

Reduktion der Drehmomentwelligkeit und sensorloser Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Sc. Christoph Willi Röth

geb. in Worms, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung:

Hauptreferent:

Korreferent:

28.06.2023

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Prof. Dr.-Ing. Friedhelm Milde

Zusammenfassung

Zusammenfassung

Bei geschalteten Reluktanzmotoren ist besonders die Welligkeit des Drehmomentverlaufs problematisch. Mit einem Simulationsprogramm werden zunächst unterschiedliche Statorstrukturen untersucht mit dem Ziel, diese Welligkeit zu reduzieren. Erreicht wird das durch eine Motorgeometrie, bestehend im Wesentlichen aus einem Versatzkonzept, bei dem die bestromten Statorelemente auf der Umfangslinie in bestimmtem Abstand zueinander versetzt angeordnet sind. Diese Motorgeometrie ist darüber hinaus einfach zu fertigen. Der Bau eines aus diesen Ergebnissen resultierenden Prototyps und eines Umrichters zum Ansteuern des Motors wird erläutert sowie ein Rechenalgorithmus zur Beschreibung der Geometriegestaltung erstellt. Die Umsetzung beider Arbeitsschwerpunkte schließt die Themengebiete „Reduktion der Momentenwelligkeit, durch das geometrische Design eines SRM“ und „Sensorlose Positionsbestimmung eines SRM“ ein. Beide Ziele können mit der vorgestellten Hardware erreicht werden. Zur Positionsbestimmung der Rotorlage wird die Stromform der aktiven Phase analysiert und in Abgrenzung zu bekannten Verfahren die Stromabfallzeit während des Freilaufs verwendet. Die Ansteuerung des Umrichters enthält sowohl die Stromregelung der Motorwicklung als auch die Software zur Lageerkennung ohne zusätzliche Hardwarebausteine. Das vorgestellte Verfahren wird mit einem Prototyp einschließlich mitentwickeltem Umrichter auf einem Prüfstand untersucht. Der Motor wird auch unter Last gefahren, um das Versatzkonzept aus der Simulation heraus zu verifizieren und es dabei zu bestätigen. Die Messauswertung im sensorlosen Betrieb im Vergleich zum Geber bestätigt für den Motor mit und ohne versetzte Statorsegmente, dass beide oben genannten Ziele erfüllt werden können.

Abstract

In switched reluctance motors, the ripple of the torque curve is particularly problematic. A simulation program is first used to investigate different stator structures with the aim of reducing this ripple. This is achieved by a motor geometry consisting essentially of an offset concept in which the energized stator elements are arranged at a certain distance from one another on the circumferential line. This motor geometry is also easy to manufacture. The construction of a

prototype resulting from these results and of an inverter to drive the motor is explained, and a computational algorithm to describe the geometry design is created. The realization of both work focuses includes the topics “Reduction of the torque ripple by the geometrical design of an SRM” and “Sensorless position determination of the rotor of an SRM”. Both goals can be achieved with the presented hardware. To determine the position of the rotor, the current shape of the active phase is analyzed and, in contrast to known methods, the current decay time during freewheeling is used. The control of the inverter contains both the current control of the motor winding and the software for position detection without additional hardware components. The presented method is investigated with a prototype including a co-developed inverter on a test bench. The motor is also run under load to verify the misalignment concept from the simulation and confirm it in the process. The measurement evaluation in sensorless operation compared with encoder confirms for the motor with and without offset stator segments that both above objectives can be met.

Vorwort

Beginnen möchte ich damit, wie ich die Chance zu dieser Dissertation erhalten habe. Mit dem Abschluss der Masterarbeit ergab sich die Möglichkeit, zusammen mit der Firma Bauer Gear Motor GmbH, der Hochschule Mannheim und dem Karlsruher Institut für Technologie (KIT) ein Promotionsprojekt im Bereich der Elektromotoren anzutreten. Der Schwerpunkt lag auf den geschalteten Reluktanzmaschinen (SRM) mit Ausrichtung zur geometrischen Anpassung, zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit sowie zur sensorlosen Regelung der Maschine. Die Aufgaben waren eingeteilt in Simulation der Motorstruktur, Auslegung und Bau eines Prototyps sowie Umsetzung der sensorlosen Lageerkennung und Stromregelung. Im Rahmen dieser Arbeit konnte ich mir ein vertieftes Wissen in speziellen Bereichen der Mechanik, Elektronik und Software aneignen, was über die im Studium vermittelten Disziplinen weit hinausgeht.

Danken möchte ich . . .

- . . . Herrn Karl-Peter Simon, dem damaligen Geschäftsführer der Firma Bauer Gear Motor, für die Chance der Industriepromotion.
- . . . Herrn Nader Halmuschi, dem nachfolgenden Geschäftsführer der Firma Bauer Gear Motor, für die Unterstützung.
- . . . Herrn Friedhelm Milde, Professor em. der Hochschule Mannheim, für die Zusammenarbeit in Bezug auf die Motorauslegung.
- . . . Herrn Dennis Trebbels, Professor der Hochschule Mannheim, für die Zusammenarbeit in Bezug auf die Elektronik.
- . . . Herrn Martin Doppelbauer, Professor des Karlsruher Institut für Technologie, für die übergreifende Unterstützung.
- . . . Herrn Bernd Mysz für die Mitgestaltung beim Aufbau des Prototyp-Prüfstands.
- . . . Frau Sandra Schmidt für die Vorarbeiten in ihrer Bachelor- und Masterarbeit.
- . . . Frau Jessica Schmidt für die Vorarbeiten in ihrer Bachelorarbeit sowie das Zuarbeiten in ihrer Masterarbeit.
- . . . Herrn Dennis Stumpf für das Zuarbeiten in seiner Masterarbeit.

Eigenständigkeitserklärung

Eidesstattliche Versicherung gemäß § 13 Absatz 2 Ziffer 3 der Promotionsordnung des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) für die KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik:

1. Bei der eingereichten Dissertation zu dem Thema „Reduktion der Drehmomentwelligkeit und sensorloser Betrieb einer geschalteten Reluktanzmaschine“ handelt es sich um meine eigenständig erbrachte Leistung.
2. Ich habe nur die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt und mich keiner unzulässigen Hilfe Dritter bedient. Insbesondere habe ich wörtlich oder sinngemäß aus anderen Werken übernommene Inhalte als solche kenntlich gemacht.
3. Die Arbeit oder Teile davon habe ich wie bislang nicht an einer Hochschule des In- oder Auslands als Bestandteil einer Prüfungs- oder Qualifikationsleistung vorgelegt.
4. Die Richtigkeit der vorstehenden Erklärungen bestätige ich.
5. Die Bedeutung der eidesstattlichen Versicherung und die strafrechtlichen Folgen einer unrichtigen oder unvollständigen eidesstattlichen Versicherung sind mir bekannt.

Ich versichere an Eides statt, dass ich nach bestem Wissen die reine Wahrheit erklärt und nichts verschwiegen habe.

Ort Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Vorwort	iii
Eigenständigkeitserklärung	v
Abkürzungen und Formelzeichen	xi
1 Einleitung und Motivation	1
1.1 Energie in der Industrie	2
1.2 Reluktanzmotor	3
1.3 Problemstellung und Zielsetzung	5
1.4 Definition des Betrachtungsbereiches	7
1.5 Projekt	7
1.6 Stand der Technik	7
1.7 Veröffentlichungen	9
2 Motorgeometrie zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit	11
2.1 Stand der Technik	12
2.2 Abgrenzung vom Stand der Technik	13
2.3 Zusammenhänge der Motorgeometrie	13
2.4 Elektrische und mechanische Winkel	14
2.5 Der Standard-SRM	15
2.6 Drehmomentwelligkeit	17
2.7 Versatzkonzept	17
2.7.1 Detaillierte Beschreibung	19
2.7.2 Berechnung der Anzahl der Rotorzähne	22
2.7.3 Berechnung weiterer Größen	23
2.8 Strommuster zur Motorsteuerung	24
3 Optimierung der Motorgeometrie durch FEM-Simulation	29
3.1 Ansys Maxwell	30
3.2 Simulationsergebnisse	33
3.3 Einfluss der Zahnbreite auf die Momentwelligkeit	37

4	Motorprototyp	39
4.1	Schenkel- und Jochwicklung der Elemente	39
4.2	Aufbau des Prüflings	40
4.3	Motorparameter	44
5	Motorumrichter	47
5.1	Struktur des Umrichters	47
5.2	Mikrocontroller- und FPGA-Plattform	48
5.3	Schnittstellen	49
5.4	Spannungsversorgung	53
5.5	Leistungselektronik	55
6	Lastprüfstand und Inbetriebnahme des Motors	59
6.1	Komponenten des Prüfstands	59
6.2	Motorinbetriebnahme mit Geber	61
6.3	Inbetriebnahme des Motors	62
6.4	Verlauf der Induktivität	63
6.4.1	Stromform und Induktivitätsbestimmung	65
6.4.2	Wechsel in den Generatorbetrieb	66
6.4.3	Rastmoment	67
6.4.4	Rastposition	68
6.5	Prozessverknüpfung und Hardwarekonfiguration	70
6.5.1	Verknüpfung unterschiedlicher Prozesse	70
6.5.2	Hardwarekonfiguration mittels VHDL	72
7	Sensorlose Positionsbestimmung	75
7.1	Stand der Technik	76
7.2	Abgrenzung	80
7.3	Bestimmung der Anfangsphase	80
7.4	Stromform	82
7.5	Berechnung der Rotorinduktivität	84
7.6	Vorteile der Stromabfallzeit	86
7.7	Sensorloses Konzept	89
8	Sensorloses Regelkonzept	93
8.1	Umsetzung der Regelung	93
8.2	Schaltfolge	95
9	Auswertung	97
9.1	Auswertung des Versatzkonzepts	97
9.2	Vor- und Nachteile des Versatzkonzepts	102
9.3	Wiederholgenauigkeit	104

9.4	Auswertung der sensorlosen Positionsbestimmung	105
9.5	Verfeinerte Bewertung der Drehmomentwelligkeit	107
9.6	Genauigkeit der sensorlosen Regelung	107
9.7	Wirkungsgrad des SRM	110
10	Zusammenfassung und Ausblick	113
10.1	Zusammenfassung	113
10.2	Ausblick	115
A	Anhang	119
A.1	Schaltungssimulation	119
	Abbildungsverzeichnis	123
	Tabellenverzeichnis	129

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

AD	Analog-Digital (engl. analog-to-digital)
ADC	Analog-Digital-Wandler (engl. analog-to-digital converter)
AFSRM	Axialfeld-SRM (engl. axial field SRM)
API	Application Programming Interface
ASM	Asynchronmaschine (engl. induction motor (IM))
CLB	konfigurierbare Logikblöcke (engl. configurable logic block)
DC Motor	Gleichstrommotor (engl. direct current motor)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit (engl. electromagnetic compatibility (EMC))
ESR	Äquivalente Serienwiderstand (engl. equivalent series resistance)
EVA	Eingabe, Verarbeitung und Ausgabe (engl. input-process-output (IPO))
FEM	Finite-Elemente-Methode (engl. finite element method)
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPIO	General Purpose Input/Output
HF	Hochfrequenz (engl. high frequency)
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IT	Informationstechnik (engl. information technology)
OP	Operationsverstärker (engl. operational amplifier (often op amp))
PID	verstärkend (P), integrierend (I) und differenzierend (D) (engl. proportional–integral–derivative)
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschinen (engl. permanent-magnet synchronous motor)
PWM	Pulsweitenmodulation (engl. pulse-width modulation)
REM	Metalle der seltenen Erden (engl. rare-earth metal)
RS	Rotor segmentiert (engl. rotor segmental)
RS232	Recommended Standard 232

SA	Störausstrahlung (engl. electromagnetic interference (EMI))
SF	Störfestigkeit (engl. electromagnetic susceptibility (EMS))
SHA	sicherer Hash-Algorithmus (engl. secure hash algorithm)
SM	Synchronmaschine (engl. synchronous machine)
SRM	geschalteter Reluktanzmotor (engl. switched reluctance motor)
SS	Stator segmentiert (engl. stator segmental)
synRM	Synchron-Reluktanzmotor (engl. synchronous reluctance motor)
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

Formelzeichen

$\cos(\varphi)$	Wirkfaktor
$\tan(\delta)$	Verlustfaktor des Kondensators
α	Temperaturkoeffizient
α_{Cu}	Temperaturkoeffizient für Kupfer
β	Zahnbreite
δ_{air}	Luftspalt
Δi	Hysteresebreite
Δi_{big}	Hysteresebreite groß
Δi_{small}	Hysteresebreite klein
Δt_{21}	Stromabfallzeit (Freilauf, Abb. 7.5)
Δt_{22}	Stromabfallzeit (Gegenspannung, Abb. 7.5)
θ	Drehwinkel
ϑ_s	Einschaltöffnungswinkel
σ	Standardabweichung
φ_τ	Periodenbreite (engl. period width)
τ	Zeitkonstante (RC) o. (L/R)
φ	mechanischer Winkel
φ_{Astart}	veränderlicher Einschaltwinkel von Phase A
φ_{Astop}	veränderlicher Ausschaltwinkel von Phase A
$\varphi_{\text{el.}}$	elektrischer Winkel
φ_g	Zahnücke
$\varphi_{U_{ij}}$	Position jedes U -Elements
φ_{t_0}	Grundzahnbreite
$\varphi_{U_{ij}}^{360^\circ}$	Position jedes U -Elements im 360° Intervall
φ_{Xrotor}	Beliebiger Rotorwinkel
φ_{Xstart}	veränderlicher Einschaltwinkel einer beliebigen Phase

$\varphi_{X_{\text{stator}}}$	Beliebiger Statorwinkel
$\varphi_{X_{\text{stop}}}$	veränderlicher Ausschaltwinkel einer beliebigen Phase
$\varphi_{\Delta i}$	Segmentversatz
ω_{af}	Kreisfrequenz
Baud	Bitrate (engl. baud rate)
Baud _{min}	Mindest-Bitrate
C	Kapazität des Kondensators
c_1	Vielfache eines elektrischen Winkels
c_2	Geometrie Skalierungsfaktor
c_3	Vertrauensbereich des Gebers
c_4	Konstanter Parameter
c_5	Zusammenfassung von konstanten Parametern
$c_{X_{\text{rotor}}}$	Beliebige Rotor-Kreissehne
$c_{X_{\text{stator}}}$	Beliebige Stator-Kreissehne
E_{off}	Schaltverlustenergie beim Ausschalten
E_{on}	Schaltverlustenergie beim Einschalten
f	Frequenz
f_{adc}	Abtastfrequenz des ADCs
$f_{\text{adc}_{\text{min}}}$	Mindestabtastfrequenz des ADCs
$f_{\text{adc}_{\text{min},b}}$	Mindestabtastfrequenz des ADCs geometrieabhängig
$f_{\text{adc}_{\text{min},r}}$	Mindestabtastfrequenz des ADCs abhängig von der Anstiegszeit
f_{encoder}	Abtastfrequenz des Gebers
$f_{\text{encoder}_{\text{min}}}$	Mindestabtastfrequenz des Gebers
f_{sample}	Abtastfrequenz
f_{sclk}	Systemfrequenz
f_{seriell}	Sendefrequenz eines Bytes
I	Strom
I^*	Sollstrom
I_0	Strom zu Beginn des Betrachtungszeitpunkts
I_{c_j}	Wicklungsstrom des U -Elements
I_d	Strom in der d-Achse
I_E	Erregerstrom
I_{eff}	Effektivwert des Stroms
I_{PV}	Iststrom
I_q	Strom in der q-Achse
I_r	Bemessungsstrom
\hat{I}	Oberer Schwellwert ($I + \frac{\Delta i}{2}$)
\check{I}	Unterer Schwellwert ($I - \frac{\Delta i}{2}$)

J	Trägheitsmoment
K_i	Integrierende Verstärkung
L	Induktivität
$L_{c,j}$	Induktivität des U -Elements
L_d	Statorinduktivität der d-Achse
L_q	Statorinduktivität der q-Achse
M_{\max}	Drehmomentmaximum
M_{mean}	Drehmomentmittelwert
M_{Mi}	Drehmoment
M_{\min}	Drehmomentminimum
M_r	Bemessungsmoment
N_{bits}	Anzahl an Bits
N_{bytes}	Anzahl an Bytes
N_{channels}	Anzahl an Kanälen
N_{coil}	Windungszahl
N_{edge}	Anzahl an steigenden Flanken
N_{element}	Anzahl an Elementen
N_{phase}	Anzahl der Phasen
N_{rotor}	Anzahl der Rotorzähne
N_{stator}	Anzahl der Statorzähne
N_{sample}	Anzahl an Abtastpunkten
N_{segment}	Anzahl an Segmenten
N_{wait}	Wartezyklen
n	Drehzahl
n^*	Solldrehzahl
n_{pV}	Istdrehzahl
n_r	Bemessungsdrehzahl
p	Polpaarzahl
$2 \cdot p$	Polzahl
$P_{\text{on,off}}$	Schaltverlustleistung
P_d	Im Kondensator anfallende Verlustleistung
R	Widerstand
$R(T)$	Temperaturabhängiger Widerstand
$R(T_0)$	Referenz Widerstandswert
$R_{c,j}$	Wicklungswiderstand des U -Elements
R_{ESR}	Äquivalenter Serienwiderstand eines Kondensators
r_m	magnetischer Widerstand
r_T	Welligkeit des Drehmoments

$r_{T_{\text{Hist.}}}$	Welligkeit des Drehmoments ermittelt mittels Histogramm
T	Temperatur
T_0	Referenztemperatur
t	Zeitangabe
t_f	Ausschaltzeit, Abfallzeit
t_{free}	Freilaufzeit
$t_{\text{free}}^{\Delta t_{\text{big}}}$	Freilaufzeit mit großer Hysterese
$t_{\text{free}}^{\Delta t_{\text{small}}}$	Freilaufzeit mit kleiner Hysterese
t_1	Nachstellzeit
t_{on}	Einschaltzeit
t_r	Einschaltzeit, Anstiegszeit
t_{value}	Gemessene Zeit
U	Spannung
$U_{c,j}$	Spannung der Wicklung des U -Elements
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_r	Bemessungsspannung
$u_{\text{mech.}}$	Unsicherheit des mechanischen Winkels
W	magnetischen Energie
W^*	magnetischen Koenergie

1 Einleitung und Motivation

Im Industriesektor in Deutschland werden 67,2 % der elektrischen Energie durch Motoren in mechanische Energie umgewandelt [1]. Das sind jährlich rund 146,7 TWh (Stand 2019). Elektromotoren stellen auch weltweit die größte Gruppe der Abnehmer elektrischer Energie. Daher sind die Bestrebungen groß, den Wirkungsgrad von Motoren zu steigern. International gibt es seit vielen Jahren entsprechende Bestimmungen. Die Europäische Kommission hat schon 2005 verbindliche Mindestanforderungen festgelegt und erweitert diese stetig durch neue Ökodesign-Verordnungen [2, 3].

Das Grundprinzip des Elektromotors geht auf Michael Faraday im Jahr 1821 zurück, dem es erstmals gelang, eine Drahtschleife mithilfe von elektromagnetischen Kräften in kreisende Bewegungen zu versetzen. 1822 erfand Peter Barlow mit seinem drehenden Rad die Unipolarmaschine. 1834 entstand der erste „richtige“ Elektromotor, der nicht nur ein technischer Demonstrator war, sondern auch tatsächlich Arbeit verrichten konnte (Moritz Herman Jacobi) [4]. Durch vielfältige Entwicklungen im Bereich der Werkstoffe (Permanentmagnete, Weicheisenmaterialien), im Bereich der numerischen Rechenverfahren (elektromagnetische Felder, mechanische Festigkeit, Thermik) und nicht zuletzt im Bereich der Computertechnik (Regelungsverfahren) und der Sensorik gibt es auch in neuester Zeit bemerkenswerte Verbesserungen und Neukonstruktionen von rotierenden elektrischen Maschinen.

Man unterscheidet Motorkonzepte mit stillstehendem Feld (DC Motoren) und rotierendem Feld (AC Motoren). Letztere können als Asynchronmaschine (ASM), (engl. induction motor (IM)), oder als Synchronmaschine (SM), (engl. synchronous machine), gebaut werden. Gerade im Bereich hochleistungsfähiger Kleinantriebe werden oft Permanentmagnete zur Erregung eingesetzt, permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM). Entsprechende Motoren werden von vielen Herstellern angeboten und in millionenfacher Stückzahl produziert. Bei der Auswahl eines geeigneten Antriebs achten Betreiber auf die Erfüllung der Applikationsanforderungen sowie auf die Anschaffungs- und Betriebskosten. Für die Hersteller sind die Herstellkosten, aber auch eine einfache und zuverlässige Produktion wichtig. Aus diesen Gründen rückten in den letzten Jahren zunehmend Synchronmotoren ohne Permanentmagnete in den Fokus, denn diese sind teuer (seltene Erden) und anfällig gegenüber mechanischen Beschädigungen bei der Herstellung. Infrage kommen vor allem geschaltete Reluktanzmotoren (SRM) (engl. switched reluctance motor) und

Synchron-Reluktanzmotoren (synRM) (engl. synchronous reluctance motor). Beide Varianten sind Gegenstand vieler Veröffentlichungen und immer öfter in der Produktion zu finden [5, 6]. Eine Auswahl aus dem Baukastensystem ist dabei nicht üblich. Viele Hersteller bieten die Motoren jedoch einzeln oder im Verbund mit Umrichtern als kundenorientierte Komplettlösung an [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20].

Diese Arbeit befasst sich mit dem SRM als Motortechnologie, da besonders bei dieser ein großes Potenzial besteht, im Betrieb und bei der Produktion Kosten einzusparen. Die Schwächen dieser Technologie liegen vor allem in der Welligkeit des Drehmoments und der Forderung nach einer winkelgenauen Ansteuerung. Genau hier greift das Themengebiet „Reduktion der Momentenwelligkeit, durch das geometrische Design eines SRM“ an, um mittels einer geometrischen Anpassung die Momentenwelligkeit abzumildern. Auch die Notwendigkeit einer genauen Ansteuerung wird behandelt. Ein sensorloses Verfahren ermittelt den Umschaltzeitpunkt und ermöglicht so die sensorlose Regelung des Gesamtsystems im Themengebiet „Sensorlose Positionsbestimmung eines SRM“.

1.1 Energie in der Industrie

Der Endenergieverbrauch Strom betrug 2019 in Deutschland 1799,7 PJ. Wird die Energie in TWh umgerechnet, ergibt sich ein Verbrauch von 499,9 TWh. Dieser Endenergieverbrauch lässt sich in die drei Bereiche Industrie¹ (43,7 % mit 218,4 TWh), Verkehr insgesamt (2,3 % mit 11,6 TWh) und Haushalte, Gewerbe, Handel und Dienstleistungen (54,0 % mit 269,9 TWh) einteilen. Weiter wird nur die Industrie betrachtet. Die Verteilung der elektrischen Energie innerhalb der Industrie ist wie folgt: Information und Kommunikation 4,0 %, entspricht 8,8 TWh, Beleuchtung 4,3 %, entspricht 9,3 TWh, Kälte 7,0 %, entspricht 15,2 TWh, Wärme 17,6 %, entspricht 38,5 TWh und mechanische Energie mit 67,2 % entspricht 146,7 TWh, Abb. 1.1. Die Angaben des Abschnitts sind [21] entnommen.

Die Zahlenwerte zeigen, dass der Anteil der mechanischen Energie den größten Teil dieser Verteilung darstellt. Verbesserungen in der Motortechnologie, die den Energieverbrauch senken, sind hier am wirksamsten. Die Ökodesign-Verordnung inklusive der Erweiterungen [2, 3] sowie die Einführung der Wirkungsgradklassen von Motoren (IE1, IE2, IE3 und IE4) reduzieren die Verluste der Motoren und führen so zu einer Verringerung des Energieverbrauchs. Deswegen ist die Weiterentwicklung im Bereich der Motoren sehr wichtig und Gegenstand vieler Veröffentlichungen. So können beispielsweise durch Wirkungsgradoptimierung Elektromotoren mit einem Wirkungsgrad

¹ Unter Industrie fällt – nach der vorliegenden Energiebilanz – der Bergbau, das Gewerbe Steine und Erden sowie das verarbeitende Gewerbe insgesamt [21].

von 99,05 % gebaut werden [22]. Eine andere Möglichkeit der Optimierung ist die Senkung der Produktionskosten. Vor allem der SRM hat aufgrund seiner fehlenden Rotorwicklung hier ein sehr großes Potenzial.

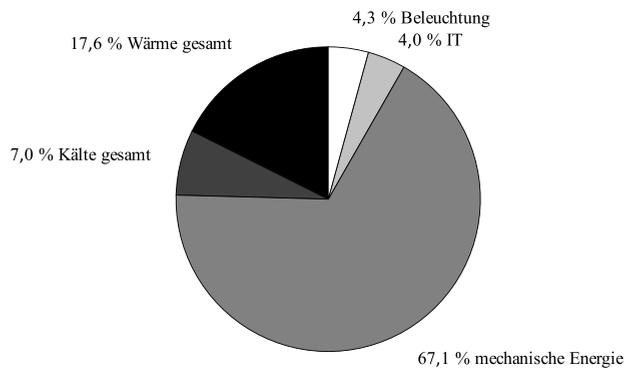


Abbildung 1.1: Endenergieverbrauch (Storm) in der Industrie, in Deutschland 2019 unterteilt in unterschiedliche Verwendungszwecke [21].

1.2 Reluktanzmotor

Neben Motoren auf Gleichstrom- und Drehstrombasis (ASM und PMSM) gewinnt auch der geschaltete Reluktanzmotor (SRM) immer mehr an Bedeutung. Seinen Namen hat er durch die Art der Drehfelderzeugung, das An- und Abschalten. Bei allen handelt es sich um Drehfeldmaschinen. Anders als bei den zuerst genannten Motortypen wird das Drehmoment des Reluktanzmotors maßgeblich durch die Reluktanzkraft bestimmt, die sich aus der Koenergie des magnetischen Kreises ableiten lässt, [23]. Bei fester Rotorposition liefert die Magnetisierungskennlinie die Aufteilung zwischen der magnetischen Energie (W) und der Koenergie (W^*):

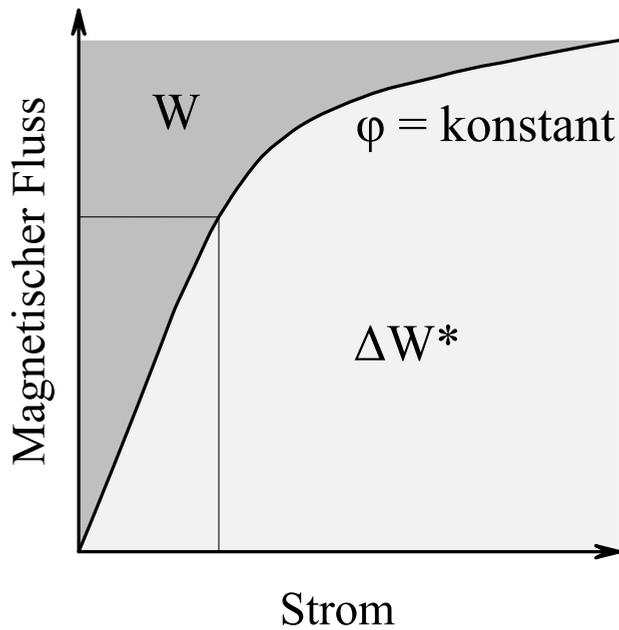


Abbildung 1.2: Aufteilung der magnetischen Energie (W) und der Koenergie (W^*), nach [23].

Nach Abb. 1.2 lässt sich ableiten, dass das erzeugte Drehmoment der Änderung der Koenergie über dem Läuferpositionswinkel (φ) entspricht:

$$M_{Mi} = \frac{\partial W^*}{\partial \varphi} \quad (1.1)$$

Bei einem geschalteten Reluktanzmotor mit geregelter konstanter Stromeinprägung ändert sich die Koenergie zwischen den Symmetrieachsen d und q umso stärker, je größer der Magnetflussunterschied zwischen diesen Positionen ist und damit die Induktivitätsdifferenz zwischen L_d und L_q .

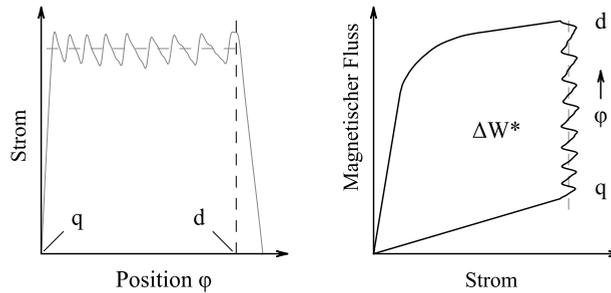


Abbildung 1.3: Gemessener Stromverlauf bei einem sich schließenden Magnetkreis und der dazugehörigen Veränderung der Koenergie (ΔW^*), nach [23].

Nach Abb. 1.3 lässt sich die Änderung der Koenergie auch durch die Änderung der Induktivität über der Rotorposition ausdrücken:

$$M_{Mi} = \frac{\partial W^*}{\partial \varphi} = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot \frac{dL}{d\varphi} \quad (1.2)$$

Näherungsweise ist die Induktivitätsänderung bei konstanten Motorparametern proportional zum Unterschied der Induktivitäten in den Symmetrieachsen:

$$\frac{dL}{d\varphi} \sim (L_d - L_q) \quad (1.3)$$

Der an den Übergängen zum nächsten Strang nicht konstante Blockstrom, der Einfluss der Nutung sowie der kleine Luftspalt führen zusammen mit der nicht gleichmäßigen Induktivitätsänderung zu einem pulsierenden Gesamtmoment, das sowohl Schwingungen im Antriebsstrang als auch die Geräuschbildung anregen kann. Dieser gegenüber einem Drehfeldmotor grundsätzliche Nachteil kann durch konstruktive Maßnahmen deutlich verbessert werden.

1.3 Problemstellung und Zielsetzung

Werden die Vor- und Nachteile eines SRMs betrachtet, dann ist als größter Vorteil die Material- und die damit einhergehende Kosteneinsparung zu sehen (Tabelle 1.1).

Ein Nachteil des Motors ist die benötigte winkelgenaue Ansteuerung der Phasen. Eine von der idealen Schaltposition abweichende Ansteuerung führt zu einer hohen Drehmomentwelligkeit und somit zu einer mechanischen Belastung des Antriebsstrangs. Vor allem nachgeschaltete Komponenten wie z. B. ein Getriebe reagieren empfindlich auf diese Welligkeit, was die Lebensdauer der Komponenten stark absenkt. Die Zielsetzung ist daher die Reduktion der Momentenwelligkeit,

Tabelle 1.1: Auflistung der Vor- und Nachteile bei Einsatz einer geschalteten Reluktanzmaschine.

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • keine elektrischen Leiter im Rotor • hohe Drehzahlen^a möglich • nur strukturiertes, magnetisch leitfähiges Material im Rotor, dadurch sind keine Magnete erforderlich und somit auch keine REM^b nötig • geringe Fertigungskosten • Sicherheit durch konzentrierte Wicklung^c und dadurch Fehlertoleranz [23], mit Notbetriebseigenschaften [23] und gutem Teillastwirkungsgrad [23] 	<ul style="list-style-type: none"> • kein Netzbetrieb möglich • Kosten Umrichter > Einsparungen in der Fertigung • erschwerte Steuer- und Regelbarkeit [23] • „Raumzeiger“-Konzept nicht entwickelbar [23] • Ψ/I-Kennlinie zu jedem Motor nötig • Positionsbestimmung nötig (nicht aus den Strömen der Zuleitung) • impulsartiger Strom [23] • impulsartige Kraftwirkung [23] • pulsierendes Drehmoment [23] • ruckartiges Ausrichten bei kleinen Drehzahlen • Rastmomente • verstärkte Geräusentwicklung [23] • hoher Blindstrombedarf dadurch schlechter $\cos(\varphi)$^a • vergleichsweise große Umrichter aufgrund hoher Ströme
<p>^a Große Drehzahlen wie $100\,000\text{ min}^{-1}$ [24] stellen für Reluktanzmotoren kein Problem dar.</p> <p>^b Metalle der seltenen Erden (REM) (engl. rare-earth metal).</p> <p>^c Konzentrierte Wicklungen sind auch bei PMSM möglich.</p>	<p>^a Ein Wirkfaktor ($\cos(\varphi)$) nahe 1 bzw. leicht induktiv gilt als gut.</p>

was durch ein neues geometrisches Design, dem Versatzkonzept der stromführenden Statorspulen, erreicht wird. Dies beschließt das Themengebiet „Reduktion der Momentenwelligkeit, durch das geometrische Design eines SRM“.

Die winkelgenaue Ansteuerung führt zunächst zur Notwendigkeit eines Drehgebers. Dieser ist ein weiterer Kostenfaktor, der anfällig gegenüber Umwelteinflüssen ist und reduziert somit die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems. Das Themengebiet „Sensorlose Positionsbestimmung eines SRM“ befasst sich daher mit der Positionsbestimmung ohne mechanische Drehgeber und der daran anschließenden abgeänderten Regelung des SRM.

Die sich ergebenden Forschungsfragen lassen sich wie folgt formulieren:

- Kann eine Änderung der Geometrie die Momentenwelligkeit verkleinern?
- Wie kann die Rotorposition eines SRMs ohne externen Geber bestimmt werden?

Innerhalb dieser Arbeit werden die Themengebiete bearbeitet und die Forschungsfragen aufgegriffen. Die Arbeit klärt beide Forschungsfragen und die folgenden Forschungsziele:

- Entwicklung eines geometrischen Konzepts speziell, aber nicht begrenzt auf große Motordurchmesser zur Verringerung der Momentenwelligkeit.
- Durch eine sensorlose Positionsbestimmung entfällt die Notwendigkeit des Gebers.

1.4 Definition des Betrachtungsbereiches

Den Betrachtungsbereich dieser Arbeit stellen beide Themengebiete und die Ziele des Kapitels 1.3 dar. Es werden jeweils der aktuelle Stand der Technik sowie die neu entwickelten Konzepte mit einer Abgrenzung zum Stand der Technik vorgestellt. Dies umfasst die Entwicklung von Konzepten über die Realisierung auf einer FPGA-Plattform bis hin zur messtechnischen Validierung. Es werden die Ergebnisse aus Simulationen und Messungen an einem SRM-Prototyp gezeigt, jeweils im Leerlauf und unter Last. Sie bestätigen die neu entwickelten und umgesetzten Konzepte.

1.5 Projekt

An der Hochschule Mannheim wurden 2014 die ersten Untersuchungen zum SRM mit Projektarbeiten sowie Bachelor- und Masterarbeiten von Prof. Dr.-Ing. F. Milde gestartet. Nicht veröffentlichte Vorarbeiten befassten sich mit Hardwarekomponenten sowie der sensorlosen Regelung des SRM [77, 78, 79, 80, 81] und mit der Simulation [82, 83]. Den Höhepunkt markiert 2018 der Beginn dieser Arbeit. Abschließend ist die Entwicklung der Steuerungshardware für diese Arbeit [84], 2019 zu nennen.

1.6 Stand der Technik

Nachfolgend werden die Motorgeometrie und die Hardware zur Ansteuerung sowie die sensorlose Regelung betrachtet.

Bei der Geometrie steht eine strukturelle Anpassung des SRM zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit im Vordergrund. Eine genaue Beschreibung ist im Kapitel 2.1 zu finden. Die vorgestellte Segmentierung eines SRM ist Stand der Technik [25, 26], unabhängig davon, ob im Stator [25] oder im Rotor [27]. Die segmentierte Stator-Geometrie des Versatzkonzepts (Abb. 2.4a) wurde grundsätzlich schon in der Literatur behandelt [28]. Auch die Bezeichnung der Elemente, *U*-Form, *C*-Form [25, 29, 30] oder *E*-Form [31, 27] ist bekannt.

Das hier neu vorgestellte Versatzkonzept (Abb. 2.4) ist aber in dieser Art nicht in der Literatur zu finden. Der Statorrücken entsteht aus der Gruppierung einzelner *U*-Elemente zu einem Segment. Die Elemente werden dabei so gewählt, dass sie einen vollen elektrischen Winkel abdecken und somit eine unabhängige Einheit bilden. Weitere Segmente werden gegenüber dem ersten Segment auf der Umfangslinie verschoben, also auf die Zahnbreite (β) bezogen, versetzt angeordnet. Dieses, als Versatzkonzept bezeichnete Motordesign, reduziert die Drehmomentwelligkeit.

Die einzelnen Komponenten der Hardware des Umrichters sind Stand der Technik. Dazu zählen der Einsatz einer Vollbrücke sowie die Ansteuerung, Auswertung und Regelung mittels FPGA. Als neu ist die gezielte Auslegung der Hardware zur Ansteuerung des SRM nach dem Versatzkonzept zu sehen. Durch die geometrische Änderung der Motorstruktur ist kein Standard-Umrichter zur Ansteuerung verwendbar. Der mehrphasige Umrichter wird so ausgelegt, dass die einzelnen *U*-Elemente der Segmente unabhängig voneinander ausgewertet und angesteuert werden können.

Das letzte Themengebiet befasst sich mit der sensorlosen Regelung des SRM. Grundsätzlich ist die sensorlose Steuerung und Regelung eines SRM Stand der Technik; das Kapitel 7.1 liefert eine ausführliche Beschreibung. Die unterschiedlichen Verfahren basieren auf der Auswertung der Flussverkettung oder auf der direkten bzw. indirekten Bestimmung der Induktivität. Die Abb. 7.1 gliedert die unterschiedlichen Verfahren zur sensorlosen Regelung auf. Die Auswertung wird unterteilt in die Art der Motordrehzahl (Stillstand, langsam, mittel und schnell), die Art der auszuwertenden Signale (passive Messung oder Messung aktiv eingebrachter Signale) und den aktuellen Zustand der Phase (aktiv oder inaktiv). Das Puls-Injektion-Verfahren [32, 33] mit dem Einbringen zusätzlicher Signale ist am häufigsten vertreten. Dazu zählt auch das INFORM-Verfahren [34]. Anstelle einzelner Impulse können auch Hochfrequenz-Trägersignale [35, 36] verwendet werden. Eine passive Auswertung erfolgt anhand der Auswertung der Flussverkettung [37] bzw. der Stromform [38, 24]. Das umgesetzte sensorlose Verfahren ist dabei in die passive Auswertung der Stromform einzusortieren. Die Auswertung der Stromanstiegszeit ist Stand der Technik und die Verwendung der Stromabfallzeit wird als alternatives Verfahren zur Auswertung benannt. Die in dieser Arbeit vorgestellte Auswertung der Stromabfallzeit ist jedoch neu und bietet spezifische Vorteile. Die Zusammenhänge der Signale und deren Auswertungen sind in Abb. 7.5 zu finden. Bis auf die Induktivität handelt es sich bei den Werten um reale Messwerte. Der Strom des Hysteresereglers bzw. die Stromabfallzeit wird verwendet, um die Position bzw.

den Umschaltzeitpunkt von einer zur nächsten Phase zu erkennen. Der Zusammenhang zwischen der Stromabfallzeit und der Induktivität bzw. der Rotorposition ist nach einigen Vereinfachungen herleitbar (7.19).

1.7 Veröffentlichungen

Im Rahmen des Projekts wurden ein Journalpaper und zwei Konferenzpaper veröffentlicht. Des Weiteren wurden drei Patente angemeldet. Zwei der Patente sind offengelegt und im Internet verfügbar.

- 1x Journal, IEEE Transactions on Energy Conversion
 - A Stator with Offset Segments and a Double Stator Design for the Reduction of Torque Ripple of a Switched Reluctance Motor [39].
- 2x Konferenzbeitrag, 2021 9th IEEE Conference on Systems, Process & Control (ICSPC2021)
 - Sensorless Control for a Switched Reluctance Motor by Analysis of the Current Form [40].
 - Realization of an SRM with Offset Concept by Mathematical Description [41].
- Patente
 - Stator für einen Reluktanzmotor, Reluktanzmotor, Verfahren zur Steuerung eines Reluktanzmotors sowie Ansteuerelektronik für einen Reluktanzmotor [42].
 - Reluktanzmotor mit Drehstrom und System [43].
 - Ein Patent zur sensorlosen Regelung, noch nicht offengelegt.

2 Motorgeometrie zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit

Dieses Kapitel behandelt die mathematische Beschreibung der Motorgeometrie. Durch die gewählte Anordnung der Statorsegmente ergeben sich spezielle Eigenschaften mit Vor- und Nachteilen. Nach der Beschreibung des Stands der Technik und einer daran anschließenden Abgrenzung geht es zunächst um allgemeine geometrische Zusammenhänge. Anschließend wird anhand eines Standard-SRM erläutert, wie eine Segmentierung durchgeführt werden kann. Dies bildet die Überleitung zum Versatzkonzept, um die Drehmomentwelligkeit zu reduzieren. Nach der Beschreibung der Kenngrößen und Parameter folgt die Berechnung der Rotorzähne mit einer Formel zur Berechnung der Position der einzelnen Elemente.

Die Auslegung der Motorgeometrie ist ein erster und wichtiger Schritt. Für die Simulation (Kapitel 3) wird eine erste Motorauslegung festgelegt. Innerhalb dieser können dann weitere Optimierungen vorgenommen werden. Das Grundkonzept eines geschalteten Reluktanzmotors (SRM) (engl. switched reluctance motor) bleibt dabei erhalten. Durch die Optimierung und Verkleinerung des magnetischen Kreises entstehen magnetisch unabhängige U -Elemente. Diese werden über den Umfangswinkel gruppiert und so zu einem Segment zusammengefasst. Jedes Segment enthält eine Anzahl von Elementen entsprechend der gewählten Phasenanzahl des Motors. Bei Verwendung von mindestens zwei Segmenten können diese gegeneinander verschoben werden. Das zweite Segment weist dann gegenüber dem ersten Segment einen Versatz gegenüber den zugeordneten Rotorzähnen auf. Aus diesem Grund wird der Name Versatzkonzept (engl. offset concept) gewählt, zu sehen in Abb. 2.4b. Von der grundsätzlichen Wirkungsweise her unterscheidet sich die Geometrie eines Standard-SRM nicht von der Geometrie des Versatzkonzepts. Das Abschalten eines Segments führt zu einem unsymmetrisch angetriebenen SRM, der bezüglich der Drehmomentwelligkeit einem Standard-SRM entspricht. Damit sind Vergleichsmessungen zwischen beiden Konzepten möglich.

2.1 Stand der Technik

Bei Reluktanzmaschinen ist zwischen dem synchronen Reluktanzmotor (synRM) (engl. synchronous reluctance motor) und dem geschalteten Reluktanzmotor (SRM) (engl. switched reluctance motor) zu unterscheiden. Bedingt durch die blockweise Bestromung und dem, im Vergleich zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) (engl. permanent-magnet synchronous motor), viel kleineren Luftspalt haben geschaltete Reluktanzmotoren eine größere Drehmomentwelligkeit als Drehfeldmaschinen mit kontinuierlich umlaufendem Magnetfeld. Bei SRMs gibt es zwei Ansätze, die Drehmomentwelligkeit zu reduzieren. Zum einen kann die Stromform und zum andern kann die Motorgeometrie angepasst werden. Die Anpassung der Stromform ist aus der Literatur bekannt [44, 45, 46].

