb des Zielwertes von $f_{Anf}>2$ Hz. Dies hätte eine Verschlechterung der Flugeigenschaften zur Folge und würde insbesondere die Manövriereigenschaften (*engl.* handling qualities) des Luftfahrzeuges im Langsamflug beeinträchtigen. Ursächlich hierfür sind die reduzierten Verstärkungsfaktoren des drehgeberlosen Reglers. Die Modifikation war erforderlich, um die Frequenz der alternierenden Injektion vom Signalspektrum des Stromreglers zu entkoppeln. Die gemessene Bandbreite



ABBILDUNG 6.1: Bode-Diagramm bei mittlerer Stellamplitude

entspricht dabei dem berechneten Erwartungswert des linearen Streckenmodells in Abb. 5.11.

Der Einfluss der Stellamplitude auf die Bandbreite des Positionsreglers wird in Tab. 6.1 aufgezeigt. Bei mittlerer Stellamplitude kann die Aktuatordynamik hinrei-

Stellamplitude		
0,4 mm	4mm	$-21,0217,25\mathrm{mm}$
2,3 Hz	3,0 Hz	0,8 Hz
*	0,6 Hz	0,6 Hz
2,0 Hz	3,0 Hz	0,8 Hz
	0,4 mm 2,3 Hz * 2,0 Hz	Stella 0,4 mm 4 mm 2,3 Hz 3,0 Hz * 0,6 Hz 2,0 Hz 3,0 Hz

TABELLE 6.1: -3 dB-Bandbreite in Abhängigkeit der Stellamplitude

*Kleine Stellamplituden nur unzureichend erreicht

chend genau durch lineare Modelle approximiert werden. Bei sehr kleinen und sehr großen Bewegungen treten allerdings nichtlineare Effekte in den Vordergrund. So beinhaltet die Struktur des Kaskadenreglers in Abb. 3.19 einen funktionalen Reglerbaustein, der die maximale Motordrehzahl limitiert. Dies bewirkt bei großen Stellamplituden für alle Reglermodi einen vorzeitigen Abfall der Amplitude im Bode-Diagramm. Bei kleiner Stellamplitude wirken sich die Totzone des Positionsreglers und Reibung nachteilig auf die Bandbreite aus. Insbesondere der drehgeberlose Regler erreicht kleine Stellamplituden nur unzureichend. Eine konstante, äußere Last hatte in den durchgeführten Versuchen hingegen in keinem Reglermodus einen signifikanten Einfluss auf den Frequenzgang, sodass auf eine explizite Darstellung verzichtet wird.

6.1.2 Analyse im Zeitbereich

Zur Analyse des Führungsverhaltens der Positionsregelung im Zeitbereich werden dem Aktuator Stellkommandos variierter Amplitude vorgegeben. Die Sprungantworten des Aktuators sind in Abb. 6.2 für die untersuchten Aktuatorhübe dargestellt. In der Basiskonfiguration und der Resolver-Positionsregelung erfolgt stets ein schnelles Verfahren auf die vorgegebene Position. Bei größeren Verfahrwegen wird dabei die im Geschwindigkeitsregler voreingestellte Maximaldrehzahl erreicht. Es stellen sich bleibende Regelabweichungen in der Größenordnung von 0,1 mm ein. Dieser Wert entspricht der Breite der Totzone des Positionsreglers, die dem Haftgleiteffekt vorbeugen soll. Fortwährende Reibschwingungen, verbunden mit einer



ABBILDUNG 6.2: Sprungantworten bei variierter Stellamplitude

erhöhten Regleraktivität im Stillstand, treten dementsprechend nicht auf. Ein Überschwingen über den vorgegebenen Aktuatorhub hinaus hat wie gewünscht in keinem Versuch stattgefunden. Dies ist besonders relevant beim Anfahren der minimalen oder maximalen Stellposition, um eine Kollision mit den internen Endanschlägen des EMAs zu vermeiden. Die im vorigen Abschnitt erläuterte Reduktion der Bandbreite im drehgeberlosen Reglermodus manifestiert sich auch in der Sprungantwort des EMAs. Die Anstiegszeit ist grundsätzlich größer als in der Basiskonfiguration. Insbesondere kleine Stellkommandos werden, wie in Abb. 6.2a gezeigt, nicht ausreichend ausgeführt.

Es wird darüber hinaus der Störeinfluss einer äußeren Kraft auf das Führungsverhalten des EMAs untersucht. Abb. 6.3 zeigt die Sprungantworten bei mittlerer Stellamplitude unter helfender und unter Gegenlast im Vergleich zum lastfreien Betrieb aus Abb. 6.2b. Die Basiskonfiguration zeigt sich sehr robust und gibt nur wenig nach. Die Resolver-Positionsregelung weist bei einer Gegenlast von $F_L^*=10$ kN eine größere bleibende Regelabweichung von 0,22 mm auf. Dies ist auf eine elastische Verformung des Antriebsstranges zurückzuführen, die durch den antriebsseitig positionierten Referenzsensor nicht kompensiert wird. Die drehgeberlose Regelung gibt am stärksten nach, führt das Stellkommando aber weiterhin zuverlässig aus.



ABBILDUNG 6.3: Sprungantworten bei mittlerer Stellamplitude unter Last

Die drehgeberlose Regelung wird anhand der lastfreien Sprungantwort bei mittlerem Aktuatorhub näher untersucht. Wichtige dynamische Größen des Rotorlageschätzers sind in Abb. 6.4 dargestellt und bestätigen seine korrekte Funktionsweise. Beim Ausfahrvorgang auf *x*_{EMA}=4 mm absolviert der PMSM 28 vollständige elektrische Umdrehungen. Zur besseren Illustration ist die absolute Motorposition zusätzlich auf ein 360°-Intervall projiziert. Es wird ersichtlich, dass sowohl die Rotorlage als auch die Winkelgeschwindigkeit mit hoher Genauigkeit reproduziert werden. Dabei wird phasenweise das erweiterte Gegen-EMK- oder das alternierende Injektionsverfahren angewendet. Die Steuerungslogik nach Kap. 5.2.4 schaltet beim Erreichen voreingestellter Grenzdrehzahlen zuverlässig zwischen den Schätzverfahren um. Hierbei sind keine signifikanten Transitionsvorgänge erkennbar. Das erweiterte Gegen-EMK-Verfahren erreicht bei der maximal erreichten Drehzahl seine höchste Genauigkeit. Da der Signalgehalt der Gegen-EMK proportional zur Winkelgeschwindigkeit ansteigt, entspricht dies auch der Erwartung. Die Geschwindigkeitsschätzung weist trotz einer allgemein hohen Güte einen geringen Schleppfehler auf. Die Ursache hierfür ist in der begrenzten Dynamik der Beobachterstrukturen der verwendeten Schätzverfahren nach Kap. 5.2.2 und Kap. 5.2.3 zu suchen. Gleichzeitig garantieren diese aber auch ein gute Rauschunterdrückung.



ABBILDUNG 6.4: Detailanalyse der drehgeberlosen Regelung

6.1.3 Statische Hysterese der Positionsregelung

Das statische Hystereseverhalten der untersuchten Reglermodi wird auf zwei Wegen aufgezeigt. Zum einen wird dem lastfreien Aktuator ein sinusförmiges Bewegungsprofil geringer Frequenz vorgegeben. Der resultierende Positionsfehler ist in Abb. 6.5a visualisiert. Er ergibt sich aus der Abweichung von der Ideallinie $x_{EMA}=x_{EMA}^*$. Zum anderen wird eine sinusförmige Last geringer Frequenz appliziert, während der Aktuator in seiner Neutralstellung verweilt. Statische Positionierungsfehler unter Last äußern sich in Abweichungen von der Ausgangsposition $x_{EMA}=0$ in Abb. 6.5b. Im lastfreien Betrieb stellt sich für die Basiskonfiguration und die Resolver-Positionsregelung eine Hysteresebreite von 0,2 mm ein. Dies entspricht genau der zweifachen Breite der Totzone des Positionsreglers. Die drehgeberlose Regelung weist eine größere Hysterese auf. Neben dem Einfluss der Totzone macht sich das herabgesetzte Führungsverhalten beim Folgen kleiner Stellkommandos bemerkbar. Hierdurch kommt es in geringem Ausmaße auch zu einem Haftgleiten, bei



ABBILDUNG 6.5: Statische Hysteresekurven

dem Fehlstellungen ruckartig korrigiert werden. Auch unter Last wird die Hysteresekurve der Basiskonfiguration von dem Einfluss der Totzone dominiert. Bei der Resolver-Positionsregelung vergrößert sich die Fehlstellung des Aktuators darüber hinaus durch die elastische Verformung des mechanischen Antriebsstranges. Die applizierte Last erhöht den Positionierungsfehler nach Abb. 6.5b um 13 µm pro kN. Aus dem Kehrwert des Steigungskoeffizienten lässt sich die abtriebsseitige Steifigkeit des Antriebs zu k_{EMA} =77 · 10⁶ N m⁻¹ bestimmen. Die drehgeberlose Regelung gibt unter Last am stärksten nach und weist dementsprechend die stärkste Hysterese auf.

6.1.4 Systemverhalten unter Last

Der EMA sollte dynamischen Änderungen der Aktuatorlast widerstehen und die vorgegebene Position möglichst beibehalten. In Abb. 6.6 wird die Auswirkung eines



ABBILDUNG 6.6: Nachgiebigkeit der Positionsregelung unter Last

sprunghaften Anstiegs der Last auf den Aktuatorhub veranschaulicht. Der Aktuator profitiert dabei von der guten Störunterdrückung vermaschter Reglerstrukturen. Das generierte Drehmoment des PMSM wird dadurch zügig der erhöhten Last angepasst. Die Basiskonfiguration gibt nur bis zum Erreichen der Totzonengrenze von 0,1 mm nach. Es tritt ein geringes Überschwingen auf, welches aber schnell durch den Positionsregler ausgeglichen wird. Bei der Resolver-Positionsregelung wird die Motorposition nicht der elastischen Verformung des Antriebsstranges nachgeführt, sodass sich ein leicht erhöhter, bleibender Positionierungsfehler einstellt. Die drehgeberlose Regelung gibt unter Last am stärksten nach. Die Nachgiebigkeit der Resolver-Positionsregelung sowie der drehgeberlosen Regelung skaliert mit der applizierten Kraft.

