



Dipl.-Ing. Andreas R. Weber

# **Betrieb von Multisegmentierten Langstator- Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motoren ohne Positionsgeber**

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der technischen Wissenschaften

eingereicht an der

**Technischen Universität Graz**

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Priv.-Doz. Gerald Steiner

Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung  
Institutsvorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Georg Brasseur

Begutachter: Prof. Piergiorgio Alotto

Graz, Dezember 2016



# EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

## AFFIDAVIT

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Dissertation identisch.

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly indicated all material which has been quoted either literally or by content from the sources used. The text document uploaded to TUGRAZonline is identical to the present doctoral dissertation.

---

Datum / Date

---

Unterschrift / Signature

## Abstract

In recent years long stator linear synchronous motors (LLSM) started to replace the typical rotative-to-linear converter like belts, chains, screw systems, pulleys, disks and so on. With long stator linear synchronous motors a lot of drawbacks in the machine concepts and design can be prevented. For long tracks, reducing reactive power and individual control of the numerous moveable units, the track is segmented in several fed stator units. Because of the construction of long stator synchronous motors an operation with physical position or speed encoder is not desirable. For that reason position or speed observers should be used instead. In this work a method to control multiple segmented long stator synchronous motors without position or speed encoder is proposed. Based on proven methods in drive technologies, the fundamental voltage equations are described and a current controller is proposed which considers the characteristic of the flux during a transfer from the moveable unit through a segment. Subsequently, a magnetic equivalent circuit (MEC) method is developed to describe the used test motor and to generate the required flux characteristic curve. A flux observer for position detection of each active stator unit is described. The special behavior during entrance and exit of one moveable unit in an active stator segment is described and the control concept via a token passing relationship is proposed. Finally a method for self-commissioning of speed and position controller for drives without a position shaft encoder based on a frequency response measurement of the overall system (mechanics + observer) is described. Experimental results are presented to demonstrate the performance and feasibility of the proposed method.

## Kurzzusammenfassung

In den letzten Jahren ist ein Trend festzustellen, klassische Ansätze von Rotativ- zu Linearumsetzern wie Riemen, Schneckensystemen, Ketten, Scheiben und dergleichen durch Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motoren (LLSM) zu ersetzen. Die Vorteile, die sich aus der Verwendung von Linearmotoren in den Bereichen des Transportes von Menschen, Gütern (Materialfluss) und industrieller Fertigungsprozesse erzielen lassen, sind vielfältig. Linearumsetzer unterbinden meist eine individuelle Ansteuerung des beweglichen Teiles und somit des zu transportierbaren Produktes oder Werkstückes. Darüber hinaus gibt es Einschränkungen des Arbeitsbereiches hinsichtlich Beschleunigungen und Geschwindigkeiten. Durch den strukturellen Aufbau von LLSM ist die Verwendung von Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitssensoren erschwert. Dadurch ist eine Bestimmung von Position und Geschwindigkeit zur Regelung der beweglichen Einheiten mittels indirekter Messung unter Zuhilfenahme aller verfügbaren Messsignale und der Ausnutzung der Kenntnisse der zugrundeliegenden Modelle, kurz mittels Sensor- und Datenfusion, vorzuziehen. Die vorliegende Arbeit beschreibt eine Methodik, mit der es möglich ist, LLSM ohne Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgeber zu betreiben. Ausgehend von bewährten Methoden in der Antriebstechnik werden die Spannungsgleichungen in den für die folgenden Betrachtungen notwendigen Koordinatensystemen (statorfest, fel-