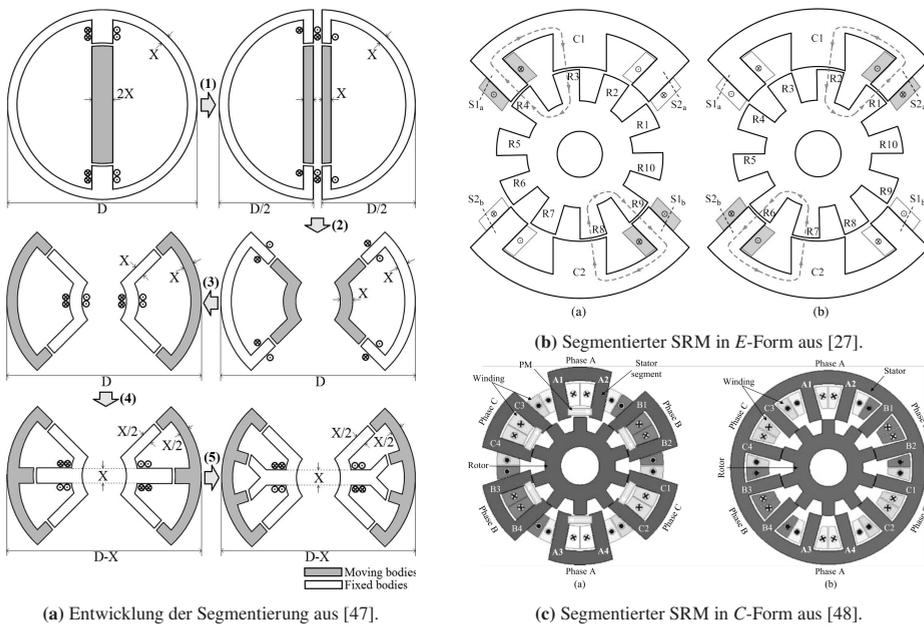


Abbildung 2.1: Ausgesuchte Abbildungen aus der Literaturrecherche.

Die Versatzgeometrie (Abb. 2.4b) ist mit ihren eigenständigen U -Elementen ein segmentierter Motor, bei denen die einzelnen Segmente von den benachbarten unabhängig sind. Der segmentierte Motor wird in der Literatur grundsätzlich als Stand der Technik beschrieben [25, 26]. Die Segmentierung ist im Rotor [25] oder Stator [27] möglich¹. Bei Statorsegmentierung wird häufig

¹ Rotor segmentiert (RS) (engl. rotor segmental) [25] und Stator segmentiert (SS) (engl. stator segmental) [27].

eine *C*-Form bzw. *U*-Form verwendet [25, 29, 30]. Bei diesen Konzepten erfolgt die Vereinfachung so weit, bis nur noch ein *U*-förmiges Stator-Element und zwei nebeneinanderliegende Rotorzähne einen magnetischen Kreis bilden. Andere Konzepte beenden die Vereinfachung vorher. So entsteht beispielsweise eine *E*-Form, bei der die Verteilung der Zugkräfte über einen großen Öffnungswinkel verteilt wird [49, 50, 31, 51, 52, 27]. Die Segmentierung kann also sehr unterschiedlich gewählt werden [47]. Wird mit einem Standard-SRM als Innenläufer (z. B. Abb. 2.2) gearbeitet, kann die Segmentierung der Flussverteilung fließend erfolgen. Bei einem Standard-SRM erstreckt sich der Magnetkreis über den halben Motor. Durch das stetige Hinzufügen weiterer Segmente verkleinert sich der Winkel bis zu dem Punkt, an dem nur noch ein Magnetkreis über zwei nebeneinander liegenden Rotorzähnen verbleibt [53]. Je nach Befestigungsmaterial der einzelnen Elemente ergeben sich dann Magnetkreise, die voneinander entkoppelt sind. Durch den Einsatz der *C*-Form kann der magnetische Widerstand des Kreises sehr klein gehalten werden [29, 30, 48, 54, 28, 55]. Das ist besonders dann der Fall, wenn die Anzahl der Rotorzähne (N_{rotor}) groß ist, da der Öffnungswinkel dann von zwei nebeneinanderliegenden Rotorzähnen klein ist. Eine weitere Möglichkeit, den magnetischen Widerstand zu reduzieren, ist der Einsatz eines Axialfeld-SRM (AFSRM) (engl. axial field SRM) [56, 57]. Der Stator ist dabei als *C*-Form oder als *E*-Form ausgelegt. Eine Besonderheit dieser Ausführung ist, dass bei z. B. zwei *C*-förmigen Statoren vier Luftspalte entstehen und sich der magnetische Kreis über diese schließt. Eine kompaktere Ausführung ist der Einzelstator-Axialfeld-SRM (engl. single stator axial field SRM) [58, 59]. Die flache Auslegung führt zu einem sehr kleinen Magnetkreis. [39]

2.2 Abgrenzung vom Stand der Technik

Das Neuartige am hier vorgestellten Versatzkonzept ist die Gruppierung einzelner *U*-Elemente entsprechend der elektrischen Winkelabdeckung zu einem Segment. Der Einsatz eines Versatzes allgemein ist Stand der Technik, so z. B. bei Schrittmotoren [60]. Mit mehreren Segmenten ist jetzt ein Versatz der Segmente zueinander möglich, um die Drehmomentwelligkeit des Motors zu reduzieren. Damit ergibt sich auch ein sehr großer Freiheitsgrad in der Motorauslegung.

2.3 Zusammenhänge der Motorgeometrie

Die Geometrie des SRM lässt sich formelmäßig beschreiben, sowohl für die Standardauslegung (2.9), (2.10) als auch für das Versatzkonzept (2.28). Die mathematische Beschreibung liefert einen Einblick in die Auswirkung der Einstellparameter. Außerdem können verschiedene Motorauslegungen einfach maschinell erstellt werden. Es werden mit der mathematischen Beschreibung nicht

alle möglichen geometrischen Varianten abgedeckt. So ist z. B. die Realisierung eines 4/3 SRM [61] nicht durch die hier gezeigten Formeln abgedeckt. Die Geometrie und die Auslegung des Versatzkonzepts wurde bereits auf der Konferenz [41] veröffentlicht.

Die Abb. 2.2 zeigt das Design geschalteter Reluktanzmotoren (SRM). Auf den Statorzähnen sind die Erregerwicklungen zu sehen, der Rotor trägt keine Wicklung und ist geblecht ausgeführt. Im Fall eines Innenläufers ist es üblich, die Anzahl der antreibenden Zähne (Anzahl der Statorzähne (N_{stator})) größer zu wählen, als die Anzahl der Rotorzähne (N_{rotor}). Die Bezeichnung 4/2 SRM steht also für einen Motor, dessen Stator vier und dessen Rotor zwei Zähne besitzt. Die Anzahl an Phasen ergibt sich anhand der gewünschten Auslegung. Die Geometrie der Abb. 2.2a ist zweiphasig, die der Abb. 2.2b und 2.2c ist hingegen dreiphasig. Die Anzahl der Phasen deckt dabei einen elektrischen Winkel von 360° ab.

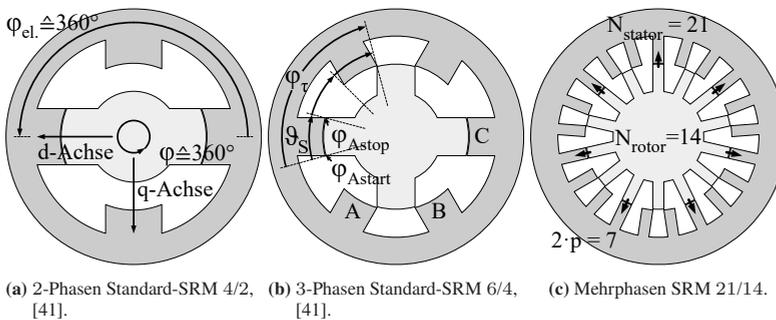


Abbildung 2.2: Unterschiedliche SRM-Geometrien als Innenläufer, (a) 4/2, (b) 6/4, (c) 21/14.

Rotor und Stator können gegeneinander ausgetauscht werden. Der Motor kann also als Innen- oder Außenläufer ausgelegt werden. Die Wahl hängt von der Anwendung und vom zur Verfügung stehenden Platz der Wicklungen ab.

2.4 Elektrische und mechanische Winkel

Die Abb. 2.2a zeigt den Zusammenhang zwischen elektrischem und mechanischem Winkel auf. Sie zeigt den ausgerichteten Zustand, die Bestromung der letzten Phase ist gerade beendet. An diese anschließend beginnt nacheinander die Bestromung der folgenden Phasen. Ein Durchlauf aller Phasen entspricht hierbei dem Durchlauf eines elektrischen Winkels von 360° . In dieser Zeit hat sich der Rotor - von Abb. 2.2b - mechanisch jedoch nur um 90° weitergedreht. Es sind also vier weitere Ansteuerungen nötig, um eine volle mechanische Umdrehung auszuführen. Ein voller elektrischer Winkel (φ_{el}) entspricht der Periodenbreite (φ_{τ}), diese berechnet sich nach (2.1).

$$\varphi_{\tau} = \frac{360^{\circ}}{N_{\text{rotor}}} \quad (2.1)$$

Der elektrische Winkel ($\varphi_{\text{el.}}$) wird mit (2.2) aus dem mechanischen Winkel (φ) berechnet.

$$\varphi_{\text{el.}} = \varphi \bmod \varphi_{\tau} \quad (2.2)$$

$$a \bmod m := a - \left\lfloor \frac{a}{m} \right\rfloor \cdot m \quad (2.3)$$

Der mechanische Winkel (φ) berechnet sich anhand des elektrischen Winkels ($\varphi_{\text{el.}}$) nach (2.4).

$$\varphi = \varphi_{\text{el.}} + c_1 \cdot \varphi_{\tau} \quad (2.4)$$

Da sich die Ansteuerung des elektrischen Winkels periodisch wiederholt, benötigt die Berechnung eine anfängliche Referenzposition, sonst ist die Anzahl bereits durchlaufener elektrischer Ansteuerungen (c_1) unbekannt.

2.5 Der Standard-SRM

Ein Standard-SRM lässt sich im Wesentlichen mit drei Größen beschreiben, der Anzahl an Rotorzähnen (N_{rotor}), der Anzahl an Statorzähnen (N_{stator}) und der Anzahl an Phasen (N_{phase}). Dabei gilt für die Anzahl der Rotorzähne der Wertebereich (2.5) und für die Anzahl an Phasen der Wertebereich (2.6). Die Festlegung entsteht aus der Geometrie der Abb. 2.2a, die die kleinstmögliche Realisierung darstellt². Mit der Einführung der Polzahl ($2 \cdot p$), die die Anzahl an Polen bzw. an aktiven, magnetischen Flussein- und Flussaustrittswegen darstellt, kann gezeigt werden, dass diese eine innere Segmentierung eines Standard-SRM darstellt. Abb. 2.2b zeigt einen 3-poligen SRM im ausgerichteten Zustand mit einem Flusseintrittsweg und einem Flussaustrittsweg. Die Polzahl ($2 \cdot p$) hat hierbei den Wert zwei und die Polpaarzahl (p) den Wert eins. Der Standard-SRM lässt sich dann anhand von nur zwei Parametern beschreiben. Die Polzahl und die Anzahl der Phasen genügen zur Berechnung der Stator- und Rotorzähne. Diese und die nachfolgenden Zusammenhänge sind [41] entnommen.

² Ein einphasiger SRM mit einem Rotorzahn und einem Statorzahn ist zwar denkbar, aber keine Standardform.

$$N_{\text{rotor}} \in \mathbb{N}_{>1} \quad (2.5)$$

$$N_{\text{phase}} \in \mathbb{N}_{>1} \quad (2.6)$$

Die Anzahl der Statorzähne hängt von der Anzahl der Rotorzähne und der Anzahl der Phasen nach Gl. (2.7) ab. Der Wertebereich ist bestimmbar anhand dieser Formel und der eingesetzten Wertebereiche aus den Gln. (2.5) und (2.6).

$$N_{\text{stator}} = f(N_{\text{rotor}}, N_{\text{phase}}) = \frac{N_{\text{rotor}} \cdot N_{\text{phase}}}{N_{\text{phase}} - 1} \quad \left| \quad N_{\text{stator}} \in \mathbb{N}_{>3} \quad (2.7)$$

Ein Standard-SRM lässt sich anhand der Polzahl ($2 \cdot p$), der aktiven Flussein- und Flussaustrittswege – des Rotors – beschreiben. Anhand der Abb. 2.2a und 2.2b ist zu erkennen, dass zwei Wege existieren. Die Formel (2.8) entwickelt sich aus dem Zusammenhang (2.7).

$$2 \cdot p = \frac{N_{\text{rotor}}}{N_{\text{phase}} - 1} \quad \left| \quad 2 \cdot p \in (2\mathbb{N})_{>1} \quad (2.8)$$

Der Parameter ermöglicht eine einfache Berechnung, da jetzt die Anzahl der Rotorzähne (2.9) und der Statorzähne (2.10) von diesem abhängt.

$$N_{\text{rotor}} = 2 \cdot p \cdot (N_{\text{phase}} - 1) \quad (2.9)$$

$$N_{\text{stator}} = 2 \cdot p \cdot N_{\text{phase}} \quad (2.10)$$

Mit jeder Steigerung der Polzahl ($2 \cdot p$) wird ein weiterer magnetischer Kreis hinzugefügt. Dadurch verkleinern sich die magnetischen Kreise und die Zugkräfte verteilen sich über den Umfang. Die Wirkungsweise des SRM ändert sich dabei nicht. Gezeigt werden kann dies beim Übergang eines 4/2 zu einem 8/4 SRM. Die Polzahl ($2 \cdot p$) verdoppelt sich von zwei auf vier, die Anzahl der Phasen beträgt jedoch noch immer zwei. Mit der Verdopplung der Flusswege hat sich die Anzahl der Magnetkreise auf zwei erhöht. Der Parameter zeigt somit eine innere Segmentierung eines Standard-SRM ohne sichtbare Auftrennung der Geometrie und ohne Entkopplung.

2.6 Drehmomentwelligkeit

Ein SRM hat gegenüber anderen Maschinen eine große Drehmomentwelligkeit. Diese hängt von unterschiedlichen Faktoren ab. Eine Vereinfachung von (1.2) führt zum Zusammenhang (2.11).

$$M_{Mi} \sim I^2 \cdot \frac{dL}{d\varphi} \quad (2.11)$$

So entsteht durch die Geometrie der Stator- und Rotorzähne die Induktivität der d-Achse (L_d) und der q-Achse (L_q). Jedoch wirkt sich die gesamte Geometrie, mit der jeweiligen Form, Größe und Position aller Zähne auf die Bildung des Drehmoments aus, insbesondere der Übergang zwischen beiden Achsen. Eine weitere Größe, die Einfluss auf die Welligkeit hat, ist der Strom³ eines Pols. Auch hier entscheidet der exakte Verlauf des Stroms über die Drehmomentwelligkeit. So führt z. B. eine Bestromung über die q-Achse hinaus zu einem Gegenmoment und damit zur Pendelung.

2.7 Versatzkonzept

Die Wahl der Motorauslegung mit Versatzkonzept erfolgt mit dem Ziel, die Drehmomentwelligkeit weiter zu reduzieren. Die Abb. 2.3 zeigt die Auslegung als Außenläufer, Abb. 2.4 alternativ als Innenläufer.

³ Weitere Informationen und weiterführende Literatur zur Stromform finden sich in Kapitel 2.8.

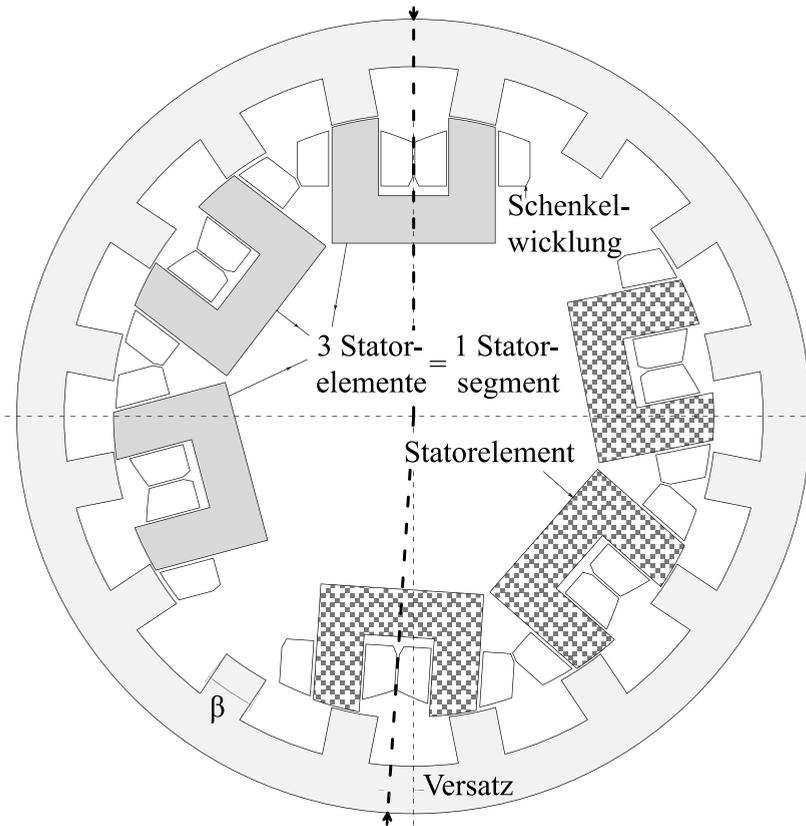


Abbildung 2.3: Segmentierter Außenläufer, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM nach dem Versatzkonzept mit Versatz, [39].

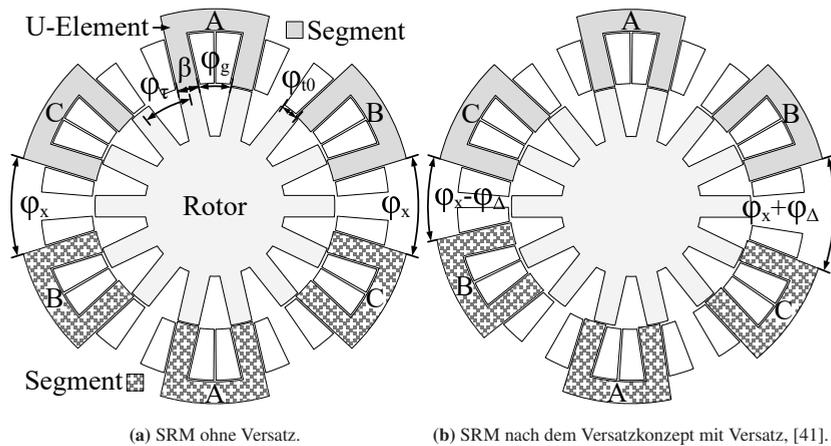


Abbildung 2.4: Segmentierter, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM, ohne Versatz (a) und mit Versatz (b).

Die Auslegung wird an einem Standard-SRM nach Abb. 2.2c gezeigt. Zwei nebeneinanderliegende Rotorzähne bilden dabei einen Magnetkreis. Diese Vorgehensweise ermöglicht es, den Eisenrücken des Stators aufzutrennen, da sich die Flüsse der optimierten magnetischen Kreise nicht mehr schneiden. Die entstehenden U -förmigen Magnetkreise werden weiter als U -Element bzw. Element bezeichnet. Die einzelnen Elemente decken einen Teil des elektrischen Vollwinkels ab. Es folgt dann eine Gruppierung der Elemente zu einem Segment. Alle gruppierten Elemente erstrecken sich nun über einen elektrischen Vollwinkel. Das Versatzkonzept benötigt mindestens zwei Segmente. Das zweite Segment wird dabei um eine halbe Zahnbreite auf der Umfangsline verschoben angeordnet. Damit sind auch die pulsformigen Drehmomentanteile beider Segmente phasenverschoben und reduzieren so die Welligkeit des Gesamtmoments. Die Positionierung der Elemente ohne Versatz nach Abb. 2.4a ist dabei symmetrisch, sodass sich die radialen Kräfte aufheben. Die Positionierung der Elemente mit Versatz nach Abb. 2.4b ist weitestgehend symmetrisch. Nach der Ansteuerung des Elements auf 12 Uhr erfolgt die Ansteuerung nacheinander (6, 2, 8, 4 und 10 Uhr), um so ein Drehfeld aufzubauen. Eine abweichende Anordnung der Elemente wie in Abb. 2.3 kann sinnvoll sein. Bei dem gezeigten Innenläufer wird durch die veränderte Positionierung und Ansteuerung der zur Verfügung stehende Platz besser ausgenutzt. Die Ansteuerung der Elemente erfolgt nach folgendem Schema 12, 6, 8, 2, 10 und 4 Uhr.

2.7.1 Detaillierte Beschreibung

Bezug nehmend auf Abb. 2.2c wird der magnetische Kreis dahin gehend optimiert, dass zwei nebeneinanderliegende Rotorzähne einen Magnetkreis über den Stator bilden. Durch diese Änderung

entstehen Magnetkreise, die jeweils unabhängig voneinander sind. Die Feldlinien eines Magnetkreises überschneiden sich nicht mit denen eines andern. Auf die Fertigung eines durchgängigen Eisenrückens im Stator kann somit verzichtet werden, was eine Einsparung von Material, somit von Materialkosten und Gewicht, bedeutet. Der Stator wird dabei aus U -förmigen Elementen aufgebaut.

Dieses Versatzkonzept wurde auf einer Konferenz veröffentlicht [41]. Beim Übergang zum segmentierten Stator entstehen sechs unabhängige Elemente wie in Abb. 2.4a gezeigt. Dabei wirken diametral angeordnete Segmente jeweils auf gleiche Weise. Die Anzahl der Elemente (N_{element}) pro Segment entspricht stets der Anzahl der Phasen (N_{phase}) Gl. (2.12).

$$N_{\text{element}} \sim N_{\text{phase}} \quad (2.12)$$

Ein Segment deckt eine Periodenbreite (φ_{τ}) im elektrischen Winkelmaß ab. Jedem U -Element ist eine Position zugeordnet, deren Bezeichnung anhand der Position innerhalb der Segmente (2.13) erfolgt. Die Anzahl der Segmente (N_{segment}) wird bei der Motorauslegung vorgegeben.

$$\varphi_{U_{ij}} \begin{cases} i \in \{1, \dots, N_{\text{segment}}\} \\ j \in \{1, \dots, N_{\text{element}}\} \end{cases} \quad (2.13)$$

Einzelne Parameter sind im Winkelmaß festgelegt. Die Angabe gilt dann für den Rotor und Stator gleichermaßen (2.14), woraus aber eine unterschiedliche Kreissehne des Stators und des Rotors folgt (2.15).

$$\varphi_{X_{\text{stator}}} = \varphi_{X_{\text{rotor}}} \quad (2.14)$$

$$c_{X_{\text{stator}}} \neq c_{X_{\text{rotor}}} \quad (2.15)$$

Konzeptbedingt bilden alle Phasen einen elektrischen Vollwinkel von 360° aus. Die Grundzahnbreite (φ_{t_0}) des Rotors und Stators berechnet sich aus der Periodenbreite (φ_{τ}) (nach (2.1)), die alle Phasen abdecken muss (2.16).

$$\varphi_{t_0} = \frac{\varphi_{\tau}}{N_{\text{phase}}} \quad (2.16)$$

Untersuchungen in Kapitel 3.3 zeigen, dass eine Vergrößerung der Zahnbreite um 20 % zu einer noch geringeren Momentenwelligkeit führt. Die Zahnbreite (β) berechnet sich nach (2.17) unter dieser Berücksichtigung:

$$\beta = 1,2 \cdot \varphi_{t_0} = \frac{2 \cdot \varphi_{\tau}}{5 \cdot N_{\text{phase}}} \quad (2.17)$$

Die Zahnücke (φ_g) ist der Zwischenraum zwischen zwei benachbarten Zähnen. Zur Berechnung wird die Zahnbreite von der Periodenbreite abgezogen, (2.18).

$$\varphi_g = \varphi_{\tau} - \beta \quad (2.18)$$

Der Versatz der einzelnen Segmente ($\varphi_{\Delta i}$) lässt Freiheitsgrade zu. Dadurch kann der Motor gezielt ausgelegt werden, um die Drehmomentwelligkeit allgemein bzw. die Auswirkungen von Oberschwingungen gezielt zu reduzieren. Die Motorteile können modular gefertigt und während der Montage können die gewünschten Optimierungen vorgenommen werden. Auch ist es möglich, Anpassungen an einem Motor am Einsatzort durchzuführen, anstelle den Motor auszutauschen. Ein Versatz auf Basis der Grundzahnbreite (φ_{t_0}) bietet sich an (2.19).

$$\varphi_{\Delta i} = \varphi_{t_0} \cdot \frac{i_1}{i_2} \left| \begin{array}{l} i_1 \in \{1, \dots, (N_{\text{segment}} - 1)\} \\ i_2 \in \{1, \dots, N_{\text{segment}}\} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Durch die Wahl eines zyklischen Versatzes ist eine einfachere Auslegung des Motors möglich (2.20).

$$\varphi_{\Delta i} = \varphi_{t_0} \cdot \frac{i - 1}{N_{\text{segment}}} \left| i \in \{1, \dots, N_{\text{segment}}\} \right. \quad (2.20)$$

Die beschriebenen Zusammenhänge gelten für die beispielhaften Auslegungen nach Abb. 2.4⁴, für größere Motoren mit einer größeren Anzahl an Segmenten⁵, aber auch für eine Auslegung mit einem ungleichmäßigen Versatz.

⁴ Bei dieser Abbildung sind zwei geometrische Auslegungen nach dem Versatzkonzept zu sehen. Die Abb. 2.4a zeigt dabei die Auslegung ohne einen Versatz, während die Abb. 2.4b die Geometrie mit dem Versatz um die halbe Zahnbreite darstellt.

⁵ Die Simulation wurde mit einer unterschiedlichen Anzahl an Segmenten durchgeführt. Die Abb. 3.5a, 3.6a und 3.7a zeigen die Verwendung von vier, sechs und acht Segmenten mit einem Versatz. Die Segmente sind, bezogen auf die Grundzahnbreite, gleichmäßig um die Hälfte, ein Drittel und ein Viertel verschoben, mehr in Kapitel 3.2.

Zur einfachen Umsetzung dieses Motorkonzepts wird nachfolgend eine Formel zur Geometriebeschreibung entwickelt. Damit ist sichergestellt, dass die Geometrie realisierbar ist. Zusätzlich kann der Aufbau automatisiert werden, sofern ein für alle Segmente gleichmäßiger Versatz vorliegt.

2.7.2 Berechnung der Anzahl der Rotorzähne

Die Anzahl der Elemente (N_{element}) und Segmente (N_{segment}) ist frei wählbar und wird vor der Berechnung der Rotorzähne festgelegt. Die Elementanzahl wird durch die gewünschte Anzahl der Phasen (N_{phase}) bestimmt. Die Segmentanzahl wird festgelegt nach dem benötigten Moment und der Vorgabe an gewünschten versetzten Segmenten. Die Auslegung und Herleitung des Versatzkonzepts wurde auf einer Konferenz veröffentlicht [41]. Zur Berechnung der Rotorzähne (N_{rotor}) eignet sich die Ungleichung (2.21). Dabei müssen der Wertebereich von (2.22) und die Bedingung (2.23) eingehalten werden. Die Anzahl der Rotorzähne muss stets größer sein als das Produkt aus einem Skalierungsfaktor (c_2), der Anzahl der Segmente (N_{segment}) und der Anzahl der Elemente (N_{element}).

$$N_{\text{rotor}} > c_2 \cdot N_{\text{segment}} \cdot N_{\text{element}} \quad (2.21)$$

Der Skalierungsfaktor sorgt für eine verschobene Positionierung der Elemente. Er kann innerhalb des Wertebereichs beliebig gewählt werden. Durch die Verwendung einer größeren Zahl entstehen auch größere U -Elemente, die mehr als einen Zahn überspannen.

$$c_2 \in \mathbb{R}_{\geq 2} \quad (2.22)$$

Die Einbehaltung der Bedingung (2.23) gewährleistet, dass jedem Segment die gleiche Anzahl an Rotorzähnen zugeordnet wird und es zu keiner Unsymmetrie kommt.

$$\left(\frac{N_{\text{rotor}}}{N_{\text{segment}}} \right) \in \mathbb{N}_{>0} \quad (2.23)$$

Wird auf der rechten Seite der Ungleichung (2.21) Eins hinzugefügt und die Bedingung (2.23) verwendet, dann kann daraus eine Gleichung zur Bestimmung der Rotorzähne erstellt werden (2.24).

$$N_{\text{rotor}} = \left\lceil \frac{c_2 \cdot N_{\text{segment}} \cdot N_{\text{element}} + 1}{N_{\text{segment}}} \right\rceil \cdot N_{\text{segment}} \quad (2.24)$$

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Anzahl der Rotorzähne (2.25) ergibt sich durch Vereinfachung der Formel (2.24). Das Hinzufügen von Eins aus dem letzten Schritt wurde zunächst frei gewählt, um die Ungleichung in eine Gleichung zu überführen. Wird anstelle der Eins die Anzahl an Segmenten gewählt, dann lässt sich die Formel kürzen.

$$N_{\text{rotor}} = c_2 \cdot N_{\text{segment}} \cdot N_{\text{element}} + N_{\text{segment}} \quad (2.25)$$

Mit dieser Vereinfachung ändern sich jedoch die erfüllbare Bedingung (2.26) und der Wertebereich (2.27) des Skalierungsfaktors (c_2).

$$(c_2 \cdot N_{\text{segment}} \cdot N_{\text{element}}) \in \mathbb{N}_{>3} \quad (2.26)$$

$$c_2 \in \mathbb{N}_{\geq 2} \text{ ausreichend} \quad (2.27)$$

2.7.3 Berechnung weiterer Größen

Nun sind alle nötigen Parameter verfügbar, um eine Formel (2.28) zu erstellen, mit der sich die Position von jedem Element ($\varphi_{U_{ij}}$) berechnen lässt. Die Formel selbst hängt von vier Größen ab, der Anzahl an Elementen (N_{element}), den Segmenten (N_{segment}), dem Skalierungsfaktor (c_2) und der Anzahl an Rotorzähnen (N_{rotor}). Die nachfolgenden Zusammenhänge sind [41] entnommen.

Zur Auslegung werden der Skalierungsfaktor, die Anzahl der Segmente und die der Elemente vorgegeben. Zur Berechnung der Rotorzähne kann die Formel (2.24) oder die vereinfachte Formel (2.25) verwendet werden. Anschließend kann die Periodenbreite (φ_τ) berechnet werden. Der Versatz lässt sich prinzipiell für jedes Segment frei wählen. Die Gültigkeit der Formel ist jedoch nur gegeben, wenn der zyklische Versatz nach (2.20) gewählt wird. Als Randbedingungen gelten je nach Wahl der Formel zur Berechnung der Rotorzähne (2.23) und (2.22) bzw. bei der Wahl der Vereinfachung (2.26) und (2.27). Zusätzlich müssen die Ergebnisse der einzelnen Terme den angegebenen Mengen entsprechen. Die Formel besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil ist abhängig von der Periodenbreite, der zweite vom Versatz der Segmente. Die Periodenbreite und der Versatz sind fest definiert. Die drei Summanden innerhalb der Klammer beschreiben jeweils eine Verschiebung der Elemente. Der erste Summand setzt die einzelnen Elemente nacheinander

entlang des Umfangs. Der zweite Summand fügt eine Verschiebung hinzu, entsprechend der Anzahl der Segmente. Der dritte Summand fügt eine Verschiebung der Elemente entsprechend der vorhandenen Phasen hinzu.

$$\varphi_{U_{ij}} = \varphi_{\tau} \left(\underbrace{c_2 (j-1)}_{\substack{\text{Verschiebung} \\ \text{der Elemente} \\ \in \mathbb{N}}} + \underbrace{\left[\frac{N_{\text{rotor}} (i-1)}{N_{\text{segment}}} \right]}_{\substack{\text{Verschiebung} \\ \text{der Segmente} \\ \in \mathbb{N}}} + \underbrace{\frac{j-1}{N_{\text{element}}}}_{\substack{\text{Verschiebung} \\ \text{der Elemente} \\ \in \mathbb{Q}}} \right) - \underbrace{\varphi_{\Delta i}}_{\substack{\text{Versatz-} \\ \text{konzept} \\ \in \mathbb{R}}} \quad (2.28)$$

Als Ergebnis der Formel (2.28) entstehen Winkel, die nicht den Zahlenbereich von 0° bis 360° abdecken. Die Funktion (2.29) ermöglicht die Umrechnung und Abbildung der Zahlen innerhalb dieses Bereichs.

$$\varphi_{U_{ij}}^{360^\circ} = (\varphi_{U_{ij}} \bmod 360^\circ) \quad (2.29)$$

Anhand der verfügbaren Parameter lässt sich jetzt eine Gleichung erstellen, mit der die ideale Einschaltzeit (t_{on}) berechnet werden kann (2.30).

$$t_{\text{on}} = (N_{\text{rotor}} \cdot N_{\text{phase}} \cdot N_{\text{segment}} \cdot n)^{-1} \quad (2.30)$$

2.8 Strommuster zur Motorsteuerung

Die einfachste Art der Ansteuerung ist die blockweise Bestromung der Phasen. Dabei wird der Strom während der aktiven Zeit durch ein geeignetes Regelverfahren auf einem konstanten Wert gehalten. Es ist bekannt, dass bei steigender Drehzahl die Ein- und Ausschaltwinkel verändert werden müssen, um auf die endliche Stromanstiegs- und Abfallzeit reagieren zu können. Es ist weiter bekannt, dass mit der Änderung der Schaltwinkel und der Stromform die Welligkeit des Drehmoments beeinflusst wird [44, 45, 46].

Es werden drei unterschiedliche Bestromungsmuster betrachtet. Bei kleinen Drehzahlen z. B. 100 min^{-1} können diese frei gewählt werden ⁶. Die Abbildungen zeigen dabei jeweils die Bestromung nach Abb. 2.4b, mit zwei Segmenten und einem Versatz von einer halben Zahnbreite (β). Auf der Ordinate ist die Stromhöhe, bezogen auf den Bemessungsstrom (I_T), aufgetragen. Das zweite Segment hat die gleiche Stromhöhe wie das erste, ist zur besseren Übersicht jedoch kleiner skaliert dargestellt. Die Abszisse zeigt den fortlaufenden Rotorwinkel, angegeben als ein Vielfaches der Periodenbreite (φ_τ) (2.1). Die Bestromung des zweiten Segments erfolgt mit gleicher Phasenverschiebung, was dem geometrischen Versatz des zweiten Segments entspricht, nämlich um eine halbe Zahnbreite. Der ideale Ausschaltwinkel ($\varphi_{A_{\text{stop}}}$) ist jeweils der gleiche Winkel wie der des ausgerichteten Elements. Der ideale Einschaltwinkel ($\varphi_{A_{\text{start}}}$) fällt mit dem Ausschaltwinkel der vorhergehenden Phase zusammen. Der Einschaltöffnungswinkel (ϑ_s) (2.31) ist konstant. Er hängt von der Geometrie ab und reicht vom idealen Einschaltwinkel zum idealen Ausschaltwinkel. Das Stromraster (engl. current raster) entspricht dem kleinsten Versatz der Segmente. Da hier nur ein versetztes Segment existiert, ist das Stromraster so groß wie der Versatz von einer halben Zahnbreite.

$$\vartheta_s = \frac{\varphi_\tau}{N_{\text{phase}}} \quad (2.31)$$

Die Abb. 2.5 zeigt die blockförmige, nicht überlappende und nicht lückende Bestromung von zwei Segmenten. Jedes Segment für sich wird wie ein Standard-SRM angesteuert. Die Aus- und Einschaltwinkel fallen zusammen.

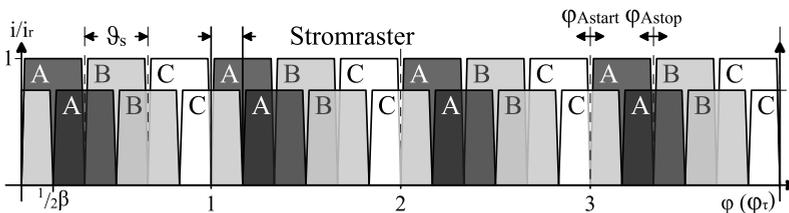


Abbildung 2.5: Stromform für das Versatzkonzept, hier mit einer nahtlosen, blockförmigen Bestromung beider Segmente, [39].

Die Abb. 2.6 zeigt eine lückende Ansteuerung und Bestromung. Der Einschaltwinkel bleibt dabei unverändert, nur das Ausschalten erfolgt früher. Somit kann diese mit der zuvor beschriebenen Variante gemeinsam eingesetzt werden. Der Grund für das frühere Ausschalten liegt im endlichen

⁶ Bei großen Drehzahlen muss die Stromabfallzeit berücksichtigt werden, da ein Reststrom in der Wicklung ein Gegenmoment erzeugt. Die Abschaltzeit des Stroms muss entsprechend angepasst werden.

Stromanstieg und -abfall. Um eine Überlappung der Ströme zu verhindern, muss das Abschalten früher erfolgen. Die Gründe dafür sind eine kleine Zwischenkreisspannung (U_{DC}), ein zu großer Sollstrom (I^*) oder eine große Geschwindigkeit und damit eine zu kurze Einschaltzeit (t_{on}) (2.30).

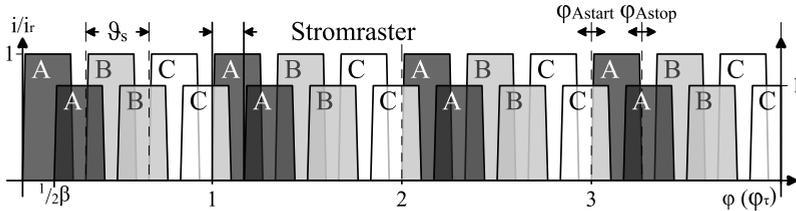


Abbildung 2.6: Stromform für das Versatzkonzept, mit verfrühtem Abschalten der blockförmigen Bestromung beider Segmente.

Bei der dritten Variante, dem Überlappen der Ströme, ist der Ausschaltzeitpunkt der gleiche. Das Einschalten der nächsten Phase erfolgt jedoch früher. Der Grund für das Einschalten hängt mit der Geometrie zusammen und wird später anhand dieser in Abb. 6.9 und am Verlauf der Induktivitäten (Abb. 6.5) gezeigt. Bei der Auslegung der Geometrie wurde die Zahnluke (φ_g) größer ausgelegt als die Zahnbreite. Die eingezeichnete Bestromung beginnt geometrisch zwischen zwei Zähnen – in dieser Position wird kein Drehmoment erzeugt. Wird der Verlauf der Induktivitäten betrachtet, dann beginnt die Bestromung in der Mitte des Plateaus, dem Minimum der Induktivität.

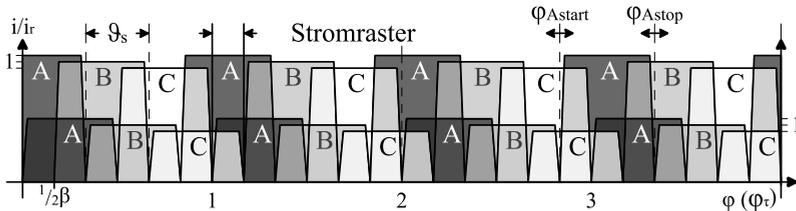


Abbildung 2.7: Stromform für das Versatzkonzept, mit überlappenden Strömen, durch verfrühtes Einschalten der blockförmigen Bestromung beider Segmente. Das Ein- und Ausschalten erfolgt entsprechend der Geometrie.

Nachfolgend sind die gemessenen Stromverläufe abgebildet, passend zu den oberen idealen Verläufen. Zur besseren Übersicht ist dieser Stromverlauf nur von den drei Phasen des ersten Segments dargestellt. Im Hintergrund ist jeweils der ungefilterte Verlauf zu sehen, ihm überlagert der gefilterte Verlauf. Der Strom wird mittels Hystereseregler auf einem konstanten Wert gehalten. Die Drehzahl des Rotors ist konstant. Die Messzeit ist somit proportional zum Rotorwinkel. Gut zu

erkennen ist dabei, dass sich mit dem Fortschreiten des Rotorwinkels die Stromabfallzeit verlängert. Die Abb. 2.8 zeigt dabei eine nahtlose, blockförmige Bestromung, während in Abb. 2.9 die überlappende Stromform dargestellt ist.

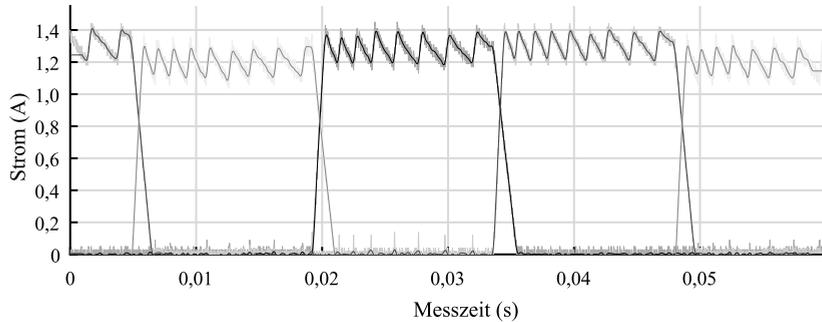


Abbildung 2.8: Gemessener Stromverlauf für das Versatzkonzept, hier mit einer nahtlosen, blockförmigen Bestromung.

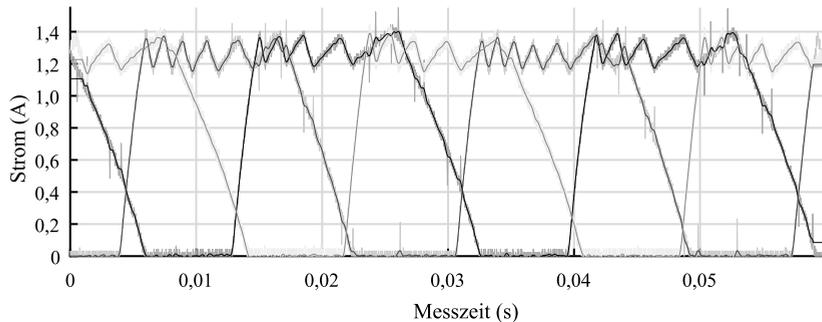


Abbildung 2.9: Gemessener Stromverlauf für das Versatzkonzept, mit überlappenden Strömen, durch verfrühtes Einschalten der blockförmigen Bestromung. Das Ein- und Ausschalten erfolgt entsprechend der Geometrie in der d-Achse bzw. q-Achse.

3 Optimierung der Motorgeometrie durch FEM-Simulation

Die Simulationen der magnetischen Kreise werden mit Ansys Maxwell durchgeführt.

Geht es um die Entwicklung bzw. das Umsetzen und Testen neuer Konzepte, ist die Rechner-simulation der erste Schritt. Mit den Ergebnissen lassen sich die Auswirkungen von Änderungen der SRM-Geometrie schnell untersuchen. Dabei liefert die Finite-Elemente-Methode (FEM) Ergebnisse zur Optimierung der Motorauslegung. Mit diesen Erkenntnissen wird ein Prototyp für die Laboruntersuchungen ausgelegt. Die Simulationsergebnisse sowie Messungen am Prototyp wurden bereits in einem Journal Paper veröffentlicht [39]. Die Simulationen wurden maßgeblich im Rahmen der Abschlussarbeiten [82] und [83] durchgeführt.

Die zeitlich versetzte Bestromung der Statorelemente eines SRM verursacht im Wesentlichen den schwankenden Drehmomentverlauf. Dabei ist der Einfluss auf die Drehzahl umso größer, je geringer das Massenträgheitsmoment (J) ist. Bei der mit Ansys Maxwell durchgeführten Simulation handelt es sich um eine Multiphysiksimulation. Die Simulationsergebnisse zwischen einem Standard-SRM und dem neuen Motorkonzept mit Versatzlösung bestätigen die deutliche Verringerung der Drehmomentwelligkeit.