Die Performance der drehgeberlosen Regelung unter Last wird gesondert analysiert. Es wird eine Beeinträchtigung der Rotorlageschätzung beim alternierenden Injektionsverfahren festgestellt, welches gemäß Abb. 6.7 mit steigender Last an Genauigkeit verliert. Bei einer Kraft von 19,5 kN steigt der Schätzfehler im Versuch auf über 40° und führt zu einem Versagen der drehgeberlosen Regelung. Die in Kap. 3.1.2 geforderte maximale Betriebslast von $F_{L,Anf}$ =26,7 kN wird dadurch im drehgeberlosen Betrieb nicht erreicht. Landsmann führt den Fehlwinkel auf eine sättigungsbedingte, zunehmende Entkopplung der Anisotropie- von der Rotorachse bei steigender Stromstärke zurück [41]. Zudem bewirkt die Einprägung der Querstromkomponente i_q^* in die fehlerhaft geschätzte Koordinatenrichtung eine nachteilige Veränderung der Sättigungsverhältnisse. Die Überlagerung einer Längsstromkomponente $i_{\bar{d}}$ nach Kap. 5.2.5 verstärkt diesen Effekt zusätzlich. Die Gleichsetzung von Anisotropieund Rotorachse ist also strenggenommen nur im stromlosen Betrieb statthaft und kann unter hoher Last die Instabilität anisotropiebasierter Schätzverfahren zur Folge haben.



ABBILDUNG 6.7: Fehlwinkel des alternierenden Injektionsverfahrens unter Last

6.1.5 Repräsentatives Flugprofil

Die Regler wurden über einen längeren Zeitraum in einem realitätsnahen Anwendungsszenario erprobt. Hierbei wird ein Referenzflugprofil vorgegeben, welches typische Stellkommandos für alle Roll- und Flugphasen eines circa zweistündigen Kurzstreckenfluges nachbildet und den Luftlasten entsprechende Ruderscharniermomente appliziert. Die kommandierten Querruderausschläge und die resultierenden Aktuatorkräfte sind in den oberen beiden Diagrammen von Abb. 6.8 dargestellt. Die größten Ausschläge finden in der Vorflugkontrolle sowie bei Start und Landung statt. Neben der primären Rollfunktion übernimmt das multifunktionale Querruder in diesem Profil auch Aufgaben der sekundären Flugsteuerung. So werden die Querruder im Langsamflug gleichsinnig nach unten ausgelenkt (*engl.* aileron droop) und wirken damit neben den Flaps als zusätzliche Auftriebshilfe. Unmittelbar nach dem Aufsetzen findet ein symmetrischer Vollausschlag nach oben statt, der die Luftbremsenfunktion der Spoilerklappen ergänzt und Auftrieb vernichtet. Im Reiseflug wirken hingegen Auftriebskräfte auf das Querruder, sodass



ABBILDUNG 6.8: Reglerperformance im Referenzflug

der EMA nahezu durchgehend einer Zugbelastung ausgesetzt ist. Das Testprofil bildet insgesamt einen durchschnittlichen Flug mit geringer Turbulenz und wenig Kurvenflug nach. Der im Referenzflug auftretende kumulierte Positionsfehler wird nach der Betragssummennorm $\int |x_{EMA}^* - x_{EMA}| dt \, [m \cdot s]$ ausgewertet. Die Basiskonfiguration erreicht hinsichtlich dieses Kriteriums die höchste Regelgüte. Die drehgeberlose und die Resolver-Positionsregelung weisen vergleichbare Positionierungsfehler auf. Positionsfehler unterhalb von 0,1 mm werden von keinem Regler aktiv ausgeglichen, sodass sich in jedem Modus eine bleibende Regelabweichung einstellt. Die Resolver-Positionsregelung weist darüber hinaus eine systematische Regelabweichung unter anliegender Auftriebslast am Querruder auf. Die drehgeberlose Regelung folgt zudem neuen Steuereingaben weniger dynamisch, sodass sich der kumulierte Positionsfehler insbesondere in Phasen hoher Steuerflächenaktivität erhöht. In der Basiskonfiguration und der Resolver-Positionsregelung treten Verbrauchsspitzen auf, die kurzzeitig die Leistungsbegrenzung des EMAs von 2160 W erreichen. Der drehgeberlose Regler hingegen weist einen gesteigerten Grundverbrauch auf.

Die Detailanalyse der drehgeberlosen Regelung in Abb. 6.9 offenbart, dass im Referenzflug überwiegend das alternierende Injektionsverfahren zum Einsatz kommt. Die geringe Aktuatorgeschwindigkeit erlaubt in der Regel nicht die Auswertung der



ABBILDUNG 6.9: Detailanalyse der drehgeberlosen Regelung im Referenzflug

erweiterten Gegen-EMK. Dadurch treten fast durchgehend Injektionsverluste auf, die den Energieverbrauch des EMAs erhöhen. Darüber hinaus wird bei einem hohen Antriebsdrehmoment eine zusätzliche Stromkomponente in Rotorlängsrichtung i_d eingeprägt, welche den Leistungsbedarf weiter erhöht. Die Schätzung von Rotorlage und Geschwindigkeit funktioniert durchgehend fehlerfrei und weist eine hohe Genauigkeit auf. Da die Schätzung grundsätzlich der realen Motorbewegung nachläuft, stellen sich in Phasen erhöhter Stellaktivität auch größere Schätzfehler ein. Die geschätzten Zustandsgrößen konvergieren aber zügig gegen ihren Referenzwert.

6.2 Fehlerdiagnose und Rekonfiguration

Die fehlertolerante Regelung nach Kap. 5.3 setzt eine zuverlässige Diagnosefähigkeit voraus, um das System nach Auftreten eines Sensorfehlers in einen sicheren, degradierten Reglermodus zu überführen. Einerseits müssen fehlerhafte, aber gültige Signale eines Positionssensors schnell detektiert und isoliert werden. Gefährliche Fehlerfolgen müssen durch eine rasche Rekonfiguration vermieden werden. Andererseits darf im fehlerfreien Zustand keine unbeabsichtigte Degradation des Systems durch Fehlalarme auftreten. Im folgenden Abschnitt werden zunächst die Folgen eines unerkannten Fehlers des Resolvers oder des LVDTs aufgezeigt. Danach wird die Funktionsfähigkeit des Voting-Algorithmus und die darauffolgende Rekonfiguration mittels softwareseitiger Injektion von Fehlersignalen getestet. Abschließend wird die Einhaltung der Fehlergrenzen im fehlerfreien Zustand im Versuch verifiziert.

6.2.1 Folgen eines unerkannten Positionssensorfehlers

Sowohl der Resolver als auch der LVDT übernehmen im Querruderaktuator sicherheitskritische Funktionen. Ohne eine geeignete Mitigationsstrategie kann ihr Versagen gefährliche Fehlerfolgen nach sich ziehen. Dies wird für den Resolver im Versuch demonstriert. Eine Fehlfunktion wird dabei softwareseitig durch die Addition eines mechanischen Fehlwinkels von 240° simuliert. Dies entspricht 1200° in elektrischen Koordinaten. Ein derartiger, nicht detektierter Resolver-Offset bewirkt zwangsläufig ein Durchgehen (engl. powered runaway) des Motors, wenn die fehlerhaft erfasste Rotorlage eine Stromvektoreinprägung in entgegengesetzte Koordinatenrichtung bewirkt. Hierdurch wird ein gegenläufiges Drehmoment erzeugt, das in Abb. 6.10 eine Mitkopplung des Kaskadenreglers verursacht. Der im Stillstand anfänglich kleine Positionsfehler wird durch den Stromregler verstärkt. Dieser bewirkt durch die Verdrehung des Stromvektors eine Beschleunigung in die falsche Drehrichtung und folgt seinem Referenzwert dabei nur scheinbar. Im Zusammenspiel mit den darüberliegenden Reglerkaskaden ist der Effekt selbstverstärkend. In der Folge wird der Aktuator mit maximaler Leistung entgegen der kommandierten Drehrichtung gegen seinen Endanschlag gefahren. Bei der Kollision besteht je nach Bauweise der Anschläge das Risiko mechanischer Schäden und des Klemmens in der Endposition. Im Experiment wird beim Überschreiten des maximalen Aktuatorhubs die Notabschaltung des Prüfstandes ausgelöst. Bleibt eine Abschaltung aber aus, drohen in kürzester Zeit Schäden an den Motorwicklungen durch Überhitzung. Zudem besteht das Risiko einer temperaturbedingten, dauerhaften Entmagnetisierung der Permanentmagnete.

Ein eingefrorenes, aber gültiges Resolversignal führt hingegen zu einer Stromvektoreinprägung fester Raumrichtung. Der Rotor richtet seine Längsachse entlang



ABBILDUNG 6.10: Powered runaway in Folge eines Resolver-Offsets

des Stromvektors aus und blockiert den Aktuator. Dabei besteht wiederum das Risiko einer Überhitzung durch einen unkontrollierten Anstieg des Motorstromes. Dieser wird durch anwachsende Regelabweichungen der vermaschten Positions- und Geschwindigkeitsregler forciert.

Die Folgen eines korrumpierten LVDT-Signals sind vergleichsweise trivial, weshalb auf entsprechende Tests verzichtet wird. Ein Offset-Fehler würde zu einer entsprechenden Fehlstellung des Aktuators führen. Hinreichend große Offsets können zudem Kollisionen mit den internen Endanschläge des EMAs provozieren. Ähnlich dem Versagen des Resolvers besteht dabei die Gefahr mechanischer Schäden und der Überhitzung des PMSMs. Ein eingefrorenes, aber gültiges LVDT-Signal hätte die Instabilität des Positionsreglers zur Folge mit dem Endeffekt eines powered runaways.