Die Bewertung der Drehmomentwelligkeit (r_T) erfolgt anhand des zeitlichen Verlaufs. Nach Erreichen des stationären Betriebs wird das Ergebnis gespeichert und ausgewertet. Für die Beurteilung des Drehmoments werden das globale Maximum (M_{\max}) und Minimum (M_{\min}), sowie der Mittelwert (M_{mean}) des Drehmoments verwendet. Die Drehmomentwelligkeit ist dabei die Differenz des maximalen und minimalen Drehmoments, bezogen auf das gemittelte Drehmoment. Sie berechnet sich nach (3.1).

$$r_T = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\text{mean}}} \cdot 100 \% \quad (3.1)$$

Eine Gegenüberstellung der einzelnen Konzepte – mit und ohne Versatz – zeigt, dass die Drehmomentwelligkeit von 69,2 % auf 26,7 % reduziert werden kann. Entsprechend ergibt sich eine

Verbesserung um 61,4 %. Im Kapitel 9 wird dagegen eine Verbesserung von 37,3 % an einem Prototyp nachgewiesen.

3.1 Ansys Maxwell

Der Aufbau der Multiphysiksimulation in Ansys Maxwell ermöglicht es, den Einfluss der geometrischen Auslegung auf das Motorverhalten zu testen. Die Simulation umfasst dabei die elektrischen Vorgänge, das Magnetfeld sowie die mechanische Umgebung. Abhängig von der Rotorposition wird die Spannung an die Motorwicklungen angelegt. Je nach Stromhöhe, Stromrichtung und Struktur des Magnetkreises wird die magnetische Flussdichte sättigungsabhängig berechnet. Daraus wird die Kraftwirkung in Abhängigkeit vom magnetischen Fluss im aktiven Rotorzahn sowie der Stator- und Rotorposition abgeleitet. Die Materialverformung ist nicht Gegenstand der Untersuchung. Auf Grundlage der Kraftwirkung erfolgt anschließend eine Simulation der Rotationsbewegung. Bei den einzelnen Schritten handelt es sich um gekoppelte Multiphysiksimulationen, die nacheinander ausgeführt werden.

Zur Reduktion der Simulationszeit wird die Motorgeometrie angepasst. Unter Ausnutzung von Symmetriebedingungen wird nur ein Motorauschnitt betrachtet. Die Verifikation einer 2D-Simulation anhand der Ergebnisse einer aufwendigen 3D-Simulation ermöglicht eine Reduktion der zu untersuchenden Dimensionen. Die Motoroptimierung wird in 2D durchgeführt.

Da es bei diesen Untersuchungen um die Welligkeit des Moments geht, wurde besonderes Augenmerk auf die Netzverteilung im Übergangsbereich gelegt. Durch eine gute Auslegung des Finite-Elementnetzes werden die Simulationszeiten klein gehalten und die Ergebnisse bezüglich des erzeugten Drehmoments verbessert. Das Netz ist besonders am Luftspalt gleichmäßig und feinmaschig auszulegen. Im übrigen Bereich kann die Gitterstruktur größer gewählt werden, siehe Abb. 3.1. Sehr gut zeigt sich das am Gitternetz (engl. grid) zwischen den einzelnen Elementen. Aufgrund der unabhängigen U -Elemente erfolgt die Trägerbefestigung der Elemente mit einem Material, das einen großen magnetischen Widerstand aufweist, in der Simulation erfolgt keine Berücksichtigung. Der Freiraum ist quasi feldfrei und das Gitternetz aus diesem Grund stark vereinfacht bzw. sehr grob gewählt. Die verringerte Knotenanzahl führt zu einer Reduzierung der Simulationszeit.

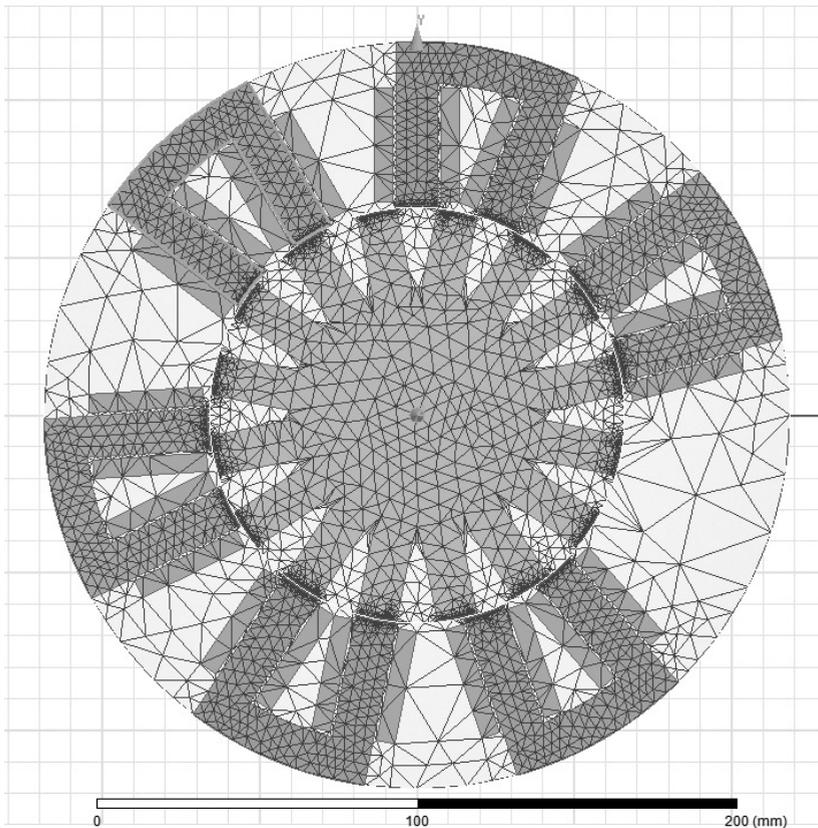


Abbildung 3.1: Screenshot aus Ansys Maxwell mit dem Aufbau und der Verteilung des Simulationsnetzes (engl. grid). Segmentierter, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM nach dem Versatzkonzept mit Versatz.

Bei einer Vergrößerung des Ausschnitts in Abb. 3.2 sind die äquidistanten Abstände des Gitternetzes auf dem Kreisbogen zu sehen. Somit passen die einzelnen Knoten (engl. nodes) gut mit der rotatorischen Bewegung zusammen.

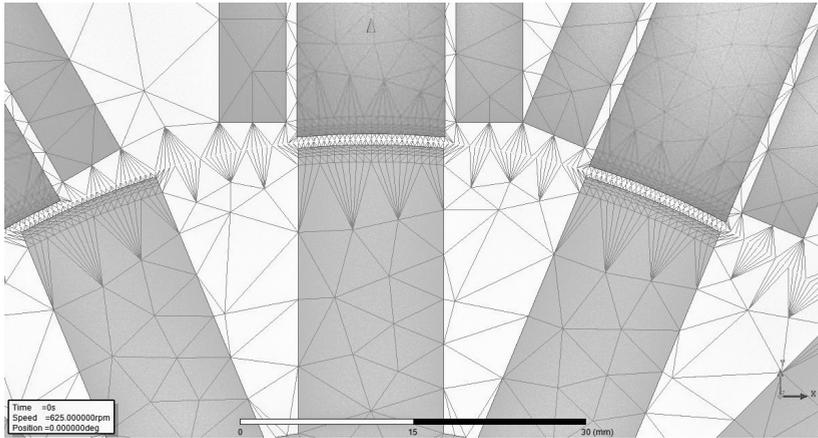


Abbildung 3.2: Screenshot aus Ansys Maxwell mit vergrößertem Ausschnitt des Simulationsnetzes von Abb. 3.1.

Die Abb. 3.3 zeigt die magnetische Flussdichte. Der Betrag ist durch die Vektorlänge gegeben, da es in der Darstellung keine Farbskala gibt. Die Feldrichtung wird durch Vektorpfeile repräsentiert. Durch die Betrachtung des Feldverlaufs kann die Auswahl der einzelnen Materialien validiert werden. Weiter kann durch eine Animation geprüft werden, ob die Ansteuerung zeitlich zur Rotorposition passt.

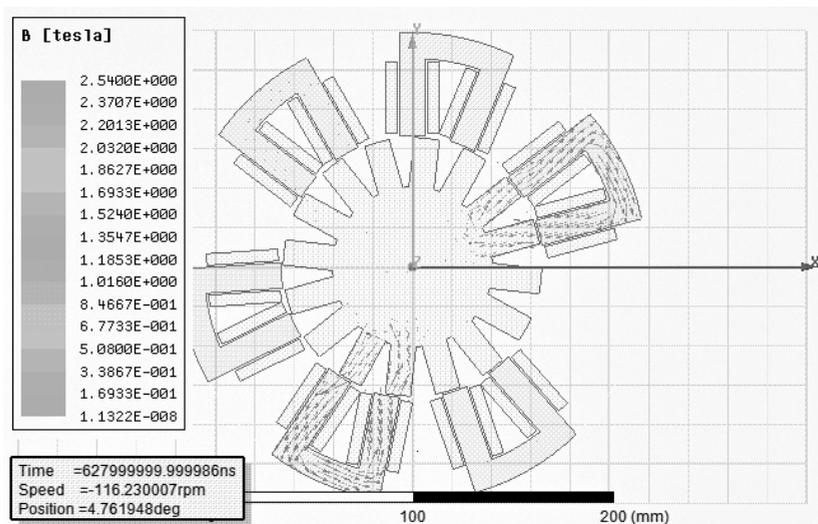


Abbildung 3.3: Screenshot aus Ansys Maxwell während der Simulation des Magnetflusses, Abb. 3.1.

3.2 Simulationsergebnisse

Auszugsweise werden fünf der durchgeführten Simulationen gezeigt und miteinander verglichen. Anhand dieser sollen die Auswirkungen auf den Drehmomentverlauf untersucht werden. Dabei wird der Luftspalt und der Versatz der Segmente geändert, um Ergebnisse zu erhalten, die im nächsten Schritt zu einem realisierbaren Motorprototyp führen. Eine gegenseitige Beeinflussung und die Änderung der Geometrie z. B. durch Schrägung oder Anpassung der Zahngeometrie wurde nicht untersucht. Der erste Vergleich erfolgt zwischen einem Motor ohne versetzte Segmente (Abb. 3.4a) und mit versetzten Segmenten (Abb. 3.4b). Die Geometrie entspricht dabei der Abb. 3.5a, jedoch mit einem Luftspalt von 1 mm. Es werden jeweils vier Segmente mit drei Elementen eingesetzt. Die Auslegung entspricht also einem dreiphasigen SRM. Die dritte Simulation ändert zur zweiten den Luftspalt (δ_{air}) und erzielt eine weitere Verbesserung. Diese sowie die zwei folgenden Simulationen zeigen, wie der Einsatz weiterer Segmente und ein feinerer Versatz die Drehmomentwelligkeit nochmals reduzieren. Dabei werden jeweils die Geometrie und der Drehmomentverlauf gezeigt.

In allen Abbildungen ist das Drehmoment in Newtonmeter (Nm) und die Drehzahl in Umdrehungen pro Minute (min^{-1}) über den fortschreitenden Rotorwinkel aufgetragen. Zusätzlich ist die Welligkeit (r_T) nach (3.1) eingetragen.

Zur Simulation wurde bereits ein Journal Paper veröffentlicht, die Beschreibung wurde diesem in Teilen entnommen [39]. Aufgrund der Informationsdichte konnten nicht alle Abbildungen gezeigt werden. Die entnommenen Abbildungen sind gekennzeichnet.

Die diametral angeordneten Segmente werden beim Motor mit Versatz jeweils symmetrisch verschoben. Bei der vierfach-segmentierten Ausführung werden beide horizontalen Segmente um eine halbe Zahnbreite (β) verschoben angeordnet – zur Kompensation der Radialkräfte. Die Anzahl der Leistungsendstufen erhöht sich entsprechend. Beim Übergang von nicht versetzten zu versetzten Segmenten ist die Steigerung der Frequenz des Drehmomentverlaufs innerhalb der Periodenbreite (φ_T) gut zu erkennen. Durch die Erhöhung der Stromblöcke von drei auf sechs verdoppelt sich auch die Frequenz des Drehmoments und Anstiege bzw. Einbrüche sind abgemildert. Die Drehmomentwelligkeit sinkt von 69,2 % auf 28,4 %. Die Welligkeit der Drehzahl verhält sich entsprechend.

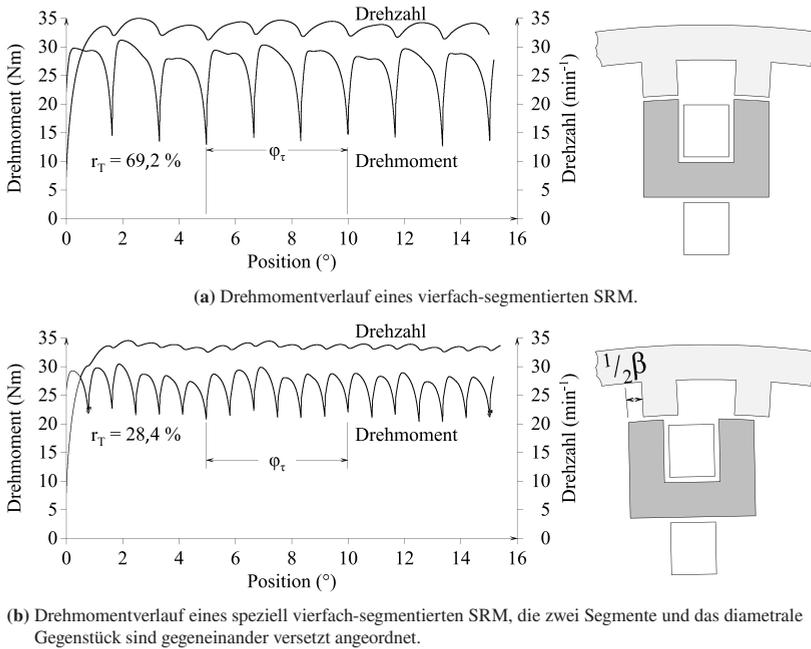


Abbildung 3.4: Resultierendes Drehmoment beim Vergleich der Motoren mit und ohne Versatz der Segmente. Die zugrunde liegende Geometrie ist in Abb. 3.5a zu sehen. Der Unterschied ist die Anordnung der horizontalen Segmente ohne einen Versatz (a) und mit einem Versatz (b), [39].

Mit der Verringerung des Luftspalts von 1 mm auf 0,7 mm verringert sich auch die Drehmomentwelligkeit weiter von 28,4 % auf 26,7 %. Diese Verbesserung um 1,7 Prozentpunkte entspricht dabei 6 %.

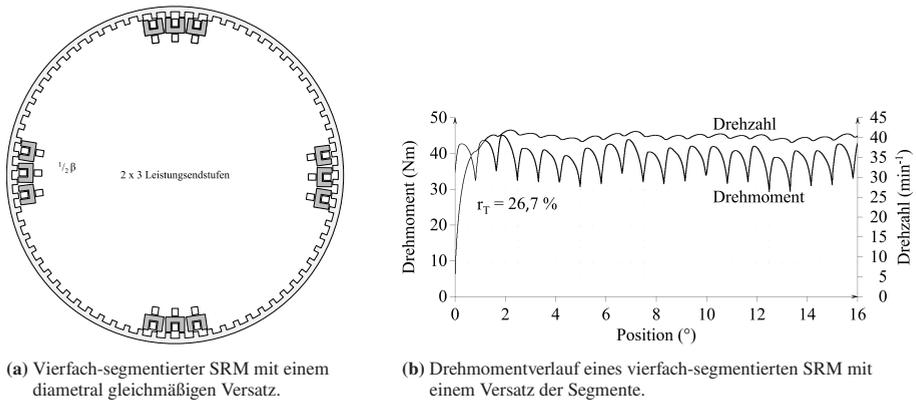


Abbildung 3.5: Mechanischer Aufbau eines vierfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve, [39].

Ein weiterer Vorteil versetzt angeordneter Segmente ist die beliebige Erweiterbarkeit. Ist das benötigte Moment zu gering bzw. die Drehmomentwelligkeit zu groß, können Segmente hinzugefügt werden. In Abb. 3.6a ist ein sechsfach-segmentiertes SRM zu sehen. Die Position der horizontalen und der neuen Segmente wurde modifiziert angeordnet. Der Versatz beträgt jetzt ein Drittel der Zahnbreite, wobei das zweite Segmentpaar zum Referenzsegment einen Versatz um ein Drittel und das dritte Segmentpaar zum Referenzsegment einen Versatz um zwei Drittel hat. Die Drehmomentwelligkeit kann bei sechs Segmenten von 26,7 % auf 16,9 % reduziert werden, was einer Verbesserung von 36,7 % entspricht.

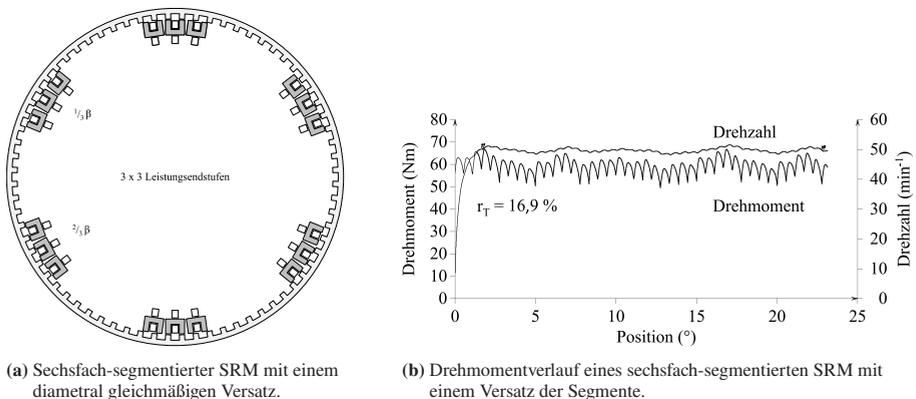
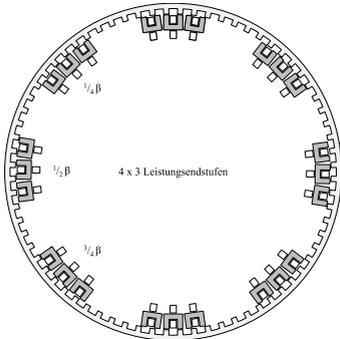
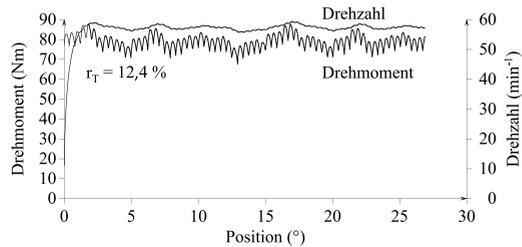


Abbildung 3.6: Mechanischer Aufbau einer sechsfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve.

Eine noch geringere Welligkeit liefert die Achtfach-Segmentierung, Abb. 3.7a. Die zwei zusätzlichen Segmente haben nun einen Versatz von einem Viertel bzw. zwei und drei Viertel der Zahnbreite. Die Drehmomentwelligkeit verringert sich von 16,9 % auf 12,4 % und somit um 26,6 %.



(a) Achtfach-segmentierter SRM mit einem diametral gleichmäßigen Versatz.



(b) Drehmomentverlauf eines achtfach-segmentierten SRM mit einem Versatz der Segmente.

Abbildung 3.7: Mechanischer Aufbau einer achtfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass eine Reduktion der Drehmomentwelligkeit von 69,2 % auf 26,7 % bzw. einer Verbesserung um 61,4 % möglich ist. Die Anzahl der Leistungsendstufen verdoppelt sich dabei auf vier. In der Tabelle 3.1 sind alle Ergebnisse zusammengestellt. Die Möglichkeit, die Anzahl der Segmente frei wählen und somit die Welligkeit direkt beeinflussen zu können, ist in dieser Form neu. Die Messergebnisse an einem realen Motor-Prototyp liefern eine Verbesserung von 37,3 %. Durch weitere Optimierungen ist noch Verbesserungspotenzial vorhanden, siehe Kapitel 9.

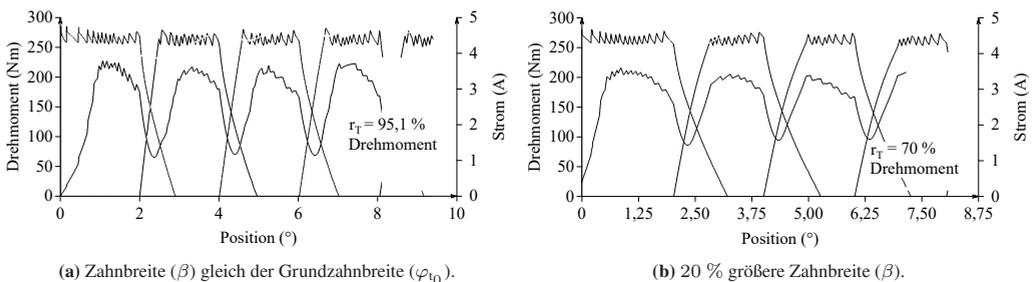
Tabelle 3.1: Welligkeit des Drehmoments bei unterschiedlicher Anordnung und Anzahl der Segmente, als tabellarische Gegenüberstellung der vorgestellten Ergebnisse, [39].

	Anzahl an Segmenten				
	4	4	4	6	8
Abbildung	3.4a	3.4b	3.5	3.6	3.7
Luftspalt δ_{air} (mm)	1	1	0,7	0,7	0,7
Versatz abhängig von β	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}; \frac{2}{3}$	$\frac{1}{4}; \frac{1}{2}; \frac{3}{4}$
Drehmomentwelligkeit, r_T (%)	69,2	28,4	26,7	16,9	12,4
Anzahl an Endstufen	1x3	2x3	2x3	3x3	4x3

3.3 Einfluss der Zahnbreite auf die Momentwelligkeit

Mit der Untersuchung der Zahnbreite soll die Auswirkung auf die Momentwelligkeit untersucht werden. Die Bilder und Ergebnisse der Untersuchungen sind den Arbeiten [85, 86] entnommen.

Die zugrunde liegende Geometrie entspricht der Abb. 3.5a jedoch ohne Versatz. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 3.8a zu sehen, wobei die Zahnbreite (β) dieser Untersuchung der Grundzahnbreite (φ_{t0}) entspricht. Aus der Abbildung ist zu erkennen, dass die Momentwelligkeit 95,1 % beträgt. Eine zweite Simulation mit geänderter Zahnbreite - im Stator und Rotor - ist in Abb. 3.8b zu sehen. Sie liefert eine Momentwelligkeit von nur 70 % und zeigt, dass für die gewählte Auslegung eine größere Zahnbreite vorteilhaft ist.

**Abbildung 3.8:** Vergleich der Strom- und Drehmomentverläufe eines vierfach-segmentierten SRM, mit veränderten Zahnbreiten (a) 0 % und (b) 20 %, [85].

Die Geometrie wird im Folgenden angepasst. Der Durchmesser ändert sich von 800 mm auf 1000 mm und die Rotorzähne (N_{rotor}) reduzieren sich von 72 auf 60. Begonnen wird mit einer 20 % größeren Zahnbreite. Die Ergebnisse dieser Motorgeometrie sind in Abb. 3.9a zu sehen, die Momentwelligkeit beträgt noch 30,86 %. Wird die Zahnbreite auf 35 % erhöht vergrößert sich die Momentwelligkeit auf 45,15 %, Abb. 3.9b.

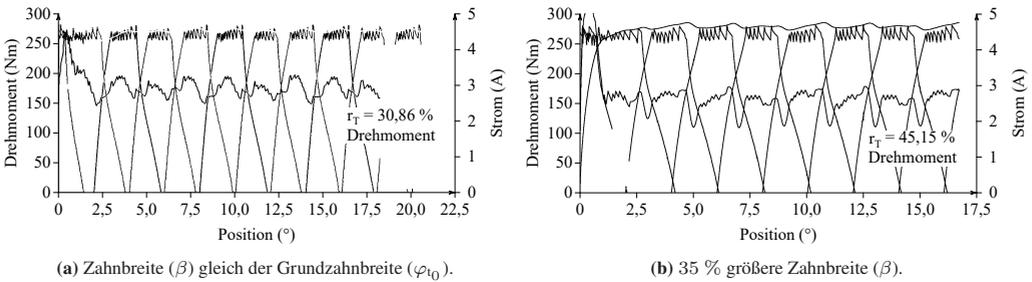


Abbildung 3.9: Vergleich der Strom- und Drehmomentverläufe eines vierfach-segmentierten SRM, mit veränderten Zahnbreiten (a) 20 % und (b) 35 %, [86].

Die durchgeführten Simulationsrechnungen [85, 86] zeigen, dass eine Vergrößerung der Zahnbreite sowohl im Rotor als auch im Stator um ca. 20 % gegenüber der geometrisch ermittelten Breite zu einer noch geringeren Momentwelligkeit führt. Die Untersuchungen wurden an Innen- und Außenläufermotoren mit Blockstromkommutierung durchgeführt und sind allgemein bei diesem Motordesign zu empfehlen. Eine Zahnbreitenvergrößerung nur im Stator oder nur im Rotor führt grundsätzlich auch schon zur Reduktion der Welligkeit im Luftspaltmoment, die Überbreite in beiden Zahnkonfigurationen stellt jedoch ein Optimum dar. Wichtig ist dabei die korrekte Anpassung der Strom-Ein- und Ausschaltwinkel.

4 Motorprototyp

Der gebaute Prototyp bestätigt und berücksichtigt die Ergebnisse der unterschiedlichen Simulationen, Kapitel 3. Die Geometrie des Prototyps (Abb. 2.4b) weicht dabei von den Simulationsrechnungen (Abb. 3.5a, 3.6a und 3.7a) ab, er ist als Innenläufer ausgeführt. Diese Ausführung wurde aufgrund der einfacheren mechanischen Umsetzbarkeit gewählt. Mit dem Bau ist eine Verifikation der Simulation einschließlich der Überprüfung des Versatzkonzepts möglich.

Zunächst wird auf die unterschiedlichen Ausführungen der Wicklungen und die zur Ansteuerung nötigen Strommuster eingegangen. Die Beschreibung des Motorprototyps und die Ermittlung der Motorparameter schließen dieses Kapitel ab. Die Idee des Versatzkonzeptes entstand für die Verwendung von Motoren mit großen Durchmessern. Hier bietet sich die Verwendung eines Außenläufers und die Platzierung der Segmente im Innern des Motors an. Das vorgestellte Versatzkonzept ist jedoch nicht auf diese Anwendung beschränkt, sondern eignet sich aufgrund der einfachen und kompakten Geometrie auch für Innenläufer. Deshalb wurde der Prototyp als Innenläufer mit kleinem Durchmesser gefertigt. Die erzielbare Verbesserung hinsichtlich der Momentenwelligkeit ist zwischen Simulationsmodell und Prototyp vergleichbar.

4.1 Schenkel- und Jochwicklung der Elemente

Zur Nutzung der Reluktanzkraft muss im Magnetkreis eine magnetische Durchflutung mittels Statorspulen erzeugt werden. Dabei kann die Wicklung eines Elements wahlweise als Jochwicklung oder mit einer bzw. zwei Schenkelspulen erfolgen. Für den zur Verfügung stehenden Wicklungsraum ist der innere Freiraum der U -Form entscheidend. Dies hängt von der Wahl der Geometrie und der Art der Montage ab. Die Jochwicklung kann bspw. nicht aufgeschoben werden und führt zu einer Vergrößerung des Radius. Sie ermöglicht jedoch eine engere Platzierung der Elemente gemäß Abb. 4.1. Diese zeigt einen Ausschnitt des Motors. Zu sehen sind drei Elemente, die bei der hier vorliegenden dreiphasigen Ausführung ein Segment bilden. Gut zu erkennen sind die Periodenbreite (φ_τ), die Zahnbreite (β) sowie der Versatz der Elemente A und B um jeweils ein Drittel der Periodenbreite. Die Schenkelwicklung hat beim Einsatz paralleler Schenkel den Vorteil des einfacheren Aufschiebens auf das U -Element. Bei der Positionierung der Elemente

Eisen und zwei Spulen, Abb. 4.3. Die Anschlüsse der Spulen sind nach außen geführt und werden außerhalb des Motors verschaltet (Abb. 4.2).

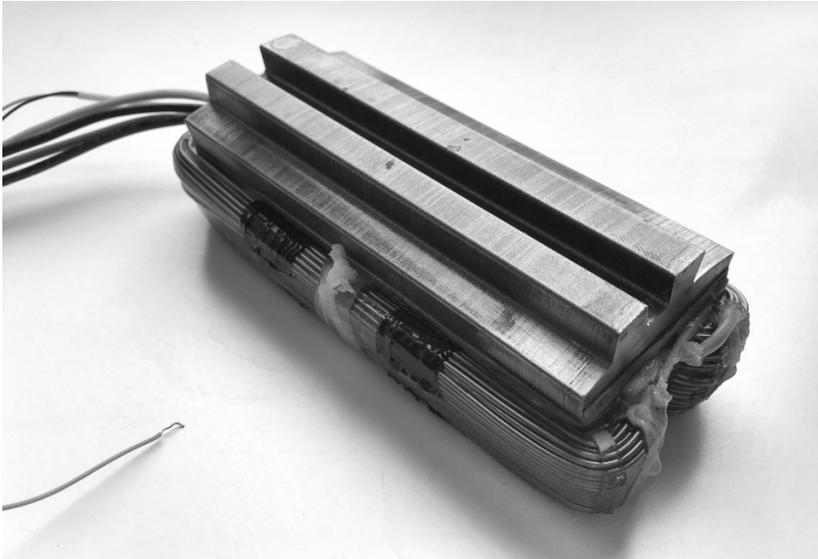


Abbildung 4.3: Ein bewickeltes U -Element. Die Anschlüsse der Schenkelspulen werden nach außen geführt und extern verschaltet.

Die Anordnung der einzelnen Elemente erfolgt um eine Zentrierhilfe herum, Abb. 4.4. Der Motor hat zwei Segmente mit je drei Elementen und wird je Segment dreiphasig bestromt.



Abbildung 4.4: Zusammenbau des SRM mit der Montage der einzelnen U -Elemente um eine Zentrierhilfe.

Nach der Montage des Stators wird die Zentrierhilfe entfernt. Der Blick in das Innere des Motors zeigt die am Statorumfang angeordneten Elemente, Abb. 4.5.



Abbildung 4.5: Blick in das Innere des Motors. Der Rotor ist entfernt und es sind nur die Statorelemente sowie die Schenkelenden der U -Elemente zu sehen.

Der fertig montierte Motor mit den Statorelementen, dem A- und B-Lagerschild, dem Rotor und Geber ist in Abb. 4.6 zu sehen. Der Geber dient als Referenz zur Überprüfung der Stromschaltpunkte. In diesem Zustand kann der SRM durch manuelles Bestromen der einzelnen Spulen ¹ wie ein Schrittmotor betrieben werden. Mit der Einzelbestromung der Schenkelspulen können der Wicklungssinn und die Verschaltung überprüft werden.

¹ Durch ein strombegrenzendes Schaltnetzteil mit einer Spannung von 12 V und einem Strom von 1,5 A kann der Rotor ausgerichtet werden.

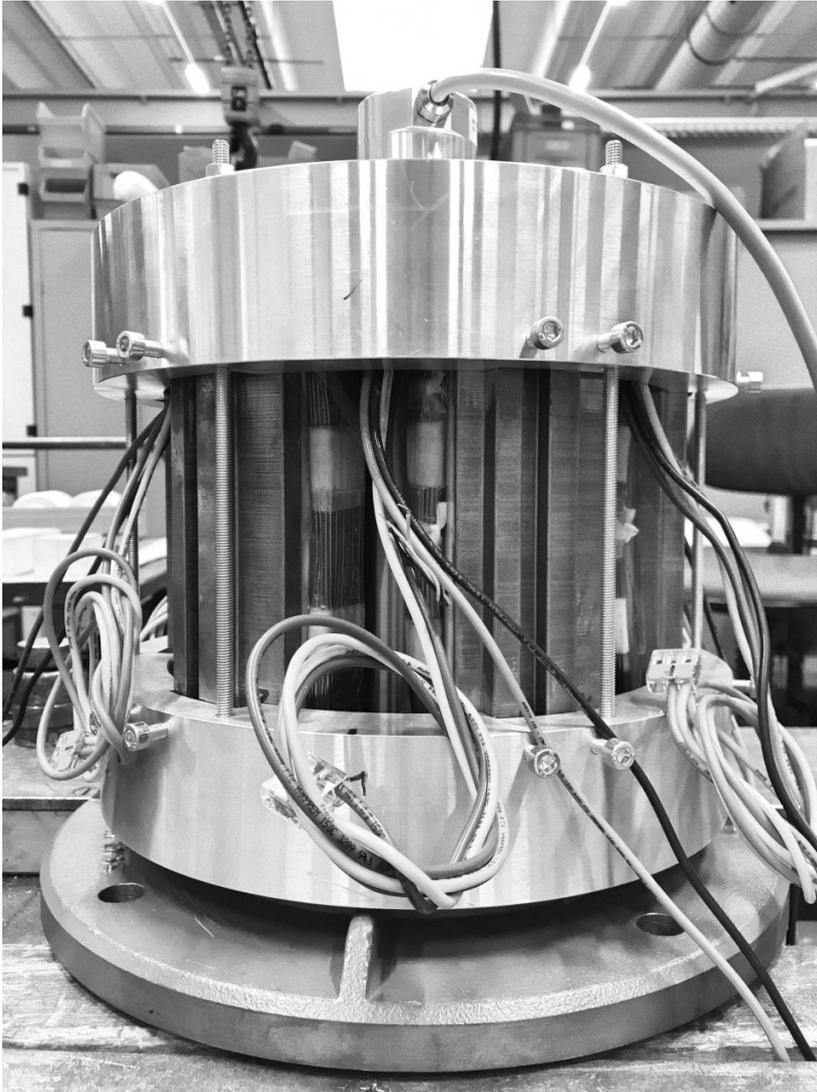


Abbildung 4.6: Fertig montierter SRM-Prototyp.

4.3 Motorparameter

Die Parameter des Motors sind teils konstruktionsbekannt oder durch Messungen (Kapitel 6) bestimmbar, Tabelle 4.1. Vor der Umsetzung von Steueralgorithmen, z. B. der sensorlosen Positionsbestimmung, müssen einige Motordaten vorliegen. Durch gezielte Auswertung geeigneter

Messgrößen kann dann die Position des Rotors bestimmt werden. Weitere Daten zum Prüfstand sind in Tabelle 4.2 zu finden.

Tabelle 4.1: Motorparameter

Rotorzähne (N_{rotor})	14
Segmente (N_{segment})	2
Elemente (N_{element})	3
Luftspalt (δ_{air})	0,3 mm
Trägheitsmoment (J)	0,0284 kg m ²
Rotorscheft	42 mm k6
Aktiver Durchmesser (Abb. 2.4b)	237,5 mm
Aktive Länge	150 mm
Durchmesser	311 mm
Länge	258 mm
Gewicht	68,6 kg
Statorinduktivität der d-Achse (L_d)	163,7 mH
Statorinduktivität der q-Achse (L_q)	36,1 mH
Wicklungswiderstand des U -Elements (R_{c_j})	5,4 Ω
Leiterdurchmesser	1,6 mm
Windungszahl pro Schenkelspule	89
Bemessungsmoment (M_r)	10 Nm
Bemessungsstrom (I_r)	4,5 A
Bemessungsdrehzahl (n_r)	1500 min ⁻¹

Tabelle 4.2: Daten des Prüfstands.

Lastmaschine	S09XA4, Bauer Gear Motor
Umrichter	i950, Lenze
Drehmomentmessung	DATAFLEX® 16/50, KTR-Group
Oszilloskop	DS1104z, RIGOL
Zeitliche Auflösung	600 ms

5 Motorumrichter

Das Ziel ist der Betrieb des Motors, aus diesem ergibt sich die Notwendigkeit eines Umrichters. Dabei kann nicht auf einen Standard-Umrichter zurückgegriffen werden.

Anders als bei einem Standard-SRM weist das zuvor erläuterte Versatzkonzept in Summe sechs anzusteuern Phasen auf, wobei jeweils drei dieser Phasen mit einem Versatz angesteuert werden. Zu jedem Zeitpunkt sind so immer zwei Phasen aktiv. Diese sind voneinander unabhängig, sodass ein gemeinsames Schalten nicht möglich und ein Standard-Umrichter nicht ausreichend ist.

Eine spätere Optimierung des Betriebs erfolgt durch die Nutzung der Maschinendaten. Der Umrichter ist so ausgelegt, dass er die Erfassung, Speicherung und den Export dieser Daten ermöglicht. Der eingeprägte Strom als Durchschnittswert, die Winkelstellung des Rotors und die Phasenumschaltzeiten ermöglichen die Optimierung des Betriebs.

Die ersten Überlegungen, die Motorposition sensorlos zu erfassen, finden an dieser Stelle statt. Die Beschreibung des Konzepts findet sich im Kapitel 2.7. Durch die Auslegung des Umrichters kann durch die gemessenen Signale die Position ermittelt werden und somit kann der Geber entfallen. Der Spulenstrom enthält Informationen über die Rotorposition, sodass eine Steigerung der Abtastrate des AD-Wandlers die Auswertung der Stromform ermöglicht und somit Rückschlüsse auf die Position zulässt.

5.1 Struktur des Umrichters

Die Verwendung des Versatzkonzepts setzt den Einsatz eines speziellen Umrichters voraus. Die einzelnen Komponenten (Abb. 5.1) unterscheiden sich dabei nicht von denen eines Standard-Umrichters. Der Aufbau und das Zusammenspiel der Komponenten sind jedoch speziell darauf ausgelegt, unterschiedliche Segmente mit einer Anzahl an Elementen voneinander unabhängig anzusteuern und im späteren Verlauf zu regeln.

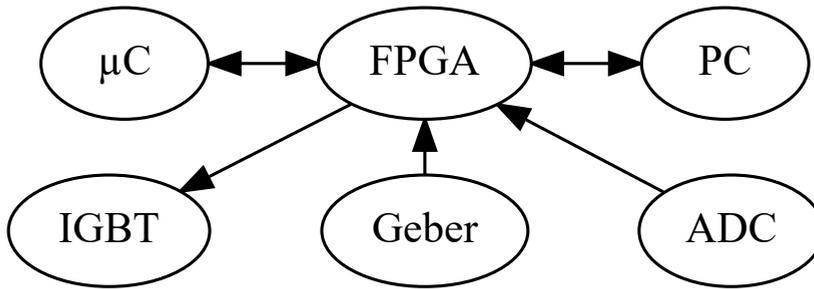


Abbildung 5.1: Signalflussrichtung und Grundkomponenten eines Motorumrichters.

Die Ansteuerung der Elemente erfolgt mittels Halbleiterbauelementen, in diesem Fall mit IGBTs. Das Schalten der einzelnen Elemente ist dabei positionsabhängig, sodass die Position des Rotors mit einem Geber erfasst werden muss. Die nötige Stromhöhe hängt hierbei von der aktuellen Drehzahl des Motors ab, die durch den Differenzialquotienten der ermittelten Position bestimmbar ist. Zur Regelung des Stroms muss der aktuelle Stromwert bekannt sein. Mittels AD-Wandler kann der Stromwert erfasst werden. Die nötige Auswertung und die parallele Abarbeitung der Logik werden durch die zentralen Komponenten, den FPGA sowie den Mikrocontroller erledigt. Das Speichern der Kenndaten des Motors wird in erster Instanz vom FPGA erledigt. Anschließend werden die Daten an den Computer gesendet, der alle Daten protokolliert und weiterverarbeiten kann.

5.2 Mikrocontroller- und FPGA-Plattform

Die Auswahl der gezeigten Konfiguration, mit Mikrocontroller und FPGA¹ (Abb. 5.1), ist Stand der Technik und wird in vielen Standard-Umrichtern so realisiert. Die Entwicklung eines Umrichters ist jedoch unumgänglich, da bei einem Standard-Umrichter ein Zugriff auf die interne Logik nicht möglich ist. Die Anforderung ist es jedoch, die Ansteuerung gezielt ändern und anpassen zu können, was bei einem Standard-Umrichter nicht möglich ist. Die Steuer- und Messplatine ist in Abb. 5.2 zu sehen.

¹ Field Programmable Gate Array (FPGA)

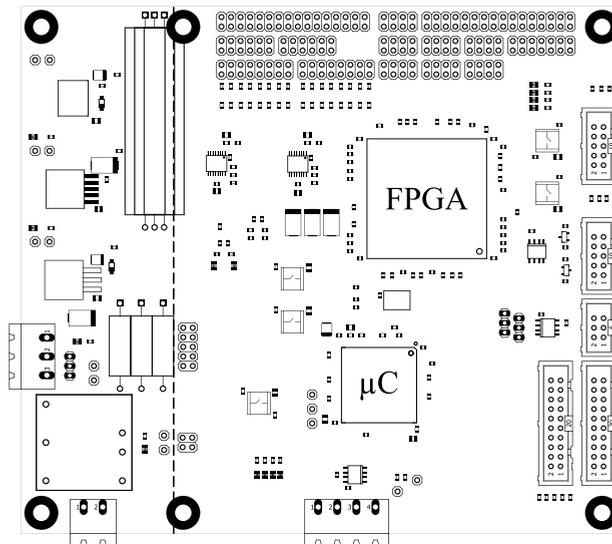


Abbildung 5.2: Steuer- und Messplatine mit FPGA und Mikrocontroller [84].

Zur Umsetzung des Konzepts und zur Realisierung eines funktionsfähigen Umrichters sind unterschiedliche Plattformen denkbar – ein Mikrocontroller ein FPGA oder eine Kombination aus beiden. Aus der Geometrie des Versatzkonzeptes ergibt sich die Anforderung zum parallelen Einlesen und Verarbeiten sowie zur Ansteuerung der unterschiedlichen Segmente. Der FPGA ist die zentrale Komponente des Umrichters. Die umgesetzten Konfigurationen zum Auslesen des Gebers und des AD-Wandlers, die Algorithmen zur Filterung und Fallunterscheidung sowie die Ausgabelogik erfolgen als Hardware, sodass sie sich gegenseitig nicht beeinflussen. Der FPGA ermöglicht es somit, die Anforderungen zu erfüllen. Der Mikrocontroller erledigt dabei zeitlich unkritische Routineaufgaben wie die Ansteuerung der Vorladeschaltung. Die gezeigte Umsetzung mit zwei unterschiedlichen Plattformen kann dabei flexibel eingesetzt werden und eignet sich insbesondere für die Entwicklung und Umsetzung eines Prototyps.

5.3 Schnittstellen

Die Schnittstellen sind speziell auf die Bedürfnisse des segmentierten SRM zugeschnitten, sodass eine Steuerung und Regelung der Anlage – in Echtzeit – möglich ist. Neben dem Herzstück des Umrichters, dem FPGA, sind nach dem Grundprinzip der Datenverarbeitung² noch die Ein- und

² Grundprinzip der Datenverarbeitung, EVA-Prinzip.

Ausgabe, also Schnittstellen nötig. Diese arbeiten mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten, die Einfluss auf die Aktualisierung der einzelnen Werte haben. Dadurch wird die Regelung beeinflusst bzw. die maximale Performance festgelegt.

Die grundlegenden Schnittstellen des FPGAs sind die digitalen Ein- und Ausgänge³, der AD-Wandler⁴, der Geber und eine Schnittstelle zu einem Computersystem. Die Ansteuerung der Leistungselektronik benötigt nur den logischen Zustand „An“ und „Aus“. Die Ansteuerung erfolgt somit mittels GPIO-Pins. Eine nötige Treiberstufe zum Ansteuern der IGBTs wird hier vorausgesetzt und nicht weiter behandelt. Die Ermittlung der Stromhöhe ist zur Regelung des Motorstroms nötig.