6.2.2 Rekonfiguration nach Auftreten von Positionssensorfehlern

Die Steuerungslogik des Voting-Algorithmus zur Erkennung von Positionssensorfehlern und anschließender Rekonfiguration nach Kap. 5.3.1 wird mittels Einprägung künstlicher Fehlersignale am Prüfstand erprobt. Dies ist in Abb. 6.11 dargestellt. In separaten Versuchen wird die Fehlfunktion des LVDTs, des Resolvers sowie des Rotorlageschätzers als zusätzlichem virtuellen Sensor simuliert. Dabei werden dem Positionssignal ein Offset von 0,5 mm und der Motorposition ein Fehlwinkel



ABBILDUNG 6.11: Rekonfiguration nach Positionssensorfehler

von 240° überlagert. Die Offsets bewirken einen unmittelbaren Ausschlag des jeweiligen Fehlerindikators \tilde{x}_{EMA} von der wahren Aktuatorposition zum Zeitpunkt der Fehlerinjektion. Dadurch erkennt das Diagnoseverfahren schnell ein Sensorversagen und isoliert das fehlerhafte Signal. Mit der eindeutigen Fehlerisolation geht die gewünschte Rekonfiguration in einen sicheren Reglermodus entsprechend der Logik des Zustandsautomaten einher. Die Zeitspanne zwischen Fehlerinjektion und Rekonfiguration betrug bei allen durchgeführten Tests maximal 22 ms. Die schnelle Rekonfiguration konnte kritische Fehlerfolgen wie einen powered runaway bei Fehlfunktion des LVDTs oder des Resolvers zuverlässig unterbinden. Die Transition in den neuen Reglermodus macht sich durch die schnelle Umschaltung lediglich durch kurzzeitige Stromspitzen bemerkbar. Diese rufen aber keine unkontrollierten Rotorbewegungen signifikanten Ausmaßes hervor. Es bleibt dennoch anzumerken, dass Sensorfehler hinreichend groß sein müssen, damit die Fehlerresiduen ihre voreingestellten Schwellwerte überschreiten.

6.2.3 Einhaltung der Fehlergrenzwerte im Nominalbetrieb

Für die Anwendung der Fehlerüberwachung ist es essenziell, dass Fehlalarme im fehlerfreien Nominalbetrieb vermieden werden. Hierfür wurde die Einhaltung der



ABBILDUNG 6.12: Sensorüberwachung im Referenzflug

Fehlergrenzwerte in einem realitätsnahen Anwendungsszenario verifiziert. Das erste Diagramm in Abb. 6.12 zeigt die Aktuatorposition während des bereits in Kap. 6.1.5 eingeführten Referenzfluges. Darunter sind die drei Fehlerresiduen des Sensorvoters mit den zugehörigen Schwellwerten dargestellt. Die Residuen bleiben generell innerhalb ihrer Grenzwerte²⁶, sodass keine Fehlalarme ausgelöst werden. Die beiden oberen Residuen bilden die kausale Beziehung zwischen der Motorposition und dem Aktuatorhub ab. Diese wird unter Last durch die elastische Verformung des Antriebsstranges verfälscht, sodass die Residuen während des Fluges eine systematische Abweichung von der Nulllinie von $-13 \,\mu$ m pro kN aufweisen. Dementsprechend groß muss der Schwellwert gewählt werden, um auch bei hoher Aktuatorlast keine Fehlalarme zu provozieren. Das dritte Residuum vergleicht die gemessene Motorposition mit ihrem Schätzwert. Die hohe Genauigkeit der drehgeberlosen Rotorlageschätzung erlaubt dabei eng gesetzte Fehlergrenzen.

6.3 Diskussion

In diesem Kapitel wurde die Machbarkeit der drehgeberlosen Regelung elektromechanischer Flugsteuerungsaktuatoren mit dem Konzept aus Kap. 5.2 experimentell nachgewiesen. Die gewählte Umsetzung erweist sich auch bei realitätsnahen Bewegungs- und Lasttrajektorien als robust und zuverlässig. In dem betrachteten Anwendungsfall kommt fast ausschließlich das alternierende Injektionsverfahren zum Einsatz. Bei diesem besteht allerdings ein Zielkonflikt zwischen einer robusten Rotorlageschätzung und einer hohen Reglerbandbreite. Die dynamischen Eigenschaften des drehgeberlosen Reglermodus bleiben dadurch hinter dem Vergleichsregler zurück. In der Applikation am Querruder hätte dies eine Verschlechterung der Flug- und Manövriereigenschaften zur Folge und würde das Risiko pilotinduzierter Oszillationen (PIOs) erhöhen. Zudem erhöht das anisotropiebasierte Schätzverfahren durch zusätzliche Injektionsverluste den Energieverbrauch. Es werden daher Maßnahmen diskutiert, die zu einer Verbesserung der Reglerperformance im drehgeberlosen Betrieb beitragen können.

Einerseits kann die Frequenz der alternierenden Injektion angehoben werden, wodurch dem Kaskadenregler ein größeres Frequenzspektrum zur Verfügung stünde. Bei der Annäherung der Injektions- an die PWM-Frequenz müssen dann Quantisierungsfehler im Zeitbereich aufgrund der weniger dichten Abtastfolge des sinusförmigen Injektionssignal mitberücksichtigt werden. Der Grenzfall ist nach dem Abtasttheorem bei der halben PWM-Frequenz erreicht und markiert den Übergang zu einer Rechteckinjektion. Alternativ kann selbstverständlich ebenfalls die PWM-Frequenz erhöht werden. Andererseits sind auch jüngere Ansätze der anisotropiebasierten Rotorlageschätzung wie die in Kap. 2.3.5 beschriebene Klasse der beliebigen Injektionsverfahren sehr vielversprechend. Sie könnten helfen, die inhärente Beeinträchtigung der Basisregelfunktion durch sinusförmige Injektionsverfahren zu überwinden und Injektionsverluste minimieren. Ein weiterer wichtiger Faktor für die Performance der drehgeberlosen Motorregelung ist die Bauform des Motors selbst. Der Signalgehalt des demodulierten Stromes steigt bei injektionsbasierten Verfahren

²⁶ Bei t=8 min und t=92 min wurden zwei isolierte, abweichende Datenpunkte des Rotorlageschätzers aufgezeichnet. Es ist unklar, ob diese Datenpunkte Fehler der Messdatenerfassung oder wirkliche, fehlerhafte Schätzwerte darstellen. Fehlermonitore würden in keinem Fall auslösen, da eine Verletzung der Schwellwerte für mindestens 10 ms erfolgen muss.

mit der Größe des Anisotropiekoeffizienten. Im Umkehrschluss erlaubt ein stark anisotroper Motor kleinere Injektionsamplituden und trüge damit direkt zu einer Senkung des Energieverbrauches bei. Die Anisotropieeigenschaften sollten daher bestenfalls schon im frühen Motorentwurf optimiert werden. Hierdurch könnte auch der überhaupt für den drehgeberlosen Betrieb geeignete Betriebsbereich des PMSM maximiert werden. Die in Kap. 4.1 entwickelte Methode der simulationsbasierten Anisotropieidentifikation stellt dafür das passende Werkzeug für den Vorentwurf bereit. Darüber hinaus offenbaren die Versuche einen systematischen Schätzfehler bei hohen Motorströmen, der allen anisotropiebasierten Verfahren zu eigen ist [41]. Dieser sollte vermessen und kompensiert werden, um auch unter hoher Last eine stabile drehgeberlose Regelung hoher Genauigkeit zu gewährleisten.

In den Versuchen wurde gleichfalls die Performance der fehlertoleranten Regelung nach Kap. 5.3 unter Beweis gestellt. Die Fehlererkennung funktioniert zuverlässig, sodass nach dem Versagen eines Positionssensors der sichere Weiterbetrieb in einem degradierten Reglermodus gewährleistet ist. Die Resolver-Positionsregelung erreicht in den Tests nahezu die gleiche Regelgüte wie die Basiskonfiguration und erweist sich damit als geeigneter Betriebsmodus nach Versagen des LVDTs. Sowohl das Sensorvoting als auch die Resolver-Positionsregelung beruhen auf einer Schätzung des Aktuatorhubs auf Basis des Rotorwinkels. Beide könnten von einer analytischen Korrektur der elastischen Verformung des Antriebsstranges profitieren. Als Referenzwert böte sich dafür die Kraftmessung am Aktuatorabtrieb oder die Strommessung des PMSM an. Eine Kompensation könnte die Eigenschaften der Resolver-Positionsregelung dem Vergleichsregler weiter angleichen. Zudem erlaubt sie eine Reduzierung der Fehlergrenzen, sodass auch kleine Fehlwinkel unterhalb von φ_{me} =220° diagnostiziert würden. Verfahren der drehgeberlosen Rotorlageschätzung tragen im erprobten Konzept substanziell zur Betriebssicherheit des elektromechanischen Aktuators bei. Sie können Ansätze für eine ganzheitliche Aktuatorüberwachung sinnvoll ergänzen.

Die validierten Konzepte dieser Arbeit lassen sich ebenso auf andere in Kap. 2.1.5 identifizierte Applikationen elektromechanischer Aktuatoren in Luft- und Raumfahrt übertragen. Das vielfältige Spektrum möglicher Anwendungsfälle für drehgeberlose Reglerverfahren geht weit über elektrische Antriebe in der primären Flugsteuerung hinaus und ist zudem nicht nur auf Flächenflugzeuge beschränkt. Insbesondere Anwendungen mit nur kurzzeitigen Nutzungsphasen nahe dem Stillstand kommen dem Wirkprinzip hybrider Rotorlageschätzer entgegen.

Kapitel 7

Zusammenfassung

Die Transformation zu einer nachhaltigeren Luftfahrt erfordert eine tiefgreifende Anpassung der Systemarchitektur großer Passagierflugzeuge. Elektrifizierte Bordsysteme gelten dabei als Schlüsseltechnologie, um das more electric aircraft der nächsten Generation zu ermöglichen. Steuerflächen der primären und sekundären Flugsteuerung werden derzeit allerdings meist noch durch konventionelle Aktuatoren betätigt, die aus zentralen Hydraulikkreisläufen mit Energie gespeist werden. So dominieren elektrisch-hydraulische Servoaktuatoren die Systemarchitektur heutiger fly-by-wire Flugsteuerungen. In Zukunft werden voraussichtlich aber elektrisch versorgte power-by-wire Aktuatoren weiter an Bedeutung gewinnen. Elektromechanische Aktuatoren befinden sich vereinzelt bereits in der sekundären Flugsteuerung im serienmäßigen Einsatz. Intensive Anstrengungen werden auf nationaler und europäischer Ebene zur Reifmachung der Technologie auch für primäre Steuerflächen unternommen. Ein besonderer Fokus liegt dabei auf dem Querruder. Eine Herausforderung ist das Erreichen einer hohen Zuverlässigkeit und Lebensdauer für diese sicherheitskritische Anwendung bei gleichzeitiger Minimierung von Bauraum, Gewicht und Kosten. Auch die aufwändige Sensorik trägt zu einer hohen Systemkomplexität elektromechanischer Antriebe bei. Die feldorientierte Regelung des Permanentmagnet-Synchronmotors erfordert jederzeit die Information über den Lagewinkel der Rotors. Dieser wird in der Regel mit einem Drehgeber, in den meisten Fällen einem Resolver, im Betrieb gemessen. In dieser Arbeit wird untersucht, ob stattdessen ein analytischer Rotorlageschätzer eine drehgeberlose Positionsregelung ermöglichen kann. Dieser könnte den physischen Positionssensor auf der Motorwelle einerseits vollständig substituieren. Andererseits könnte er auch eine zusätzliche analytische Redundanz schaffen, um die Fehlfunktion eines Positionssensors zu erkennen und den sicheren Weiterbetrieb zu gewährleisten.

Die Schätzung des Rotorlagewinkels durch eine methodische Auswertung von Strom- und Spannungssignalen ist seit geraumer Zeit Gegenstand intensiver Forschung, sodass in der Literatur eine Vielzahl unterschiedlicher Ansätze existiert. Eine besondere Relevanz haben anisotropie- und grundwellenbasierte Verfahren erlangt. Anisotrope Elektromotoren weisen eine über den Rotorumfang ungleich verteilte Induktivität auf, die typischerweise in der Querachse des Rotors am stärksten ausgeprägt ist. Rotorlageschätzer nutzen diese magnetische Asymmetrie aus, wenn sie spezifische Spannungsmuster injizieren und den Rotorwinkel aus der Stromantwort demodulieren. Die historische INFORM-Methode appliziert sequentiell Spannungspulse in die Motorspulen und wertet die Raumrichtung der Antwortvektoren aus. Abträglich ist allerdings eine diskontinuierliche Unterbrechung der Stromregelung. Sinusförmige Injektionsverfahren hingegen speisen die Signale so hochfrequent ein, dass die Stromantwort vom Frequenzspektrum des Basisreglers separierbar bleibt. Dies ermöglicht eine unterbrechungsfreie Regelung im drehgeberlosen Betrieb. Zu dieser Verfahrensklasse gehören die rotierende und die alternierende Injektion. Das rotierende Injektionsverfahren appliziert einen umlaufenden Spannungsvektor in statorfesten Koordinaten und identifiziert die Hauptachse der resultierenden, ellipsoiden Stromantwort. Das alternierende Injektionsverfahren speist eine sinusförmige, oszillierende Spannung in rotorfeste Achsenrichtung ein und detektiert eine Verdrehung des Antwortvektors. Einen neuartigen Ansatz stellt das beliebige Injektionsverfahren dar, welches eine diskretisierte Form der Motorspannungsgleichung auswertet. Das Injektionsmuster ist wegen der Allgemeingültigkeit des Motormodells frei wählbar, sofern die applizierte Spannung hinreichende Stromgradienten anregt. Bei ausreichend hoher Motordrehzahl bietet sich eine passive, grundwellenbasierte Rotorlageschätzung an. Sie beruht auf der Auswertung der Gegen-EMK. Dieser Spannungsvektor wird vom drehenden Rotor in die Motorphasen induziert und zeigt in Richtung der Rotorquerachse. Die Berechnung des Lagewinkels ist durch direkte Lösung der Motorspannungsgleichung möglich und basiert entweder auf der Integration oder der Differenzierung der Strangströme. Eine höhere Genauigkeit kann durch die Auswertung der sogenannten erweiterten Gegen-EMK erreicht werden, die zusätzlich auch Anisotropieeigenschaften des PMSMs miteinbezieht.

Als Anwendungsfall für neu entwickelte Reglerverfahren wird die elektromechanische Aktuierung des Querruders eines großen Passagierflugzeuges ausgewählt. Für dessen Erprobung wird ein Querruderprüfstand errichtet, der die parallel-redundante Betätigung der Steuerfläche durch zwei Linearaktuatoren erlaubt. Der hochinstrumentierte Prüfstand bildet realitätsnah die Steuerflächenkinematik und mechanische Anschlussparameter nach. Repräsentative Luftlasten können durch hydraulische Lastzylinder simuliert werden. Anhand typischer Dynamikanforderungen wird ein elektromechanischer Testaktuator mit einer Bandbreite von über 2 Hz entwickelt und in den Prüfstand integriert. Der Antriebsstrang des EMAs umfasst einen Permanentmagnet-Synchronmotor mit radial ausgerichteten, vergrabenen Magneten, ein zweistufiges Stirnradgetriebe und eine Kugelumlaufspindel, die aus der Rotation der Abtriebswelle einen Linearhub erzeugt. Zwei redundante EMAs an einer Steuerfläche sollten grundsätzlich in einer Aktiv-Aktiv-Konfiguration betrieben werden. Im Vorentwurf ist aber trotzdem der Aktiv-Passiv-Betrieb nach Ausfall eines Aktuators dimensionierend. Der Elektromotor muss für diesen Fehlerfall ein zusätzliches Antriebsdrehmoment vorhalten. Dieses wird für das Halten der gesamten Luftlast sowie das dynamische Verfahren des trägen, passivierten Aktuators im ineffizienten Reversierbetrieb benötigt. Der entwickelte EMA wird mit einer Leistungselektronikeinheit, bestehend aus einem Wechselrichter und einem Messboard für Ströme und Spannungen, betrieben. Das Verhalten der Systemkomponenten wird durch Differenzialgleichungen beschrieben und daraus ein lineares Zustandsraummodell des Gesamtaktuators abgeleitet. Das Modell dient als Grundlage für den Entwurf eines Basisreglers. Dieser wird den neuen drehgeberlosen und fehlertoleranten Reglermodi im Verlauf dieser Arbeit als Vergleichsregler dienen. Es wird eine konventionelle Kaskadenregelung mit vermaschten Regelstrecken für Ströme in Längs- und Querrichtung des Rotors, Winkelgeschwindigkeit der Rotorwelle und Aktuatorposition implementiert. Die daraus generierten Spannungsvorgaben werden mit dem Raumzeigermodulationsverfahren SVPWM in diskrete Schaltsignale des Frequenzumrichters übersetzt und auf die drei Motorphasen appliziert.

Für die drehgeberlose Regelung bis zum Stillstand sollte der PMSM des Testaktuators eine ausgeprägte Anisotropie aufweisen. Die Motoreigenschaft wird daher

für den gesamten Betriebsbereich des Motors identifiziert. Sie wird insbesondere durch die Magnettopologie des Rotors bestimmt und durch magnetische Eisensättigung aufgrund hoher Motorströme beeinträchtigt. Bei Maschinen mit konzentrierter Wicklung ist außerdem die Ausrichtung des Rotors zu den Statornuten von Bedeutung. Eine hinreichend starke Anisotropie im Arbeitspunkt, also eine verschieden große differentielle Induktivität in Rotorquer- und Längsrichtung, ist also die Grundvoraussetzung für eine robuste Rotorlageschätzung. Differentielle Induktivitäten werden bei variierten Strömen und Rotorwinkeln bestimmt und daraus der Anisotropiekoeffizient errechnet. Die Identifikation wird sowohl im Laborversuch als auch simulativ durchgeführt. Bei der Testmethode werden dafür bei arretierter Rotorwelle hochfrequente Wechselströme in Rotorquer- und Längsrichtung eingeprägt und Strom- und Spannungssignale methodisch ausgewertet. Alternativ wird die zweidimensionale Finite-Elemente-Methode angewendet, die simulativ die magnetische Flussverteilung der Rotor-Stator-Kombination bestimmt und gleichermaßen Rückschlüsse auf die Induktivität zulässt. Durch Interpolation der Stützstellen wird ein Anisotropiemodell abgeleitet, das den gesamten Betriebsbereich des PMSM abdeckt. Das Modell bestätigt eine signifikante Anisotropie im stromlosen Ausgangspunkt. Ein hoher drehmomentbildender Strom in Rotorquerachse führt allerdings zu einem Verlust der Anisotropieeigenschaft. Die Überlagerung eines Stromes in positive Rotorlängsachse verstärkt das magnetische Feld der Permanentmagneten und bewirkt dadurch eine starken, sättigungsbedingte Erhöhung des Anisotropiekoeffizienten. Die Variation der Rotorstellung offenbart zudem eine deutliche Schwankungsbreite über einer elektrischen Motorumdrehung. Die Test- und die Simulationsmethode attestieren dem PMSM in guter Übereinstimmung die Eignung für anisotropiebasierte Verfahren zur Rotorlageschätzung.

Viele Schätzverfahren verlangen die präzise Injektion von Spannungsmustern und die genaue Kenntnis der Phasenspannungen. Da in der Regel aber keine Messung der Phasenspannungen vorgesehen ist, werden stattdessen die kommandierten Sollwerte verwendet. Diese werden aber insbesondere durch Tot- und Verriegelungszeiten der Schaltelemente des Wechselrichters verfälscht. Die Fehlspannungen werden daher für jede Motorphase experimentell mit einem Blackbox-Ansatz identifiziert und stromabhängige Kompensationskurven aufgestellt.

Für den Testaktuator wird ein hybrider Rotorlageschätzer implementiert, der sowohl ein anisotropie- als auch ein grundwellenbasiertes Verfahren nutzt. Da anisotropiebasierte Verfahren grundsätzlich nicht die Rotorachsenrichtung ermitteln können, muss die Polarität zu Beginn durch ein Startverfahren identifiziert werden. Hierzu werden kurze, starke Spannungspulse in die angenommene Rotorachse eingeprägt und die hervorgerufene Stromamplitude gemessen. Bei der Bestimmung des Startwinkels wird die einsetzende Eisensättigung in positiver Achsenrichtung ausgenutzt. Anschließend speist das ausgewählte alternierende Injektionsverfahren im Stillstand und bei niedriger Drehzahl ein hochfrequentes, sinusförmiges Signal in die geschätzte Rotorlängsachse ein. Der Antwortvektor wird durch ein FIR-Bandpassfilter aus den gemessenen Phasenströmen ausgelesen. Dies erzwingt allerdings gleichzeitig eine Reduzierung der Bandbreite des Stromreglers und darüberliegender Regelkaskaden. Eine relative Verdrehung des Antwortvektors zur Injektionsrichtung zeigt einen Schätzfehler an, der in einer PI-Schleife reduziert wird, sodass sich die geschätzte Rotorachse der realen annähert. Bei höherer Drehzahl wird die Motorspannungsgleichung durch Integration der Strangströme gelöst. Der grundwellenbasierte Ansatz ermittelt die Lagerichtung der erweiterten Gegen-EMK und schließt damit auf die Rotorlage. Ein Zustandsautomat initiiert das Startverfahren und schaltet bei voreingestellten Drehzahlen zwischen beiden Schätzverfahren um. Der Rotorlageschätzer wird in die Reglerstruktur des EMAs integriert und ermöglicht so die feldorientierte Stromregelung ohne Resolver. Er stellt gleichzeitig eine vom Lagewinkel abgeleitete Schätzung der Rotordrehzahl bereit, die dem Geschwindigkeitsregler rückgeführt wird.