Der AD-Wandler ermöglicht es, die analogen Werte Strom und Spannung zu erfassen. Eine erste Anforderung an die Abtastfrequenz des AD-Wandlers (f_{adc}) ist die Erfassung des durchschnittlichen Stroms während des Ansteuerns einer Phase. Hierdurch kann mit einem geeigneten Verfahren, z. B. einer Pulsweitenmodulation (PWM), der Strom innerhalb des Einschaltintervalls eingepreßt werden. Die Anforderung an das Messsystem ist es, den korrekten Stromwert anhand einer Mehrheitsentscheidung zu erhalten. Innerhalb des zu bestromenden Intervalls sollen fünf Werte gemessen werden, wobei der erste und der letzte Wert an den Rändern liegt, Abb. 5.3. Somit wird die Mehrzahl der Werte im Bestromungsintervall gemessen. Dabei wird angenommen, dass sich der Strom innerhalb eines Intervalls nur unwesentlich ändert. Die Mindest-Samplefrequenz ($f_{\text{adc}_{\text{min}}}$) des AD-Wandlers ergibt sich somit aus der Drehzahl des Motors und der Geometrie (5.1).

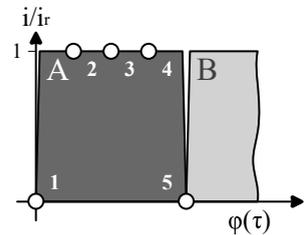


Abbildung 5.3: Beispielhafte Verteilung von fünf Messwerten.

$$f_{\text{adc}_{\text{min,b}}} = n_r \cdot N_{\text{rotor}} \cdot N_{\text{element}} \cdot N_{\text{sample}} \quad (5.1)$$

Für die Bemessungsdrehzahl von 1500 min^{-1} und der Geometrie ergibt sich nach (5.2) eine Mindestabtastfrequenz von 5,25 kHz.

$$f_{\text{adc}_{\text{min,b}}} = \frac{1500 \text{ min}^{-1}}{60 \text{ s min}^{-1}} \cdot 14 \cdot 3 \cdot 5 = 5,25 \text{ kHz} \quad (5.2)$$

An dieser Stelle vorweggegriffen ist die Anforderung zur Analyse der Stromform, um auf die Rotorposition schließen und eine sensorlose Regelung realisieren zu können. Diese Anforderungen sind höher, die Auswahl des AD-Wandlers erfolgt anhand dieser Anforderungen. Das Schalten

³ Die digitalen Ein- und Ausgänge werden im Allgemeinen als General Purpose Input/Output (GPIO) bezeichnet.

⁴ AD-Wandler (AD) oder auch Analog-Digital-Wandler (ADC) (engl. analog-to-digital converter).

einer Phase entspricht dem Ersatzschaltbild einer Spannungsquelle und einer Induktivität, die sich aus einem Widerstand und einer Induktivität zusammensetzt (5.3).

$$U = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (5.3)$$

Die Lösung der Differenzialgleichung (5.3) liefert den Verlauf des Stroms (5.4).

$$i(t) = \frac{U}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right) \quad (5.4)$$

Aus ihr lässt sich die Stromanstiegszeit bestimmen (5.5), durch Umstellen von (5.4) nach der Zeit.

$$t = -\frac{L}{R} \cdot \ln \left(1 - \frac{i(t) \cdot R}{U}\right) \quad (5.5)$$

Auch hier wird gefordert, fünf Werte innerhalb des Stromanstiegs zu erfassen. Diese Anforderung entsteht aus dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem. Es müssen mehr als zwei Werte zur Verfügung stehen. Die zusätzlichen Werte ermöglichen die Umsetzung zusätzlicher Funktionen z. B. einer Filterung. Anhand des Kehrwertes von einem Fünftel von (5.5) bestimmt sich die Mindestabtastfrequenz ($f_{\text{adc, min, r}}$) nach (5.6).

$$f_{\text{adc, min, r}} = -\frac{5R}{L} \cdot \left(\ln \left(1 - \frac{i(t) \cdot R}{U}\right)\right)^{-1} \quad (5.6)$$

Die Auslegung der Simulation sowie ein zuvor gebauter Prototyp lassen einen Wicklungswiderstand von 5Ω und eine Induktivität von 50 mH erwarten. Der nötige Spulenstrom hängt von der Belastung der Maschine ab. Der größte Strom wird auf 10 A , der kleinste mit $0,5 \text{ A}$ festgelegt. Nach (5.6) ergibt sich somit bei 10 A eine Abtastfrequenz von $5,4 \text{ kHz}$ und bei $0,5 \text{ A}$ $112,7 \text{ kHz}$. Die Abtastfrequenz des verwendeten AD-Wandlers berechnet sich nach (5.7) und beträgt $97,7 \text{ kHz}$.

$$f_{\text{adc}} = \frac{f_{\text{sclk}}}{N_{\text{bits}} \cdot N_{\text{channels}}} = \frac{12,5 \text{ MHz}}{16 \cdot 8} = 97,7 \text{ kHz} \quad (5.7)$$

Die Frequenz des eingesetzten AD-Wandlers ist kleiner als die errechnete Mindestabtastfrequenz. Ein Umstellen von (5.6) ermöglicht die Berechnung des Mindeststroms, mit dem die Forderung von fünf Abtastungen erfüllbar ist. Ein Strom von $0,57 \text{ A}$ ermöglicht diese. Die Abweichung um 70 mA ist hinnehmbar, sodass die Performance des ausgewählten AD-Wandlers ausreichend ist.

Der angeschlossene Geber hat zwei primäre Aufgaben. Mit ihm wird es ermöglicht, bei exakter Winkelposition Vergleichsmessungen durchzuführen. Des Weiteren ermöglicht er es, die Schaltwinkel zu loggen. Dabei ergibt sich die Auswahl des Gebers anhand der Systemanforderungen. Es wird gefordert, dass bei der Bemessungsdrehzahl (n_r) der Geber innerhalb eines Vertrauensbereichs (c_3) von $\pm 5\%$ des Einschaltöffnungswinkels (ϑ_s) einen Messwert aufzeichnet. Die Bemessungsgrößen sowie die Geometrie sind somit für die Auswahl entscheidend. Nach den Anforderungen und unter der Verwendung der Einschaltzeit bei Bemessungsdrehzahl lässt sich die Mindestabtastfrequenz des Gebers ($f_{\text{encoder}_{\min}}$) nach (5.8) bestimmen.

$$f_{\text{encoder}_{\min}} = \frac{n_r \cdot N_{\text{rotor}} \cdot N_{\text{element}}}{2 \cdot c_3} \quad (5.8)$$

Für die vorliegende Auslegung ergibt sich eine Mindestabtastfrequenz von 10,5 kHz (5.9).

$$f_{\text{encoder}_{\min}} = \frac{\frac{1500 \text{ min}^{-1}}{60 \text{ s min}^{-1}} \cdot 14 \cdot 3}{2 \cdot \frac{5\%}{100\%}} = 10,5 \text{ kHz} \quad (5.9)$$

Der eingesetzte Geber hat eine Abtastfrequenz (f_{encoder}) von 10 kHz, (5.10). Durch Umstellung der Formel (5.8) lässt sich die erreichbare Genauigkeit des ausgewählten Gebers berechnen. Mit ihm ist eine Genauigkeit von $\pm 5,25\%$ erreichbar. Was bei der Bemessungsdrehzahl (n_r) von 1500 min^{-1} eine Auflösung von 655 Inkrementen bzw. $0,9^\circ$ ⁵ ergibt. Die Anforderungen sind nicht genau abgedeckt, jedoch zur Auswertung ausreichend.

$$f_{\text{encoder}} = \frac{f_{\text{skl}}}{N_{\text{wait}}} = \frac{50 \text{ MHz}}{5000} = 10 \text{ kHz} \quad (5.10)$$

Die zweite Schnittstelle befasst sich mit der dauerhaften Kommunikation zwischen dem Umrichter und dem Computersystem. Sie wird zur Steuerung benötigt, wobei drei Bytes versendet werden. Die Anforderung an die Schnittstelle ist es, die Kommunikation/das Senden der Steuerdaten in unter 5 ms abzuschließen. Anhand der Zeitvorgabe, der nötigen Bits⁶ und Bytes lässt sich die kleinstmögliche Baud-Rate nach (5.11) berechnen.

$$\text{Baud}_{\min} = t^{-1} \cdot N_{\text{bits}} \cdot N_{\text{bytes}} \quad (5.11)$$

Die Mindest-Baud-Rate beträgt nach den Anforderungen 6600 Bd. Die nächsthöhere Standard-Baud-Rate ist 9600 Bd. Mit dieser lässt sich eine Kommunikationsfrequenz (f_{seriell}) von 872,7 Hz

⁵ Bei 100 min^{-1} ergibt sich eine Auflösung von 43 Inkrementen bzw. $0,06^\circ$.

⁶ Bits pro Byte, ein Startbit, acht Datenbits und zwei Stopbits.

(5.12) erreichen und somit lässt sich die Kommunikation von drei Bytes sogar in 3,44 ms abschließen. Die gewählte Baud-Rate übertrifft die gestellten Anforderungen.

$$f_{\text{seriell}} = \frac{\text{Baud}}{N_{\text{bits}}} = \frac{9600 \text{ Bd}}{1+8+2} = 872,7 \text{ Hz} \quad (5.12)$$

Zur genaueren Betrachtung des Motorverhaltens werden Daten des Umrichters benötigt. Der interne Aufbau ermöglicht es, die Daten innerhalb des Digitalsystems alle 20 ns zu speichern, also interne Zustandsänderungen im Megahertzbereich zu protokollieren. Die Schnittstelle ermöglicht es, einen Datenblock von 218 Zeichen pro Viertelsekunde zu übertragen. Die Geschwindigkeit der Schnittstelle ist ausreichend, um während des Betriebs die Applikationsdaten in kürzester Zeit zu speichern und anschließend die Log-Daten zu exportieren, um den Motor in Echtzeit zu verfolgen. Durch eine bidirektionale Kommunikation⁷ können die Daten zeitgleich und voneinander unabhängig in beide Richtungen gesendet werden. Der Umrichter kann somit von außen gesteuert werden und interne Vorgänge nach außen sichtbar machen.

5.4 Spannungsversorgung

Der Betrieb des Motors setzt eine Energie-/Spannungsquelle voraus. Im industriellen Umfeld haben sich weltweit unterschiedliche Kombinationen von Frequenz und Spannung durchgesetzt. Die Betrachtung unterschiedlicher Spannungsquellen ermöglicht es, eine für das Konzept passende Versorgung auszuwählen. Nach der getroffenen Auswahl sind die Anforderungen an die Komponenten gegeben.

Im industriellen Umfeld Deutschlands vereinfacht sich die Auswahl auf den Betrieb am 400-V-Drehstromnetz (AC Netz) und an einem Gleichspannungsnetz. Letzteres bedingt das Vorhandensein eines standardisierten Gleichspannungsnetzes, da ansonsten der Aufwand der Energiebereitstellung im Verhältnis zur Funktionalität des Umrichters unverhältnismäßig wäre.

Werden eine Bemessungsspannung (U_r) von 400 V und als Gleichrichterschaltung ein Brückengleichrichter (B6)⁸ vorausgesetzt, ergibt sich im Leerlauf eine Gleichspannung von 565 V. Da

⁷ Eine bidirektionale Kommunikation besitzt je einen Sende- und Empfangskanal.

⁸ Die Schaltung zum Brückengleichrichter (B6) und die Schaltung als Einweggleichrichter-Schaltung (E1)(E1U) sind in Abb. 5.4 zu finden.

nach den Normen des öffentlichen Netzes⁹ und der Motoren¹⁰ ein 10 % höherer Wert zulässig ist, muss mit einer Spannung von 440 V gerechnet werden, die Komponenten müssen also für 622 V ausgelegt werden. Ein weiterer Sonderfall des 400 V-Netz ergibt sich, wenn zwei Kondensatoren verwendet werden, und der Mittelpunkt beider Kondensatoren geerdet wird. Die B6-Brückengleichrichter-Schaltung (Abb. 5.4 links) wird somit zu einer doppelten Einweggleichrichter-Schaltung (E1) (E1U), und die Spannung steigt auf 716 V (Abb. 5.4 rechts).

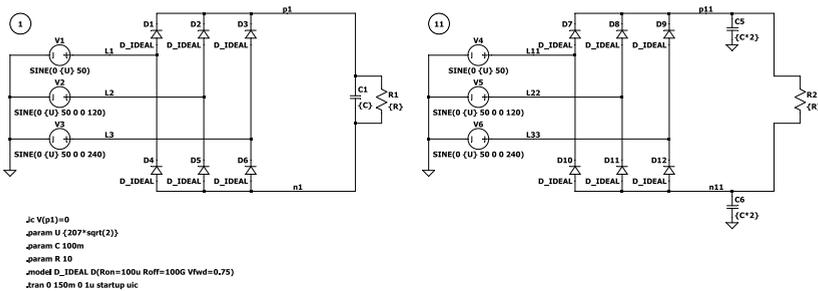


Abbildung 5.4: Dreiphasiger Brückengleichrichter (B6), die rechte Schaltung wird durch die spezielle Erdung der Zwischenkreiskondensatoren zur Einweggleichrichter-Schaltung (E1) (E1U).

Bei der zweiten Betrachtung geht es um die Möglichkeit des direkten Anschlusses eines Gleichspannungsnetzes. Das Verbundvorhaben DC-Industrie¹¹ liefert ein offenes System mit einem offenen Gleichstromnetz [62]. Die Gleichspannung im DC-Netz kann zwischen 485 V und 750 V schwanken, je nach gewählter Einspeiseart. Die oberste Abschaltgrenze ist jedoch 800 V, [63].

Das Schalten von Induktivitäten erzeugt hohe Spannungsspitzen. Um diesen Rechnung zu tragen, wird der Gleichstromzwischenkreis auf eine Spannung von 1000 V ausgelegt. Da im Zusammenhang mit hohen Zwischenkreisspannungen schnelle Anstiegsgeschwindigkeiten im Betrieb auftreten, kommt es zu einer Störabstrahlung bzw. zu hochfrequenten kapazitiven Strömen. Besonders die zuvor beschriebenen Schnittstellen und das angeschlossene Informationstechnik (IT)-Equipment müssen vor den Auswirkungen durch eine galvanische Isolation geschützt werden.

⁹ Die DIN EN 50160 befasst sich mit den „Merkmale[n] der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen“, also welche Spannung dauerhaft zulässig ist.

¹⁰ Die DIN EN 60034-1:2011-02 behandelt „Drehende elektrische Maschinen“.

¹¹ Das Verbundvorhaben DC-Industrie (2016 - 2019) bestand aus 39 Partner aus Industrie und Forschung. Das vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (Verbundvorhaben 01169609/1 – DC-Industrie) geförderte Projekt befasst sich mit der Erstellung eines offenen Systemkonzepts, der Integration von erneuerbarer Energie, dem Verringern des Energieverbrauchs durch Nutzung der Rekuperation und der Erhöhung der Anlagenverfügbarkeit [62]. An das Vorhaben angeschlossen hat sich das Nachfolgevorhaben, das Verbundvorhaben 01187521/1 – DC-INDUSTRIE2.

5.5 Leistungselektronik

Die Leistungselektronik setzt die Ansteuerungssignale um, sodass die einzelnen Elemente angesteuert werden. Sie ist zusammen mit der Messelektronik auf der Leistungsplatine vorhanden und speziell für das Versatzkonzept ausgelegt. Der Umrichterprototyp ist in Abb. 5.5 zu sehen.

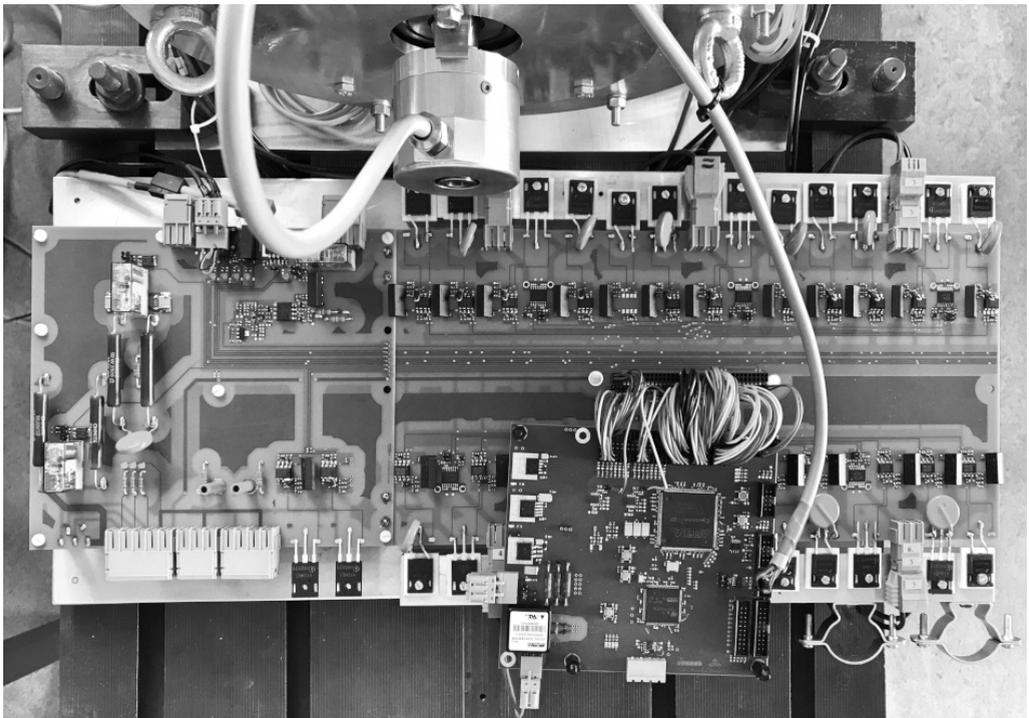


Abbildung 5.5: Speziell angepasster Umrichterprototyp zur Ansteuerung nach dem Versatzkonzept.

Bei der Entwicklung des Leistungsteils wurde darauf geachtet, zu einem späteren Zeitpunkt die größtmögliche Flexibilität hinsichtlich unterschiedlicher Regelverfahren zu gewährleisten. Die Entscheidung ist somit bewusst zugunsten einer Vollbrücke gefallen, obwohl hier zunächst ein etwas höherer Bauteileaufwand im Vergleich zu einer Halbbrücke erforderlich ist.

Die hier gezeigte Schaltung sowie die unterschiedlichen Zustände a) bis d) der Schaltung (Abb. 5.6) sind Stand der Technik.

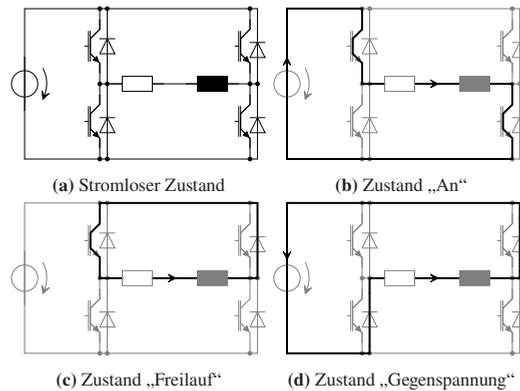


Abbildung 5.6: Vereinfachte Schaltung zum Betreiben einer Phase sowie die unterschiedlichen Zustände a) „Stromlos“, b) „An“, c) „Freilauf“ bis d) „Gegenspannung“ beim Ansteuern der Phase.

So ist der Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) oben rechts und unten links in keinem Zustand in Funktion. Lediglich die parasitäre bzw. interne Diode ist als Freilaufdiode in Gebrauch, Abb. 5.6d. Durch das Schalten der verbleibenden IGBTs steigt der Stromfluss innerhalb einer U -Element-Wicklung an, Abb. 5.6b. Bei Schritt- und Reluktanzmotoren muss der Strom geregelt werden. Deren Wicklung begrenzt den Stromfluss nicht auf einen dauerhaft zulässigen Wert, sodass der Stromfluss geregelt werden muss. Durch das Abschalten eines IGBTs, Abb. 5.6c, befindet sich die Spule im Freilauf und der Strom klingt langsam ab. Alternativ können beide IGBTs abgeschaltet werden, Abb. 5.6d. Dadurch liegt die Spannung der Spule entgegengesetzt zur Spannung der Spannungsquelle, der Strom fällt dementsprechend schnell ab.

Sollte ein Fehler auftreten, sind zwei unterschiedliche Ansätze zur Fehlerbehandlung denkbar. Diese unterscheiden sich nach der Anzahl der ausgeschalteten IGBTs. Es können ein oder zwei IGBTs abgeschaltet werden.

Durch das Abschalten eines IGBTs wird der Stromfluss von der Spannungsquelle zur Wicklung unterbrochen. Dabei wird die Spannung an der Wicklung an das Zwischenkreispotenzial geklammert. Die Energie der Spule läuft über das gewählte Schaltelement und die Dioden laufen frei, z. B. Abb. 5.6c. Die Energie wird somit nicht in den Zwischenkreis zurückgeführt und somit tritt keine Spannungserhöhung im Zwischenkreis auf. Nachdem die Spule entladen ist, haben beide Wicklungen das positive Potenzial des Zwischenkreises. Das Gleiche gilt für den unteren IGBT und die Klammerung auf das negative Potenzial.

Eine Abschaltung beider IGBTs stellt die sicherste Art der Abschaltung dar. Nach dem Abschalten liegt an der Wicklung keine Spannung mehr an. Somit wird die Energie der Spule durch die Gegenspannung der Spannungsquelle bzw. einen vorhandenen Zwischenkreiskondensator sehr

schnell abgebaut. Dies führt jedoch zu einer Spannungserhöhung im Zwischenkreis, da die Energie der Spule zum Abschaltzeitpunkt in den Zwischenkreis zurückgespeist wird.

Für den normalen Betrieb fiel die Wahl auf einen Hystereseregler mit Freilauf und gegen die Verwendung einer Gegenspannung (ohne Freilauf). Dies zeigt sich in der Reduzierung der Schaltverluste und der Steigerung der zur Verfügung stehenden Rechenzeit. Im Betrieb mit und ohne Geber werden alle Zustände der Schaltung durchlaufen, Abb. 5.6. Um den Strom zu regeln, wird ein Hystereseregler eingesetzt. Dieser hält den Stromfluss über dem Freilauf der Spule konstant, Abb. 5.7.

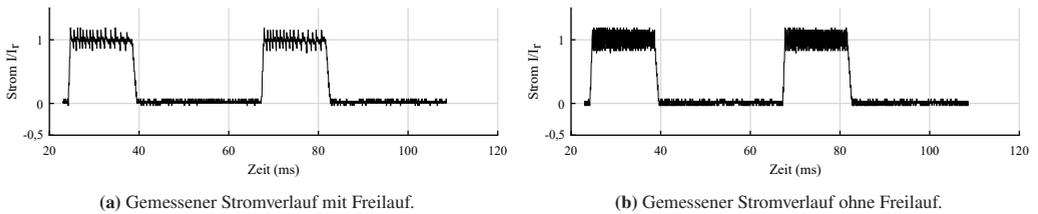


Abbildung 5.7: Vergleich zwischen dem Stromverlauf einer Phase mit Freilauf (a) und ohne Freilauf (b).

Der Vorteil besteht darin, dass durch einen Freilauf die Schalthäufigkeit abnimmt und dadurch geringere Schaltverluste entstehen. Der direkte Vergleich in Abb. 5.7 zeigt, dass die Schalthäufigkeit bei der Verwendung der Gegenspannung mit 50 ca. dreimal so groß ist wie bei der Verwendung des Freilaufs mit 15. Durch den Einsatz des Freilaufs werden die Schalthäufigkeit und so die Umladungsverluste des Kondensators (5.13) bzw. (5.14) die Ein- bzw. Ausschaltverluste (5.15) bzw. (5.16) im gleichen Maß um ein Drittel, verringert.

$$P_d = I_{\text{eff}}^2 \cdot R_{\text{ESR}} \quad (5.13)$$

$$R_{\text{ESR}} = \frac{\tan(\delta)}{\omega_{\text{af}} \cdot C} \quad (5.14)$$

$$E_{\text{on}}/E_{\text{off}} = \int_{t_r/t_f} (U \cdot I) dt \quad (5.15)$$

$$P_{\text{on,off}} = (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot f \quad (5.16)$$

Der Unterschied bei der Verwendung des Freilaufs und der Gegenspannung zeigt sich anhand der unterschiedlichen Zeiten, die zur Auswertung der Signale zur Verfügung stehen. Die verfügbaren Taktzyklen¹² verhalten sich umgekehrt proportional. Die Wahl der Umsetzung hängt von der Leistung der Systemplattform ab. Bei einem Mikrocontroller-System mit einer Recheneinheit stellt die Umsetzung eine Herausforderung dar. Bei der Verwendung eines FPGAs stellen beide Zykluszeiten keine Herausforderung dar.

Die Realisierung der Schaltung als Platine ist in Abb. 5.8 zu sehen. Der Mehrlagenaufbau (engl. Multilayer¹³) ermöglicht es, die einzelnen Leiterbahnen mit einer darunterliegenden Leiterbahn als Bezugspotenzial zu verlegen (engl. routen) und somit eine EMV gerechte Anordnung (engl. Layout) zu erstellen. Der Grund für diesen Aufbau ist es, die Signalintegrität zu verbessern und die Abmessungen der Platine klein zu halten. Die weitläufige Verteilung der Komponenten ermöglicht besonders im Prototypstadium den schnellen Zugang zu allen Bauteilen und einfache Messungen.

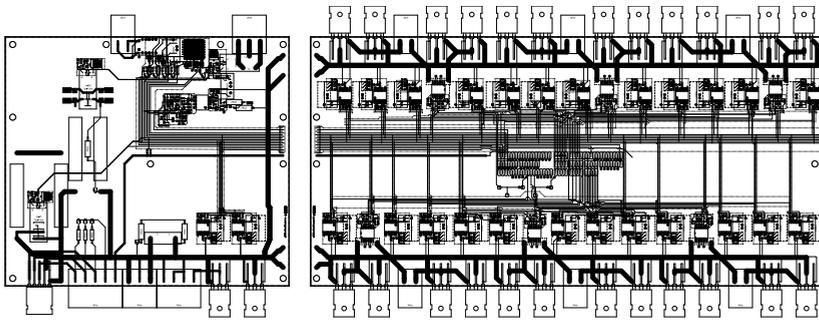


Abbildung 5.8: Multilayer-Layout des speziell entwickelten Umrichters zur Ansteuerung des SRM. Mit Vorladeschaltung und getrennten Leistungshalbleitern (oben/unten) zur separaten Ansteuerung beider Segmente.

¹² Bei einer Taktfrequenz von 50 MHz und der Verwendung der Gegenspannung muss der Regelalgorithmus innerhalb von 14 285 Taktzyklen und beim Freilauf innerhalb von 47 619 Taktzyklen abgeschlossen werden.

¹³ Als Multilayer-Platine wird eine Platine mit mehr als zwei Lagen bezeichnet.

6 Lastprüfstand und Inbetriebnahme des Motors

Der Betrieb des Prüflings und das Testen am Prototyp ermöglichen die Verifikation der Simulation. In diesem Kapitel werden die Entwicklung des Prüfstands, die Ansteuerung der Hardware und die Inbetriebnahme des Prototyps abgehandelt. Dies betrifft die Erfassung der Induktivitätswerte beim Starten des Motors sowie in der Ausrichtung der d- und q-Achse, dem Betrieb im Leerlauf und die Erfassung der Rastpositionen.

6.1 Komponenten des Prüfstands

An einem SRM-Prototyp lassen sich die Simulation und das Versatzkonzept validieren. Um den Prototyp jedoch vollends zu testen, ist der Aufbau eines Prüfstands nötig. Mit dem Prüfstand ist es möglich, den Motor im Leerlauf sowie unter Last zu testen. Ferner ist es möglich, das Drehmoment sowie die Welligkeit und die Leistung des Motors zu messen. Auch zur Validierung des später folgenden zweiten Themas „Sensorlose Positionsbestimmung eines SRM“ wird er benötigt. Mit ihm kann das sensorlose Konzept nicht nur an einem Punkt, sondern an unterschiedlichen Betriebspunkten gefahren werden.

Eine Übersicht über den Prüfstand zeigt das Schema, Abb. 6.1. Der Aufbau des Prüfplatzes ist in Abb. 6.2 zu sehen. Der SRM als Prüfling wird mit der Lastmaschine gekoppelt.

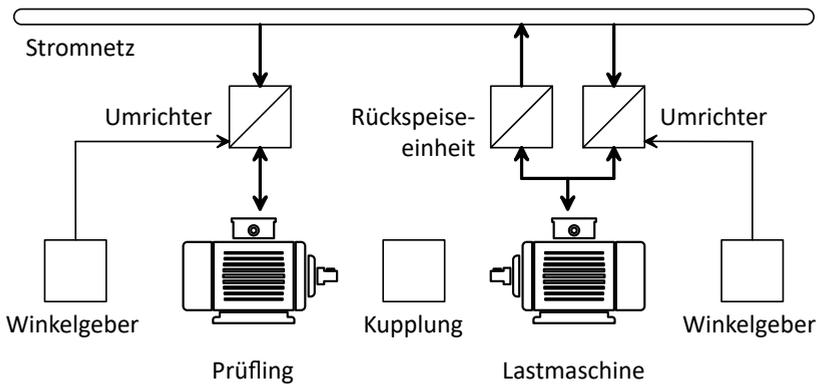


Abbildung 6.1: Blockschaltbild des Prüfstands, mit dem die Tests gefahren werden.

Die Kupplung beinhaltet die Messeinrichtung zur Messung des Drehmoments. Diese ist nötig, um zu zeigen, dass das Ziel „Entwicklung eines geometrischen Konzepts speziell, aber nicht begrenzt auf große Motordurchmesser zur Verringerung der Momentenwelligkeit“ mit dem Versatzkonzept erreicht werden kann.

Mithilfe der Lastmaschine kann gezeigt werden, dass beide Ziele¹ bei unterschiedlichen Betriebspunkten erreicht werden können.

Der zuvor beschriebene Umrichter des SRM ist speziell auf den Betrieb des Motors ausgelegt und ermöglicht die Umsetzung der Algorithmen. Mithilfe des angeschlossenen Gebers kann der Motor betrieben werden oder aber im sensorlosen Betriebsmodus die Position des Rotors loggen, um eine Aussage über die Genauigkeit des Verfahrens zu tätigen.

Die Rückspeiseeinheit, der Umrichter und der Geber der Lastmaschine sind Standardkomponenten und werden benötigt, um die Lastmaschine zu betreiben. Die Lastmaschine wird im Modus Drehzahlregelung betrieben² und durch die Begrenzung des maximalen Motormoments wird das Lastmoment eingestellt. Dadurch ist es möglich, ein beliebiges Lastmoment vorzugeben und den Prüfling unter Last zu testen.

¹ Die Ziele sind im Kapitel 1.3 zu finden.

² Die Lastmaschine wird im Betriebsmodus Drehzahlregelung betrieben. Als Sollgeschwindigkeit werden 0 min^{-1} vorgegeben. Eine Begrenzung des maximalen Ausgabemoments ermöglicht die Einstellung eines Lastmoments.

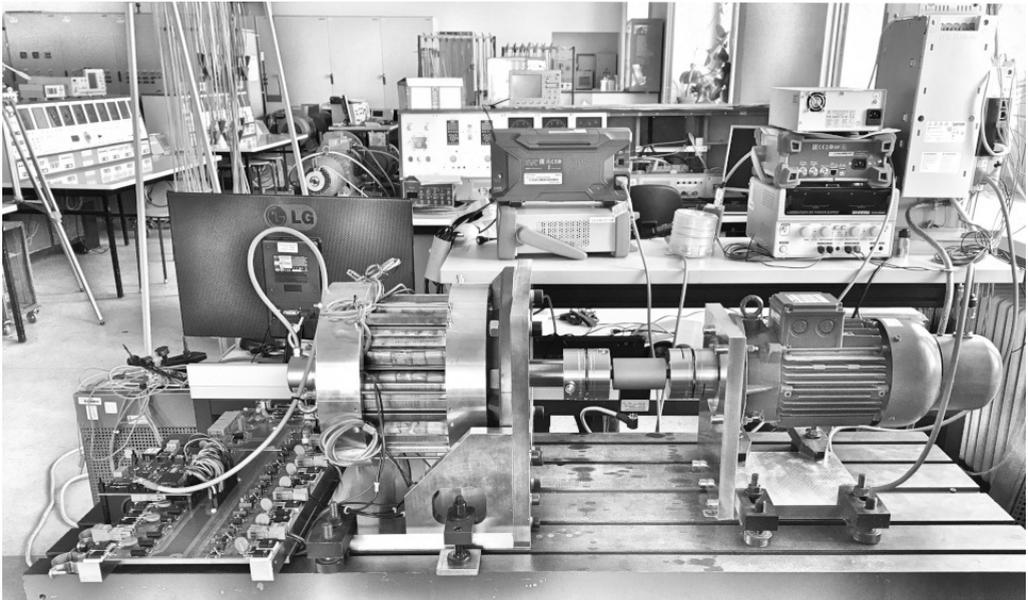


Abbildung 6.2: Gesamter Prüfaufbau mit Umrichter, SRM-Prüfling, Drehmomentmesswelle, Lastmaschine sowie Drehmomentmesswellen-Messverstärker, Rückspeiseeinheit und Umrichter der Lastmaschine, [41].

6.2 Motorinbetriebnahme mit Geber

Die Grundlage für eine spätere Erweiterung des Betriebs stellt der Betrieb mit Geber dar. Die zuvor beschriebene Hardware deckt den Betrieb mit Geber und den sensorlosen Betrieb ab und wurde nicht verändert. Die Konfiguration der Plattform erfolgt je nach Konzept angepasst. Das Ziel des hier Gezeigten ist die Inbetriebnahme des Motors mit einem Geber. Auf Blockebene ist in Abb. 6.3 das Regelungskonzept zu sehen. Der abgebildete Regelkreis besteht aus zwei Teilbereichen, dem Umrichter mit seinen vier Blöcken und dem Motor mit zwei Blöcken. Zur Steuerung wird ein Wert, die Sollfrequenz (n^*) vorgegeben. Durch die Leistungselektronik wird der Motor angesteuert. Der Geber ermöglicht dabei eine Drehzahlrückführung und schließt den Aufbau als Regelkreis, sodass der Motor eine konstante Drehzahl (n) hält. Der vorliegende Aufbau ermöglicht das Starten und den Betrieb des SRMs.

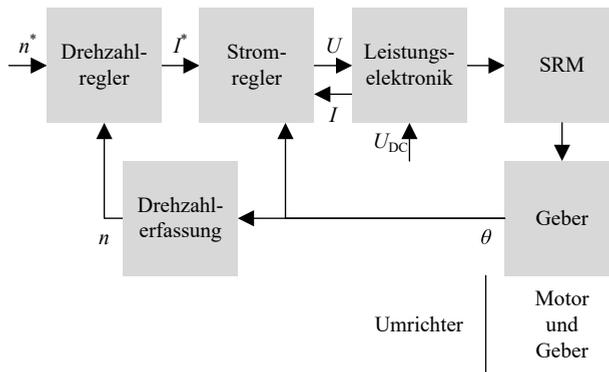


Abbildung 6.3: Aufbau des Regelkreises bei Betrieb mit Geber sowie das Zusammenspiel der ausgetauschten Daten.

Die einzelnen Komponenten arbeiten folgendermaßen zusammen. Eine von außen vorgegebene Soll Drehzahl (n^*) sowie eine bereitgestellte Ist Drehzahl (n_{PV}) sind die Eingangsgrößen des Drehzahlreglers. Nach der Berechnung stellt dieser dem nächsten Regler einen Sollstrom (I^*) bereit. Der Stromregler verfügt über drei Eingänge. Der Strom/Iststrom (I_{PV}) sowie der Sollstrom werden zur Berechnung benötigt und liefern der Leistungselektronik Signale zur Ansteuerung der Halbleiter. Der dritte Eingang, der Drehwinkel (θ), verriegelt alle Phasen bis auf die Phase, die aktuell bestromt werden muss. Die Leistungselektronik schaltet die Zwischenkreisspannung der passenden Phase und misst gleichzeitig den aktuellen Spulenstrom. Der Stator des SRMs baut durch den Stromfluss ein Magnetfeld auf und die Reluktanzkraft versetzt den Rotor in Bewegung. Da die Ansteuerung winkelgenau erfolgen muss, wird die Position des Rotors mit einem Geber ermittelt und dem Stromregler zur Verfügung gestellt. Die Drehzahlerfassung erhält ebenfalls die Information des Gebers und ermittelt aus dieser die aktuelle Drehzahl (n).

6.3 Inbetriebnahme des Motors

Der standardmäßige Betrieb des SRM mit Geber stellt die einfachste Möglichkeit dar, den SRM zu betreiben. Ziel dieses Standardbetriebs ist es, Messdaten des Motors aufzuzeichnen und somit Rückschlüsse auf Signaländerungen zu ermöglichen, um die Motordaten zur Auslegung einer Regelung zu erhalten. Um das zweite Ziel dieser Arbeit nicht außer Acht lassen, liefern die Messdaten zeitgleich die Grundlage für die sensorlose Positionsbestimmung.

Es werden fünf unterschiedliche Messungen gezeigt, die sich mit der Erfassung der Motorinduktivität, dem Verhalten des Spulenstroms, den Rastmomenten und den Rastpositionen befassen.

Der Verlauf der Induktivität über dem Drehwinkel sowie ein Vergleich bei idealer Ausrichtung und Fehlansrichtung werden hier aufgezeichnet. Zusammen mit einer positionsunabhängigen Bestromung liefern sie eine gute Grundlage zur Auswertung. Die sich anschließenden Messungen des Rastmoments liefern den Zusammenhang zwischen dem erzeugten Moment und dem nötigen Strom. Aus diesem wird die exakte Rastposition ermittelt und verwendet, um die Platzierung der U -Elemente zu verifizieren und eine Aussage über die Fertigungsqualität treffen zu können.

6.4 Verlauf der Induktivität

Die Entwicklung weiterer Verfahren setzt Kenntnisse über den Motor und dessen Betriebsverhalten voraus. Dazu zählt der Verlauf der Induktivitäten bei einer Bewegung des Rotors. Das Ziel ist also, diese zu erfassen. In Abb. 6.4 ist der Verlauf der Induktivität über eine ganze Rotorumdrehung abgebildet. Die Abbildung zeigt gleich mehrere Parameter des Motors. Anhand der Ordinate ist erkennbar, dass sich die Induktivität im Millihenry (mH)-Bereich bewegt. Anhand der lokalen Minima und Maxima können die Statorinduktivität der q -Achse (L_q) und die Statorinduktivität der d -Achse (L_d) abgelesen werden. Das lokale Minimum, die q -Achse, tritt bei geöffnetem Magnetkreis auf, wenn die Rotorzahnücke dem Stator zugewandt ist. Das lokale Maximum, die d -Achse, entspricht hingegen dem geschlossenen Magnetkreis, wenn die Rotorzähne dem Stator zugewandt sind. Für die q -Achse ergibt sich ein Mittelwert von 36,1 mH und für die d -Achse ein Wert von 163,7 mH. Da es sich bei dem untersuchten SRM um eine dreiphasige Ausführung handelt, sind drei Induktivitätsverläufe abgebildet. Anhand der Anzahl der Maxima bzw. Minima kann die Anzahl der Rotorzähne abgelesen werden, hier 14. Mithilfe der Anzahl an Rotorzähnen (N_{rotor}) kann der elektrische Winkel berechnet werden (2.2), dessen Breite mit der Periodenbreite (φ_τ) (2.1) übereinstimmt.

Die Abb. 6.4 wurde durch eine Abwandlung des Puls-Injektion (engl. pulse injection)-Verfahrens [64, 65, 66, 67] erstellt. Durch die kontinuierliche Anwendung des Puls-Injektion-Verfahrens und durch die Aufzeichnung der Werte entstehen die Rohdaten der Abbildung. Unter Berücksichtigung der verwendeten Zwischenkreisspannung lassen sich die Induktivitätswerte bestimmen und darstellen³.

³ Die Berechnung der Induktivitäten wird nach (7.2) durchgeführt. Eine genaue Beschreibung wird in Kapitel 7.3 gegeben.

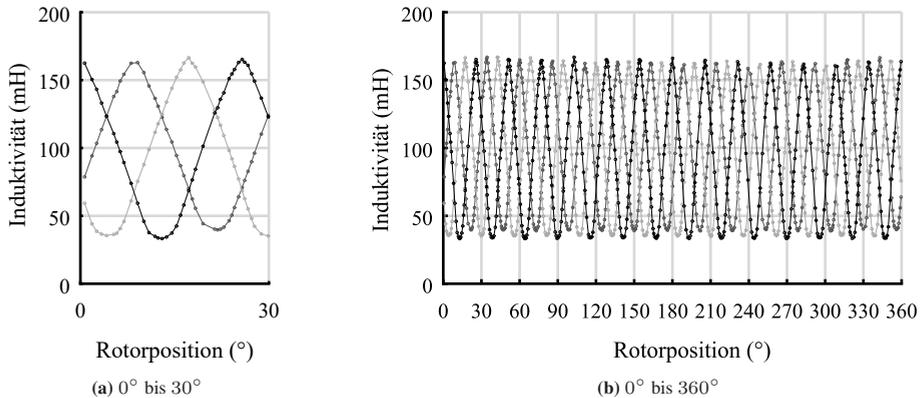


Abbildung 6.4: Verlauf der gemessenen Induktivitäten, aufgetragen gegen den Rotorwinkel (einer vollen Rotorumdrehung), [40].

Die Auswertung der einzelnen Periodenbreiten kann verwendet werden, um die Fertigungsqualität des SRM zu beurteilen. Der in der Abb. 6.4 dargestellte Verlauf der Induktivitäten resultiert aus der Geometrie, der Anordnung des Rotors und Stators sowie der Statorwicklung. Wird davon ausgegangen, dass jeweils nur eine Größe abweicht, kann die Auswirkung klar einer Quelle zugeordnet werden. Ist der Rotor beispielsweise exzentrisch gelagert, so ist das durch einen sinusförmigen Verlauf der Maxima und Minima zu erkennen. Wird die Amplitude der Induktivität untersucht, wird diese durch die Wicklung bestimmt. Die Anzahl der Windungen sowie deren Montage haben Einfluss auf die resultierende Amplitude. Genauso haben die Rotor- und Statorgeometrie Einfluss auf die einzelnen elektrischen Periodenbreiten. Es kann davon ausgegangen werden, dass der Rotor sehr exakt gefertigt ist, da dieser nur aus geblechtem Eisen besteht. Eine Abweichung der Breite resultiert maßgeblich aus der Positionierung der Statorelemente. Für den gezeigten Verlauf der Induktivitäten ergibt sich, im Bezug zur Periodenbreite, eine Standardabweichung (σ) von $0,50^\circ$ bei einer maximalen Schwankungsbreite von $2,27^\circ$. Die Auswirkungen der im Kapitel 6.4.4, Abb. 6.9 gemessenen Werte zu den Rastpositionen werden hier erkennbar. Die einzelnen Elemente sind also nicht ganz exakt angeordnet.

Wird der Verlauf der Induktivitäten (Abb. 6.4) vergrößert, ergibt sich der idealisierte Verlauf der Induktivitäten in Abb. 6.5. Je nach geometrischer Auslegung bilden sich Hoch- und Tiefpunkte aus oder es entstehen Plateaus. Der Prototyp⁴ hat eine Zahnbreite (β) von einem Drittel und eine Zahnücke von zwei Dritteln, bezogen auf die Periodenbreite (φ_τ). Die Zahnücke (φ_g) ist größer als die Zahnbreite. Der Rotorzahn befindet sich also für einen vergleichsweise großen

⁴ Die Geometrie der SRM ist im Kapitel 2 beschrieben.