Neben der drehgeberlosen Regelung wird auch ein fehlertoleranter Reglermodus implementiert, der unter Einbeziehung des Rotorlageschätzers eine Überwachung physischer Positionssensoren ermöglicht. Dabei sollen fehlerhafte Signale des LVDTs, der am Abtrieb des EMAs den Aktuatorhub erfasst, und des Resolvers diagnostiziert werden. Das dritte dissimilare Positionssignal des Rotorlageschätzers erlaubt in dem Konzept eine eindeutige Fehlerisolation nach Mehrheitsentscheid. Bei einer Resolver-Fehlfunktion überführt der Sensorvoter den Aktuator in den drehgeberlosen Betrieb. Nach einem Fehler des LVDT findet eine Rekonfiguration in die sogenannte Resolver-Positionsregelung statt. Dabei wird der gemessene Rotorwinkel auf den Aktuatorabtrieb projiziert und ersatzweise als Rückführung des Positionsregelkreises eingesetzt.

Der Basisregler, die drehgeberlose Regelung und die Resolver-Positionsregelung des EMAs wurden am Querruderprüfstand intensiv erprobt. Der Basisregler erreicht die gewünschte Dynamik und zeigt auch unter Last ein sehr gutes Führungsverhalten. Er stellt seine gute Performance zudem in einem realitätsnahen Referenzflugprofil unter Beweis und dient in dieser Arbeit als repräsentativer Vergleichsregler. Erstmalig wird die Machbarkeit einer drehgeberlosen Regelung für elektromechanische Flugsteuerungsaktuatoren demonstriert. Sie erfüllt ihre Funktion in den Laborversuchen durchweg zuverlässig und erweist sich als robust. Die Rotorlage und die Winkelgeschwindigkeit werden sowohl durch das erweiterte Gegen-EMK- als auch durch das alternierende Injektionsverfahren mit hoher Genauigkeit geschätzt. Ein erhöhter Fehlwinkel stellt sich durch Sättigungseffekte nur unter großer Last beim anisotropiebasierten Verfahren ein und ließe sich durch eine genaue Vermessung des Effektes korrigieren. Die dynamischen Eigenschaften der drehgeberlosen Regelung bleiben aufgrund verfahrensbedingt reduzierter Reglerverstärkungen allerdings insgesamt hinter dem Vergleichsregler zurück. Zudem erhöht sich im Referenzflug nahezu durchgehend der Grundenergiebedarf des Aktuators durch zusätzliche Signalinjektion. Die Resolver-Positionsregelung erreicht annähernd die Performance der Basiskonfiguration und stellt damit ihre Eignung als degradierter Betriebsmodus für den Fehlerfall unter Beweis. Fehlerhafte Positionssignale werden im Versuch zuverlässig durch das Triplex-Sensorvoting diagnostiziert und schwerwiegende Fehlerfolgen durch schnelle Rekonfiguration abgewendet. Im fehlerfreien Referenzflug werden zudem keine Fehlalarme ausgelöst. Verfahren der drehgeberlosen Rotorlageschätzung tragen also im Rahmen der fehlertoleranten Regelung substanziell zur Erhöhung der Ausfallsicherheit des EMAs bei.

Künftige Bemühungen sollten darauf abzielen, die Performance der drehgeberlosen Regelung der Basiskonfiguration anzugleichen. Methodische Weiterentwicklungen des anisotropiebasierten Schätzverfahrens könnten den Zielkonflikt zwischen einer robusten Winkelbestimmung und einer hohen Reglerbandbreite entschärfen oder auflösen. Die Berücksichtigung von Anisotropieeigenschaften im frühen Motorentwurf böte zudem die Möglichkeit, Injektionsamplituden zu reduzieren und damit den Energieverbrauch zu senken. Die Leistungsfähigkeit der implementierten Sensorfehlerdiagnose kann vor allem durch die Absenkung der Fehlergrenzwerte weiter verbessert werden. Insbesondere die Berücksichtigung der elastischen Verformung des Antriebsstranges bei der Berechnung der Fehlerresiduen kann hierzu einen Beitrag leisten. Die Erkenntnisse dieser Arbeit eröffnen auch neue Chancen für verwandte Anwendungsfelder elektromechanischer Aktuatoren. So können die drehgeberlosen Reglerkonzepte auch auf andere Steuerflächen und vielfältige Applikationen außerhalb der Flugsteuerung übertragen werden. Permanentmagnet-Synchronmotoren finden gegenwärtig nämlich zunehmend Einzug in die Systemarchitekturen von Flugzeugen, Drehflüglern, UAVs und Raketen.

Anhang A

Parametrisierung

Bezeichnung	Zeichen	Wert
Kritischer Auslegung	spunkt	
Bandbreite	f _{Anf}	\geq 2 Hz
Amplitudenverstärkung	mag _{Anf}	-3 dB
Stellamplitude	$\hat{x}_{EMA,Anf}$	$4\cdot 10^{-3}\mathrm{m}$
Betriebslast	$F_{L,Anf}$	$26,7 \cdot 10^3 \mathrm{N}$
Allgemein		
erforderliche Aktuatorbeschleunigung	$\hat{x}_{EMA,Anf}$	$0,442{ m ms^{-2}}$
erforderliches Antriebsdrehmoment im	M _{Mot.Anf}	8,35 N m
Aktiv-Passiv-Betrieb		
erforderliches statisches Antriebsdrehmoment	M _{stat,Anf}	3,42 N m
arfordorlichos dunamischos	М	4.03 Nm
Antriebsdrehmoment im Aktiv-Passiv-Betrieb	I vi dyn,Anf	4,90 IN III
Übersetzung Getriebestufe 1	ici	2 75
Übersetzung Getriebestufe ?		2,78
gesamte Getriebeübersetzung	ic	7 65
Gewindesteigung Spindel	n	$5 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Hebelarm der Ouerruderkinematik		$50 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
minimaler effektiver Hebelarm	11:	$45 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Massenträgheitsmoment Motor	I _{Mot}	$2.9 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2$
Massenträgheitsmoment Ritzel Getriebestufe 1	JMOL	$1.9 \cdot 10^{-5} \text{ kg m}^2$
Massenträgheitsmoment Rad Getriebestufe 1		$8.6 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2$
Massenträgheitsmoment Getriebestufe 1		$1,0\cdot 10^{-3} \mathrm{kg}\mathrm{m}^2$
(abtriebsseitig)		. 0
Massenträgheitsmoment Ritzel Getriebestufe 2		$2,6 \cdot 10^{-5} \mathrm{kg} \mathrm{m}^2$
Massenträgheitsmoment Rad Getriebestufe 2		$9,8 \cdot 10^{-4} \mathrm{kg} \mathrm{m}^2$
Massenträgheitsmoment Getriebestufe 2		$1, 2 \cdot 10^{-3} \text{kg} \text{m}^2$
(abtriebsseitig)		0
Massenträgheitsmoment Getriebe	Jg	$8,9 \cdot 10^{-3} \mathrm{kg} \mathrm{m}^2$
(abtriebsseitig)		č
Massenträgheit Kugelgewindetrieb	m_{Sp}	170 kg
(abtriebsseitig)		-
Massenträgheitsmoment Querruder	JQuer	1 kg m ²
	Fortsetza	ung auf nächster Seite

TABELLE A.1: Parameter des Aktuatorvorentwurfs

1	n	n
Т	υ	υ

101100124113		
Bezeichnung	Zeichen	Wert
kumuliertes Massenträgheitsmoment im	J _{Mot,ges}	$8,9 \cdot 10^{-4} \text{kg} \text{m}^2$
Wirkungsgrad Getriebe	μ _G	0,95
Wirkungsgrad Kugelgewindetrieb	μ_{Sp}	0,9
Reversierbetrieb	µ _{Sp,rev}	0,85

Fortsetzung

TABELLE A.2: Physikalische Parameter des linearen Streckenmodells

Bezeichnung	Zeichen	Wert
Polpaarzahl	PP	5
Ständerwiderstand	R	3,6 Ω
Induktivität	L	$16, 5 \cdot 10^{-3} \mathrm{H}$
Permanentmagnetflussverkettung	Ψ_{PM}	0,20 Wb
Motorkonstante	k_t	$0,99{ m NmA^{-1}}$
kumulierte Massenträgheit der	$m_{G,ges}$	14 800 kg
Stirnradgetriebestufen und des	Ū.	
Kugelgewindetriebes (abtriebsseitig)		
Massenträgheitsmoment Querruder	J _{Quer}	1 kg m ²
Aktuatorgewicht	<i>m_{EMA}</i>	12,5 kg
Hebelarm der Querruderkinematik	l_h	$50 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Gesamtübersetzung des Antriebsstranges	iges	9613 rad m $^{-1}$
Federsteifigkeit der Querruderkinematik	k _{kin}	$20 \cdot 10^{6} \mathrm{N}\mathrm{m}^{-1}$
Federsteifigkeit der Strukturanbindung	k _{Str}	$50 \cdot 10^{6} \mathrm{N}\mathrm{m}^{-1}$
Gesamtfedersteifigkeit der Aktuatoranbindung	k _{ges}	$14, 3 \cdot 6 \mathrm{N}\mathrm{m}^{-1}$
Federsteifigkeit des Antriebsstranges	<i>k</i> _{EMA}	$77 \cdot 10^{6} \mathrm{N}\mathrm{m}^{-1}$