Winkel in der Lücke. Aus diesem Grund entsteht in der q-Achse ein Plateau. Die Induktivität der d-Achse bildet sich im ausgerichteten Zustand des Rotors aus. Der Einschaltwinkel einer Phase kann unterschiedlich gewählt werden, Kapitel 2.8. Der hier gewählte Einschaltwinkel entspricht dem Schaltmuster von Abb. 2.5. Es ist ein kontinuierlicher blockförmiger Strom, bei dem das Ausschalten einer Phase mit dem Einschalten der nächsten Phase zusammenfällt. Bezüglich der Abb. 6.5 erfolgt das Abschalten im ausgerichteten Zustand, also zum Zeitpunkt der größten Induktivität. Das Einschalten der folgenden Phase passt dann zum folgenden ansteigenden Verlauf der Induktivität.

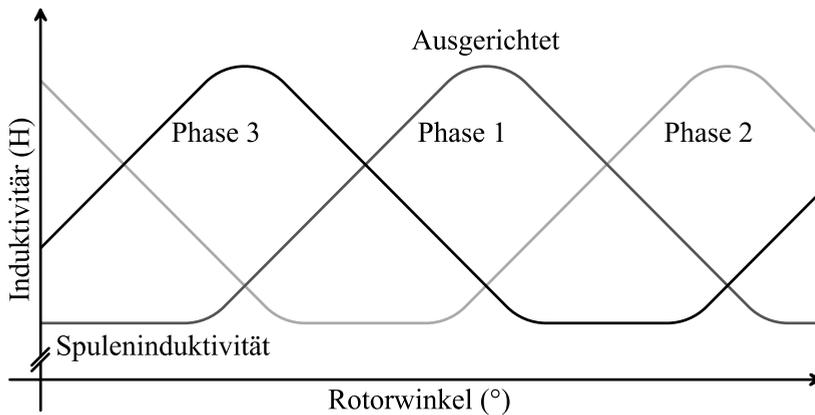


Abbildung 6.5: Idealisierter Verlauf der Induktivitäten eines dreiphasigen SRM, [40].

6.4.1 Stromform und Induktivitätsbestimmung

Während der Regelung des Stroms kann aus dessen Verlauf die Induktivität berechnet werden. Die Analyse des Stroms bzw. der Induktivität ist für die später beschriebene sensorlose Positionsbestimmung die Hauptaufgabe. Das Ziel der Auswertung ist es, die Induktivitäten der d-Achse und q-Achse messtechnisch zu bestimmen. Die Auswertung muss in der Lage sein, die Induktivität sowie die Änderung möglichst mit einer hohen Auflösung zu erfassen. In Abb. 6.6 ist der Motorstrom des Hysteresereglers auf der Ordinate aufgetragen, gegen die fortschreitende Messzeit der Abszisse. Die Abbildung zeigt zwei Verläufe, in grau den ungefilterten Verlauf der Messdaten und ihm überlagert den gefilterten Verlauf. Bei der Messung wird die gezeigte Phase positionsunabhängig auf einen konstanten Strom geregelt. Die Ausrichtung der gezeigten Positionen erfolgt händisch. Die beiden Abbildungen unterscheiden sich in der Ausrichtung des Rotors. Die obere Abbildung zeigt den Verlauf beim kleinsten magnetischen Widerstand, einer großen Induktivität, also einer perfekten Ausrichtung. Die untere Abbildung zeigt den Verlauf beim größtmöglichen magnetischen Widerstand, einer kleinen Induktivität, der Fehlansrichtung. Die Auswertung der

Verläufe führt zu den Werten der Statorinduktivität der d-Achse (L_d) von 163,7 mH und der q-Achse (L_q) von 36,1 mH. Sie ändert sich während des Betriebs somit um den Faktor 4,5.

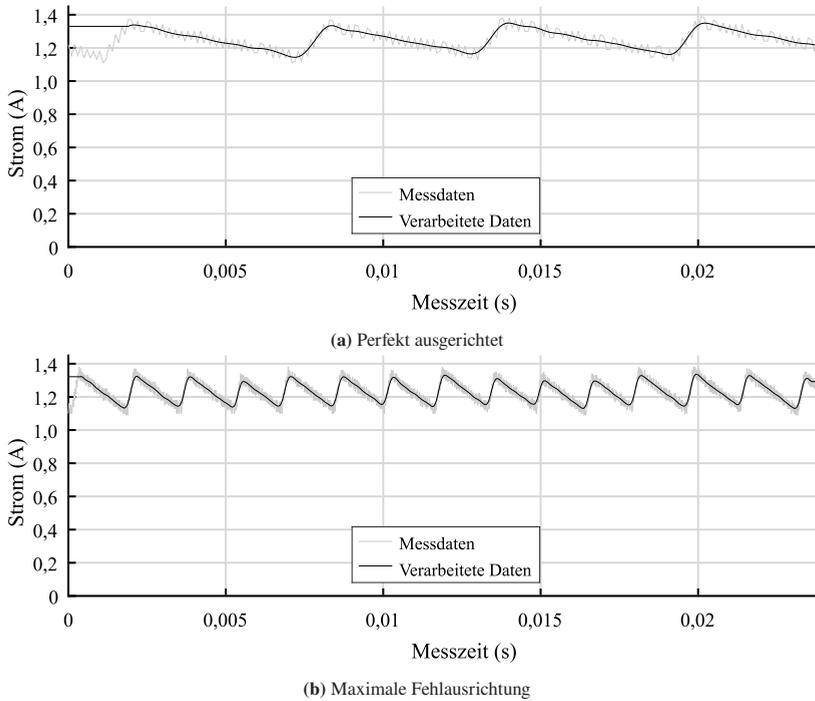


Abbildung 6.6: Geregelter Strom des Hysteresereglers in einem U -Element, bei einer perfekten Ausrichtung (a) sowie bei einer maximalen Fehlansrichtung (b).

6.4.2 Wechsel in den Generatorbetrieb

Die Untersuchung der Stromform im Betrieb ermöglicht Rückschlüsse auf anwendbare Verfahren zur Regelung und zur Bestimmung des aktuellen Zustands der Maschine. Das Ziel dieser Untersuchung ist es, den Verlauf des Phasenstroms im Betrieb zu ermitteln. Eine beabsichtigte fehlerhafte, durchgängige Bestromung unabhängig von der Rotorposition zeigt das Verhalten der Maschine im Bereich der Phasenumschaltung. Die Abb. 6.7 zeigt ebenfalls den Motorstrom des Hysteresereglers, aufgetragen gegen die fortschreitende Messzeit. Bei dieser Messung wird die Phase positionsunabhängig bestromt, während sich der Rotor mit einer konstanten Drehzahl dreht. Zu sehen ist die Stromüberhöhung, die beim Übergang vom Motorbetrieb zum Generatorbetrieb beginnt. Während des Freilaufs fließt vom Zwischenkreis kein Strom zur Spule. Durch die Stromüberhöhung verlängert sich quasi die Stromabfallzeit. Wird ein Übergang in den Generatorbetrieb

zugelassen, kann die Stromabfallzeit oder der Anstieg des Stroms verwendet werden, um die Position des Rotors zu bestimmen.

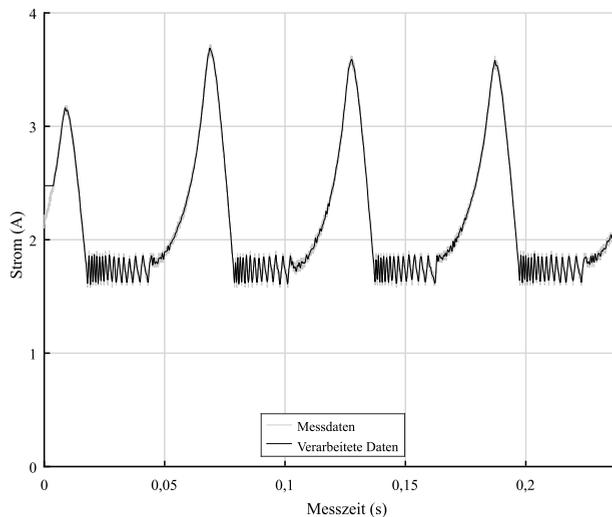


Abbildung 6.7: Geregelter Strom des Hysteresereglers in einem U -Element. Die Bestromung erfolgt positionsunabhängig, während der Rotor extern angetrieben wird. Die sichtbare Stromerhöhung wird durch den lokalen Wechsel in den Generatorbetrieb verursacht.

6.4.3 Rastmoment

Zu den Motorparametern gehört die Ermittlung des maximalen Drehmoments bzw. des Rastmoments. Es kann somit ein Zusammenhang zwischen dem eingepprägten Strom und dem Drehmoment des Motors bestimmt werden. Das Drehmoment ist auf der Ordinate (Abb. 6.8) aufgetragen. Das resultierende Moment hängt vom aktuellen Spulenstrom (Abszisse) ab. Durch das Anlegen einer Spannung und dem Einprägern eines Stroms richten sich der Magnetkreis und somit der Rotor entsprechend aus. Mittels Federwaage lässt sich die Kraft bestimmen und aus dieser anhand der Messposition das Rastmoment, bis der Rotor durchrutscht und von einer zur nächsten Rastposition wechselt.

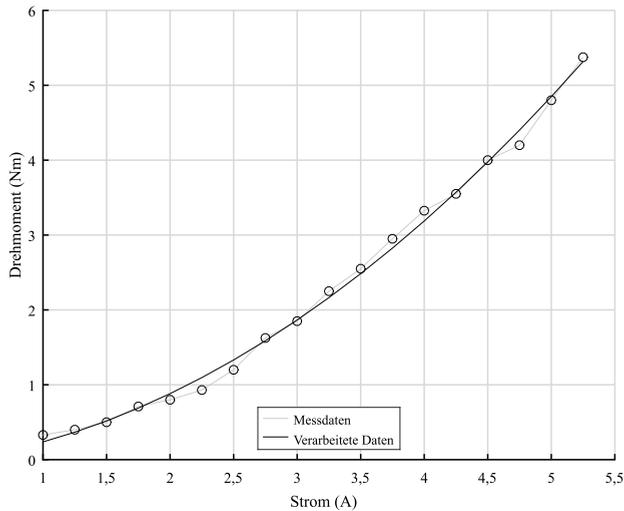


Abbildung 6.8: Rastmoment des SRM. Ein U -Element wird positionsunabhängig bestromt. Das auf der Ordinate aufgetragene Moment ist das nötige Moment, um die aktuelle Rastposition zu wechseln.

6.4.4 Rastposition

Neben den Parametern des Motors lässt sich durch die Messungen die Geometrie des Motors und somit die Produktionsqualität prüfen. Ein einzelnes Element wird positionsunabhängig bestromt und es werden die Versuche für beide Segmente durchgeführt. In Abb. 6.9 ist ein Einheitskreis mit den gemessenen Rastpositionen im ausgerichteten Zustand und bei einer Fehlausrichtung (Lücke) beider Segmente zu sehen. Da die Zahnücke (φ_g) größer als die Zahnbreite (β) ist, gibt es in einem Bereich um die Lücke herum kein Moment, das ausreichend ist, um den Rotor zu einer Rastposition zu ziehen. Über den Umfang aufgetragen sind die ideal, blockförmig, nicht überlappenden Bestromungsintervalle (Abb. 2.5), außen die des Referenzsegments und innen die des versetzten Segments. Der Versatz ist an den gestrichelten Kreisbögen – des ersten elektrischen Winkels – beider Segmente gut zu erkennen.

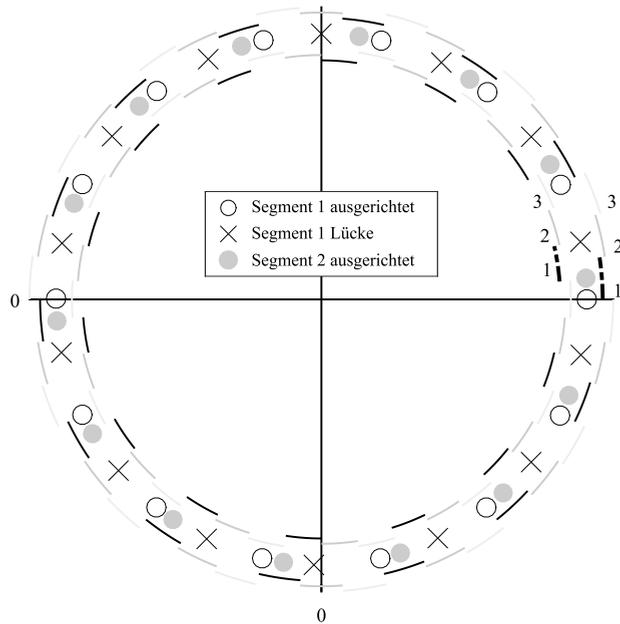


Abbildung 6.9: Messwerte der Rastpositionen (ausgerichtet) des ersten und zweiten Segments sowie die Position der Lücken des ersten Segments (Lücke) zur Beurteilung der Fertigungsqualität. Zusätzlich sind die Kreisbögen eingezeichnet, die die bestromten Phasen kennzeichnen, die nicht überlappend sind, wie in Abb. 2.5.

Der Strom in der Spule beträgt 3,5 A. Die Untersuchung zeigt, dass der Wert der idealen Ausrichtung um 111 Digits schwankt (bei einem 18-Bit Geber). Die Unsicherheit beträgt somit $\pm 0,08^\circ$. Ein Vergleich der Rastpositionen beider Segmente zeigt, dass das zweite Segment um $0,35^\circ \pm 0,08^\circ$ zu weit angeordnet ist. Bezogen auf den idealen Versatz⁵ ist das zweite Segment um 8,2 % falsch positioniert. Bei einer linearen Positionierung sind Toleranzen im Zehntel- bzw. eher im Hundertstel-Millimeterbereich üblich. Der Winkel $0,35^\circ$, umgerechnet auf die Kreissehne⁶, entspricht einer Abweichung von 0,44 mm. Dies entspricht eine Abweichung im Zehntel-Millimeterbereich und ist somit verhältnismäßig groß. Für einen Prototyp und zur Verifizierung ist diese jedoch hinreichend genau. Es bedeutet jedoch, dass die erzielbaren Ergebnisse zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit (Kapitel 9.1) noch verbessert werden können.

⁵ Idealer Versatz ($\varphi_{\Delta i}$) nach (2.20): $\frac{360^\circ}{14 \cdot 3 \cdot 2} \approx 4,3^\circ$

⁶ Kreissehne: $2 \cdot \frac{144,3 \text{ mm}}{2} \cdot \tan\left(\frac{0,35^\circ}{2}\right) \approx 0,44 \text{ mm}$

6.5 Prozessverknüpfung und Hardwarekonfiguration

Nach der Inbetriebnahme des Umrichters und des Motors erfolgt die Erstellung unterschiedlicher Prozesse, die nicht nur eine Ansteuerung, sondern eine Regelung umsetzen. Ziel ist es, das Verhalten des Umrichters festzulegen.

Aufgrund der komplexen Konfiguration werden zur Parametererstellung Hilfsmittel verwendet. Die Verwendung von gut vernetzter Hard- und Software ermöglicht es dabei, automatisiert vorzugehen und an speziellen Punkten Daten der Simulation oder Messdaten beliebig einzusetzen. Die Verwendung von Skripten hilft, Fehler zu reduzieren und die Bearbeitung zu beschleunigen.

Aufgrund der zuvor getroffenen Anforderung, der Parallelität, muss die Konfiguration entsprechend erfolgen. Mit der Hardwarebeschreibungssprache VHDL werden die Ansteuerungs- und Regelungsfunktionen umgesetzt. Eine der Hauptaufgaben bei der Erstellung der Konfiguration ist in diesem Fall nicht die Entwicklung der Module, sondern die Entwicklung und das Durchführen von Tests. Aufgrund der unterschiedlichen Konfigurationen ist eine Verwaltung der einzelnen Stände erforderlich. Durch den Einsatz von Git ist es möglich, die späteren Ergebnisse mit dem gleichen Programmstand zu reproduzieren.

6.5.1 Verknüpfung unterschiedlicher Prozesse

Die umgesetzte Konfiguration ist komplex, sodass umfangreiche Hilfsmittel und ein ausgeklügeltes Konzept zur Erstellung verwendet werden. Diese ermöglichen es, anhand von festgelegten Randbedingungen automatisiert Parameter zu berechnen. Somit ist es möglich, eine Vielzahl von unterschiedlichen Versuchen durchzuführen und unterschiedliche Prozesse miteinander zu verknüpfen. Dazu ist eine gut vernetzte Grundlage von Hardware und Software nötig. Die einzelnen Komponenten erledigen jeweils eine Teilaufgabe und arbeiten zusammen, um größere Aufgaben zu erfüllen. Die Interoperabilität der einzelnen Komponenten ermöglicht es, an speziellen Punkten zwischen der Verwendung von simulierten Datensätzen und am Prototyp gemessenen, realen Daten als Quelle für eine nachfolgende Komponente zu wechseln. Entwickelte Konzepte zur Steuerung und Regelung können so mit den Daten einer Simulation entwickelt, ausgelegt und anschließend mit den Daten des Prototyps verifiziert werden.

Eine Übersicht der Komponenten zur Signalerzeugung durch Simulation und zur Signalerfassung am Prototyp ist in Abb. 6.10 dargestellt. Des Weiteren sind die einzelnen Komponenten und Programme zu sehen, die sich mit der weiteren Verarbeitung der Daten auseinandersetzen, sowie die Aufbereitung und die Ausgabe der Simulations- und Messdaten. Das entstehende Geflecht zeigt

Pfade während der Konzeptentwicklung und der Validierung sowie den Messpfad der abschließend umgesetzten Konzepte.

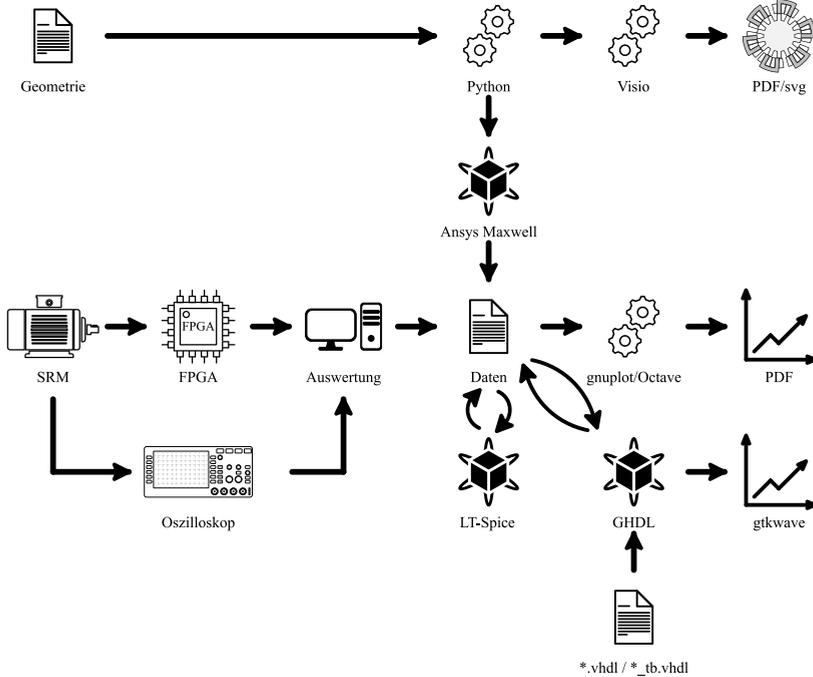


Abbildung 6.10: Übersicht der Signalerzeugung durch Simulation und der Signalerfassung am Prototyp sowie die umgesetzten Möglichkeiten zur Verwendung und Verarbeitung der erzeugten Daten.

Der obere Pfad beschreibt die Verwendung der Geometrie anhand von (2.28), mit der Verwendung eines Python-Skripts⁷ zur Erzeugung der Motorgeometrie mittels der in Windows verfügbaren Klassenbibliotheken von Visio⁸ zur Realisierung einer Vektorgrafik im PDF/svg-Format. Das Python-Skript ist objektorientiert und erstellt anhand von zwei unterschiedlichen Klassen entweder eine reine Geometrie in Visio oder die Motorgeometrie in Ansys Maxwell. Durch diese automatisierte Art der Realisierung werden Übertragungsfehler verhindert und die Realisierung unterschiedlicher Geometrien beschleunigt. Die von der Simulation erhaltenen Daten werden exportiert und bilden die Grundlage weiterer Untersuchungen. Neben der Simulation können so die Messdaten des SRM verwendet werden. Der FPGA zeichnet diese während des Betriebs auf.

⁷ Python ist eine Skriptsprache; mit dieser ist der Zugriff auf unterschiedliche Programme möglich – mittels speziellen APIs.

⁸ Visio ist eine Software vom Microsoft zur Erstellung von Diagrammen und Vektorgrafiken.

Parallel kann die Drehmomentwelligkeit mit dem Oszilloskop erfasst werden. Die Daten werden dann mittels gnuplot bzw. Octave ausgegeben oder als Grundlage für weitere Untersuchungen verwendet. Die Nutzung in LTspice ermöglicht die schnelle elektrische Simulation⁹, sodass die Ansteuerung der Leistungselektronik und die Erfassung der Stromabfallzeiten optimiert werden können. Die Daten werden auch verwendet, um eine Simulation der FPGA-Konfiguration durchzuführen. Der Einsatz von Testbench¹⁰-Dateien zu jedem VHDL-Modul ermöglicht es, mithilfe von zusätzlichen Daten die Funktion des betreffenden Moduls zu testen. Auch diese Tests erfolgen mit realen Daten oder den Simulationsergebnissen. Es zeigt sich, dass das Vorgehen sowohl für die Konzeptentwicklung als auch für die Konzeptumsetzung der Standard-Ansteuerung und die spätere sensorlose Positionsbestimmung hervorragende Ergebnisse liefert.

6.5.2 Hardwarekonfiguration mittels VHDL

Aufgrund der Anforderung der Parallelität ist das Ziel die Realisierung einer parallelen Steuerung und Regelung. Zur Umsetzung ist die Verwendung einer Hardwarebeschreibungssprache¹¹ nötig. VHDL ermöglicht dies und somit die Erstellung der Ansteuerungs- und Regelungsfunktionen. Dazu werden die internen konfigurierbaren Logikblöcke (CLB) (engl. configurable logic block) zusammengeschaltet, um ein Schaltnetzwerk zu bilden und die logische Funktion eines Programms nachzubilden.

Die Abb. 6.11 zeigt das Zusammenspiel der einzelnen Programme, wie aus den Textdateien eine FPGA-Konfiguration oder eine grafische Anzeige wird. Der obere Weg zeigt die Erstellung der FPGA-Konfiguration der Synthese. Die Konfiguration besteht aus vielen VHDL-Dateien, die jeweils die Schnittstellen des Moduls (ENTITY) und die innere Funktion (ARCHITECTURE) beschreiben. Eine einzelne Top-Level-Datei bindet die benötigten Dateien ein. Quartus übersetzt (kompiliert) die Dateien bzw. synthetisiert die Konfiguration und konfiguriert (flasht) anschließend den FPGA. Bei der Erstellung der FPGA-Konfiguration trifft das Pareto-Prinzip zu. Die eigentliche Entwicklung des Moduls macht 20 % der Arbeit aus. Die anderen 80 % werden zur Erstellung einer Testumgebung (Testbench)¹² verwendet. Zwar lässt sich ein FPGA heute mit Built-in-Debuggern analysieren, die Verwendung ist jedoch zeitaufwendig. Die Erstellung einer Testbench für jedes

⁹ Anhand der Ergebnisse aus Ansys Maxwell kann eine elektrische Simulation in LTspice realisiert werden. Diese simuliert die veränderliche Geometrie, weist aber bezüglich der elektrischen Änderung keine Rückkopplung zu den mechanischen Vorgängen auf und ermöglicht dadurch schnellere Simulationen.

¹⁰ Als Testbench werden simulationsfähige VHDL-Module bezeichnet, die primär zum Testen anderer Module entwickelt werden.

¹¹ Mit einer Hardwarebeschreibungssprache – Verilog oder VHDL (engl. Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) – ist es möglich, ein digitales System zu konfigurieren, z. B. einen FPGA.

¹² Für jedes Modul wird üblicherweise eine Testumgebung (Testbench) erstellt. Die Datei wird wie die zu testende Datei benannt; zur Kennzeichnung wird die Endung „_tb“ angehängt.

Modul verringert die Komplexität der Tests und ermöglicht es, automatisierte Tests zu erstellen. Ein weiterer Vorteil ist die, im Vergleich zur Synthese, geringere Zeit zur Simulation des Moduls. Das zu testende Modul und die Testbench-Datei werden an GHDL übergeben. Das Programm führt die Simulation sowie die automatischen Tests durch und erstellt eine Datei mit den Änderungen der Signale. Diese Datei kann mit gtkwave betrachtet werden. Dabei zählen GHDL und gtkwave zur freien Software. Die Erstellung der einzelnen Module erfolgte unabhängig von Quartus, nur die Kombination der einzelnen Module, die Synthese und das Flashen wurde in Quartus realisiert.

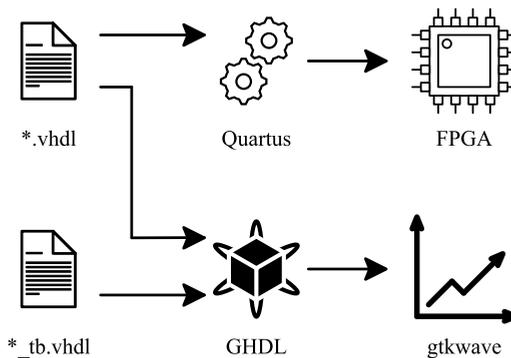


Abbildung 6.11: Die fertige Konfiguration wurde mit Quartus übersetzt und in den FPGA geladen. Die Entwicklung inklusive der Tests erfolgte mit freier Software (GHDL, gtkwave).

Aufgrund der sehr komplexen Programmsteuerung wird an dieser Stelle auf eine Beschreibung verzichtet. Die einzelnen Module erfüllen jedoch die Aufgabe, den SRM mit einem Geber (Abb. 6.3) oder sensorlos (Abb. 8.1) zu betreiben.

7 Sensorlose Positionsbestimmung

In diesem Kapitel wird der sensorlose Betrieb vorgestellt, dessen Ziel es ist den Geber zu ersetzen. Der sensorlose Betrieb bietet gegenüber dem Geber einige Vorteile. Nach der Vorstellung des Stands der Technik folgt die Abgrenzung dazu. Durch die Regelung des Stroms entstehen unterschiedliche Verläufe der Stromform, die mathematisch beschreibbar sind. Innerhalb der Regelung mittels Hystereseregler wird die Stromabfallzeit bestimmt. Diese Zeit wird zur Bestimmung der Induktivität verwendet und hat einen Zusammenhang zum Rotorwinkel. Es werden das Zeitverhalten der Stromabfallzeit und die damit verbundenen Vorteile bei dessen Verwendung gezeigt. Diese Zusammenhänge ermöglichen die Entwicklung und Vorstellung des sensorlosen Konzepts allgemein sowie die Beschreibung der Ansteuerung und Regelung. Genauso wie der Betrieb mit Geber wird die sensorlose Regelung auf Blockschaltbildebene vorgestellt. Abschließend wird beschrieben wie die Genauigkeit der sensorlosen Regelung bestimmt werden kann.

Der Einsatz eines Gebers hat seine eigenen Vor- und Nachteile. Er ermöglicht das winkelgenaue Schalten der Phasen. Bis auf den Geberwert müssen keine zusätzlichen Werte erfasst werden wie das bei einer sensorlosen Positionsbestimmung der Fall ist. Auch die Implementierung eines Verfahrens zur Positionsbestimmung entfällt und die damit verbundenen Probleme innerhalb der Implementierung. Die Montage des Drehgebers erfolgt meistens am Wellenende, am B-Lagerschild, was die Maschine verlängert. Vor allem in rauen Umgebungen ist so ein System anfällig für Staub und Verschmutzung. Der Einsatz eines Gebers ist als Hinzufügen einer weiteren Komponente zu sehen. Dieses Teilsystem verringert die Verfügbarkeit¹ des Gesamtsystems. Ein weiterer Grund sind die Kosten. Der Einsatz eines Gebers erhöht die Stückkosten, die Entwicklung einer sensorlosen Positionsbestimmung hingegen bedeutet einmalige Investitionskosten. Bei großen Motorstückzahlen steigert der Einsatz eines Gebers die Kosten. In Konsequenz werden etablierte und günstige Motortechnologien wie die ASM eingesetzt.

Eine Möglichkeit, die genannten Nachteile zu beseitigen, stellt der Einsatz eines geberlosen Verfahrens da. Der Einsatz eines Verfahrens zur geberlosen Positionsbestimmung ist bereits Stand der Technik. In der Literatur sind unterschiedlichen Verfahren zur sensorlosen Regelung zu finden. Die sensorlose Positionsbestimmung bestimmt die Position des Rotors. Wie im Kapitel 2

¹ Die Verfügbarkeit eines Systems errechnet sich für eine Reihenschaltung aus Teilsystemen zu $A_{\text{seriell}} = A_a \cdot A_b$

gezeigt, besteht der Rotor aus geblechtem Eisen ohne Wicklungen. Er ist drehend gelagert und wird durch die Reluktanzkraft in Bewegung gesetzt. Der Ursprung der Reluktanzkraft ist der Stator. Dieser kann unterschiedlich ausgelegt sein. Durch die Geometrie von Stator und Rotor (der Anordnung beider) entstehen sich wiederholende Ansteuerungsmuster, die als elektrische Winkel angesehen werden können.

Bei der Bestimmung der Position des Rotors wird entweder der elektrische Winkel oder der mechanische Winkel des Rotors bestimmt. Bei der Bestimmung des mechanischen Winkels handelt es sich um die Bestimmung der absoluten Rotorposition. Mit dieser können Positionierungsaufgaben erfolgen. Der mechanische Winkel kann sofort in den elektrischen Winkel umgerechnet werden (2.2). Die Bestimmung des elektrischen Winkels liefert ebenfalls eine Absolutposition. Diese ist jedoch nur ein Teilabschnitt innerhalb des mechanischen Winkels. Ist eine Referenzposition bekannt, kann der mechanische Winkel aus dem elektrischen bestimmt werden (2.4). Um den SRM zu betreiben, zur Ansteuerung der einzelnen Phasen, ist der elektrische Winkel ausreichend.

Zur sensorlosen Regelung wurde ein Konferenzpaper eingereicht und veröffentlicht. Dieses fasst das Konzept der sensorlosen Regelung gut zusammen, [40].

7.1 Stand der Technik

Werden die Verfahren gruppiert und zusammengefasst, ergibt sich folgende Abb. 7.1. Die sensorlose Positionsbestimmung erfasst die Position des Rotors über die Änderung der Rotorgeometrie. Die Verfahren können in zwei unterschiedliche Wirkungsprinzipien unterteilt werden. Entweder wird die Flussverkettung ausgewertet oder die Induktivitäten. Je nach Umsetzung ermöglichen beide Verfahren entweder die Ermittlung des elektrischen oder des mechanischen Winkels.

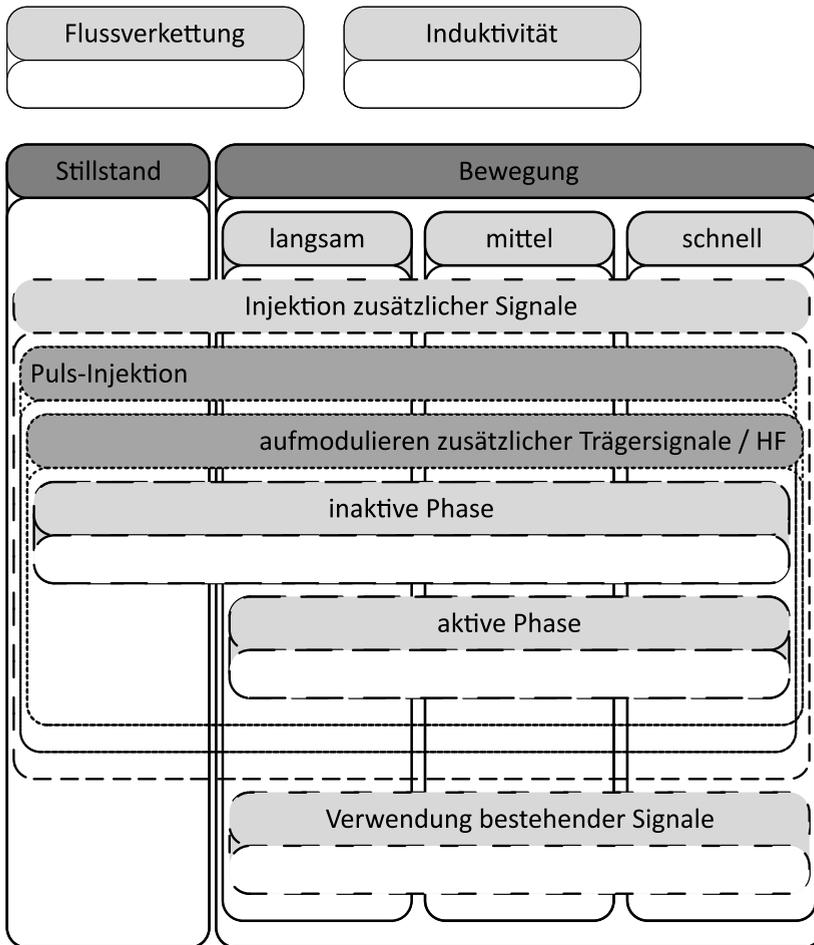


Abbildung 7.1: Unterschiedliche Verfahren zur sensorlosen Positionsbestimmung.

Um eine bessere Übersicht zu ermöglichen, können zwei Gruppen gebildet werden. Die erste Gruppe enthält Motor- bzw. Umgebungseigenschaften. Die zweite Gruppe umfasst Ansätze von Verfahren zur sensorlosen Regelung selbst.

In der ersten Gruppe der Motor- bzw. Umgebungseigenschaften werden die Verfahren nach den Geschwindigkeiten unterteilt, bei denen das Verfahren eingesetzt werden kann. Dabei wird zwischen den *stillstehenden* Motoren und den Motoren in *Bewegung* unterschieden. Die sich in Bewegung befindenden Motoren können in drei Bereiche, *langsam*, *mittel* und *schnell* unterschieden werden.

In der zweiten Gruppe werden die unterschiedlichen Ansätze zunächst entsprechend den Signalen unterteilt. Dabei gibt es entweder eine *Injektion zusätzlicher Signale* oder eine *Verwendung von bestehenden Signalen*. Werden zusätzliche Signale eingespeist, können zwei gleichwertige Methoden unterschieden werden: ein *Puls-Injektion*-Verfahren zur Einbringung impulsförmiger Signale sowie ein Verfahren zum *Aufmodulieren zusätzlicher Trägersignale* bzw. zum Einsatz von *HF*-Signalen. Innerhalb beider Methoden lassen sich wiederum zwei Arten unterscheiden. Entweder werden die Signale auf eine *inaktive Phase* oder eine *aktive Phase* angewendet.

Nach der Gruppierung und Zusammenfassung der unterschiedlichen sensorlosen Konzepte werden diese weiter betrachtet.

Bevor der Motor betrieben wird, muss dieser gestartet werden. Dies kann auf drei unterschiedliche Arten erfolgen. Durch das reine, positionsunabhängige Ansteuern, wie z. B. bei einem Schrittmotor, kann der SRM gestartet und betrieben werden [38]. Eine weitere Möglichkeit ist es, eine Ausrichtung anhand einer bestromten Phase durchzuführen und anschließend den SRM zu starten [68]. Die eleganteste Art ist es jedoch, zuerst die aktuelle Rotorposition zu ermitteln, dann mit der Bestromung der richtigen Phasen zu beginnen, den Motor zu starten und schließlich zu einer sensorlosen Regelung zu wechseln [34, 69].

Der Betrieb als Schrittmotor² ist vor allem bei Motoren mit kleiner Leistung bekannt. Hier erfolgt die Ansteuerung meist ohne Kenntnisse über die aktuelle Rotorlage. Auch bei SRMs mit großer Leistung kann eine Ansteuerung als „Feedforward stepping method“ [38] durchgeführt werden, um den Motor sensorlos zu betreiben. Die Bestromung aller Phasen erfolgt nacheinander und richtungsabhängig. Diese Betriebsart hat beim Starten jedoch den Nachteil, dass sich der Rotor beim erstmaligen Bestromen ausrichtet und die Drehrichtung zufällig ist. Des Weiteren ist die Welligkeit des Moments vergleichsweise groß, da ein Durchrutschen des Rotors durch die Verwendung eines großen Stroms verhindert wird. [40]

Die zweite Möglichkeit, einen SRM sensorlos zu starten, ist die Aufrichtung anhand einer Phase, „Align by one pole-pairs“ [68]. Nach dem Ansteuern richtet sich der Rotor aus. Auch hier ist die erste Drehrichtung des Rotors nicht bekannt. Danach wird die passende Phase geschaltet, sodass der Rotor in die richtige Richtung startet. Ab diesem Zeitpunkt dreht sich der Motor und ein beliebiges geberloses Konzept kann angewendet werden. [40]

² Bei Schrittmotoren mit kleiner Leistung erfolgt das Ansteuern meist ohne Kenntnis der Position. Die kleinen Leistungen ermöglichen es, die Wicklungen so auszulegen, dass sich die Ströme durch diese begrenzen und keine zusätzliche Elektronik nötig ist. Durch das Zählen der Ansteuerungen kann der zurückgelegte Drehwinkel ermittelt werden.

Die dritte Möglichkeit und damit das eleganteste Verfahren ist es, die Position vor der ersten Bestromung zu ermitteln. Das Verfahren wird so gewählt, dass die Messung zu keinem nennenswerten Moment führt, sodass keine Auswirkung am Rotor zu beobachten ist. Anschließend kann die Bestromung wie beim zweiten Verfahren erfolgen, sodass der Rotor in die richtige Richtung startet. Bekannte Verfahren sind z. B. das Puls-Injektion (engl. pulse injection)-Verfahren [64, 65, 66, 67] und Varianten davon [70, 71]. Eine weitere Methode ist der Vergleich der resultierenden Motorströme, die Strom-Vergleichs-Methode (engl. current comparison method) [65, 66]. Hier werden die Motorströme ohne Kenntnis der Motordaten miteinander verglichen und anhand der Größenordnung wird ein Winkelbereich bestimmt. Dabei wird entweder ein fester Stromendwert vorgegeben und die Stromanstiegszeit jeder Phase gemessen oder eine feste Zeit vorgegeben und die Stromhöhe jeder Phase gemessen. Der ermittelte Winkelbereich ist ausreichend, um die nächste zu bestromende Phase zu bestimmen. Es gibt jedoch auch Verfahren, die den Strom weiter auswerten und die exakte Position des elektrischen Winkels („Full-cycle inductance vector-based method“) [67] ermitteln. Neben der Möglichkeit, die Position mittels der Induktivität zu bestimmen, kann die Position auch durch die Ermittlung der Flussverketzung ausgewertet werden [68, 65]. Je nach Umsetzung hat dies jedoch den Nachteil, dass zur Erzeugung des magnetischen Flusses ein großer Strom benötigt wird. [40]

Während des Betriebs ist die Erzeugung eines Drehmoments die Hauptaufgabe des eingepprägten Stroms. Ein Verfahren zur Bestimmung der Position darf diese nur unwesentlich beeinflussen. Aus diesem Grund kommen andere Verfahren zur Positionsermittlung zum Einsatz. Diese basieren entweder auf der Einspeisung zusätzlicher Signale oder der Auswertung vorhandener Signale (engl. fundamental signals). Bei der Einspeisung zusätzlicher Signale gibt es beispielsweise das Puls-Injektion (engl. pulse injection)-Verfahren [32, 33], zu dem auch das INFORM-Verfahren zählt [34], die Verwendung eines Hochfrequenz (HF)-Signals (engl. high frequency), eines Träger-signal (engl. carrier signal) [35, 36], die Auswertung der Flussverketzung (engl. flux linkage) [37] und die Auswertung der Stromform (engl. waveform based methods) [38, 24, 72, 73, 74, 75]. Dabei basieren die Verfahren zur Auswertung der Stromform entweder auf der Auswertung der ersten Anstiegsgeschwindigkeit (engl. current gradient methods) [38, 24] oder auf der Auswertung des Stromverlaufs während der Stromregelung (engl. current chopping control (CCC) [72, 73, 74, 75]. Letzteres befasst sich mit der Auswertung der Anstiegs- und Abfallzeiten unter Verwendung eines Hysteresereglers³ (engl. hysteresis controllers). [40]

³ Der Hystereseregler ist auch als 2-Punkt-Regler bekannt (engl. hysteresis controller, 2 step control, on-off control, bang-bang controller).

7.2 Abgrenzung

Um die zweite Frage der Arbeit „Wie kann die Rotorposition eines SRMs ohne externen Geber bestimmt werden?“ beantworten zu können, wurde eine neue sensorlose Positionsbestimmung entwickelt. Nach den Rahmenbedingungen sollen sowohl die Positionsbestimmung als auch die Regelung sensorlos an einem SRM realisiert werden. Der Geschwindigkeitsbereich deckt dabei kleine und mittlere Geschwindigkeiten ab. Aufgrund einer Vorüberlegung über spätere Einsatzbereiche darf sich der Rotor auf keinen Fall in die falsche Richtung drehen. Die Positionsbestimmung verwendet dazu nur bestehende Motorsignale (engl. fundamental signals) und analysiert die Stromform (engl. waveform based methods) der aktiven Phase (engl. exciting phase). Durch die Positionsbestimmung wird also eine Position innerhalb eines elektrischen Winkeldurchlaufs bestimmt. Zur Bestimmung wird die Stromabfallzeit während des Freilaufs verwendet, um den Umschaltzeitpunkt der nächsten Phase bestimmen zu können. Dabei benennen unterschiedliche Veröffentlichungen [69, 64, 75] die Möglichkeit zur Nutzung der Stromabfallzeit, befassen sich jedoch nur mit der Auswertung der Stromanstiegszeit. Die hier vorgestellte Nutzung der Stromabfallzeit sowie die Umsetzung in diesem Konzept zur sensorlosen Positionsbestimmung ist ein neues Verfahren zur sensorlosen Positionsbestimmung. [40]

Der Vorteil der Verwendung der Stromabfallzeit ist die Unabhängigkeit des Positionszusammenhangs von der verwendeten Zwischenkreisspannung.

Zum Starten des Motors wird das aus der Literatur bekannte Puls-Injektion (engl. pulse injection)-Verfahren bzw. die Strom-Vergleichs-Methode (engl. current comparison method) verwendet.

7.3 Bestimmung der Anfangsphase

Die Spannungsgleichung (7.7) beschreibt den Maschenumlauf der elektrischen Schaltung für eine bestromte Phase. Der vereinfachten Berechnung wird vorgegriffen, da diese nur im Stillstand zum Starten verwendet wird. Nach einer Vereinfachung ist ein direkter Zusammenhang zwischen der Position und der Messzeit des Stromanstiegs bzw. des Stromabfalls erkennbar. Der Zusammenhang wird verwendet, um im Stillstand die Position des Rotors ermitteln und die Phase bestimmen zu können, mit der die Bestromung gestartet wird. Die nachfolgenden vier Vereinfachungen sind [40] entnommen.

Ausgehend von (7.7) kann für einen kleinen Motorstrom und im Stillstand der erste und letzte Summand entfallen, es gilt dann (7.1).

$$U_{cj} = L_{cj}(t) \frac{dI_{cj}}{dt} \quad (7.1)$$

Es wird also weiter nur die Spulengleichung zur Beschreibung verwendet. Für eine einmalige Messung der Induktivität, im Stillstand der Maschine und mit einem kleinen Strom, ist der Stromanstieg linear und der Ausdruck kann geschrieben werden als (7.2).

$$u = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad \text{bzw.} \quad L = u \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (7.2)$$

Da die Zwischenkreisspannung⁴ wie der Differenzstrom durch das Hystereseband als konstant angenommen werden kann, ergibt sich ein proportionaler Zusammenhang (7.3).

$$L \sim \Delta t \quad (7.3)$$

Da die Induktivität abhängig vom Drehwinkel ist, kann (7.3) unter Beachtung von (7.5) als (7.4) geschrieben werden.

$$\theta \sim \Delta t \quad (7.4)$$

Da der Zusammenhang von (7.3) und (7.4) proportional ist, können die Position, die Induktivität bzw. die ermittelten Zeitwerte jeweils synonym verwendet werden.

$$L(\theta, i) \quad (7.5)$$

$$\psi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i \quad (7.6)$$

Der vereinfachte Zusammenhang ermöglicht die Ermittlung der Startphase durch das Puls-Injektion-Verfahren [32, 33]. Nach dem zeitgleichen Bestromen, bis zu einer Referenzstromhöhe, liefert ein Vergleich der Anstiegszeiten die Startphase des Motors. Dabei ist die Phase mit der in der Mitte liegenden Anstiegsgeschwindigkeit die Startphase.