TABELLE A.3: Parameter der Regler-Basiskonfiguration

Bezeichnung	Zeichen	Wert
Allgemein		
Taktfrequenz		$20 \cdot 10^3 \text{Hz}$
Taktfrequenz Stellkommando		20 Hz
Auflösung		32 bit
vorgegebene Zwischenkreisspannung	u_{DC}^*	540 V
Polpaarzahl	PP	5
Positionsregler		
proportionaler Verstärkungsfaktor	k_{px}	-288000
Taktfrequenz		200 Hz
Totzone		$0, 1 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Positionssättigung untere Grenze		$-21,02 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Positionssättigung obere Grenze		$17,25 \cdot 10^{-3} \mathrm{m}$
Geschwindigkeitssättigung		$394 \rm rad \rm s^{-1}$
	Fortsetz	ung auf nächster Seite

Fortsetzung

Bezeichnung	Zeichen	Wert	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		5,3 Hz	
Amplitudenreserve im linearen Modell		48 dB	
Phasenreserve im linearen Modell		86°	
Geschwindigkeitsre	egler		
proportionaler Verstärkungsfaktor	k _{vw}	0,113	
Integral-Verstärkungsfaktor	$\dot{k}_{i\omega}$	1,19	
Taktfrequenz		$4\cdot 10^3\mathrm{Hz}$	
Totzone		$1 \mathrm{rad}\mathrm{s}^{-1}$	
Stromsättigung in q-Achse		5,4 A	
Anti-Windup-Verstärkung in q-Achse		10,5	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		95 Hz	
Amplitudenreserve im linearen Modell		∞	
Phasenreserve im linearen Modell		88°	
Stromregler			
proportionaler Verstärkungsfaktor	k _{vi}	77,7	
Integral-Verstärkungsfaktor	k _{ii}	154000	
Taktfrequenz		$20 \cdot 10^3 \text{Hz}$	
Totzone		0,01 A	
Spannungssättigung in d- und q-Achse		400 V	
Anti-Windup-Verstärkung in d- und q-Achse		1980	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		1021 Hz	
Amplitudenreserve im linearen Modell		∞	
Phasenreserve im linearen Modell		7 1°	
Pulsweitenmodulation			
Taktfrequenz PWM	f _{PWM}	$20 \cdot 10^3 \text{Hz}$	
Taktfrequenz Komparator in der Simulation	f _{Komp}	$5\cdot 10^6\mathrm{Hz}$	
minimaler Tastgrad	- /	0,01	
maximaler Tastgrad		0,99	
Verriegelungszeit in der Simulation		$500 \cdot 10^{-9} \mathrm{s}$	

TABELLE A.4: Parameter der drehgeberlosen Regelung

Bezeichnung	Zeichen	Wert
Startverfahren		
Gesamtdauer		$50 \cdot 10^{-3} \mathrm{s}$
Ruhezeit vor Pulsinjektion		$20 \cdot 10^{-3} \mathrm{s}$
Pulsbreite		$400 \cdot 10^{-6} \mathrm{s}$
Pulshöhe		400 V
Alternierendes Injektionsverfahren		
Injektionsfrequenz	f _{ini}	2500 Hz
Injektionsamplitude	u _{ini}	100 V
Ordnung FIR-Bandpassfilter	,	75
	Fortsetz	ung auf nächster Seite

 ∞

90°

	7 1	T A7 4	
Bezeichnung	Zeichen	Wert	
proportionaler Verstärkungsfaktor		20000	
Integral-Verstärkungsfaktor		320000	
Erweitertes Gegen-EMK-	Verfahren		
Ständerwiderstand	R	3,6Ω	
Induktivität in d-Achse	L_{dd}	0,0139 H	
Induktivität in q-Achse	L_{qq}	0,0166 H	
Proportionalverstärkung der		$5 \cdot 2\pi$	
Stabilisierungsschleife			
proportionaler Verstärkungsfaktor		500	
Integral-Verstärkungsfaktor		40000	
Steuerungslogik des Rotorl	ageschätzer	5	
Zeitpunkt der Aktivierung des Startverfahrens		$50\cdot10^{-3}\mathrm{s}$	
Zeitpunkt der Beendigung des Startverfahrens		$100 \cdot 10^{-3} \mathrm{s}$	
Schwellwert zur Aktivierung des erweiterten		$200 \mathrm{~U~min^{-1}}$	
Gegen-EMK-Verfahrens			
Schwellwert zur Aktivierung des		150 U min^{-1}	
alternierenden Injektionsverfahrens			
Transitionsdauer		$1\cdot 10^{-3}\mathrm{s}$	
Abweichungen zur Regler-Bas	iskonfigura	tion	
Positionsregler			
proportionaler Verstärkungsfaktor	k_{px}	-29400	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		0,55 Hz	
Amplitudenreserve im linearen Modell		54 dB	
Phasenreserve im linearen Modell		85°	
Geschwindigkeitsregler			
proportionaler Verstärkungsfaktor	k _{nw}	0,02	
Integral-Verstärkungsfaktor	$k_{i\omega}$	0,02	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		9,1 Hz	
Amplitudenreserve im linearen Modell		∞	
Phasenreserve im linearen Modell		92°	
Stromregler			
proportionaler Verstärkungsfaktor	kni	20,9	
Integral-Verstärkungsfaktor	k_{ii}	5760	
Bandbreite (-3dB) im linearen Modell		127 Hz	

Fortsetzung

Amplitudenreserve im linearen Modell

Phasenreserve im linearen Modell

Bezeichnung	Zeichen	Wert
Abweichungen zur drehgeberl	osen Regelu	ng
Injektionsamplitude	u _{inj}	140 V
Sensorvoter		
Polpaarzahl	РР	5
inverse Gesamtübersetzung des	i_{ges}^{-1}	$104 \cdot 10^{-6} \mathrm{m rad}^{-1}$
Antriebsstranges	0	
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,1} - \tilde{x}_{EMA,2} $		$400 \cdot 10^{-6} \mathrm{m}$
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,1} - \tilde{x}_{EMA,2} $ auf den		220°
Antrieb projiziert (mechanischer Winkel)		
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,1} - \tilde{x}_{EMA,3} $		$400 \cdot 10^{-6} \mathrm{m}$
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,1} - \tilde{x}_{EMA,3} $ auf den		220°
Antrieb projiziert (mechanischer Winkel)		
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,2} - \tilde{x}_{EMA,3} $		$32,7 \cdot 10^{-6} \mathrm{m}$
Schwellwert für $ \tilde{x}_{EMA,2} - \tilde{x}_{EMA,3} $ auf den		18°
Antrieb projiziert (mechanischer Winkel)		
Detektionszeit		$10\cdot 10^{-3}\mathrm{s}$

TABELLE A	A.5: Parameter	der fehlertoleran	ten Regelung
			0 0

Literatur

- High Level Group on Aviation Research. Flightpath 2050: Europe's Vision for Aviation: Maintaining Global Leadership & Serving Society's Needs. Policy / European Commission. Luxembourg: Publ. Off. of the Europ. Union, 2011. ISBN: 9789279197246. DOI: 10.2777/50266.
- [2] ACARE Advisory Council for Aviation Research and Innovation in Europe. *Strategic research & innovation agenda:* 2017 Update. 2017. URL: https:// open4aviation.at/resources/pdf/ACARE-Strategic-Research-Innovation-Volume-1.pdf (besucht am 12. 09. 2022).
- [3] David Antonio Arriola Gutierrez. "Model-based design and fault-tolerant control of an actively redundant electromechanical flight control actuation system". Dissertation. Hamburg: Institut für Flugzeug-Systemtechnik, Technische Universität Hamburg, 2019.
- [4] Mirko Mazzoleni, Gianpietro Di Rito und Fabio Previdi. *Electro-Mechanical Actuators for the More Electric Aircraft*. Cham: Springer International Publishing, 2021. ISBN: 978-3-030-61798-1. DOI: 10.1007/978-3-030-61799-8.
- [5] Gianpietro Di Rito, Roberto Galatolo und Francesco Schettini. "Selfmonitoring electro-mechanical actuator for medium altitude long endurance unmanned aerial vehicle flight controls". In: Advances in Mechanical Engineering 8.5 (2016). ISSN: 1687-8140. DOI: 10.1177/1687814016644576.
- [6] Jean-Charles Maré. Aerospace actuators 1: Needs, Reliability and Hydraulic Power Solutions. Systems and industrial engineering - Robotics. London UK und Hoboken NJ USA: ISTE Ltd und John Wiley & Sons Inc, 2016. ISBN: 9781848219410.
- [7] Jean-Charles Maré. Aerospace actuators 2: Signal-by-wire and power-by-wire. Systems and industrial engineering - Robotics. London UK und Hoboken NJ USA: ISTE Ltd/John Wiley and Sons Inc, 2017. ISBN: 9781848219427.
- [8] Guan Qiao u. a. "A review of electromechanical actuators for More/All Electric aircraft systems". In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, *Part C: Journal of Mechanical Engineering Science* 232.22 (2018), S. 4128–4151. ISSN: 0954-4062. DOI: 10.1177/0954406217749869.
- [9] Ian Moir und Allan G. Seabridge. *Aircraft systems: Mechanical, electrical, and avionics subsystems integration*. 3. ed. Aerospace series. Chichester: Wiley, 2008. ISBN: 978-0-470-05996-8. DOI: 10.5/12.5pt.
- [10] A-6A3 Flight Control and Vehicle Management Systems Cmt. Description of Actuation Systems for Aircraft With Fly-By-Wire Flight Control Systems. SAE International 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 24.07.2018. DOI: 10.4271/AIR4253B.
- [11] Jean-Charles Maré und Jian FU. "Review on signal-by-wire and power-bywire actuation for more electric aircraft". In: *Chinese Journal of Aeronautics* 30.3 (2017), S. 857–870. ISSN: 10009361. DOI: 10.1016/j.cja.2017.03.013.

- [12] Zhichao Gu und Chong Zhang. "Advances in Horizontal Stabilizer Trim Actuator Technology for Civil Aircraft". In: *Proceedings of 2021 Chinese Intelligent Systems Conference*. Hrsg. von Yingmin Jia u. a. Singapore: Springer Singapore, 2022. DOI: 10.1007/978-981-16-6320-8.
- [13] B. Aigner u. a. "Assessment of Electromechanical Flight Control Actuators with regard to Direct Operating Costs". In: 2016 Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress (DLRK). Bonn: Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt Lilienthal-Oberth e.V., 2016. URL: https://publikationen.dglr.de/?tx_dglrpublications_pi1[document_id]=420171 (besucht am 07.06.2022).
- [14] Dominique van den Bossche. "The A380 flight control electrohydrostatic actuators, achievements and lessons learnt". In: Proceedings of 25th Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences (ICAS 2006). 2006. ISBN: 9781604232271.
- [15] Marc Budinger u.a. "Optimal preliminary design of electromechanical actuators". In: Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering 228.9 (2014), S. 1598–1616. ISSN: 0954-4100. DOI: 10.1177/0954410013497171.
- [16] Pierre-Yves Chevalier, Sébastien Grac und P. Y. Liegois. "More electrical landing gear actuation systems". In: Proceedings of the fourth International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components (R3ASC). Hrsg. von Jean-Charles Maré. 2010, S. 9–16. ISBN: 978-2-87649-060-4.
- [17] Airbus S.A.S. "A350-900 Flight Deck and Systems Briefing for Pilots: Issue 02 - Sept 2011". Brochure. Blagnac Cedex, France, 2011. URL: https://www. smartcockpit.com/docs/a350-900-flight-deck-and-systems-briefing-forpilots.pdf (besucht am 08.04.2022).
- [18] Jean-Charles Maré. "Review and Analysis of the Reasons Delaying the Entry into Service of Power-by-Wire Actuators for High-Power Safety-Critical Applications". In: *Actuators* 10.9 (2021), S. 233. DOI: 10.3390/act10090233.
- [19] Edward Balaban u. a. "A diagnostic approach for electro-mechanical actuators in aerospace systems". In: 2009 IEEE Aerospace conference. IEEE, 2009, S. 1–13. ISBN: 978-1-4244-2621-8. DOI: 10.1109/AERO.2009.4839661.
- [20] Mohamed A A Ismail und Jens Windelberg. "Fault detection of bearing defects for ballscrew based electromechanical actuators". In: *Proceedings of 1st World Congress on Condition Monitoring (WCCM 2017)*. Hrsg. von British Institute of Non-Destructive Testing. 2017. ISBN: 9781510844759. URL: https: //elib.dlr.de/112786/ (besucht am 07.06.2022).
- [21] Christian Schallert u. a. "Automated measurement of backlash and stiffness in electro-mechanical flight control actuation". In: *Proceedings of the eighth International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components (R3ASC)*. Hrsg. von Jean-Charles Maré. 2018, S. 103–108. ISBN: 978-2-87649-067-3.
- [22] David Arriola und Frank Thielecke. "Design of fault-tolerant control functions for a primary flight control system with electromechanical actuators". In: 2015 IEEE AUTOTESTCON (2015), S. 393–402. DOI: 10.1109/AUTEST.2015. 7356523.

- [23] Robert Kowalski. "Entwurf und Validierung eines Steuerungs- und Überwachungskonzeptes für ein Betätigungssystem der primären Flugsteuerung". Masterarbeit. Hamburg: Institut für Flugzeug-Systemtechnik, Technische Universität Hamburg, 2015.
- [24] David Arriola und Frank Thielecke. "Model-based design and experimental verification of a monitoring concept for an active-active electromechanical aileron actuation system". In: *Mechanical Systems and Signal Processing* 94 (2017), S. 322–345. ISSN: 08883270. DOI: 10.1016/j.ymssp.2017.02.039.
- [25] Thomas Jomier. "More open electrical Technologies MOET deliverable D0.02.3". Technical Report. Airbus operations S.A.S., 11.12.2009. URL: https://trimis.ec.europa.eu/sites/default/files/project/documents/ 20121218_094726_85827_MOET_Public_Technical_report.pdf (besucht am 08.06.2022).
- [26] Goodrich actuation systems SAS. "ACTUATION2015 (ACTUATION 2015: Modular Electro Mechanical Actuators for ACARE 2020 Aircraft and Helicopters)". Final Report Summary. France, 11.01.2017. URL: https://cordis. europa.eu/project/id/284915/reporting/de (besucht am 28.04.2022).
- [27] Robert Kowalski, Christian Schallert und Dirk Seip. "LuFo V-1 EMA-Primary Flight Control Subsystem: Förderkennzeichen BMBF 20Y1304B". Schlussbericht. Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., 14.03.2018. URL: https://www.tib.eu/de/suchen/id/TIBKAT: 1663487286 / EMA - primary - flight - control - subsystem - Schlussbericht? cHash=c9c0d5e9dfbed5358d8b06b244bcb183 (besucht am 08.06.2022).
- [28] S. Grand u. a. "Actuator control: A successful modular multi-application approach for Actuation 2015 and beyond." In: Proceedings of the seventh International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components (R3ASC). Hrsg. von Jean-Charles Maré. 2016, S. 60–65. ISBN: 978-2-87649-064-2.
- [29] Michael Rottach u.a. "Active/Active Aileron EMA System with Optimised Power Supply Architecture". In: Proceedings of the eighth International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components (R3ASC). Hrsg. von Jean-Charles Maré. 2018, S. 224–229. ISBN: 978-2-87649-067-3.
- [30] Jean-Claude Derrien u. a. "EMA Aileron COVADIS Development". In: SAE Technical Paper Series. SAE International 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2011. DOI: 10.4271/2011-01-2729.
- [31] Robert Kowalski u.a. "Force fight compensation for redundant electromechanical flight control actuators". In: *Proceedings of 31st Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences (ICAS 2018)*. 2018. ISBN: 9781510875012.
- [32] Olaf Cochoy, Susan Hanke und Udo B. Carl. "Concepts for position and load control for hybrid actuation in primary flight controls". In: *Aerospace Science and Technology* 11.2-3 (2007), S. 194–201. ISSN: 12709638. DOI: 10.1016/j.ast. 2006.09.004.
- [33] Olaf Cochoy. Investigations for the synchronized operation of a hybrid actuator configuration in redundant flight control systems: Zugl.: Hamburg-Harburg, Techn. Univ., Inst. für Flugzeug-Systemtechnik, Diss., 2009. Bd. 2009,5. Schriftenreihe Flugzeug-Systemtechnik. Aachen: Shaker, 2009. ISBN: 9783832286262.

- [34] Tobias Röben. "Hybrid Actuation in Primary Flight Control Systems A Force-Fight Inhibiting System Architecture". Dissertation. Aachen: Fakultät für Maschinenwesen, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2018.
- [35] M. Galea u. a. "Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing". In: 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, 2014, S. 2492–2498. ISBN: 978-1-4799-4389-0. DOI: 10.1109 / ICELMACH.2014. 6960537.
- [36] Kamel Al-Khalil. "Thermo-Mechanical Expulsive Deicing System TMEDS". In: 45th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. ISBN: 978-1-62410-012-3. DOI: 10.2514/6.2007-692.
- [37] Dierk Schröder, Hrsg. Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015. ISBN: 978-3-642-30095-0. DOI: 10.1007/978-3-642-30096-7.
- [38] Sven Ludwig Kellner. "Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen". Dissertation. Nürnberg: Technische Fakultät, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2012.
- [39] Rolf Isermann. *Mechatronische Systeme*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008. ISBN: 978-3-540-32336-5. DOI: 10.1007/978-3-540-32512-3.
- [40] Alain Glumineau und Jesús de León Morales. Sensorless AC Electric Motor Control. Cham: Springer International Publishing, 2015. ISBN: 978-3-319-14585-3. DOI: 10.1007/978-3-319-14586-0.
- [41] Dierk Schröder. "Regelung von Drehfeldmaschinen ohne Drehzahlsensor". In: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Hrsg. von Dierk Schröder. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015, S. 882–984. ISBN: 978-3-642-30095-0. DOI: 10.1007/978-3-642-30096-7.
- [42] Gaolin Wang, Guoqiang Zhang und Dianguo Xu. Position Sensorless Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives. Singapore: Springer Singapore, 2020. ISBN: 978-981-15-0049-7. DOI: 10.1007/978-981-15-0050-3.
- [43] P. P. Acarnley und J. F. Watson. "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.2 (2006), S. 352–362. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109 / TIE.2006. 870868.
- [44] Cyril Spiteri Staines, Cedric Caruana und Reiko Raute. "A Review of Saliency-based Sensorless Control Methods for Alternating Current Machines". In: *IEEJ Journal of Industry Applications* 3.2 (2014), S. 86–96. ISSN: 2187-1094. DOI: 10.1541/ieejjia.3.86.
- [45] J. Holtz. "Sensorless Control of Induction Machines—with or without Signal Injection?" In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.1 (2006), S. 7–30. DOI: 10.1109/TIE.2005.862324.
- [46] Rolf Kunzler. "Rotorlagegeberlose Verfahren zum Betrieb einer permanenterregten Synchronmaschine im elektrifizierten Antriebsstrang". Dissertation. Magdeburg: Fakultät für Maschinenbau, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2018.

- [47] Jürgen Kiel. "Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz". Dissertation. Paderborn: Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik, Universität Paderborn, 2006.
- [48] Adriano Faggion, Nicola Bianchi und Silverio Bolognani. "Ringed-Pole Permanent-Magnet Synchronous Motor for Position Sensorless Drives". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.4 (2011), S. 1759–1766. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2011.2154351.
- [49] Francesco Quattrone und Bernd Ponick. "Evaluation of a permanent magnet synchronous machine with a rotor coil for improved self-sensing performance at low speed". In: 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, 2016, S. 1680–1685. ISBN: 978-1-5090-2538-1. DOI: 10.1109/ ICELMACH.2016.7732750.
- [50] Bernd Ponick und Francesco Quattrone. "Geberlos- Erhöhung der funktionalen Sicherheit und Verbesserung der Regelungseigenschaften elektrischer Antriebe in Elektrofahrzeugen durch geberlose Regelung mit angepasstem Maschinendesign". Abschlussbericht. Leibniz-Universität Hannover, 6.4.2017. URL: https://www.tib.eu/de/suchen/id/TIBKAT: 1001287053 / Geberlos - Erh % C3 % B6hung - der - funktionalen - Sicherheit und?cHash=f2bf27ef7749a363bd1a9fb66e08ec87 (besucht am 08.06.2022).
- [51] Ge Xie u. a. "Minimum-Voltage Vector Injection Method for Sensorless Control of PMSM for Low-Speed Operations". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.2 (2016), S. 1785–1794. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109 / TPEL.2015. 2426200.
- [52] Young-Doo Yoon u.a. "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection". In: *IEEE Transactions* on Industry Applications 47.3 (2011), S. 1361–1370. ISSN: 0093-9994. DOI: 10. 1109/TIA.2011.2126552.
- [53] Manfred Schrödl. "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the INFORM Method: October 6 - 10, 1996, Hotel Del Coronado, San Diego, California". In: Conference record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference - Thirty-First IAS Annual Meeting (1996).
- [54] P. L. Jansen und R. D. Lorenz. "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 31.2 (1995), S. 240–247. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.370269.
- [55] M. J. Corley und R. D. Lorenz. "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34.4 (1998), S. 784–789. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.703973.
- [56] M. Linke, R. Kennel und J. Holtz. "Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed". In: *IEEE* 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. *IECON* 02. IE-EE, 2002, S. 674–679. ISBN: 0-7803-7474-6. DOI: 10.1109/IECON.2002.1187588.
- [57] P. Landsmann u. a. "Saliency based encoderless Predictive Torque Control without signal injection for a reluctance synchronous machine". In: Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010 (2010). DOI: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606557.