⁴ Der Zwischenkreis ist durch die Wahl der Kapazitäten so bemessen, dass die Spannung von 565 V – ohne die Beachtung der Rekuperationsenergie – nur um 1 % einbricht.

7.4 Stromform

Die umgesetzte sensorlose Regelung verwendet die Stromabfallzeit zur Ermittlung der Position. Die hier vorgestellte Berechnung befasst sich mit der Bestimmung im Betrieb. Die Stromabfallzeit wird aufgrund ihrer Charakteristik verwendet. Diese ermöglicht es, ein sehr robustes Verfahren umzusetzen. Robust steht hier für ein Verfahren, das gegen Störungen unempfindlich ist, beispielsweise durch Fehlerfassungen und auch bei der Wahl der Umschaltgrenzen tolerant ist.

Die Spannungsgleichung eines jeden U -Elements kann im Betrieb als (7.7) geschrieben werden.

$$U_{cj} = R_{cj}I_{cj}(t) + L_{cj}(t)\frac{dI_{cj}}{dt} + I_{cj}(t)\frac{dL_{cj}}{dt} \quad \left| \quad j = 1, 2, 3 \right. \quad (7.7)$$

Dabei ist U_{cj} die an der Spule anliegende Spannung⁵, R_{cj} der Wicklungswiderstand, I_{cj} der Strom der Phase und L_{cj} die Induktivität der Wicklung. Der erste Term nach dem Gleichheitszeichen beschreibt den ohmschen Anteil, der zweite Term beschreibt den induktiven Anteil und der dritte Term behandelt die Flussverkettung. [40]

Unter der Betrachtung eines quasistationären Augenblicks, in dem sich der Rotor nicht bewegt, entfällt der Anteil der Flussverkettung. Somit vereinfacht sich die Formel (7.7) zu (7.8).

$$U_{cj} = R_{cj}I_{cj}(t) + L_{cj}(t)\frac{dI_{cj}}{dt} \quad \left| \quad j = 1, 2, 3 \right. \quad (7.8)$$

Zur Bestimmung des Spulenstroms (I_{cj}) werden die Schaltung und das Schaltverhalten des Umrichters benötigt. Bei der Schaltungstopologie handelt es sich um eine Halbbrücke, Abb. 5.6. Das Schaltverhalten wird durch den Einsatz des Hysteresereglers bestimmt. Die Stromform ist in Abb. 2.8 zu sehen. Der Bereich des Hysteresebands wird als (Δi) bezeichnet. Die Umschaltpunkte sind beschreibbar, abhängig vom aktuellen Motorstrom und vom halben Hystereseband als $(I \pm \frac{\Delta i}{2})$. Es entstehen vier unterscheidbare Fälle, in denen der Stromfluss jeweils durch eine Formel beschrieben werden kann, Abb. 7.2.

⁵ Das U -Element besitzt zwei Schenkelwicklungen. Diese werden in Reihe geschaltet und im Weiteren als eine Wicklung betrachtet.

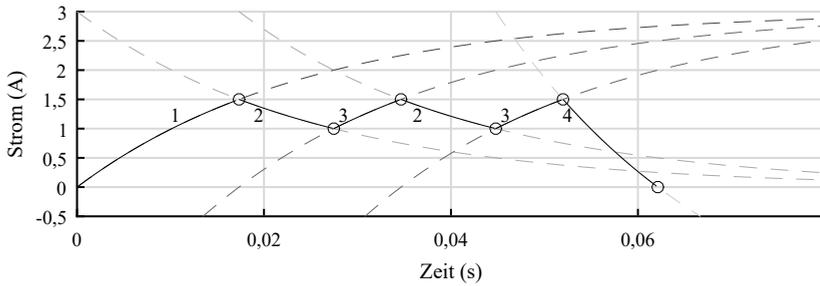


Abbildung 7.2: Verläufe des Stromanstiegs von Null (1) und mit Anfangswert (3), sowie des Stromabfalls auf einen Endwert (2) und auf Null (4).

Zum Zeitpunkt des Einschaltens entsteht der erste Bereich, die erste steigende Flanke, dieser kann nach (7.9) beschrieben werden.

$$I_{cj}(t) = \frac{U_{DC}}{R_{cj}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (7.9)$$

Mit dem Erreichen der oberen Schaltschwelle beginnt der zweite Bereich, die Schaltung wechselt in den Freilauf, der Verlauf des Stroms verhält sich nach (7.10).

$$I_{cj}(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.10)$$

Das Erreichen der unteren Schaltschwelle triggert den Wechsel zum dritten Bereich, der Stromanstieg innerhalb der Regelung, der nach (7.11) beschreibbar ist.

$$I_{cj}(t) = \left(I_0 - \frac{U_{DC}}{R_{cj}}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_{DC}}{R_{cj}} \quad (7.11)$$

Die letzten beiden beschriebenen Fälle wiederholen sich bis zum Zeitpunkt des Abschaltens. Beim Erreichen des Ausschaltwinkels wird die Bestromung der Spule abgeschaltet. Der Strom der Spule fließt jetzt über die Spannungsquelle, dessen Spannung der Spule entgegengerichtet ist und der Strom fällt schneller ab, (7.12). Die Formel gilt, bis der Strom innerhalb der Spule auf Null abgefallen ist.

$$I_{cj}(t) = \left(I_0 + \frac{U_{DC}}{R_{cj}}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{U_{DC}}{R_{cj}} \quad (7.12)$$

Die Zeiten für den Freilauf innerhalb der Regelung (7.10) lassen sich nach (7.13) berechnen.

$$t_{\text{free}} = -\tau \cdot \ln \left(\frac{I_0 - \Delta i}{I_0} \right) = \tau \cdot \ln \left(\frac{I + \frac{\Delta i}{2}}{I - \frac{\Delta i}{2}} \right) \quad (7.13)$$

Für den ausgerichteten und nicht ausgerichteten Fall lassen sich die Freilaufzeiten berechnen und anschließend ins Verhältnis setzen. Da der Widerstand und der Logarithmus in beiden Fällen unverändert sind, entspricht das Verhältnis der Zeiten dem Verhältnis der Induktivitäten⁶ für die ermittelten Induktivitäten 4,5. Das Verhältnis der ermittelten Zeitwerte aus Abb. 6.6 beträgt hingegen 3,5.

7.5 Berechnung der Rotorinduktivität

Aus den zuvor gezeigten Formeln kann auf die Rotorinduktivität geschlossen werden. Durch eine genauere Betrachtung der Formeln und die Beurteilung der Wertebereiche lassen sich diese umstellen und vereinfachen. So kann von den elektrischen Messgrößen auf die aktuelle Mechanik des Motors geschlossen werden. Die Formel zur Berechnung des Freilaufs (7.13) ist von der eingesetzten Zwischenkreisspannung unabhängig, kann aber noch weiter vereinfacht werden. Durch diese Vereinfachungen werden die Zusammenhänge besser ersichtlich und die Implementierung wird vereinfacht.

Die Formel (7.13) kann übersichtlicher geschrieben werden als (7.14).

$$t_{\text{free}} = \underbrace{L(\theta)}_{\substack{\text{auslegungsabhängig} \\ \text{positionsabhängig}}} \cdot \underbrace{\frac{1}{R}}_{\substack{\text{materialabhängig} \\ \text{temperaturabhängig}}} \cdot \underbrace{\ln \left(\frac{\hat{I}}{\bar{I}} \right)}_{\substack{\text{motorstromabhängig} \\ \text{arbeitspunktabhängig}}} \quad (7.14)$$

Das sensorlose Verfahren bestimmt die Stromabfallzeit (t_{free}). Die gesuchte Größe ist somit die Induktivität, die repräsentativ für die Rotorposition ist. Die Formel (7.14) muss somit nach dieser umgestellt werden zu (7.15).

$$L(\theta) = t_{\text{free}} \cdot R \cdot \left(\ln \left(\frac{\hat{I}}{\bar{I}} \right) \right)^{-1} \quad (7.15)$$

⁶ Die Induktivität L_d beträgt 163,7 mH und L_q beträgt 36,1 mH, nach Tabelle 4.1.

Die Induktivitätswerte bilden die Grundlage zur Positionsbestimmung. Das sensorlose Verfahren ermittelt jedoch die Stromabfallzeit. Die Induktivitätswerte müssen nach (7.15) weiterverarbeitet werden, um die Induktivität zu erhalten. Zur besseren Bewertung der Formel werden die einzelnen Terme betrachtet. Aus deren Wertebereichen werden Faktoren einer Bezugsgröße ermittelt.

Die einzelnen Faktoren können beliebig sein und hängen von den Motorparametern ab. Um die Produktterme vergleichen zu können, kann der Einfluss auf die Freilaufzeit (t_{free}) bestimmt werden. Für den vorliegenden Prototyp sind sie bekannt und es können folgende Beziehungen gezeigt werden. Die veränderliche Induktivität verändert ihren Wert von 36,1 mH (L_q) auf 163,7 mH (L_d), je nach Rotorausrichtung. Es wird festgelegt, dass der kleinste Wert dem Faktor 1 entspricht. Ändert sich die Induktivität auf den größten Wert, entspricht das einer Änderung der Zeit um den Faktor 4,5.

Der zweite Faktor beschreibt das Verhalten des Widerstands. Der Einfluss einer Temperaturänderung auf diesen kann nach (7.16) berechnet werden.

$$R(T) = R(T_0) \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad \text{mit} \quad \alpha_{\text{Cu}} = 0,0039 \text{ K}^{-1} \quad (7.16)$$

Da nur die Faktoren miteinander verglichen werden, kann das rechte Produkt von (7.16) zur Berechnung des Faktors verwendet werden. Es kann gezeigt werden, dass sich der Faktor von 1 auf 1,23 ändert und das bei einer Temperaturänderung von 20 °C auf 80 °C. Der letzte Faktor ist stromabhängig. Es wird der Leerlaufstrom von 1 A und der Maximalstrom von 10 A betrachtet, mit einem Hystereseband von ± 10 mA. Der Leerlaufstrom von 1 A wird als Faktor 1 festgelegt. Für einen Strom von 10 A ergibt sich ein Faktor von 10.

Die Größen der Faktoren, eingetragen in Formel (7.15), ergeben den Zusammenhang (7.17).

$$L(\theta) = t_{\text{free}}^* \cdot (1 \dots 4,5) \cdot R_{\text{cj}}^* \cdot (1 \dots 1,23) \cdot I_{\text{cj}}^* \cdot (1 \dots 10) \quad (7.17)$$

Die Bewertung der Formel zeigt, dass die Änderung des Wicklungswiderstands im Vergleich zur Änderung der Zeiten und des Motorstroms vernachlässigbar ist. Diese Annahme ist so lange gültig, wie der Temperaturbereich den Annahmen entspricht. Die Änderung des Stroms hat einen mehr als doppelt so großen Einfluss auf die Stromabfallzeit als die Änderung der Zeiten. Wird ein konstanter Arbeitspunkt mit kleinen Auslenkungen betrachtet, muss der Strom für das Regelkonzept nicht berücksichtigt werden. Das Regelungskonzept funktioniert in diesem Fall auch ohne die Berücksichtigung des durchschnittlichen Motorstroms. Zur Abdeckung des gesamten Arbeitsbereichs muss der Motorstrom zwingend berücksichtigt werden.

Die Berücksichtigung des Motorstroms erfolgt durch die Näherung (7.18) bzw. dessen Kehrwert.

$$\ln \left(\frac{I + c_4}{I - c_4} \right) \approx \frac{2c_4}{I} \quad \text{mit} \quad c_4 = \frac{\Delta i}{2} \quad \left| \quad I \gg c_4 \right. \quad (7.18)$$

Durch diese Näherung kann der Strom mit dem ermittelten Zeitwert multipliziert werden. Der Faktor $2c_4$ ist dabei konstant.

Aus (7.15) und den gezeigten Annahmen und Zusammenhängen lässt sich der einfache Zusammenhang (7.19) bilden.

$$L(\theta) = t_{\text{free}} \cdot I \cdot c_5 \quad (7.19)$$

7.6 Vorteile der Stromabfallzeit

Der Grund für die Verwendung der Anstiegs- bzw. Abfallzeiten ist der Tatsache geschuldet, dass sich mit den beiden Zeiten die Position des Rotors innerhalb der Bestromung bestimmen lässt, Kapitel 7.3. Nach einigen Vereinfachungen gilt die Aussage, dass die Messzeit proportional zum elektrischen Winkel ist, (7.15), (7.19) bzw. vereinfacht (7.4).

Das Ergebnis, bei einer idealen Ausrichtung (kleinster magnetischer Widerstand) ist in Abb. 6.6a zu sehen. Das Ergebnis für die maximal mögliche Fehlausrichtung (größter magnetischer Widerstand) ist in Abb. 6.6b zu sehen. Beide Werte zeigen die Extremwerte der Positionierung und verdeutlichen, dass am Prototyp die Ausrichtung des Rotors den Zeitwert um den Faktor 3,5 beeinflusst.

Die Stromanstiegszeiten (7.9) bzw. (7.11) sind abhängig von der Zwischenkreisspannung und dem Motorstrom, Abb. 7.3. Für die Verwendung der Stromabfallzeit (7.10) anstelle der Anstiegszeit spricht, dass die Stromabfallzeit unabhängig von der Zwischenkreisspannung (U_{DC}) ist. Somit muss die Höhe der Zwischenkreisspannung nicht beachtet werden. Somit entfällt ein Freiheitsgrad des Systems, wodurch die Berechnung einfacher wird. Nach einigen Vereinfachungen ergibt sich der einfache Zusammenhang (7.19), bei dem nur zwei Messgrößen die Bestimmung der Induktivität und somit der Position ermöglichen.

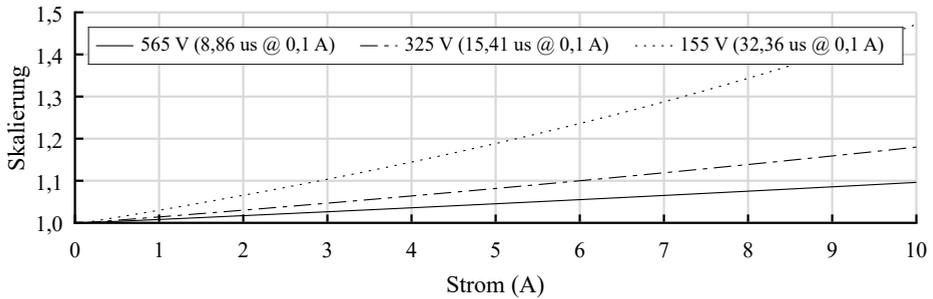


Abbildung 7.3: Abhängigkeit der Stromanstiegszeit bei unterschiedlichen Spannungen, innerhalb der Regelung durch den Hysterese regler, jeweils skaliert auf den Wert bei 100 mA.

Ein weiterer Vorteil ist es, dass die zur Verfügung stehende Messzeit größer ist, da der Abfall länger dauert. Dies bedeutet jedoch auch, dass die Messzeit (Totzeit), bis der nächste Messwert ermittelt ist, entsprechend groß ist. Durch die Veränderung der Hysteresebreite kann die Messzeit den Anforderungen angepasst werden. Diese Art der Anpassung ermöglicht es, die Messzeit unabhängig von der Höhe der Zwischenkreisspannung zu wählen. Diesen Vorteil hat kein anderes sensorloses Verfahren.

Der Grund für die Verwendung des Freilaufs ist die Verringerung der Schaltungen und somit die Beseitigung zweier Nachteile. Zum einen springt bei jeder Umschaltung das Potenzial und es tritt eine EMV-Störausstrahlung auf. Zum andern bedeutet jeder Schaltvorgang Schaltverluste. Durch die Reduktion der Schaltvorgänge werden die Auswirkungen beider Effekte verringert.

Das Verhalten der Stromabfallzeit im Betrieb wird in Abb. 7.4 gezeigt. Auf der Abszisse ist der elektrische Winkel einer Phase aufgetragen, sowie zwei Wiederholungen. Auf der Ordinate sind Zeitwerte eines Timers⁷ aufgetragen. Dieser wird zur Zeitmessung der Stromabfallzeit eingesetzt. Der eingefärbte Bereich zeigt den Einschaltbereich dieser Phase, der durch die Geometrie festgelegt ist.

Die Werte des Timers (der Stromabfallzeit) werden im Betrieb aufgenommen, bei einer konstanten Drehzahl von 100 min^{-1} und mit einer Zwischenkreisspannung (U_{DC}) von 70 V. Der SRM wird mit einem Segment betrieben, während eine Phase des zweiten Segments die Messwerte aufzeichnet. Das Element, das die Messung durchführt, wird positionsunabhängig bestromt - wechselt also zwischen dem Motor- und Generatorbetrieb. Ein Hysterese regler regelt dabei den Strom der Phase auf einen konstanten Wert.

⁷ Auf dem FPGA-System wird ein Timer zur Bestimmung der Stromabfallzeit eingesetzt. Der Taktzyklus des Timers ist der Systemtakt mit 50 MHz. Der Wert $1,2 \cdot 10^6$ repräsentiert somit eine Zeit von 24 ms.

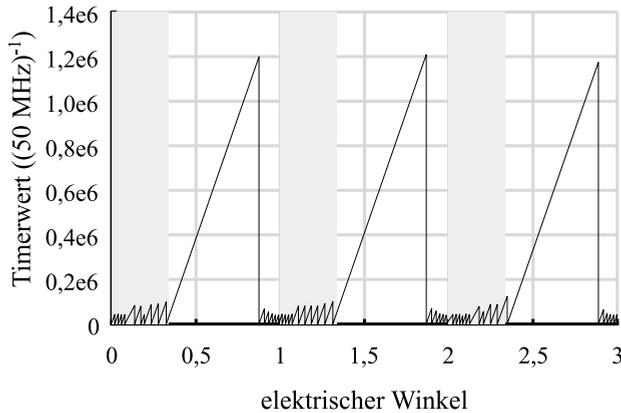


Abbildung 7.4: Verlauf der Timerwerte (Stromabfallzeiten) während einer positionsunabhängigen Bestromung einer Phase, [40].

Die Geschwindigkeit kann anhand (7.20) ermittelt werden. Anhand dieser und Abb. 7.4 kann die Geschwindigkeit abgelesen werden. Formel (7.22) zeigt dies beispielhaft.

$$n = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{\Delta\varphi_{\text{el.}}}{N_{\text{rotor}} \cdot \Delta t} \quad (7.20)$$

$$\frac{n}{\text{min}^{-1}} = \Delta\varphi_{\text{el.}} \cdot \left(\frac{360^\circ}{N_{\text{rotor}}} \right) \cdot \frac{50 \text{ MHz}}{t_{\text{value}}} \cdot \frac{60 \text{ s}}{360^\circ} \quad (7.21)$$

$$\frac{n}{\text{min}^{-1}} = 0,56 \cdot \left(\frac{360^\circ}{14} \right) \cdot \frac{50 \text{ MHz}}{1,2 \cdot 10^6} \cdot \frac{60 \text{ s}}{360^\circ} = 100 \quad (7.22)$$

Der Verlauf der Timerwerte (Abb. 7.4) kann in drei Bereiche eingeteilt werden. Im ersten Bereich, von Null beginnend bis ein Drittel, steigen die Zeitwerte an. Nach dem Beenden des idealen Bestromungsbereichs steigt der Zählerwert stark an – dieser kann als zweiter Bereich gesehen werden. Im letzten Bereich, von ca. 0,9 bis 1, sind die Timerwerte abfallend. Der erste und letzte Bereich spiegelt den Verlauf der Induktivität wider. Die Timerwerte können zur Auswertung verwendet werden. Der zweite Bereich entsteht durch den Motor und die Art der Messung. Bei einer positionsunabhängigen Bestromung arbeitet die Wicklung im ersten Bereich im Motorbetrieb und erzeugt ein positives Drehmoment zum Antreiben des Motors. Im zweiten Bereich wechselt der Motor, bezogen auf diese Phase, in den Generatorbetrieb. Der bestromte Magnetkreis wird durch die Weiterdrehung des Rotors aufgerissen, was einen Stromanstieg zur Folge hat, Abb. 6.7. Ein Betrieb in diesem Bereich erzeugt ein negatives Drehmoment, das die Drehbewegung bremst.

Das muss vermieden werden, da sonst die Drehmomentwelligkeit zunimmt. Das Systemverhalten kann aber genutzt werden, um den Umschaltzeitpunkt auch bei Messwerten mit Störungen zu erkennen. Die Messung der Stromabfallzeit erfolgt anhand der Schaltzeiten des Hysteresereglers. Es wird die Differenzzeit zwischen dem Erreichen der oberen Schaltschwelle und dem Erreichen der unteren Schwelle ermittelt. Das Ansteigen des Stroms verzögert das Erreichen dieser unteren Schaltschwelle, sodass der Timerwert auf den gut zehnfachen Wert ansteigt. Da der Wert in eine Induktivität umgerechnet wird, wird diese relativ groß ermittelt. Sie ist jedoch nur ein Rechenwert und existiert nicht im Motor.

7.7 Sensorloses Konzept

Die grundlegenden Zusammenhänge der sensorlosen Regelung sind in Abb. 7.5 dargestellt. Dabei handelt es sich beim sensorlosen Konzept um ein auf die Stromform basiertes Verfahren (engl. waveform based methods). Durch die Auswertung der bestehenden Signale ist es nicht nötig, zusätzliche Messsignale in den Motor einzubringen. Als Ergebnis wird der elektrische Winkel bestimmt. Dieser ist für die Steuerung des SRM ausreichend. Durch die kontinuierliche Verfolgung aller einzelnen elektrischen Winkel – der einzelnen Phasen – ist der mechanische Winkel erfassbar.

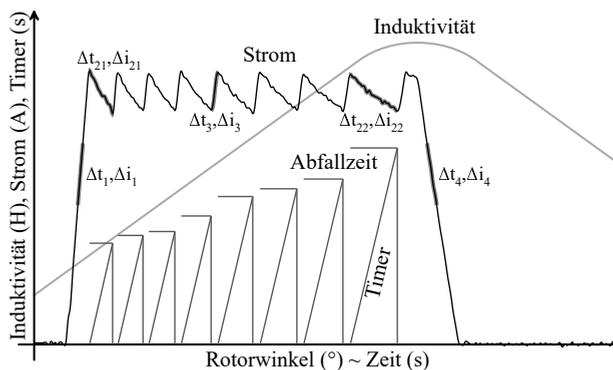


Abbildung 7.5: Grundlegende Zusammenhänge der sensorlosen Positionsbestimmung. Bei einem sich drehenden Motor verändert sich der Rotorwinkel, davon abhängig ändert sich die Induktivität, davon abhängig verändern sich die Stromanstiegs- und Stromabfallzeiten, was mit einem Timer gemessen werden kann. Aus dieser Zeit kann die Rotorposition ermittelt werden, [40].

Die Abbildung zeigt den Zusammenhang zwischen der Induktivität des Stroms und der Timerwerte – aufgetragen auf der Ordinate. Dabei sind die Werte abhängig vom voranschreitenden Rotorwinkel, der aufgrund einer konstanten Drehzahl proportional zur vergehenden Zeit ist. Die Darstellung zeigt also den Verlauf der Werte im Betrieb. Pro Taktung des Hysteresereglers wird

somit nur ein einzelner Wert ermittelt. Bei den abgebildeten Strom- und Timerwerten handelt es sich um gemessene Größen. Der idealisierte Verlauf der Induktivität verdeutlicht die Ursache der Stromänderung.

Dreht sich der Motor bzw. bewegt sich der Rotor, dann ändert sich die Geometrie des magnetischen Kreises und somit auch die Induktivität. Die Änderung der Induktivität ist im aktiven Zustand der Phase linear und kann somit sehr gut verwendet werden, um die Position des Rotors zu bestimmen. Die Änderung der Induktivität beeinflusst die Geschwindigkeit des Stromanstiegs und des Stromabfalls (7.9), (7.10), (7.11), (7.12). Der Einfluss auf den Hystereseregler bzw. den resultierenden Stromverlauf ist hier gut zu erkennen. Die erste Stromabfallzeit (Δt_{21}) vergrößert sich bis zur letzten gemessenen Zeit (Δt_{22}). Der Timerwert zur Ermittlung der Stromabfallzeit wächst in der Zeit des Stromabfalls bis zum jeweiligen Höchstwert an. Wie bereits vereinfacht in Kapitel 7.3 gezeigt, kann der Timerwert zur Positionsbestimmung⁸ genutzt werden.

Anhand der gezeigten Signale können unterschiedliche Verfahren realisiert werden. Diese zeichnen sich durch unterschiedliche Eigenschaften aus. Die ersten zwei Verfahren sind Schwellenwert-Regelungen. Diese Verfahren der Positionserkennung sind sehr robust, da der Schwellwert aufgrund des starken Anstiegs der Zeit⁹ einfach zu wählen ist.

Als erste Umsetzung kann eine Schwellenwert-Regelung realisiert werden. Mit jedem Freilauf werden vom Timer neue Zeitwerte bereitgestellt. Diese repräsentieren eine Induktivität bzw. einen Winkel. Durch die Vorgabe eines Schwellwerts ist der Umschaltzeitpunkt zur nächsten Phase bestimmt. Gleichzeitig ist der elektrische Winkel bestimmt. Der Schwellwert liegt zwischen der Querinduktivität (L_q) und der Längsinduktivität (L_d).

Die zweite Umsetzung ist, wie die zuvor beschriebene Regelung, eine Schwellenwert-Regelung. Bei dieser Art der Umsetzung wird ein Zeitwert vorgegeben, der, umgerechnet in eine Induktivität, größer ist als die Längsinduktivität der Maschine. Einfach ausgedrückt führt das dazu, dass der Wechsel vom Motorbetrieb zum Generatorbetrieb erkannt wird. Besonders bei dieser Art wird der interne Zählwert des Timers ausgewertet, da eine Umschaltung des Hysteresereglers nicht mehr erfolgt und somit für die Dauer der Messzeit kein neuer Messwert geliefert wird.

Die letzte Umsetzung bestimmt die Position durch die Auswertung aller sich ändernden Zeiten. Mit diesem Verfahren kann die aktuelle Position bei jeder Messung ermittelt werden und nicht erst beim Erreichen eines Schwellwerts. Dadurch können weitere Betrachtungen und Regelungen realisiert werden, wie eine vorausschauende Regelung und/oder eine Filterung der Werte. Die in

⁸ Die hier gezeigte Positionsbestimmung hat einen konstanten Stromwert: Wird der volle Arbeitsbereich des Motors genutzt, muss der Strom berücksichtigt werden, Kapitel 7.5, Formel (7.19).

⁹ Die Zeit steigt durch die Umsetzung des verwendeten Konzepts stark an, Kapitel 7.6, Abb. 7.4.

der Abb. 7.5 gezeigte Auflösung der Position hängt dann nur vom Messsystem und den Schwellwerten des Hysteresereglers ab. Durch die Anpassung des Hysteresebands kann die Auflösung verbessert werden.

Die Umsetzung nach der ersten und zweiten Art bietet hier die größten Vorteile. Die Realisierung der ersten Art ermöglicht einen optimalen Betrieb ohne negative Momente. Durch Störungen oder die unsaubere Wahl des Schwellwerts geht die erste fließend in die zweite Art der Umsetzung über. Dadurch treten zwar Gegenmomente auf, der Betrieb des Motors ist so jedoch sichergestellt.

Die Ermittlung und Berechnung des Werts, für den Vergleich mit dem Schwellwert, erfolgt nach Formel (7.19). Der Zeitwert (t_{free}) wird vom Hystereseregler bereitgestellt und mit dem aktuellen Sollstrom (I^*) des Motors multipliziert. Der so entstehende Wert wird mit dem Referenzwert verglichen und führt, bei einer Überschreitung zum Weiterschalten zur nächsten Phase. Die unterschlagene Konstante (c_5) der Formel fließt nicht in die Berechnung ein. Sie wird bei der Wahl des Schwellwerts berücksichtigt.

8 Sensorloses Regelkonzept

Das Ziel des umgesetzten Regelkonzepts ist es, basierend auf den vorangegangenen Messdaten, eine Regelung des SRM zu ermöglichen. Dabei spielen vor allem die umgesetzte Verarbeitung der Messdaten sowie die daraus resultierende Ansteuerung der Phasen eine wichtige Rolle.

8.1 Umsetzung der Regelung

Die entwickelte Regelung ermöglicht es, den SRM sensorlos zu betreiben. Die Regelung kann eine Änderung der Drehzahlvorgabe sowie eine Änderung des Lastmoments erkennen und diese ausregeln. Der hier gezeigte Aufbau funktioniert sowohl beim Starten des Motors als auch während des Betriebs. Beim Starten muss unterschieden werden, ob die Position bekannt ist oder eine Phase blindlings eingeschaltet wird. Wird eine Phase zufällig eingeschaltet, kann es zu einer Ausrichtung des Rotors in die falsche Richtung kommen. Dreht sich der Motor in die falsche Richtung, führt die Umsetzung als Schrittkette (Kapitel 8.2) zu einer Drehung in die falsche Richtung. Aus diesem Grund erfolgt vor dem Starten eine Positionsbestimmung mithilfe des Puls-Injektion (engl. pulse injection)-Verfahren [64, 65, 66, 67] bzw. genauer der Strom-Vergleichs-Methode (engl. current comparison method) [65, 66].

Die sensorlose Regelung in der umgesetzten Form hat als Blockschaltbild den Aufbau von Abb. 8.1. Unterteilt werden kann die Regelung in den Umrichter (links) und den Motor (rechts). Denn zwischen dem Umrichter und dem Motor gibt es nur die Zuleitungen zu den einzelnen Wicklungen. Datenleitungen oder zusätzliche Rückführungen sind nicht vorhanden ¹. Die Funktionen des Umrichters sind in fünf Aufgaben unterteilt. Im Vergleich zum Betrieb mit Geber (Kapitel 6.2, Abb. 6.3) ist eine neue Aufgabe, die sensorlose Positionsbestimmung, neu dazugekommen. Die drei Aufgaben Drehzahlregelung, Stromregelung und die Leistungselektronik sind unverändert. Der Block Drehzahlbestimmung wurde verändert.

¹ In der Umsetzung der sensorlosen Regelung sind die Rückführungen nicht vorhanden. Zur Beurteilung des entwickelten Konzepts sind der Geber und somit eine Rückführung vorhanden. Dieser wird zur Protokollierung genutzt, jedoch nicht zur Regelung.

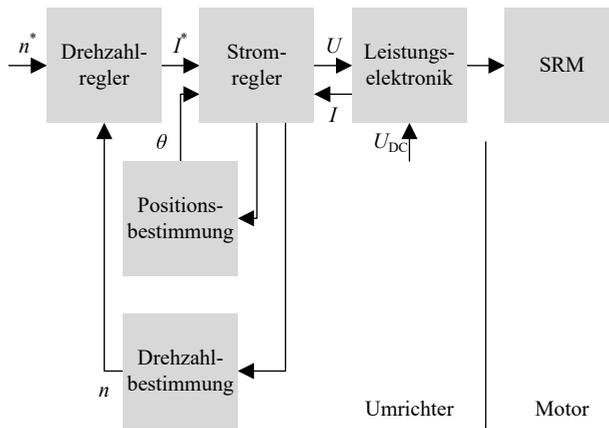


Abbildung 8.1: Aufbau der sensorlosen Regelung und Zusammenspiel der ausgetauschten Daten, [40]. Der zugrunde liegende Regelkreis bei Betrieb mit Geber ist in Abb. 6.3 zu sehen.

Die Ermittlung der Geschwindigkeit wird anhand der zu schaltenden Phasen bestimmt. Jedes Zuschalten der Phasen wird als Flanke gezählt. Dabei ergibt sich eine Anzahl von Flanken pro Zeitfenster (8.1) bzw. aus der Anzahl an Flanken kann die Geschwindigkeit (8.2) bestimmt werden. [40]

$$N_{\text{edge}} = n \cdot N_{\text{phase}} \cdot N_{\text{rotor}} \quad (8.1)$$

$$n = \frac{N_{\text{edge}}}{N_{\text{phase}} \cdot N_{\text{rotor}}} \quad (8.2)$$

Die sensorlose Positionsbestimmung im Kapitel 7.7 verwendet einen festgelegten Schwellwert und findet mit dessen Hilfe den Ausschaltzeitpunkt einer Phase und den Einschaltzeitpunkt² der folgenden Phase. Da das Ausschalten einer Phase nahtlos mit dem Einschalten der nächsten Phase zusammenfällt, ist dieser Schwellwert die Zustandsübergangsbedingung der Schrittkette, Abb. 8.2. Beim eingesetzten Hystereseregler ist dieser Schwellwert beispielsweise der zuletzt erfasste Timerwert der Abb. 7.5. Mit dem Erreichen des Schwellwerts stoppt die Bestromung der aktuellen Phase und es beginnt die Bestromung der nächsten Phase. Die Wahl einer Schaltschwelle als Zustandsübergangsbedingung liefert eine sehr robuste Möglichkeit, die Position zu erkennen, den Phasenwechsel zu detektieren und somit eine Regelung aufzubauen. Die Stromabfallzeit

² Der Ausschaltzeitpunkt einer Phase fällt mit dem Einschaltzeitpunkt der nächsten Phase zusammen, da eine nahtlose, blockförmige Stromform (Abb. 2.5) gewählt wurde.

liefert aufgrund des gesamten Konzepts einen Wert, der quasi immer erkannt wird, Kapitel 7.6, Abb. 7.4.

Der Einsatz des Versatzkonzepts von Kapitel 2 stellt hier keinen Sonderfall dar. Jedes Segment hat seine eigene Regelung. Die einzelnen Regelungen sind dabei voneinander unabhängig. Dies ermöglicht es, jedes Segment unabhängig zu positionieren und zu betreiben, da jedes Segment die idealen Ein- und Ausschaltwinkel für sich selbst bestimmt. Dadurch ist es möglich, die einzelnen Segmente je nach Anwendungsfall an- und abzuschalten, um Energie zu sparen, Optimierungen durchzuführen oder ein redundantes System aufzubauen.

8.2 Schaltfolge

Die Wahl des Strommusters (Kapitel 2.8) kann frei erfolgen. Die Wahl eines nicht überlappenden Strommusters (Abb. 2.5) bietet sich an, da dieses zur Geometrie passt. Durch das nahtlose Ansteuern der Phasen – ohne Verzugszeit und ohne Überlappung – ergibt sich aus dem Strommuster einer einfachen Ansteuerung. Die Realisierung als Schrittkette hat nur drei Zustände und jeweils eine Zustandsübergangsbedingung, Abb. 8.2.

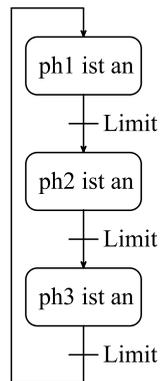


Abbildung 8.2: Resultierende Schaltfolge der Phasen, nach der Umsetzung des sensorlosen Konzepts, [40].

In jedem Zustand wird jeweils eine Phase bestromt und anhand dieser wird die Zustandsübergangsbedingung geprüft. Eine zusätzliche Auswertung der anderen Phasen kann zu diesem Zeitpunkt erfolgen. Da jedoch ein Konzept gewählt wurde, das nur die Motorsignale verwendet und keine zusätzlichen Signale einbringt, erfolgt keine Auswertung der inaktiven Phasen. Diese Schlichtheit führt zu einem sehr gut vorhersagbaren Verhalten.

9 Auswertung

Die Ergebnisse der Messungen bestätigen die Funktion des Versatzkonzepts und der sensorlosen Regelung. Die Auswertung ist zweigeteilt. Der erste Teil behandelt die Verringerung der Drehmomentwelligkeit durch den Einsatz des Versatzkonzepts. Der zweite Teil behandelt die Messergebnisse der sensorlosen Regelung. Es folgt eine Kombination beider Teile. Da die sensorlose Regelung und das Versatzkonzept gleichzeitig eingesetzt werden können, werden an einem Vergleichspunkt Messungen durchgeführt. Dabei werden diese beim sensorlosen Betrieb mit und ohne Versatz durchgeführt. Zudem erfolgt ein Vergleich beim Betrieb mit Geber mit und ohne Versatz. Die Ergebnisse belegen, dass sich beide Konzepte nicht gegenseitig beeinflussen und einzeln oder gemeinsam eingesetzt werden können.

Die FPGA-Konfiguration ist nicht öffentlich zugänglich. Sie wird zur Nachverfolgung jedoch mit Git¹ verwaltet. Die SHA-1-Prüfsummen der finalen Messungen sind folgende:

 7c6f77a Reduktion der Drehmomentwelligkeit (Kapitel 9.1)

 9f6cb74 Sensorlose Lasttests (Kapitel 9.6)

 ea33bd9 Lasttests mit Drehgeber (Kapitel 9.6)

9.1 Auswertung des Versatzkonzepts

Die Messungen zum Versatzkonzept zeigen wie auch die Ergebnisse der Simulation, dass dadurch die Drehmomentwelligkeit reduziert wird. Die Messungen liefern den Beweis, dass das Versatzkonzept funktioniert. Die Ergebnisse sind bereits im Journal Paper [39] veröffentlicht.

Ziel der Versuche ist es, zu zeigen, dass das Versatzkonzept die Drehmomentwelligkeit reduziert. Aus diesem Grund wurden auch Versuche ohne Versatz mit nur einem Segment durchgeführt. Es sind also nur drei Phasen aktiv. Bei den Versuchen mit Versatz wurden beide Segmente elektrisch betrieben. Die ersten drei Elemente dienen als Basis und die zweiten drei Elemente sind in

¹ Versionsverwaltung mit Git.

versetzter Anordnung eingesetzt. Die Geometrie des vorliegenden Prototyps ist in Abb. 2.4b zu sehen. Da die Messungen darauf abzielen, die Drehmomentwelligkeit zu erfassen, erfolgt die Aufzeichnung der Messergebnisse mit einer angepassten Konfiguration der Regelung. Die Nachstellzeit (t_1) des PID-Stromreglers am Prototyp ist für diesen Messbetrieb mit 100 s A^{-1} sehr groß eingestellt. Der Motorstrom (I^*) ändert sich in 10 s um nur 100 mA ². Die Performance der Motorregelung ist in diesem Fall quasi nicht vorhanden. Der Vorteil dieser Art der Regelung liegt in der langsamen Stromänderung beim Auftreten von Störungen und Fehlerfassungen. Regler bedingte Schwankungen im Drehmoment sind somit ausgeschlossen.

Die gezeigten Messungen der Abb. 9.1 sind unter Last beim halben Bemessungsmoment (M_f) – einem Lastmoment von 5 Nm – und bei einer konstanten Drehzahl von 100 min^{-1} durchgeführt worden. Messergebnisse für ein feineres Netz existieren ebenfalls für das Bemessungsmoment, einem Lastmoment von 10 Nm .

Neben der Stromform hat auch der Ein- und Ausschaltwinkel der einzelnen Phasen ($\varphi_{X_{\text{start}}}$, $\varphi_{X_{\text{stop}}}$) einen Einfluss auf die Drehmomentwelligkeit. Mit den Messungen soll gezeigt werden, dass das Versatzkonzept eine Reduktion der Drehmomentwelligkeit bewirkt. Die Messungen mit und ohne Versatz werden zu diesem Zweck bei unterschiedlichen Ein- und Ausschaltwinkeln durchgeführt. Die Ergebnisse eines Messpunkts sind also abhängig von zwei Parametern. Die Berechnung der Drehmomentwelligkeit erfolgt nach (3.1). Die Darstellung erfolgt aus diesem Grund dreidimensional. In Abb. 9.1 sind die Ergebnisse der Messungen zu sehen. Bei den beiden Abbildungen wird zwischen den Messungen ohne Versatz (mit einem Segment, Abb. 9.1a) und den Messungen mit Versatz (mit beiden Segmenten, Abb. 9.1b) unterschieden. Die einzelnen Messpunkte sind, zur besseren Übersicht, miteinander verbunden.

² Für einen PID-Regler gelten allgemein folgende Zusammenhänge: $y(t) = K_i \cdot t$; $K_i = \frac{1}{t_1}$; $t_1 = \frac{t}{y(t)}$

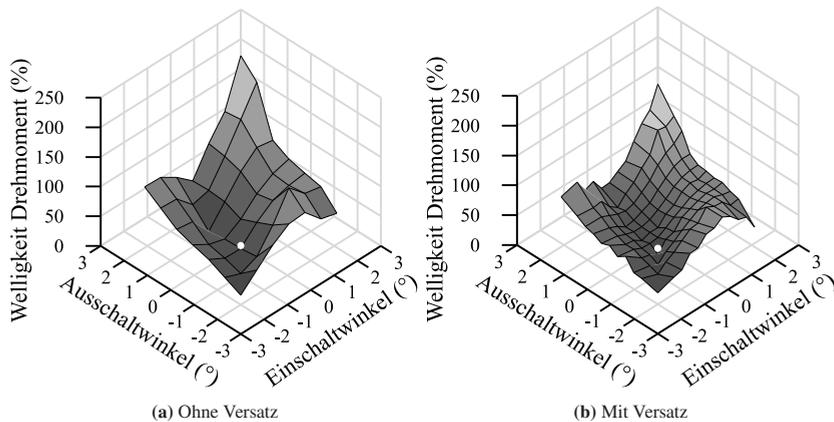


Abbildung 9.1: Dreidimensionale Darstellung der Drehmomentwelligkeit in Abhängigkeit vom Ein- und Ausschaltwinkel, Angabe als mechanischer Winkel, [39].

In den Abbildungen ist zu sehen, dass es eine teils starke Abhängigkeit zwischen der Drehmomentwelligkeit und dem gewählten Ein- und Ausschaltwinkel gibt. Der höchste Punkt ist zwar als normaler Motorbetriebspunkt ungeeignet, zeigt aber gut, dass die Drehmomentwelligkeit von 218,5 % ohne den Einsatz eines Versatzes auf 167,8 % und somit durch den Einsatz eines Versatzes um 50,7 Prozentpunkte verringert werden kann.

Für einen Vergleich aller aufgenommenen Messpunkte wird die Differenz der zwei Messgitter von Abb. 9.1 gebildet. Somit entsteht ein neues Messgitter, wobei jeder Knoten eine Verbesserung in Prozentpunkten darstellt, Abb. 9.2. Bis auf vier Ausreißer ist erkennbar, dass das Versatzkonzept nicht nur an einem Messpunkt eine Verbesserung der Drehmomentwelligkeit erreicht, sondern eine Verbesserung über den gezeigten Untersuchungsbereich vorliegt.

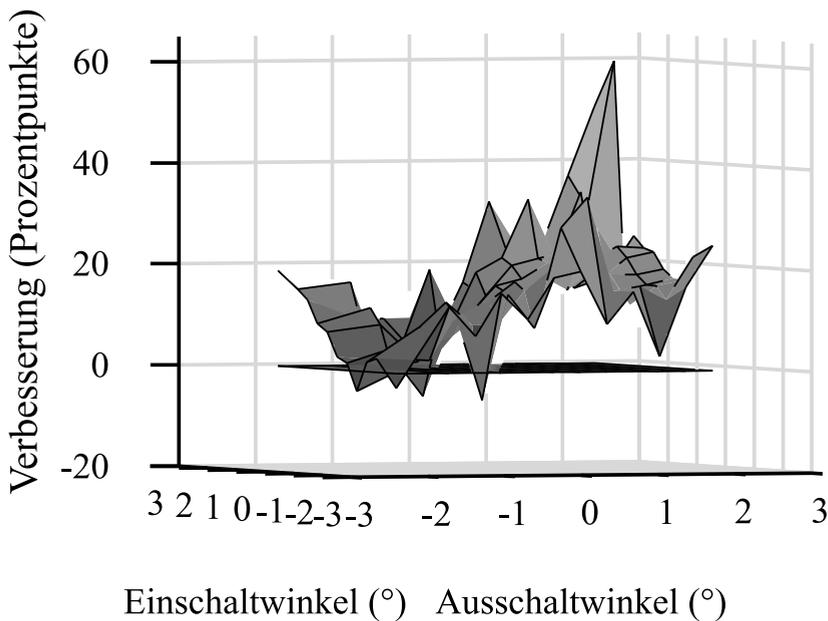


Abbildung 9.2: Verbesserung aller Punkte der Abb. 9.1, [39].

Die weiß gekennzeichneten Punkte in Abb. 9.1 (bei 5 Nm), bei einem Ein- und Ausschaltwinkel von je $-0,69^\circ$, zeigen eine Verbesserung von 29,7 % auf 11,1 %, was einer Verbesserung um 37,3 % entspricht. Für den gleichen Punkt und ein Lastmoment von 10 Nm ergibt sich eine Verbesserung von 22,9 % auf 15,2 % bzw. einer Verbesserung um 33,8 %³.

Eine weitere Möglichkeit, die Drehmomentwelligkeit zu verringern, ist der Betrieb mit einer höheren Drehzahl. Der Prototyp erreicht – ohne Versatz – bei 5 Nm und 100 min^{-1} eine Welligkeit von 29,7 %. Bei unveränderten Parametern und einer Geschwindigkeit von 500 min^{-1} sinkt die Welligkeit auf 18,9 %. Der Einsatz eines Versatzes reduziert die Welligkeit an diesem Punkt um 7,9 %. Durch eine Optimierung des Ein- und Ausschaltwinkels auf $(-0,75^\circ, -0,57^\circ)$ ist jedoch eine Verbesserung von 16,4 % erreichbar. Dies zeigt, dass die Einstellung des Ein- und Ausschaltwinkel eine Optimierung ermöglicht und diese für jede Geschwindigkeit anders ausfällt. Die Ergebnisse werden übersichtlich gegenübergestellt in Tabelle 9.1.

³ Die Berechnungen der Verbesserungen beziehen sich auf ungerundete Werte.

Tabelle 9.1: Gegenüberstellung der Messdaten und der Simulationsergebnisse, [39].

	Moment- welligkeit r_T (%) Versatz		Verbesserung (%)	Spulenstrom (A) bezogen auf Versatz	
	ohne	mit		ohne	mit
Simulation Versatz, $33,3 \text{ min}^{-1}$, 26 Nm	69,2	26,7	61,4	-	-
100 min^{-1} , 5 Nm, $-0,69^\circ / -0,69^\circ$	29,7	18,6	37,3	5,50	3,85
100 min^{-1} , 10 Nm $-0,69^\circ / -0,69^\circ$	22,9	15,2	33,8	7,76	5,36
500 min^{-1} , 5 Nm $-0,69^\circ / -0,69^\circ$	18,9	17,4	7,9	5,88	4,00
500 min^{-1} , 5 Nm $-0,75^\circ / -0,57^\circ$	18,8	15,7	16,4	5,88	3,98

Eine zusätzliche Messreihe untersuchte den Verlauf der Drehmomentwelligkeit (Ordinate) bei einem steigenden Lastmoment (Abszisse), Abb. 9.3. Die Messungen erfolgten mit versetzten Segmenten. Bei 19 Nm existiert eine Messung mit geänderten Ein- und Ausschaltwinkeln (je $-0,69^\circ$), die zeigt, dass durch einen verbesserten Umschaltzeitpunkt die Welligkeit beeinflusst wird.

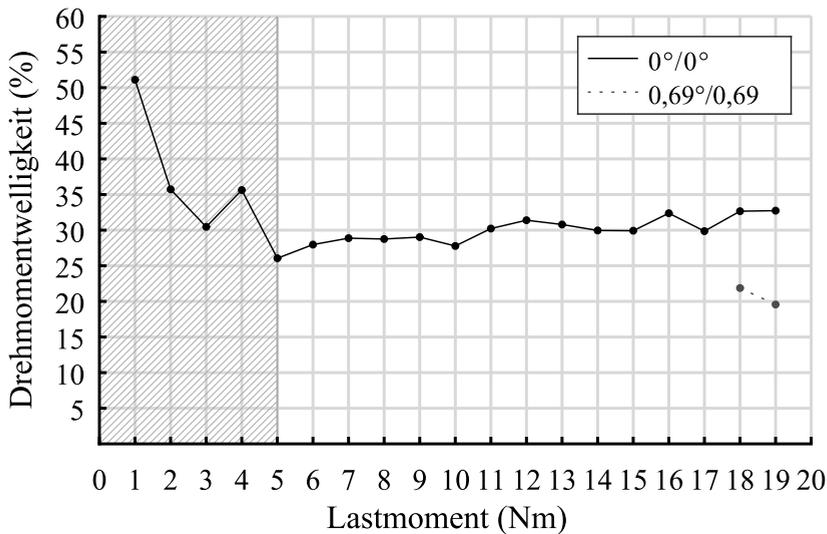


Abbildung 9.3: Verhalten der Drehmomentwelligkeit bei unterschiedlichem Lastmoment.

Die Messergebnisse des Kapitels zeigen, dass der Einsatz des Versatzkonzepts, wie bereits durch die Simulation vermutet, die Drehmomentwelligkeit reduziert. Die Verwendung des Versatzkonzepts ist damit ein weiteres Konzept, um Einfluss auf die Drehmomentwelligkeit eines SRMs zu nehmen.

Anzumerken ist, dass die erzielten Messergebnisse noch weiter verbessert werden können. Die Betrachtung der Geometrie des Prototyps zeigt, dass die Positionierung des zweiten Segments zwar mit einem Versatz angeordnet ist, dieser aber um 8,2 % zu weit angeordnet ist, Abb. 6.9. Durch eine genauere Positionierung sind eine weitere Verbesserung des Versatzkonzepts und eine Reduzierung der Drehmomentwelligkeit möglich.

9.2 Vor- und Nachteile des Versatzkonzepts

Das Versatzkonzept bietet den Vorteil der Reduzierung der Drehmomentwelligkeit und führt zusammen mit der sensorlosen Regelung zur Material-, Kosten- und Gewichtseinsparung. Darüber hinaus sind eine vereinfachte Regelung, ein redundantes System, eine Verringerung der Motorstandzeiten, eine Optimierung auf Dauer- oder Überlastbetrieb sowie eine Wirkungsgradoptimierung möglich.

Der Einsatz von magnetisch unabhängigen Elementen ermöglicht die Einsparung eines durchgängigen Statorrückens. Der Vorteil ergibt sich aus der Materialeinsparung und der daraus folgenden Kostensenkung und Gewichtsreduktion. Besonders beim Bau von Motoren mit großen Durchmessern⁴ macht sich dieser Vorteil bemerkbar. Bei großen Durchmessern hat der Einsatz von Segmenten in Kombination mit einer integrierten Leistungselektronik und einer sensorlosen Positionserfassung weitere Vorteile. Die Segmente können grundsätzlich frei⁵ über den Umfang angeordnet werden. Bei der Verwendung mehrerer Segmente müssen diese zueinander exakt ausgerichtet werden. Eine Ausrichtung ohne Versatz führt zur Drehmomenterhöhung, ein Versatz zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit. Der Einsatz von unabhängigen Segmenten ermöglicht die einfache Skalierung und Erweiterbarkeit des Konzepts. Wird ein größeres Drehmoment oder eine kleinere Welligkeit benötigt, können einfach mehr Segmente am Umfang angeordnet werden. Der Aufwand zur Regelung des Gesamtsystems wird durch die Art der Realisierung vereinfacht. Die Segmente benötigen nur eine Anbindung an den Zwischenkreis sowie ein Steuersignal zum Starten. Zwischen den einzelnen Segmenten gibt es keinerlei Kommunikation. Die einzelnen Segmente synchronisieren sich selbstständig anhand der Rotorposition und unterstützen das Gesamtsystem. Die Regelung muss dabei nur ein Segment berücksichtigen. Durch diesen Aufbau wird die Realisierung eines redundanten Systems vereinfacht. Fällt ein Segment aus, übernehmen die anderen Segmente dessen Beitrag. Das Gleiche gilt für ein beabsichtigtes Abschalten der Segmente. Bei freiem Zugang zum Motor können diese im Betrieb abgeschaltet und ausgetauscht werden. Eine Wartung einzelner Segmente oder der schrittweise Austausch aller Segmente ist im Betrieb ohne Motorstandzeiten möglich. Einen Teil dieser Vorteile bietet der von der Firma TorqueWerk GmbH umgesetzte Motor [76]. Der Einsatz eines SRM mit unabhängigen Segmenten ermöglicht es jedoch auch, geometrisch unabhängige Segmente einzusetzen. Die einzelnen Segmente lassen sich im einfachsten Fall mit einem andern Luftspalt auslegen. Eine weitere geometrische Anpassung ist denkbar, wenn die einzelnen Segmente für Dauerbetrieb oder Überlastbetrieb ausgelegt werden. Ein auf den Überlastbetrieb ausgelegtes Segment wird dann beim Starten bzw. Stoppen des Motors verwendet und ansonsten abgeschaltet. Daraus ergibt sich eine neue Möglichkeit zur Wirkungsgradoptimierung. Es können praktisch mehrere Teilmotoren in einem Gesamtmotorkonzept untergebracht werden.

Das Versatzkonzept hat aber auch Nachteile. Je mehr Segmente eingesetzt werden, umso kleiner ist die Welligkeit des Moments. Versetzte Segmente erfordern jedoch eine jeweils eigene Leistungselektronik. Die Anzahl der Umrichter-Endstufen steigt mit der Anzahl der versetzten Segmente. Besonders bei einer zentralen Ausführung des Umrichters ist der leistungselektronische Aufwand gegen die erzielbare Reduktion abzuwägen. Eng mit der Segmentierung und

⁴ Mit großen Durchmessern sind Motoren mit einem Durchmesser von mehr als einem Meter bis ca. fünf Metern gemeint.

⁵ Unter Berücksichtigung der Zahnraasterung über den Umfang verteilt.

der Materialeinsparung verbunden ist die Montage der einzelnen U -Elemente. Die auftretenden Radialkräfte müssen durch eine robuste Befestigung der Elemente beherrschbar sein. Besonders die Geräusentwicklung eines SRM wird maßgeblich durch die Radialkomponente der Reluktanzkraft und die dadurch auftretenden Schwingungen ausgelöst. Eine ungenügende Befestigung bedeutet erhöhte Schallemission. Zur Vermeidung der Radialkraft ist eine diametrale Positionierung der Segmente nötig. Diese Eigenschaft sollte auch bei Teilabschaltung von Segmenten erhalten bleiben. Wird ein vierfach-segmentierter SRM verwendet, bietet es sich an, je zwei gegenüberliegende Segmente mit gleichem Versatz zu positionieren. Beim vorliegenden Prototyp mit zwei Segmenten verhindert der Versatz die vollständige Kompensation der Radialkräfte.

9.3 Wiederholgenauigkeit

Um zu zeigen, wie genau das sensorlose Verfahren funktioniert, werden die Schaltwinkel der Zustandsübergangsbedingungen geloggt. Mit der Überlagerung der Schaltwinkel bei mehreren Umdrehungen kann die Verteilung der Schaltwinkel untersucht und bewertet werden.

Die Wiederholgenauigkeit kann in Abb. 9.4 mithilfe der sich überlagerten Linien gezeigt werden. Anhand der entstehenden Überlappungsbreite der Weiterschaltung ergibt sich die Genauigkeit. Je breiter der Bereich ist, desto ungenauer ist das Schalten. Einzelne Ausreißer wie bei 201° zu sehen, müssen hierbei gesondert betrachtet werden.

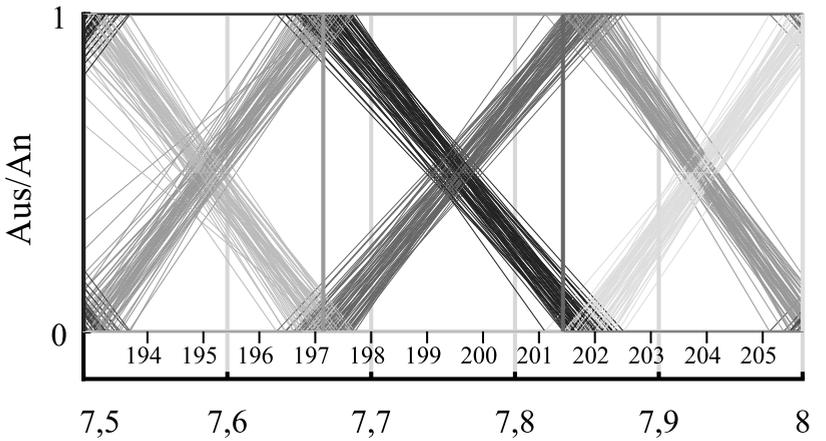
Die Wiederholgenauigkeit kann maßgeblich auf zwei grundlegende Eigenschaften zurückgeführt werden. Sie hängt vom verwendeten Messsystem und der Schwankung der erfassten Messwerte ab. Je genauer die Elektronik ist, desto genauer ist die Positionsauflösung möglich und somit die Schaltzeiten. Des Weiteren hängt die Wiederholgenauigkeit von der Art der Messung ab. Anhand der Abb. 7.5 wird gezeigt, dass der Hystereseregler maßgeblich zur Genauigkeit beiträgt. Durch das Hystereseband wird die Aktualisierungszeit der Induktivität bzw. die Position maßgeblich beeinflusst. Eine große Hysterese ist robuster gegenüber Störungen und ermöglicht es, die Schaltverluste klein zu halten, verringert jedoch auch das Aktualisierungsintervall der neuen Werte. Eine kleine Schalthysterese liefert in der gleichen Zeit mehr Werte und ermöglicht somit ein präziseres Weiterschalten der Phasen. Die Zeitwerte, bei einer Änderung der Hysteresebreite, können jeweils nach (7.13) berechnet werden. Mithilfe der Näherung (7.18) lässt sich das Verhältnis beider Zeitwerte vereinfacht darstellen (9.1). Die Änderung der Hysteresebreite wirkt sich proportional auf die Messzeit aus.

$$\frac{t_{\text{free}}^{\Delta i_{\text{big}}}}{t_{\text{free}}^{\Delta i_{\text{small}}}} \approx \frac{\Delta i_{\text{big}}}{\Delta i_{\text{small}}} \quad \left| \quad I \gg \Delta i_{\text{big}}, \quad I \gg \Delta i_{\text{small}} \right. \quad (9.1)$$

9.4 Auswertung der sensorlosen Positionsbestimmung

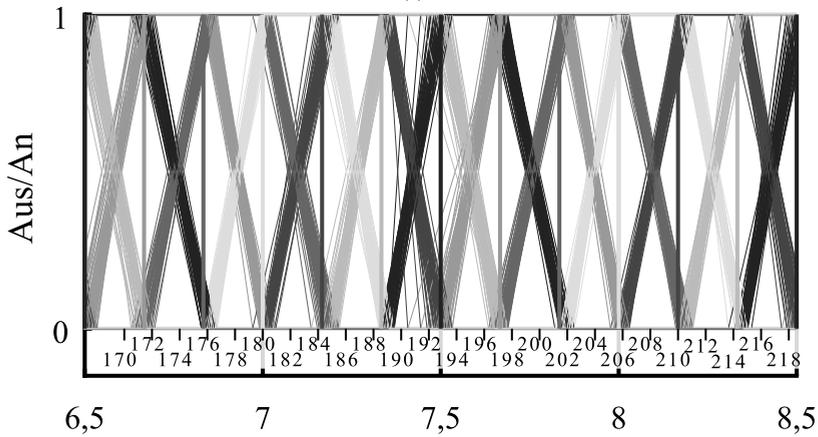
Das sensorlose Konzept ermöglicht den Betrieb ohne Geber. Um das Konzept zu bewerten, werden die Messergebnisse mit und ohne Geber gegenübergestellt. Der sensorlose Betrieb ist nicht auf einen Standard-SRM beschränkt, sondern kann auch zusammen mit dem Versatzkonzept angewendet werden. Aus diesem Grund sind hier ebenfalls Ergebnisse mit und ohne Versatz dargestellt. Die Abb. 9.4 zeigt die Ergebnisse bei der Verwendung mit Versatz. Der Motor wurde bei einer Drehzahl von 100 min^{-1} mit 10 Nm belastet.

Die Abb. 9.4 zeigt das Umschalten zur nächsten Phase. Die Abszisse ist doppelt beschriftet, zeigt jedoch den gleichen proportionalen Zusammenhang. Die obere Achse ist der geometrische Winkel (φ) des Rotors, angegeben in Grad. Die untere Achse zeigt ein Vielfaches des elektrischen Winkels ($\varphi_{\text{el.}}$). Eine Umrechnung der jeweiligen Winkel ist nach (2.2) bzw. (2.4) möglich. Innerhalb des elektrischen Winkels, von z. B. $6,5$ bis $7,5$ werden alle drei Phasen der zwei Segmente – in Summe sechs Phasen – geschaltet. Die Ordinate zeigt den logischen Zustand der Phase, '1' für eingeschaltet und '0' für ausgeschaltet. Zum Zeitpunkt der Aufzeichnung wird der SRM sensorlos betrieben und hat seine stationäre Drehzahl erreicht.



oben: geometrischer Winkel ($^{\circ}$), unten: elektrischer Winkel

(a)



oben: geometrischer Winkel ($^{\circ}$), unten: elektrischer Winkel

(b)

Abbildung 9.4: Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung, 565 V, 100 min^{-1} , 10 Nm, [40].

Das Loggen der Werte erfolgt im FPGA. Bei jedem Zustandswechsel und bei jedem Ein- oder Ausschalten einer Phase werden die aktuelle Position und der Zustand aller Phasen gespeichert. Nach 5000 Werten werden diese exportiert. Die Darstellungen zeigen jeweils einen Ausschnitt einer vollen 360° Rotorumdrehung. Die einzelnen Linien stellen die Überlagerungen der Messwerte bei ca. 60 Rotorumdrehungen dar. Die Auswertung der Umschaltpositionen wird verwendet, um eine Aussage über die Genauigkeit zu tätigen. Die dargestellten schrägen Linien zeigen lediglich

die Verbindungslinien der sich ändernden Zustände. Der Übergang von einer zur nächsten Phase erfolgt gleichzeitig. Da sich die Phasenübergänge aber senkrecht überlagern, erfolgt keine Korrektur der Übergänge zugunsten der Übersichtlichkeit. Die Abbildungen zeigen, dass das sensorlose Konzept ohne statistische Bewertung eine Ungenauigkeit von $\pm 1^\circ$ aufweist.

Der realisierte Prototyp wurde nach den Ergebnissen von Kapitel 3 gebaut, mit einer vergrößerten Zahnbreite von 20 %. Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass es hier besonders auf die zeitlich genaue Ansteuerung der Ein- und Ausschaltwinkel ankommt, da diese einen großen Einfluss auf die Drehmomentwelligkeit haben. Eine Auslegung ohne den Zuschlag kann daher bei einer ungenauen Ansteuerung bessere Ergebnisse liefern.

9.5 Verfeinerte Bewertung der Drehmomentwelligkeit

Die Auswertung der Drehmomentwelligkeit (r_T) verwendet das globale Minimum und Maximum der Messdaten. Während des Einsatzes des sensorlosen Konzepts treten zusätzliche Schwingungen auf, die eine erweiterte Betrachtung der Welligkeit nötig machen. Die Drehmomentwelligkeit ($r_{T_{\text{Hist.}}}$) (9.2) berechnet die Welligkeit wie (3.1), es wird jedoch nicht die Differenz des globalen Minimums und Maximums der Messdaten verwendet. Die verwendete Differenz ist die häufigste Differenz zwischen zwei benachbarten Hoch- und Tiefpunkten. Von jeder Schwingung wird die Differenz der Hoch- und Tiefpunkte gebildet. Von den entstehenden Differenzen wird ein Histogramm erstellt, das die Häufigkeit der Schwingungsbreite aufführt. Die Klasse (engl. Bin) mit der häufigsten Schwingungsbreite wird verwendet und dessen Breite wird als Differenz genutzt. Ausreißer nach oben und unten werden so herausgefiltert.

$$r_{T_{\text{Hist.}}} = \frac{\text{bin}_{\text{center}}(\max(\text{histogram}([(\max_i - \min_i), (\max_i - \min_{i+1}), \dots])))}{M_{\text{mean}}} \cdot 100 \% \quad (9.2)$$

9.6 Genauigkeit der sensorlosen Regelung

Die Messungen während des sensorlosen Betriebs zeigen, dass der SRM sensorlos betrieben werden kann und die erreichbare mechanische Genauigkeit (Präzision) bei $\pm 0,3^\circ$ liegt.

Neben der Tatsache, dass die realisierte sensorlose Regelung in der Lage ist, den SRM anzutreiben, ist die erreichbare Genauigkeit noch wichtiger. Bei einer näheren Betrachtung der Abb. 9.4, 9.6

und 9.7 ergeben sich zwei unterschiedliche Bewertungen der Genauigkeit. Einmal können die Richtigkeit und die Präzision bestimmt werden. Die Richtigkeit bedeutet in diesem Fall, wie nah der Umschaltzeitpunkt am idealen Ausschaltzeitpunkt liegt. Die Präzision beschreibt hingegen, wie genau der Punkt bei jeder Umdrehung getroffen wird. Der Umschaltzeitpunkt (die Richtigkeit) hängt in diesem Fall von der Höhe des gewählten Schwellwerts ab. Je größer der Wert ist, desto später wird umgeschaltet und je weiter entfernt sich der Umschaltzeitpunkt vom idealen Punkt. Die Breite der Streuung (die Präzision) wird als Maß für die Güte der Regelung verwendet. Eine Ansteuerung mittels Geber liefert Ergebnisse mit einer vernachlässigbar kleinen Streuung, Abb. 9.5 zeigt dies.

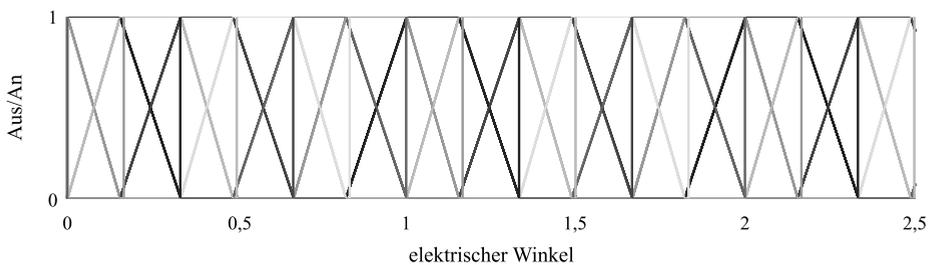


Abbildung 9.5: Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung während der Ansteuerung mit einem Drehgeber zeigen eine quasi perfekte Ansteuerung ohne Streuung.

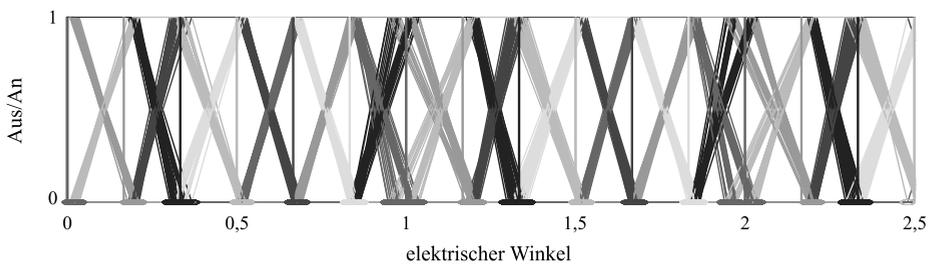


Abbildung 9.6: Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung. Der Vergleich an den Stellen des elektrischen Winkels zeigt eine exakte Ansteuerung (bei 0,5) sowie eine weit gestreute Ansteuerung (bei 1). Auswertung der Genauigkeit mit Schaltschwelle 130 k, 565 V, 200 min^{-1} , 10 Nm, mit Versatz.

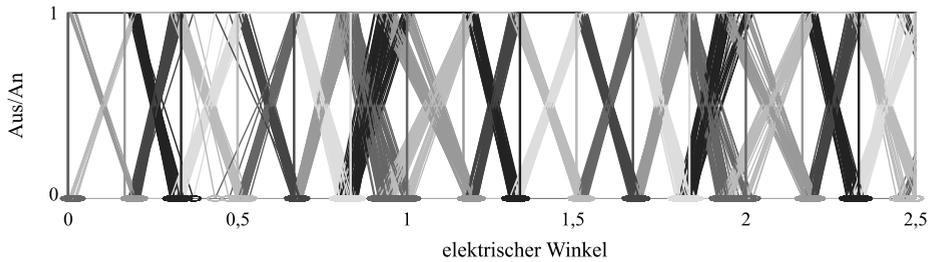


Abbildung 9.7: Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung. Der Vergleich zur Abb. 9.6 zeigt eine erhöhte Streuung an den Stellen 0,5 und 1 des elektrischen Winkels. Auswertung der Genauigkeit mit Schaltschwelle 75 k, 565 V, 200 min⁻¹, 10 Nm, mit Versatz.

Die Bewertung erfolgt anhand der Abb. 9.6 und 9.7. Bei den Abbildungen handelt es sich wieder um die Darstellung der Umschaltwinkel der einzelnen Phasen, jedoch bei einer Geschwindigkeit von 200 min⁻¹ anstelle von 100 min⁻¹. Der Unterschied zwischen den beiden Abbildungen ist die eingestellte Umschaltgrenze, die in Abb. 9.7 zu einem früheren Umschalten führt. Der Zusammenhang zwischen der Verwendung eines einzelnen Schwellwerts und der Anfälligkeit von Fehlmessungen ist ein Nachteil des Konzepts. Ein kleinerer Schwellwert führt zu einem früheren Umschalten, jedoch auch zur Anfälligkeit gegenüber Störungen. Der Vergleich der beiden Abbildungen macht dies deutlich.

Bei der Auswertung der Messdaten werden jeweils die größte Ungenauigkeit aller Phasen und alle elektrischen Winkel angegeben. Die Auswertung der Messdaten führt zur Ungenauigkeit von $\pm 0,512^\circ$ bei der Verwendung des Versatzkonzepts und zu $\pm 0,373^\circ$, wenn kein Versatz verwendet wird. Dabei vergrößert sich die Ungenauigkeit durch die Verwendung eines Versatzes nicht. Bei der Betrachtung der Abb. 9.6 ist zu sehen, dass jede zweite Phase eine größere Streuung hat. Das zweite Segment hat von sich aus eine größere Streuung.

Jede Phase des vorliegenden Prototyps hat einen Einschaltöffnungswinkel (ϑ_s) von $8,57^\circ$ ⁶. Die Angaben der Unsicherheit ($u_{\text{mech.}}$), auf diesen Winkel bezogen, belegen bei der Verwendung mit einem Versatz eine Ungenauigkeit von 11,95 % und ohne Versatz von 8,7 %.

Anhand der Messdaten (von Abb. 9.6) beträgt die kleinste gemessene Unsicherheit $\pm 0,278^\circ$. Diese ist als konzeptionell erreichbare Unsicherheit zu bewerten. Bezogen auf den Einschaltwinkel ergibt sich eine Abweichung von 6,49 %.

Werden beide Abbildungen um den Wert 1 betrachtet, fällt die große Streuung auf. In diesem schlechtesten Fall beträgt die Abweichung 41,4 %. Konzeptionell gibt es keinen Grund, warum

⁶ Aus einem Vollwinkel sowie der Anzahl der Rotorzähne (N_{rotor}) und der Anzahl der Phasen (N_{phase}) berechnet sich der Einschaltöffnungswinkel (ϑ_s) nach (2.31): $\vartheta_s = \frac{360^\circ}{14 \cdot 3} = 8,57^\circ$

nicht eine kleine Unsicherheit erreichbar ist. Die Schwankungen sind in diesem Fall auf das Prototypenstadium, die Elektronik und/oder Kalibrierung zurückzuführen.

Die Tabelle 9.2 fasst die abschließenden Messergebnisse zusammen. Die Messungen mit und ohne Versatz sowie sensorlos und mit Geber zeigen, dass das Versatzkonzept zusammen mit dem sensorlosen Konzept funktioniert. Bei beiden Möglichkeiten zur Berechnung der Drehmomentwelligkeit (r_T oder $r_{T_{\text{Hist.}}}$) ist zu sehen, dass die Welligkeit ohne Versatz größer ist als bei der Verwendung eines Versatzes. Die kleinere Drehmomentwelligkeit beim Einsatz des Versatzkonzepts zeigt, dass das Versatzkonzept mit und ohne Geber funktioniert.

Tabelle 9.2: Vergleichbare Ergebnisse bei 200 min^{-1} und 10 Nm . Mit Geber und sensorlos sowie jeweils mit und ohne Versatz.

Art	Art	r_T (%)	$r_{T_{\text{Hist.}}}$ (%)	$u_{\text{mech.}}$ (\pm°)	$u_{\text{mech.}}$ ($\pm\%$)
Geber	ohne Versatz	88,1	72,2	0,026	0,59
Geber	mit Versatz	30,7	13,5	0,025	0,61
sensorlos	ohne Versatz	56,9	43,4	0,29	6,68
sensorlos	mit Versatz	50,3	22,7	0,28	6,49

Der Vergleich der Unsicherheit ($u_{\text{mech.}}$) zeigt, dass das sensorlose Konzept um etwas mehr als das 11,6-fache ungenauer ist als der eingesetzte Geber. Bei der Verwendung einer Ungenauigkeit von $\pm 0,373^\circ$ (ohne Versatz) ist das Konzept um das 14,9-fache ungenauer und bei $\pm 0,512^\circ$ (mit Versatz) ist das Konzept um das 20,5-fache ungenauer.

9.7 Wirkungsgrad des SRM

Parallel zu den Lastmessungen wurden die elektrischen Daten des SRM gemessen. Die folgenden Abbildungen zeigen jeweils die Abhängigkeit vom Lastmoment (Abszisse). Der Motor wird mit einer konstanten Drehzahl von 200 min^{-1} betrieben. Die Abb. 9.8 zeigt den benötigten Mittelwert des Stroms innerhalb der Elemente. Wird nur ein Segment (ohne Versatz) verwendet, muss dieses allein das nötige Drehmoment zum Antreiben des Motors aufbringen. Der Strom in der einzelnen Wicklung ist deswegen größer.

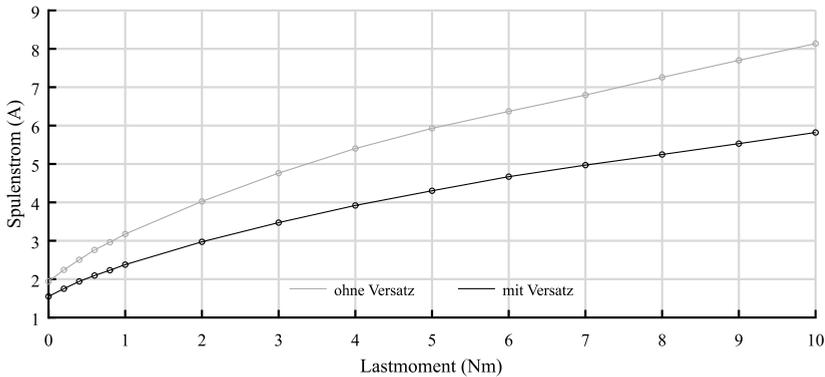


Abbildung 9.8: Verlauf des Spulenstroms, jeweils für ein und zwei Segmente.

Das Lastmoment und damit die abgegebene Leistung des SRM wird während der Kurvenaufnahme verändert, bleibt jedoch zwischen dem Wechsel der Konzepten (mit und ohne Versatz) konstant. Der Motor mit versetzten Segmenten hat wegen der zwei getrennten Umrichter eine etwas größere Leistungsaufnahme als die Variante ohne Versatz mit nur einem Umrichter und bei gleicher Last entsprechend höherem Strom, Abb. 9.9.

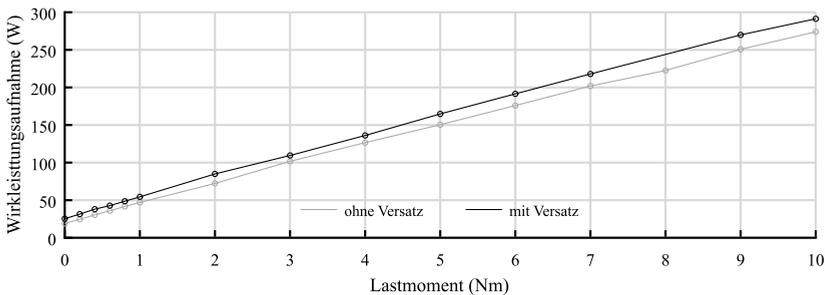


Abbildung 9.9: Wirkleistungsaufnahme vom Leistungspfad des Umrichters und des SRM.

Die Wirkungsgradkennlinie (Abb. 9.10) zeigt, dass der Einsatz eines versetzten Segments den Wirkungsgrad des Gesamtsystems etwas herabsetzt. Bei der vergleichsweise langsamen Geschwindigkeit von 200 min^{-1} ⁷ erreichen jedoch beide Betriebsarten einen Wirkungsgrad von über 70 %.

⁷ Die langsame Geschwindigkeit ist eine Anforderung an den späteren Einsatzzweck, ein langsam laufender Direktantrieb.

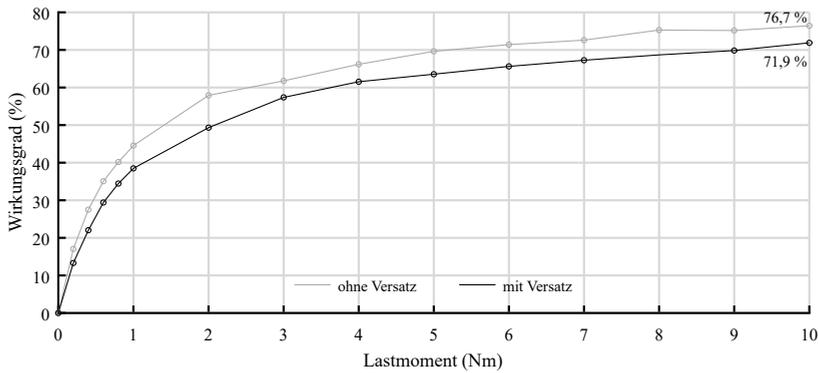


Abbildung 9.10: Wirkungsgrad des SRM, bei 200 min^{-1} .

Für den Einsatz ohne Versatz erreicht der SRM-Prototyp einen Wirkungsgrad von 76,7 %, mit Versatz 71,9 %. Damit ist der Wirkungsgrad zwar schlechter, er hat jedoch Notlaufeigenschaften beim Ausfall eines Segments und eine reduzierte Drehmomentwelligkeit. Der niedrige Wirkungsgrad hängt mit der getesteten Drehzahl zusammen. Bei einer höheren Drehzahl, z. B. 300 min^{-1} , erreicht er mit einem Segment einen Wirkungsgrad von 79 %.

10 Zusammenfassung und Ausblick

Das folgende Kapitel beinhaltet eine Zusammenfassung und einen Ausblick auf mögliche Verbesserungen. Die Zusammenfassung reflektiert die behandelten Punkte der Arbeit. Im Ausblick wird auf weitere Möglichkeiten der Untersuchung und auf Verbesserungen eingegangen, die aufgrund des behandelten Themenfelds und/oder der begrenzten Zeit nicht weiter betrachtet werden konnten.

10.1 Zusammenfassung

Diese Arbeit umfasst die Entwicklung eines Versatzkonzepts mit über dem Umfang versetzt angeordneten Segmenten (Kapitel 2). Dazu zählen die Beschreibung des Stands der Technik sowie dessen Abgrenzung. Es werden zuerst die Zusammenhänge der Geometrie gezeigt, wie der elektrische und mechanische Winkel zusammengehören und welche Gemeinsamkeiten der Standard-SRM mit dem Versatzkonzept hat. Es folgt die schrittweise Entwicklung einer Formel, um die Position der Statorelemente zu bestimmen. Nach allgemeinen Festlegungen und der Berechnung der Anzahl an Rotorzähnen wird der Algorithmus vorgestellt und beschrieben (2.28). Aus den Vor- und Nachteilen (Kapitel 9.2) wird klar, dass sich der Einsatz des Versatzkonzepts aufgrund der Verringerung der Drehmomentwelligkeit und zusätzlicher Funktionen wie ein redundanter Betrieb lohnt.

Nach der Vorstellung des Versatzkonzepts folgen die durchgeführten FEM-Simulationen in Ansys Maxwell, (Kapitel 3). An dieser Stelle wird die Drehmomentwelligkeit (r_T) festgelegt (3.1). Eine Zusammenfassung der Simulationen zeigt Tabelle 3.1. Es zeigt sich, dass das Versatzkonzept eine Reduktion der Drehmomentwelligkeit von 69,2 % auf 26,7 % bzw. eine Verbesserung um 61,4 % ermöglicht.

Die Beschreibung des Motorumrichters (Kapitel 5) zeigt das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten im Betrieb und während der abschließenden Tests, Abb. 6.10. Neben den Vorüberlegungen zur Auslegung der Zwischenkreisspannung, den Festlegungen zur Umrichterschaltung und den LTspice-Simulationen erfolgt die Festlegung auf einem FPGA als Programmierplattform als wichtigste Schritte. Die Plattform entscheidet über die Möglichkeiten zur Realisierung der

Algorithmen. Der FPGA ermöglicht die parallele Ausführung von Aufgaben. Genauso wichtig ist der Bau des Prototyps und des Prüfstands, der die Grundlagen zur Durchführung der Messung der Motorparameter schafft. Durch die Messdaten (Kapitel 6) kann zum einen der entwickelte Algorithmus auf den Motor abgestimmt werden. Zum andern ermöglichen es die Messungen, den Prototyp zu bewerten. Das zweite Segment ist mechanisch um $0,35^\circ \pm 0,08^\circ$ ungenau positioniert. Bezogen auf den idealen Versatz ist das eine Fehlpositionierung um 8,2 %.

Die Ergebnisse der Kapitel 6 und 7 zeigen das funktionsfähige Gesamtsystem. Die Möglichkeit, den SRM mit Geber aber auch sensorlos zu betreiben, lässt die Validierung der Software zu. Das Kapitel beschreibt das Vorgehen und die Verwendung der Software zum Erstellen der einzelnen Module. Die Softwarestruktur für den Betrieb mit Geber ist in Abb. 6.3 und für den sensorlosen Betrieb in Abb. 8.1 zu sehen.

Das zweite Themenfeld, die sensorlose Positionsbestimmung (Kapitel 7), zeigt den Stand der Technik sowie dessen Abgrenzung. Nach der Beschreibung des Softwareaufbaus mit Geber folgt der Verlauf der Induktivitäten beim sich drehenden Rotor. Der Verlauf bildet die Grundlage für die Auswertung, Abb. 6.4. Im Folgenden wird die Spannungsgleichung eines U -Elements (7.7) vereinfacht und das Verhalten des Stroms abschnittsweise beschrieben, (7.9) bis (7.12). Unter Verwendung der Stromabfallzeit zur Auswertung kann die Freilaufzeit nach (7.13) bestimmt werden. Durch eine Umstellung, Zerlegung und Betrachtung der einzelnen Komponenten vereinfacht sich die Formel weiter (7.19). Die Induktivität hängt dann nur noch von der Stromabfallzeit, dem Motorstrom und einer Konstanten ab. Nach einer Beschreibung der Vorteile bei Verwendung der Stromabfallzeit, wie der Unabhängigkeit von der Zwischenkreisspannung, wird das sensorlose Konzept beschrieben. Abb. 7.5 zeigt alle nötigen Abhängigkeiten, um das sensorlose Konzept verstehen zu können. Die Drehbewegung des Rotors vergrößert die Induktivität und somit steigen die Stromabfallzeiten des Hysteresereglers an. Zur Beschreibung der umgesetzten Software wird die Struktur der Regelung auf Blockschaltbildebene gezeigt.

Das abschließende Kapitel 9 – Auswertung – beschäftigt sich mit der Aufbereitung der Messwerte. Die ersten Ergebnisse sind die Messungen mit Versatzkonzept, die schon im Journal Paper [39] veröffentlicht wurden. Dabei zeigt Abb. 9.1 den direkten Vergleich zwischen dem Motor mit und ohne Versatzlösung. Die aufgenommenen Messfelder voneinander abgezogen ergeben Abb. 9.2. Diese Abbildung zeigt, dass bis auf vier Ausreißer an allen Punkten eine Verbesserung der Drehmomentwelligkeit erreichbar ist. Die Tabelle 9.1 zeigt nochmals die Daten zum Vergleich. Von der Simulation her ist eine Verbesserung um 61,4 % möglich. Die Messungen am Prototyp belegen eine Verbesserung um 37,7 %. Ein Grund für die Abweichung ist die mechanische Ungenauigkeit bei der Fixierung der Segmente im Prototyp.

Die Ergebnisse des sensorlosen Konzepts (Kapitel 9.4) zeigen, dass sich der SRM sensorlos betreiben lässt, sowohl im Leerlauf als auch unter Last. Die Ergebnisse belegen, dass eine Wiederholgenauigkeit von $\pm 1^\circ$ ohne den Einsatz von Statistik realisierbar ist. Die Ergebnisse des letzten Entwicklungsstands werden in Tabelle 9.2 gezeigt. In dieser Tabelle werden die Ergebnisse der Messungen des Versatzkonzepts sowohl mit Geber wie auch sensorlos mit und ohne Versatz gezeigt. Es wird deutlich, dass eine Wiederholgenauigkeit von $\pm 0,278^\circ$ konzeptionell möglich ist. Bezogen auf den Einschaltwinkel entspricht das einer Abweichung von 6,49 %. Die sensorlose Wiederholgenauigkeit ist im Vergleich zum Betrieb mit Geber 11,6-fach ungenauer. Als Abschluss sind die Wirkungsgradverläufe aufgetragen. Der SRM-Prototyp erreicht bei einer Drehzahl von 200 min^{-1} einen Wirkungsgrad von über 70 %.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass das Versatzkonzept eine Reduktion der Drehmomentwelligkeit von 37,7 % bewirkt. Die Stromabfallzeit kann verwendet werden, um den SRM sensorlos zu betreiben und eine Wiederholgenauigkeit von $\pm 0,278^\circ$ zu erreichen. Dabei lassen sich jeweils beide Konzepte allein oder gemeinsam einsetzen.

10.2 Ausblick

An dieser Stelle erfolgt ein Ausblick auf weitere Möglichkeiten zur Untersuchung sowie zu Verbesserungen einzelner Komponenten und des Konzepts. Zur Behandlung der Themenfelder „Reduktion der Momentenwelligkeit, durch das geometrische Design eines SRM“ und „Sensorlose Positionsbestimmung eines SRM“ sind der Betrachtungs- und Untersuchungsbereich eng gehalten. Die Betrachtung und Bewertung unterschiedlicher Möglichkeiten zur Realisierung gingen der Wahl des umgesetzten Konzepts voraus, wurden aber nicht weiter verfolgt. Diese Betrachtungen stellen den Ausblick dar und bieten weitere Möglichkeiten zur Untersuchung. Dabei kann der Ausblick in drei Gruppen eingeteilt werden. Die erste Gruppe stellt die Untersuchung einer geänderten Geometrie dar, die zweite befasst sich mit einer Anpassung der Ansteuerung. Die letzte Gruppe beschäftigt sich mit weiteren Messungen.