- [58] Dirk Paulus, Peter Landsmann und Ralph Kennel. "Sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation: 1 - 2 Sept. 2011, Birmingham, UK". In: 2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (2011). URL: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=6041097.
- [59] Francois J. W. Barnard, Wikus Theo Villet und Maarten J. Kamper. "Hybrid Active-Flux and Arbitrary Injection Position Sensorless Control of Reluctance Synchronous Machines". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.5 (2015), S. 3899–3906. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2015.2425802.
- [60] Dirk Paulus, Peter Landsmann und Ralph Kennel. "Saliency based sensorless field- oriented control for permanent magnet synchronous machines in the whole speed range". In: 3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2012) (2012), S. 1–6. DOI: 10.1109 / SLED.2012. 6422802.
- [61] Dirk Paulus, Peter Landsmann und Ralph Kennel. "General arbitrary injection approach for synchronous machines". In: 2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE). IEEE, 17.10.2013 - 19.10.2013, S. 1–6. ISBN: 978-1-4799-0681-9. DOI: 10.1109/SLED-PRECEDE.2013.6684509.
- [62] Peter Landsmann. "Sensorless Control of Synchronous Machines by Linear Approximation of Oversampled Current". Dissertation. München: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität München, 2014.
- [63] Dirk Paulus. "Beliebige Injektion für permanent erregte Synchronmaschinen". Dissertation. München: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität München, 2015.
- [64] Peter Landsmann. "Computationally efficient anisotropy-identification based on a square-shaped injection". In: PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (2016).
- [65] Peter Landsmann. "Verfahren zur Identifikation der magnetischen Anisotropie einer elektrischen Drehfeldmaschine: Deutsches Patent- und Markenamt". DE 10 2015 217 986 A1 2017.03.23. 2017. URL: https://depatisnet.dpma. de/DepatisNet/depatisnet?action=bibdat&docid=WO002017045810A1 (besucht am 08. 06. 2022).
- [66] H. Kubota, K. Matsuse und T. Nakano. "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 29.2 (1993), S. 344–348. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.216542.
- [67] J. Maes und J. A. Melkebeek. "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.3 (2000), S. 778–785. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28. 845053.
- [68] S. Bolognani, L. Tubiana und M. Zigliotto. "Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.6 (2003), S. 1741–1747. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2003.818991.

- [69] Yongchang Zhang u. a. "A comparative study of Luenberger observer, sliding mode observer and extended Kalman filter for sensorless vector control of induction motor drives". In: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2009, S. 2466–2473. ISBN: 978-1-4244-2893-9. DOI: 10.1109/ECCE. 2009.5316508.
- [70] S. Bolognani, M. Zigliotto und K. Unterkofler. "On-line parameter commissioning in sensorless PMSM drives". In: *ISIE'97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2 (1997), S. 480–484. DOI: 10.1109/ ISIE.1997.648995.
- [71] Kyeong-Hwa Kim u. a. "Parameter estimation and control for permanent magnet synchronous motor drive using model reference adaptive technique". In: *Proceedings of IECON '95 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 1995, S. 387–392. ISBN: 0-7803-3026-9. DOI: 10.1109 / IECON. 1995.483427.
- [72] Omer Cihan Kivanc und Salih Baris Ozturk. "Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved With MRAS Multiparameter Estimation". In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23.3 (2018), S. 1326–1337. ISSN: 1083-4435. DOI: 10.1109/TMECH.2018.2817246.
- [73] P. Vas, A. F. Stronach und M. Neuroth. "DSP-based speed-sensorless vector controlled induction motor drives using AI-based speed estimator and two current sensors". In: *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*. IEE, 1998, S. 442–446. ISBN: 0 85296 704 7. DOI: 10.1049/ cp:19980566.
- [74] S. H. Huh u. a. "Sensorless Speed Control System Using a Neural Network". In: *International Journal of Control, Automation, and Systems* 3.4 (2005), S. 612–619.
- [75] Dirk Paulus u. a. "Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-EMF angle without observer". In: 2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives. IEEE, 2010, S. 8–13. ISBN: 978-1-4244-7035-8. DOI: 10.1109/SLED.2010.5542810.
- [76] J. Holtz und Juntao Quan. "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.4 (2003), S. 1052–1060. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2003.813726.
- [77] Z. Chen u. a. "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force". In: *Conference record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 8 - 12 October 2000, Roma* (*Italy*) Vol. 3 (2000), S. 1814–1819.
- [78] S. Morimoto u. a. "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 38.4 (2002), S. 1054–1061. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA. 2002.800777.
- [79] Robert Kowalski u. a. "Test facility for electro-mechanical actuation systems". In: Proceedings of the 7th International Workshop on Aircraft System Technologies. Hrsg. von Otto von Estorff und Frank Thielecke. Berichte aus der Luft- und Raumfahrttechnik. Aachen: Shaker, 2019, S. 133–142. ISBN: 978-3-8440-6470-4.
- [80] MathWorks. *MATLAB R2013b: 64-bit (2013) Professional License*. 2013. URL: https://de.mathworks.com/ (besucht am 08.06.2022).

- [81] Anton Dimroth. "Auslegung eines Aktuators für Forschungszwecke". Diplomarbeit. Dresden: Technische Universität Dresden, 2017.
- [82] Andreas Bierig u. a. "Design of the general systems for the SAGITTA demonstrator UAV". In: 2017 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). IEEE, 2017, S. 1767–1777. ISBN: 978-1-5090-4495-5. DOI: 10. 1109/ICUAS.2017.7991305.
- [83] Jan Lunze. *Regelungstechnik* 1. 6., neu bearb. Aufl. Springer-Lehrbuch. Berlin: Springer, 2007. ISBN: 3540707905.
- [84] Moritz Albert Joswig. "Entwicklung eines Zustandsreglers für elektromechanische Aktuatoren in der primären Flugsteuerung". Masterarbeit. Darmstadt: Hochschule Darmstadt, 2017.
- [85] Mohamed Rabeh. "Intelligente Regelung für rotatorische elektromechanische Flugsteuerungs-Aktuatoren". Masterarbeit. Ilmenau: Fakultät für Informatik und Automatisierung, Technische Universität Ilmenau, 2021.
- [86] MathWorks. MATLAB R2017b: 64-bit Professional License. 2017. URL: https:// de.mathworks.com/ (besucht am 08. 06. 2022).
- [87] Andreas Ortseifen. "Entwurf von modellbasierten Anti-Windup-Methoden für Systeme mit Stellbegrenzungen". Dissertation. Darmstadt: Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, 2012.
- [88] Erwan Simon. "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240: Digital Control Systems". Application Report SPRA588. Texas Instruments, 1999.
- [89] Zhenyu Yu. "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns: Digital Signal Processing Solutions". Application Report SPRA524. Texas Instruments, 1999.
- [90] Parker Hannifin Corporation. "Baureihe NX Low-Cogging Servomotoren: 190-063002N5". Katalog. Kaarst, Germany, 2021. URL: https://www.parker. com/Literature/Electromechanical%20Europe/Literature/190_063002_NX_ Series_Catalogue.pdf (besucht am 09.06.2022).
- [91] Matthias Dunkelberg. "Grundlagen der Parameteridentifikation mit dem Least-Squares-Verfahren". Praktikumsbericht. Braunschweig: Institut für Flugsystemtechnik, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., 2018.
- [92] Nicola Bianchi und Silverio Bolognani. "Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 43.1 (2007), S. 87–96. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2006. 887317.
- [93] Ingo Hahn. "Differential magnetic anisotropy prerequisite for rotor position detection of PM-synchronous machines with signal injection methods". In: 2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives. IEEE, 9.07.2010 10.07.2010, S. 40–49. ISBN: 978-1-4244-7035-8. DOI: 10.1109 / SLED.2010. 5542803.
- [94] Markus Seilmeier, Sebastian Ebersberger und Bernhard Piepenbreier. "Identification of high frequency resistances and inductances for sensorless control of PMSM". In: 2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE). IEEE, 17.10.2013 - 19.10.2013, S. 1–8. ISBN: 978-1-4799-0681-9. DOI: 10.1109/SLED-PRECEDE.2013.6684515.
- [95] Dirk Paulus u.a. "Arbitrary injection for permanent magnet synchronous machines with multiple saliencies". In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 15.09.2013 - 19.09.2013, S. 511–517. ISBN: 978-1-4799-0336-8. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646744.
- [96] Jesus Arellano-Padilla u. a. "Inductance Characteristics of PMSMs and their Impact on Saliency-based Sensorless Control: Ohrid, Macedonia, 6 - 8 September 2010". In: Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC (2010).
- [97] Robert Kowalski und Jens Windelberg. "Anisotropy Identification for Electromechanical Flight Actuators With Sensorless Rotor Angle Detection". In: *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 6.4 (2020), S. 1448–1456. DOI: 10.1109/TTE.2020.3008302.
- [98] Petr Sysel und Pavel Rajmic. "Goertzel algorithm generalized to non-integer multiples of fundamental frequency". In: EURASIP Journal on Advances in Signal Processing 2012.1 (2012). DOI: 10.1186/1687-6180-2012-56.
- [99] David C. Meeker. Finite Element Method Magnetics (femm): Version 4.2 12Jan2016 Build x64 Aladdin Free Public License. 2016. URL: https://www. femm.info/ (besucht am 08.06.2022).
- [100] Robert Kowalski und Patrick Juchmann. "Sensorless motor control for electro-mechanical flight control actuators". In: CEAS Aeronautical Journal 14.4 (2023), S. 1007–1018. ISSN: 1869-5582. DOI: 10.1007/s13272-023-00682-x.