Messungen zur Ermittlung der Rastpositionen (Abb. 6.9) zeigen, dass die Ausrichtung des zweiten Segments ungenau ist. Eine Anpassung der zu untersuchenden Geometrie ist daher ein lohnender Ansatz. Die erreichbaren Ergebnisse der Tabellen 9.1 und 9.2 können nach einer exakten Ausrichtung des zweiten Segments weiter untersucht werden. Die Ergebnisse weisen darauf hin, dass die exakte Ausrichtung zu einer Verbesserung führt.

Zur Positionierung der Segmente passt die grundsätzlich freie Wahl des Segmentversatzes ($\varphi_{\Delta i}$). Das hier vorgestellte Versatzkonzept ermöglicht, neben dem geometrisch zyklischen Versatz (2.20) auch einen beliebigen Versatz der Segmente. Die Auswirkung eines anderen Versatzes

der Segmente bzw. die Möglichkeit, gezielt Oberwellen zu reduzieren, bietet sich für weitere Untersuchungen an.

Die realisierte Geometrie der Abb. 2.4 zeigt das Versatzkonzept durch den Einsatz eines versetzten Segments. Besonders hier bietet sich die Untersuchung eines Motors an, der mehr als zwei Segmente und wahlweise Segmente mit unterschiedlichem Versatz hat.

Wird die Geometrie aus den Simulationen mit Ansys Maxwell betrachtet, Kapitel 3.2, fallen die im Vergleich zur realisierten Geometrie (Abb. 2.4) großen Motordurchmesser auf. Der Bau eines größeren Prototyps mit zugänglichen Segmenten ermöglicht die Verifikation der Simulation und zeigt die Vorteile des Versatzkonzepts im Hinblick auf die Segmentierung und die Austauschbarkeit der Segmente, Kapitel 9.2.

Neben der geometrischen Anpassung und der Änderung des Prototyps kann auch die Art der Ansteuerung verändert werden. Die Zwischenkreisspannung des Umrichters resultiert aus der Verwendung eines Brückengleichrichters am 400-V-Drehstromnetz. Durch die hohe Zwischenkreisspannung wird ein Betrieb unter Last bzw. mit großen Strömen sowie ein Betrieb bei hohen Drehzahlen ermöglicht. Gleichzeitig treten durch Radialkräfte Schwingungen auf, was zu einer hohen Schallemission führt. Eine betriebspunktabhängige Anpassung der Zwischenkreisspannung führt zur Reduktion der Schallemission und kann weiter untersucht werden.

Wie im Kapitel 2.8 beschrieben, ist die Anpassung der Stromform zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit Stand der Technik [44, 45, 46]. Die Hardware des Umrichters ist als Vollbrücke (Kapitel 5.5) realisiert und erlaubt es somit, eine beliebige Stromform einzuprägen. Die Anpassung der Stromform in Kombination mit der Verwendung der Versatzgeometrie bietet dabei viele Möglichkeiten.

Das eingesetzte Strommuster, die blockförmige Bestromung nach Abb. 2.5, kann weiter angepasst werden. Durch den Einsatz einer vorausschauenden Positionsbestimmung ist es möglich, zu einer lückenden (Abb. 2.6) bzw. überlappenden (Abb. 2.7) Ansteuerung zu wechseln. Ein früheres Ausschalten ist vor allem bei hohen Drehzahlen nötig, um den Strom rechtzeitig aus der Spule zu bekommen. Ein früheres Einschalten führt zu einem kleineren Momentensprung und zu einer kleineren Drehmomentwelligkeit. Da für die Aussagen kein Beweis erbracht wird, bietet sich eine Untersuchung in diese Richtung an.

Die Messungen und die Darstellung des Messfelds in Abb. 9.1 zeigen, dass die Reduktion der Drehmomentwelligkeit nicht nur an einem, sondern an unterschiedlichen Betriebspunkten funktioniert. Da die Drehmomentwelligkeit besonders im niedrigen Drehzahlbereich vorherrscht, wurden die Messungen bei kleinen Drehzahlen (100 min^{-1} und 200 min^{-1}) durchgeführt. Besonders bei höheren Drehzahlen steht die Validierung beider Konzepte aus.

Die Entwicklung der Hardware beschäftigt sich mit dem Bau des Umrichters und des Motor-Prototyps. Die Art der umgesetzten, sensorlosen Regelung mittels Hystereseregler, hat bei einem großen Hystereseband den Vorteil geringerer Schaltungen und somit einer geringen Störausstrahlung (SA) (engl. electromagnetic interference (EMI)). Messungen, die die Störausstrahlung und Störfestigkeit (SF) (engl. electromagnetic susceptibility (EMS)) erfassen bzw. sich mit der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) (engl. electromagnetic compatibility (EMC)) befassen, stehen aus.

Zum sensorlosen Betrieb gibt es noch weitere Verbesserungen bezüglich der Auswertung der Position. In Abb. 7.5 wird gezeigt, welche gemessenen Signale ausgewertet werden können, um die Position zu bestimmen. Umgesetzt ist ein Schwellwert-Verfahren, das die Position nur zum Umschaltzeitpunkt erfasst. Wie im Kapitel 7.7 beschrieben, ist eine kontinuierliche Auswertung der Rotorposition mit jedem Messwert möglich. Die Messzeit kann durch Anpassung des Hysteresebands erfolgen. Die Umsetzung wird hier als Ausblick vorgestellt.

Die aufgeführten Punkte zeigen, dass der vorgestellte SRM und die Konzepte erst den Anfang weiterer Untersuchungen darstellen.

A Anhang

A.1 Schaltungssimulation

Die fünf nachfolgenden Abbildungen zeigen Simulationen in LTSpice. Gleichzeitig zeigen sie die eingesetzten Schaltungen des Umrichters.

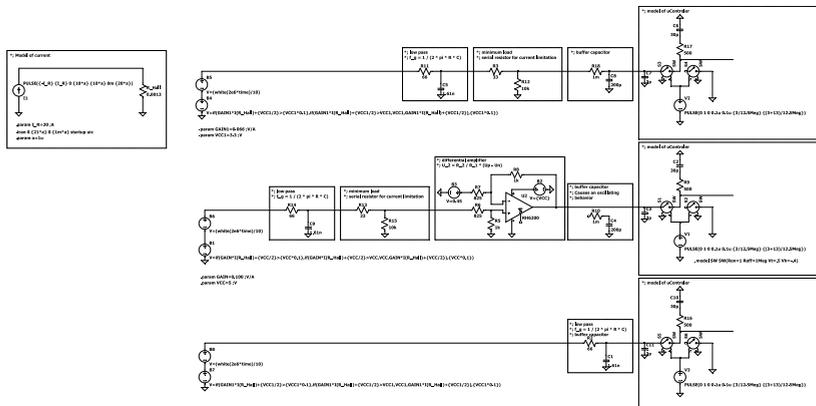


Abbildung A.1: Drei unterschiedliche Arten, den Stromesswandler mit dem ADC zu verbinden. Zu sehen ist eine passive Filterung des Signals (oben), über eine Verstärkung mittels OP (mittig), bis hin zur direkten Kopplung (unten).

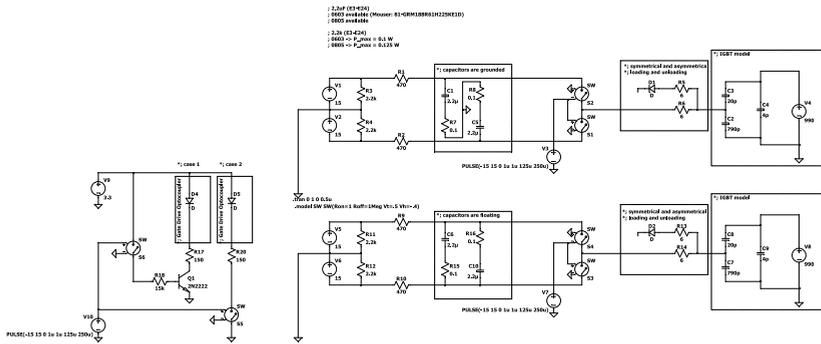


Abbildung A.2: Unterschiedliche Treiberschaltungen zum Ansteuern des IGBTs.

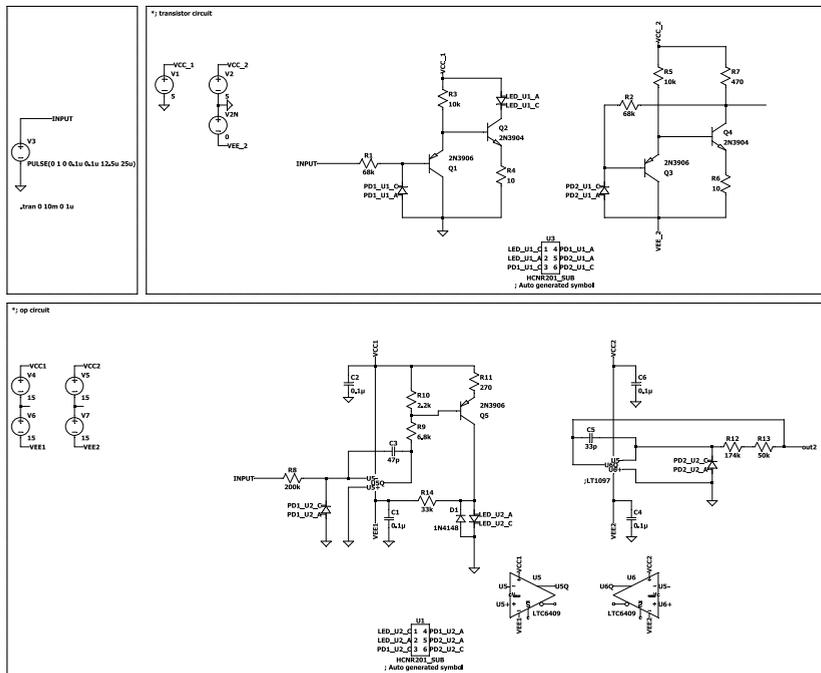


Abbildung A.3: Unterschiedliche Arten der Realisierung einer galvanischen Trennung mittels HCNR201. Die Schaltung ist grundlegend dem Datenblatt entnommen und wurde zur simulationsfähigen Schaltung erweitert. Es ist eine Realisierung als Transistorschaltung (oben) und eine Realisierung mittels Operationsverstärker (unten) zu sehen.

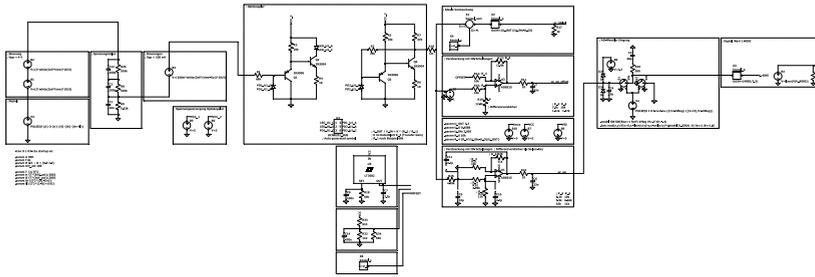


Abbildung A.4: Gesamte Messkette zur Erfassung der Zwischenkreisspannung. Beginnend mit der Spannungsteilung über die lineare galvanische Trennung, der Verstärkerschaltung, der ADC-Eingangsschaltung bis hin zur Skalierung in eine 12-Bit Digitalzahl.

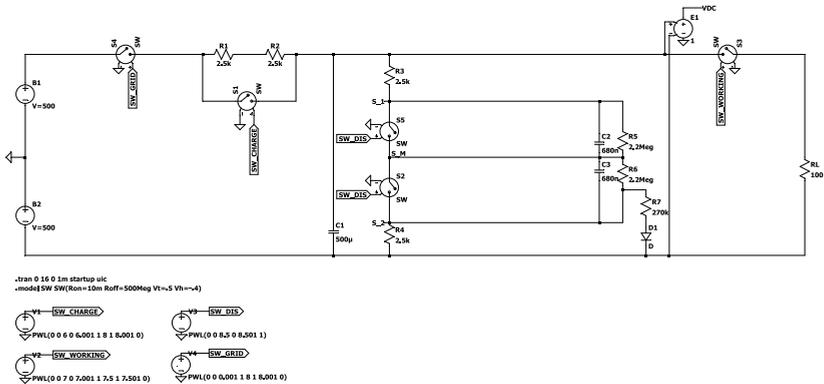


Abbildung A.5: Lade- und Entladeschaltung sowie die Überbrückungen zum normalen Betreiben der Anlage.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Endenergieverbrauch (Storm) in der Industrie, in Deutschland 2019 unterteilt in unterschiedliche Verwendungszwecke [21].	3
1.2	Aufteilung der magnetischen Energie (W) und der Koenergie (W^*), nach [23].	4
1.3	Gemessener Stromverlauf bei einem sich schließenden Magnetkreis und der dazugehörigen Veränderung der Koenergie (ΔW^*), nach [23].	5
2.1	Ausgesuchte Abbildungen aus der Literaturrecherche.	12
2.2	Unterschiedliche SRM-Geometrien als Innenläufer, (a) 4/2, (b) 6/4, (c) 21/14.	14
2.3	Segmentierter Außenläufer, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM nach dem Versatzkonzept mit Versatz, [39].	18
2.4	Segmentierter, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM, ohne Versatz (a) und mit Versatz (b).	19
2.5	Stromform für das Versatzkonzept, hier mit einer nahtlosen, blockförmigen Bestromung beider Segmente, [39].	25
2.6	Stromform für das Versatzkonzept, mit verfrühtem Abschalten der blockförmigen Bestromung beider Segmente.	26
2.7	Stromform für das Versatzkonzept, mit überlappenden Strömen, durch verfrühtes Einschalten der blockförmigen Bestromung beider Segmente. Das Ein- und Ausschalten erfolgt entsprechend der Geometrie.	26
2.8	Gemessener Stromverlauf für das Versatzkonzept, hier mit einer nahtlosen, blockförmigen Bestromung.	27
2.9	Gemessener Stromverlauf für das Versatzkonzept, mit überlappenden Strömen, durch verfrühtes Einschalten der blockförmigen Bestromung. Das Ein- und Ausschalten erfolgt entsprechend der Geometrie in der d -Achse bzw. q -Achse.	27
3.1	Screenshot aus Ansys Maxwell mit dem Aufbau und der Verteilung des Simulationsnetzes (engl. grid). Segmentierter, aus drei U -Elementen und zwei Segmenten bestehender SRM nach dem Versatzkonzept mit Versatz.	31
3.2	Screenshot aus Ansys Maxwell mit vergrößertem Ausschnitt des Simulationsnetzes von Abb. 3.1.	32

3.3	Screenshot aus Ansys Maxwell während der Simulation des Magnetflusses, Abb. 3.1.	32
3.4	Resultierendes Drehmoment beim Vergleich der Motoren mit und ohne Versatz der Segmente. Die zugrunde liegende Geometrie ist in Abb. 3.5a zu sehen. Der Unterschied ist die Anordnung der horizontalen Segmente ohne einen Versatz (a) und mit einem Versatz (b), [39].	34
3.5	Mechanischer Aufbau eines vierfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve, [39].	35
3.6	Mechanischer Aufbau einer sechsfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve.	35
3.7	Mechanischer Aufbau einer achtfach-segmentierten SRM mit dazugehöriger Drehmoment- und Drehzahlkurve.	36
3.8	Vergleich der Strom- und Drehmomentverläufe eines vierfach-segmentierten SRM, mit veränderten Zahnbreiten (a) 0 % und (b) 20 %, [85].	37
3.9	Vergleich der Strom- und Drehmomentverläufe eines vierfach-segmentierten SRM, mit veränderten Zahnbreiten (a) 20 % und (b) 35 %, [86].	38
4.1	Dreiphasiges Statorsegment mit einer Jochwicklung, [39].	40
4.2	Verdrahtung der einzelnen Spulen in Reihenschaltung eines <i>U</i> -Elements.	40
4.3	Ein bewickeltes <i>U</i> -Element. Die Anschlüsse der Schenkelspulen werden nach außen geführt und extern verschaltet.	41
4.4	Zusammenbau des SRM mit der Montage der einzelnen <i>U</i> -Elemente um eine Zentrierhilfe.	42
4.5	Blick in das Innere des Motors. Der Rotor ist entfernt und es sind nur die Statorelemente sowie die Schenkellenden der <i>U</i> -Elemente zu sehen.	43
4.6	Fertig montierter SRM-Prototyp.	44
5.1	Signalfussrichtung und Grundkomponenten eines Motorumrichters.	48
5.2	Steuer- und Messplatine mit FPGA und Mikrocontroller [84].	49
5.3	Beispielhafte Verteilung von fünf Messwerten.	50
5.4	Dreiphasiger Brückengleichrichter (B6), die rechte Schaltung wird durch die spezielle Erdung der Zwischenkreiskondensatoren zur Einweggleichrichter-Schaltung (E1) (E1U).	54
5.5	Speziell angepasster Umrichterprototyp zur Ansteuerung nach dem Versatzkonzept.	55
5.6	Vereinfachte Schaltung zum Betreiben einer Phase sowie die unterschiedlichen Zustände a) „Stromlos“, b) „An“, c) „Freilauf“ bis d) „Gegenspannung“ beim Ansteuern der Phase.	56
5.7	Vergleich zwischen dem Stromverlauf einer Phase mit Freilauf (a) und ohne Freilauf (b).	57

5.8	Multilayer-Layout des speziell entwickelten Umrichters zur Ansteuerung des SRM. Mit Vorladeschaltung und getrennten Leistungshalbleitern (oben/unten) zur separaten Ansteuerung beider Segmente.	58
6.1	Blockschaltbild des Prüfstands, mit dem die Tests gefahren werden.	60
6.2	Gesamter Prüfaufbau mit Umrichter, SRM-Prüfling, Drehmomentmesswelle, Lastmaschine sowie Drehmomentmesswellen-Messverstärker, Rückspeiseeinheit und Umrichter der Lastmaschine, [41].	61
6.3	Aufbau des Regelkreises bei Betrieb mit Geber sowie das Zusammenspiel der ausgetauschten Daten.	62
6.4	Verlauf der gemessenen Induktivitäten, aufgetragen gegen den Rotorwinkel (einer vollen Rotorumdrehung), [40].	64
6.5	Idealisierter Verlauf der Induktivitäten eines dreiphasigen SRM, [40].	65
6.6	Geregelter Strom des Hysteresereglers in einem U -Element, bei einer perfekten Ausrichtung (a) sowie bei einer maximalen Fehlausrichtung (b).	66
6.7	Geregelter Strom des Hysteresereglers in einem U -Element. Die Bestromung erfolgt positionsunabhängig, während der Rotor extern angetrieben wird. Die sichtbare Stromerhöhung wird durch den lokalen Wechsel in den Generatorbetrieb verursacht.	67
6.8	Rastmoment des SRM. Ein U -Element wird positionsunabhängig bestromt. Das auf der Ordinate aufgetragene Moment ist das nötige Moment, um die aktuelle Rastposition zu wechseln.	68
6.9	Messwerte der Rastpositionen (ausgerichtet) des ersten und zweiten Segments sowie die Position der Lücken des ersten Segments (Lücke) zur Beurteilung der Fertigungsqualität. Zusätzlich sind die Kreisbögen eingezeichnet, die die bestromten Phasen kennzeichnen, die nicht überlappend sind, wie in Abb. 2.5.	69
6.10	Übersicht der Signalerzeugung durch Simulation und der Signalerfassung am Prototyp sowie die umgesetzten Möglichkeiten zur Verwendung und Verarbeitung der erzeugten Daten.	71
6.11	Die fertige Konfiguration wurde mit Quartus übersetzt und in den FPGA geladen. Die Entwicklung inklusive der Tests erfolgte mit freier Software (GHDL, gtkwave).	73
7.1	Unterschiedliche Verfahren zur sensorlosen Positionsbestimmung.	77
7.2	Verläufe des Stromanstiegs von Null (1) und mit Anfangswert (3), sowie des Stromabfalls auf einen Endwert (2) und auf Null (4).	83
7.3	Abhängigkeit der Stromanstiegszeit bei unterschiedlichen Spannungen, innerhalb der Regelung durch den Hystereseregler, jeweils skaliert auf den Wert bei 100 mA.	87
7.4	Verlauf der Timerwerte (Stromabfallzeiten) während einer positionsunabhängigen Bestromung einer Phase, [40].	88

7.5	Grundlegende Zusammenhänge der sensorlosen Positionsbestimmung. Bei einem sich drehenden Motor verändert sich der Rotorwinkel, davon abhängig ändert sich die Induktivität, davon abhängig verändern sich die Stromanstiegs- und Stromabfallzeiten, was mit einem Timer gemessen werden kann. Aus dieser Zeit kann die Rotorposition ermittelt werden, [40].	89
8.1	Aufbau der sensorlosen Regelung und Zusammenspiel der ausgetauschten Daten, [40]. Der zugrunde liegende Regelkreis bei Betrieb mit Geber ist in Abb. 6.3 zu sehen.	94
8.2	Resultierende Schaltfolge der Phasen, nach der Umsetzung des sensorlosen Konzepts, [40].	95
9.1	Dreidimensionale Darstellung der Drehmomentwelligkeit in Abhängigkeit vom Ein- und Ausschaltwinkel, Angabe als mechanischer Winkel, [39].	99
9.2	Verbesserung aller Punkte der Abb. 9.1, [39].	100
9.3	Verhalten der Drehmomentwelligkeit bei unterschiedlichem Lastmoment.	102
9.4	Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung, 565 V, 100 min ⁻¹ , 10 Nm, [40].	106
9.5	Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung während der Ansteuerung mit einem Drehgeber zeigen eine quasi perfekte Ansteuerung ohne Streuung.	108
9.6	Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung. Der Vergleich an den Stellen des elektrischen Winkels zeigt eine exakte Ansteuerung (bei 0,5) sowie eine weit gestreute Ansteuerung (bei 1). Auswertung der Genauigkeit mit Schaltschwelle 130 k, 565 V, 200 min ⁻¹ , 10 Nm, mit Versatz.	108
9.7	Überlagerte Ein- und Ausschaltwinkel bei mehrfacher Rotorumdrehung. Der Vergleich zur Abb. 9.6 zeigt eine erhöhte Streuung an den Stellen 0,5 und 1 des elektrischen Winkels. Auswertung der Genauigkeit mit Schaltschwelle 75 k, 565 V, 200 min ⁻¹ , 10 Nm, mit Versatz.	109
9.8	Verlauf des Spulenstroms, jeweils für ein und zwei Segmente.	111
9.9	Wirkleistungsaufnahme vom Leistungspfad des Umrichters und des SRM.	111
9.10	Wirkungsgrad des SRM, bei 200 min ⁻¹	112
A.1	Drei unterschiedliche Arten, den Strommesswandler mit dem ADC zu verbinden. Zu sehen ist eine passive Filterung des Signals (oben), über eine Verstärkung mittels OP (mittig), bis hin zur direkten Kopplung (unten).	119
A.2	Unterschiedliche Treiberschaltungen zum Ansteuern des IGBTs.	120

A.3	Unterschiedliche Arten der Realisierung einer galvanischen Trennung mittels HCNR201. Die Schaltung ist grundlegend dem Datenblatt entnommen und wurde zur simulationsfähigen Schaltung erweitert. Es ist eine Realisierung als Transistorschaltung (oben) und eine Realisierung mittels Operationsverstärker (unten) zu sehen.	120
A.4	Gesamte Messkette zur Erfassung der Zwischenkreisspannung. Beginnend mit der Spannungsteilung über die lineare galvanische Trennung, der Verstärkerschaltung, der ADC-Eingangsschaltung bis hin zur Skalierung in eine 12-Bit Digitalzahl.	121
A.5	Lade- und Entladeschaltung sowie die Überbrückungen zum normalen Betreiben der Anlage.	121

Tabellenverzeichnis

1.1	Auflistung der Vor- und Nachteile bei Einsatz einer geschalteten Reluktanzmaschine.	6
3.1	Welligkeit des Drehmoments bei unterschiedlicher Anordnung und Anzahl der Segmente, als tabellarische Gegenüberstellung der vorgestellten Ergebnisse, [39].	37
4.1	Motorparameter	45
4.2	Daten des Prüfstands.	45
9.1	Gegenüberstellung der Messdaten und der Simulationsergebnisse, [39].	101
9.2	Vergleichbare Ergebnisse bei 200 min^{-1} und 10 Nm . Mit Geber und sensorlos sowie jeweils mit und ohne Versatz.	110

Literaturverzeichnis

- [1] AGEB, AG Energiebilanzen e.V. ISI - Einzelbericht Industrie_GHD 2020. Technical report, AGEB, AG Energiebilanzen e.V., September 2021. visited on 2021-12-01, <https://ag-energiebilanzen.de/8-0-Anwendungsbilanzen.html>.
- [2] Europäische Parlament und der Rat der Europäischen Union. RICHTLINIE 2009/125/EG DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 21. Oktober 2009 zur Schaffung eines Rahmens für die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung energieverbrauchsrelevanter Produkte. Technical report, Europäische Parlament und der Rat der Europäischen Union, October 2009. visited on 2021-12-01, https://www.bmwi.de/Redaktion/DE/Downloads/P-R/oeko-design-richtlinie.pdf?__blob=publicationFile&v=1.
- [3] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie, BMWI. EU-Ökodesign-Richtlinie für eine umweltgerechte Gestaltung von Produkten. Technical report, Bundesministerium für Wirtschaft und Energie, 2021. visited on 2021-12-01, <https://www.bmwi.de/Redaktion/DE/Artikel/Industrie/eu-oekodesign-richtlinie.html>.
- [4] Martin Doppelbauer. *Grundlagen der Elektromobilität*. Springer Vieweg, 1 edition, October 2020. ISBN 978-3-658-29730-5 (eBook).
- [5] SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG. MOVITRAC® LTP-B, November 2018. visited on 2021-12-01, <https://download.sew-eurodrive.com/download/pdf/25918664.pdf>.
- [6] Vorwerk Deutschland Stiftung & Co. KG – Reiner Cibulka. ThermomixTM6: Zahlen, Daten und Fakten, February 2019. visited on 2020-03-23, https://thermomix.vorwerk.de/fileadmin/data/de/pdf/Thermomix_TM6_-_Factsheet.pdf, no longer available on 2021-12-01.
- [7] ABB Asea Brown Boveri Ltd. IE4 – Antriebspaket mit Synchron-reluktanzmotor und Frequenzumrichter Gesamtkostenoptimierung für Pumpen- und Lüfterapplikationen, November 2012. visited on 2021-12-01, <https://new.abb.com/docs/default-source/automation-power-world-switzerland-docs/antriebspaket-mit-synchronreluktanzmotor-und-frequenzumrichter.pdf>.
- [8] ATB Austria Antriebstechnik Aktiengesellschaft. High Eff. Motors & Extended Product Approach by Hans Wezenberg, September 2015. visited on 2021-12-01, <https://www.aandrijvenbesturen.nl/download/ATB%20-%20Hans%20Wezenberg.pdf>.

-
- [9] Bonfiglioli Deutschland GmbH. BSR series • Synchronous Reluctance motor Economically and environmentally sustainable innovation, May 2019. visited on 2021-12-01, https://www.bonfiglioli.com/BSR-Synchronous-Reluctance-Motors_ENG_R01_0.pdf.
- [10] Dana Motion Systems Italia S.r.l. (a socio unico). 2018 SUSTAINABILITY & SOCIAL RESPONSIBILITY REPORT, 2018. visited on 2020-03-24, https://www.dana.com/globalassets/2018.2_danasustainabilityreport.pdf, no longer available on 2021-12-01.
- [11] Danfoss GmbH. Motortechnologien für mehr Effizienz in Anwendungen, November 2018. visited on 2021-12-01, http://files.danfoss.com/download/Drives/DEDDPB404A503_Motor_Technology_LR.pdf.
- [12] KOLLMORGEN Europe GmbH. Variable Reluctance Motor Control System 8 Axis, February 2006. visited on 2021-12-01, https://www.kollmorgen.com/sites/default/files/public_downloads/Variable-Reluctance_Flyer_en-US_RevA.pdf.
- [13] KSB SE & CO. KGaA. Prototyp zeigt Potenziale auf, 2017. visited on 2021-12-01, https://www.ksb.com/ksb-de/Presse_und_Aktuelles/Pressearchiv/2017-pressearchiv/prototyp-zeigt-potenziale-auf-/1764602/.
- [14] Lenze SE. L-force Runtime Software, April 2010. visited on 2021-12-01, http://download.lenze.com/TD/E94AxHE__Technology%20Application%20CiA402%20Device%20profile__v1-2__DE.pdf.
- [15] Nidec Motor Corporation Headquarters. Switched reluctance motors offer simple design with effective power, 2006. visited on 2021-12-01, <https://acim.nidec.com/motors/products-services/switched-reluctance-motors>.
- [16] Regal Beloit Europe. Switched Reluctance Motors, 2006. visited on 2021-12-01, <https://www.regalbeloit.com/brands/Genteq-Hermetic/Reluctance-Motors/Switched-Reluctance-Motors>.
- [17] Regal Beloit Europe. Synchronous Reluctance Motors, 2006. visited on 2021-12-01, <https://www.regalbeloit.com/brands/Genteq-Hermetic/Reluctance-Motors/Synchronous-Reluctance-Motors>.
- [18] SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG. MOVIDRIVE® modular/system mit Geräteprofil CiA402, June 2018. visited on 2021-12-01, <https://download.sew-eurodrive.com/download/pdf/25835122.pdf>.
- [19] Siemens Aktiengesellschaft. Kleiner Schritt, große Wirkung: eine neue Dimension von Effizienz, 2019. visited on 2021-12-01, <https://assets.new.siemens.com/sie>

mens/assets/api/uuid:5325674f-9bea-423a-afea-37c8ec3302dd/version:1581430032/pdld-b10002-03simoticsreluktanzmotor-72.pdf.

- [20] Vorwerk Deutschland Stiftung & Co. KG. Sieger auf ganzer Linie: Qualitäts-Staubsauger mit langem Atem, 2021. visited on 2021-12-01, <https://kobold.vorwerk.de/magazin/wohnen/ratgeber-qualitaetsmerkmale-bei-staubsaugern-erkennen/>.
- [21] AGEB, AG Energiebilanzen e.V. Energiebilanz der Bundesrepublik Deutschland 2019. Technical report, AGEB, AG Energiebilanzen e.V., April 2021. Bilanz 2019, visited on 2021-12-01, <https://ag-energiebilanzen.de/7-0-Bilanzen-1990-2016.htmlx>.
- [22] n.d.. Weltrekord: Elektromotor mit fast 100 prozent energieeffizienz, July 2017. visited on 2021-12-01, <https://www.industr.com/de/weltrekord-elektromotor-mit-fast-prozent-energieeffizienz-2299451>.
- [23] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe – Grundlagen*. Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2017. ISBN 978-3-662-55447-0, ISBN 978-3-662-55447-0 (eBook).
- [24] Christopher J. Bateman, Barrie C. Mecrow, Andrew C. Clothier, Paul P. Acarnley, and Nicholas D. Tuftnell. Sensorless operation of an ultra-high-speed switched reluctance machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(6):2329–2337, 2010.
- [25] B. C. Mecrow, J. W. Finch, E. A. El-Kharashi, and A. G. Jack. Switched reluctance motors with segmental rotors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 149(4):245–254, 2002.
- [26] Grace Firsta Lukman, Pham Trung Hieu, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Performance analysis of segmental type srms for hvac application. In *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–5, 2017.
- [27] Cheewoo Lee, R. Krishnan, and N. S. Lobo. Novel two-phase switched reluctance machine using common-pole e-core structure: Concept, analysis, and experimental verification. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(2):703–711, 2009.
- [28] Wen Ding, Shuai Yang, and Yanfang Hu. A novel boost converter for segmented-stator hybrid-excitation switched reluctance motor drive with high performance. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1223–1228, 2018.
- [29] Pham Trung Hieu, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. High speed 2-phase 4/3 switched reluctance motor for air-blower application: Design, analysis, and experimental verification. In *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1131–1135, 2015.

-
- [30] Pham Trung Hieu, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Design and control of a high speed segmental stator 4/3 switched reluctance motor. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 767–772, 2016.
- [31] Zhenyao Xu, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Design and operation characteristics of a novel switched reluctance motor with a segmental rotor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(3):2564–2572, 2016.
- [32] Joanna Bekiesch, Gunter Schroder, Tae-Hyoung Kim, and Jin-Woo Ahn. A simple excitation position detection method for sensorless srm drive. In *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–8, 2007.
- [33] Ernest Ofori, Tausif Husain, Yilmaz Sozer, and Iqbal Husain. A pulse-injection-based sensorless position estimation method for a switched reluctance machine over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(5):3867–3876, 2015.
- [34] M. Schroedl and P. Weinmeier. Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(2):225–231, 1994.
- [35] E. Kayikci, M.C. Harke, and R.D. Lorenz. Load invariant sensorless control of a srm drive using high frequency signal injection. In *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, volume 3, pages 1632–1637 vol.3, 2004.
- [36] M.W. Degner and R.D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in ac machines. In *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, volume 1, pages 760–767 vol.1, 1997.
- [37] Pang Li, Lei Zhang, and Yue Yu. A novel sensorless for switched reluctance motor based on sliding mode observer. In *2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, pages 1560–1564, 2017.
- [38] G. Gallegos-Lopez, P.C. Kjaer, and T.J.E. Miller. A new sensorless method for switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(4):832–840, 1998.
- [39] Christoph Roeth, Friedhelm Milde, Dennis Trebbels, Jessica Schmidt, and Martin Doppelbauer. A stator with offset segments and a double stator design for the reduction of torque ripple of a switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pages 1–1, 2021.

- [40] Christoph Roth, Dennis Trebbels, Friedhelm Milde, and Martin Doppelbauer. Sensorless control for a switched reluctance motor by analysis of the current form. In *2021 IEEE 9th Conference on Systems, Process and Control (ICSPC 2021)*, pages 29–33, 2021.
- [41] Christoph Roth, Friedhelm Milde, Dennis Trebbels, and Martin Doppelbauer. Realization of an srm with offset concept by mathematical description. In *2021 IEEE 9th Conference on Systems, Process and Control (ICSPC 2021)*, pages 58–63, 2021.
- [42] Karl-Peter Simon, Stefan Ballreich, Friedhelm Milde, and Walter Trümpler. Stator für einen reluktanzmotor, reluktanzmotor, verfahren zur steuerung eines reluktanzmotors sowie ansteuerelektronik für einen reluktanzmotor, November 2016. Deutsches Patent 10 2015 107 014.6.
- [43] Friedhelm Milde, Jessica Schmidt, Christoph Röth, Dennis Trebbels, Walter Trümpler, and Karl-Peter Simon. Reluktanzmotor mit drehstrom und system, August 2021. Deutsches Patent 10 2020 104 647.2.
- [44] R.S. Wallace and D.G. Taylor. A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(4):617–626, 1992.
- [45] A.M. Stankovic, G. Tadmor, and Z.J. Coric. Low torque ripple control of current-fed switched reluctance motors. In *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, volume 1, pages 84–91 vol.1, 1996.
- [46] L.O.A.P. Henriques, L.G.B. Rolim, W.I. Suemitsu, P.J.C. Branco, and J.A. Dente. Torque ripple minimization in a switched reluctance drive by neuro-fuzzy compensation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(5):3592–3594, 2000.
- [47] Seyed Reza Mousavi-Aghdam, Mohammad Reza Feyzi, Nicola Bianchi, and Mattia Morandin. Design and analysis of a novel high-torque stator-segmented srm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3):1458–1466, 2016.
- [48] Wen Ding, Haigang Fu, and Yanfang Hu. Characteristics assessment and comparative study of a segmented-stator permanent-magnet hybrid-excitation srm drive with high-torque capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):482–500, 2018.
- [49] Zhenyao Xu, Jinguo Liu, Myeong-Ji Kim, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Characteristics analysis and comparison of conventional and segmental rotor type 12/8 switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(3):3129–3137, 2019.
- [50] Zhenyao Xu and Jin-Woo Ahn. A novel 6/5 segmental rotor type switched reluctance motor: Concept, design and analysis. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 582–585, 2013.

- [51] Hongtao Zhang, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. A segmental rotor type 12/8 switched reluctance motor: Concept, design and analysis. In *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 847–852, 2014.
- [52] Yichen Shen, Xiaodong Sun, Long Chen, Zebin Yang, Ke Li, Jianguo Zhu, and Youguang Guo. Comparison of torque characteristics for a novel segmented and a conventional switched reluctance motors. In *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–4, 2017.
- [53] Shaofeng Jia, Ronghai Qu, Wubin Kong, Dawei Li, Jian Li, and Rui Zhang. Stator/rotor slot and winding pole pair combinations of dc-biased current vernier reluctance machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(6):5967–5977, 2018.
- [54] Wen Ding, Shuai Yang, and Yanfang Hu. Performance improvement for segmented-stator hybrid-excitation srm drives using an improved asymmetric half-bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(2):898–909, 2019.
- [55] Ramon Florentino L. Santos and Lew Andrew R. Tria. Evaluation of a modular stator, segmented rotor switched reluctance motor. In *2019 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pages 1–6, 2019.
- [56] R. Krishnan, M. Abouzeid, and X. Mang. A design procedure for axial field switched reluctance motors. In *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 241–246 vol.1, 1990.
- [57] Wei Sun, Qiang Li, Le Sun, Lianli Zhu, and Lei Li. Electromagnetic analysis on novel rotor-segmented axial-field srm based on dynamic magnetic equivalent circuit. *IEEE Transactions on Magnetics*, 55(6):1–5, 2019.
- [58] Wang Bo, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. A novel axial field srm with segmental rotor: Concept, design and analysis. In *2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, pages 1–6, 2013.
- [59] Bo Wang, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Segmental rotor axial field switched reluctance motor with single teeth winding. In *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 890–895, 2014.
- [60] Friedrich Wilhelm Garbrecht. *Auswahl von Elektromotoren - leicht gemacht: der Weg von der Anwendungsanalyse zum richtig dimensionierten Elektromotor*. VDE-Verlag GMBH, 2008.

- [61] Trung Hieu Pham, Dong-Hee Lee, and Jin-Woo Ahn. Design of novel high speed 2-phase 4/3 switched reluctance motor for air-blower application. In *2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, pages 1520–1524, 2015.
- [62] n.d.. DC-INDUSTRIE, 2021. Verbundvorhaben 01169609/1 – DC-Industrie, visited on 2021-12-01, <https://dc-industrie.zvei.org/>.
- [63] n.d.. DC-INDUSTRIE – der Wegbereiter für ein offenes industrielles Gleichstromnetz in der Fabrikautomation, September 2021. Verbundvorhaben 01169609/1 – DC-Industrie, visited on 2021-12-01, https://dc-industrie.zvei.org/fileadmin/DC-Industrie/Praesentationen/DC-INDUSTRIE2_Projektvorstellung_de_E.pdf.
- [64] Jun Cai, Zeyuan Liu, and Yu Zeng. Aligned position estimation based fault-tolerant sensorless control strategy for srm drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(8):7754–7762, 2019.
- [65] H. Gao, F.R. Salmasi, and M. Ehsani. Sensorless control of srm at standstill. In *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, volume 2, pages 850–856 vol.2, 2001.
- [66] K. Trakrancharoungsook and S. Kittiratsatcha. Position estimation technique of a switched reluctance motor at standstill. In *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, pages 264–270, 2007.
- [67] T. Bamba, A. Komatsuzaki, and I. Miki. Estimation of rotor position for switched reluctance motor at standstill. In *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, pages 259–263, 2007.
- [68] Jianrong Bu and Longya Xu. Eliminating starting hesitation for reliable sensorless control of switched reluctance motors. In *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, volume 1, pages 693–700 vol.1, 1998.
- [69] Chun Gan, Jianhua Wu, Yihua Hu, Shiyong Yang, Wenping Cao, and James L. Kirtley. Online sensorless position estimation for switched reluctance motors using one current sensor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10):7248–7263, 2016.
- [70] M. Krishnamurthy, C.S. Edrington, and B. Fahimi. Prediction of rotor position at standstill and rotating shaft conditions in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1):225–233, 2006.
- [71] Lei Shen, Jianhua Wu, and Shiyong Yang. Initial position estimation in srm using bootstrap circuit without predefined inductance parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(9):2449–2456, 2011.

- [72] Paul P. Acarnley, Roland J. Hill, and Clive W. Hooper. Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-32(3):215–222, 1985.
- [73] S.K. Panada and G.A.J. Amaratunga. Analysis of the waveform-detection technique for indirect roto-position sensing of switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 6(3):476–483, 1991.
- [74] S.K. Panda and G.A.J. Amaratunga. Switched reluctance motor drive without direct rotor position sensing. In *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 525–530 vol.1, 1990.
- [75] Jin Ye, Berker Bilgin, and Ali Emadi. Elimination of mutual flux effect on rotor position estimation of switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(3):1499–1512, 2015.
- [76] TorqueWerk GmbH. Das Beste aus zwei Elektromotor-Welten., November 2019. visited on 2021-12-01, <https://torquewerk.de/sites/default/files/download/TorqueWerk-Motoren pioniere.pdf>.

Technische Berichte, Bachelor- und Masterarbeiten

- [77] Christoph Röth. Entwicklung eines DSP basierten Umrichters für eine spezielle Reluktanzmaschine, 2016. Bachelorarbeit, Nicht öffentlich zugänglich.
- [78] Sandra Simona Schmidt. Entwicklung eines Messverfahrens und einer Messelektronik zur Ermittlung von Motorinduktivitäten, 2016. Studienarbeit, Nicht öffentlich zugänglich.
- [79] Sandra Simona Schmidt. Entwicklung und Optimierung einer Elektronik zur 3-phasigen Motorstrommessung. Master's thesis, Hochschule Mannheim, Paul-Wittsack-Strasse 10, 68163 Mannheim, Germany, November 2017. Nicht öffentlich zugänglich.
- [80] Christoph Röth. Entwicklung und Optimierung der Software für einen DSP-basierten Stromrichter. Master's thesis, Hochschule Mannheim, Paul-Wittsack-Strasse 10, 68163 Mannheim, Germany, 2017. Nicht öffentlich zugänglich.
- [81] Sandra Simona Schmidt. Integration eines Strommessmoduls in einen Umrichter zur Ermittlung von Motorinduktivitäten, 2017. Bachelorarbeit, Nicht öffentlich zugänglich.
- [82] Jessica Schmidt. Entwicklung und Optimierung eines geschalteten Reluktanzmotors mit großem Durchmesser als Ringmotor, 2017. Bachelorarbeit, Nicht öffentlich zugänglich.

- [83] Jessica Schmidt. Optimierung der geometrischen und elektrischen Parameter eines geschalteten Reluktanzmotors mit großem Außendurchmesser. Master's thesis, Hochschule Mannheim, Paul-Wittsack-Strasse 10, 68163 Mannheim, Germany, 2017. Nicht öffentlich zugänglich.
- [84] Dennis Stumpf. Entwicklung, Aufbau und Test einer neuen Signalverarbeitungselektronik für einen speziellen Umrichter. Master's thesis, Hochschule Mannheim, Paul-Wittsack-Strasse 10, 68163 Mannheim, Germany, April 2019. Nicht öffentlich zugänglich.
- [85] Jessica Schmidt and Friedhelm Milde. Geschalteter Reluktanzmotor mit großem Außendurchmesser als Ringmotor - Bericht Projektarbeit. Hochschule Mannheim interner Bericht, August 2016. Nicht öffentlich zugänglich.
- [86] Jessica Schmidt and Friedhelm Milde. Geschalteter Reluktanzmotor mit großem Außendurchmesser als Ringmotor - Ergänzungsbericht Projektarbeit. Hochschule Mannheim interner Bericht, September 2016. Nicht öffentlich zugänglich.