dorientiert) hergeleitet und darauf basierend ein Stromregler entworfen. Dabei wird auf die Besonderheit von LLSM mit ein- beziehungsweise ausfahrenden beweglichen Einheiten aus den einzelnen Segmenten und dem damit verbundenen Verlauf des verketteten Flusses eingegangen. Folgend wird mittels eines magnetischen Reluktanznetzwerkes der Versuchsmotor beschrieben und die notwendige Flusskurve für den gesamten Bereich von Ein- bis Ausfahren der beweglichen Einheit aus einem Segment modelliert. Danach wird der benützte Flussbeobachter zur Positionsbestimmung erläutert und dabei auf das spezielle Verhalten beim Segmentwechsel eingegangen. Abschliessend wird auf die mechanische Reglerkaskade eingegangen und eine automatisierte Methode zur Bestimmung der Reglerparameter für Positions- und Geschwindigkeitsregelkreis vorgestellt. Die Machbarkeit und Qualität der vorgestellten Methode wird anhand unterschiedlicher Testszenarien dargelegt.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>9</b>
1.1	Topologie Linearmotor . . . . .	14
1.2	Stand der Technik . . . . .	15
1.2.1	Einsatz von LLSM im Personentransport . . . . .	17
1.2.2	Einsatz von LLSM in industriellen Fertigungsprozessen und im Materialfluss . . . . .	20
1.3	Gliederung und Mehrwert der Arbeit . . . . .	27
1.4	Anmerkungen . . . . .	29
<b>2</b>	<b>Maschinenmodell und Stromregelung im feldorientierten Kontext</b>	<b>31</b>
2.1	Raumzeigerdarstellung . . . . .	31
2.1.1	Koordinatensysteme (KDS) . . . . .	32
2.2	Maschinenmodell . . . . .	35
2.2.1	Ständerspannungsgleichung . . . . .	35
2.2.2	Vorschubkraftgleichung . . . . .	38
2.2.3	Zustandsraumdarstellung . . . . .	40
2.3	Stromregler . . . . .	41
<b>3</b>	<b>Modellierung des Motors mittels Reluktanzmodells</b>	<b>45</b>
3.1	Magnetische Netzwerke . . . . .	46
3.1.1	Aufbau des Netzwerkes . . . . .	47
3.1.2	Verwendeter Versuchsaufbau . . . . .	49
3.1.3	Bestimmung der Permeanzen . . . . .	52
3.1.4	Bestimmung der Durchflutungsquellen . . . . .	57
3.1.5	Berechnung des Netzwerkes . . . . .	58
3.2	Simulationsergebnisse und Abgleich mit Messergebnissen . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Methoden zum Betrieb ohne Positions- und Geschwindigkeitsgeber (ELC)</b>	<b>75</b>
4.1	Einteilung der Methoden zur Bestimmung der Rotorposition eines PMSM . . . . .	77
4.1.1	Methoden auf Basis der induzierten Spannung (Grundwellen- modell) . . . . .	78
4.1.2	Methoden auf Basis der anisotropen Eigenschaften . . . . .	84
4.2	Positionsbeobachteransätze für LLSM . . . . .	89
4.3	Bestimmung der Rotorposition eines LLSM auf Basis eines Fluss- beobachter-Ansatzes . . . . .	90
4.3.1	Flussbeobachter . . . . .	90
4.3.2	Realisierung des Flussbeobachters zur Positionsbestimmung . . . . .	92
4.3.3	Ergebnisse der Positionsbeobachtung . . . . .	99

4.3.4	Variation der Rückführungsverstärkungsfaktor . . . . .	102
4.3.5	Variation der Flussollwertkennlinie . . . . .	103
4.3.6	Variation der Motorparameter . . . . .	104
4.4	Betrachtung im Segmentverbund . . . . .	108
4.4.1	Segmentübergang . . . . .	108
4.4.2	Ergebnisse im Bereich des Segmentüberganges . . . . .	111
<b>5</b>	<b>Positions- und Geschwindigkeitsregelung</b>	<b>115</b>
5.1	Topologischer Aufbau . . . . .	115
5.1.1	Zentrale Regelung . . . . .	117
5.1.2	Dezentrale Regelung . . . . .	118
5.2	Autotuning der Reglerkaskade . . . . .	120
5.2.1	Behelfsmässige Vorabreglerparametrierung . . . . .	121
5.2.2	Streckenidentifikation . . . . .	121
5.2.3	Tuning des Geschwindigkeitsregelkreises . . . . .	123
5.2.4	Tuning des Positionsregelkreises . . . . .	125
5.2.5	Ergebnisse . . . . .	127
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>131</b>
<b>7</b>	<b>Appendix</b>	<b>137</b>
7.1	Nenndaten und Größen der verwendeten Geräte . . . . .	137
7.1.1	Motor: Fischer TQMI500-446-20 . . . . .	137
7.1.2	Doppelachswechselrichtermodule . . . . .	140
7.1.3	Parameter der modellierten Inverterkennlinie . . . . .	140
7.1.4	Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Rotativer Motor . . .	141
7.1.5	Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Wechselrichtermodul	141
7.1.6	Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Messfilter . . . . .	141
7.1.7	Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Parameter des Inverterkennlinienmodells . . . . .	142
7.2	Abkürzungen . . . . .	143
7.3	Variablenübersicht . . . . .	143



# 1 Einführung

In der elektrischen Antriebstechnik werden je nach Anwendung unterschiedlichste Arten von Motoren verwendet. Die Einteilung kann über Wirkprinzip (Asynchron, Synchron, Reluktanz) aber auch über die Art der Anspeisungsquelle (Gleich- oder Wechselsignale) erfolgen. Ein weiterer Aspekt liegt in der Art der Bewegungsrichtung. Hierbei wird zwischen den bekannteren rotativen Motoren die ein Moment über eine Welle generieren und auf der anderen Seite Linearmotoren, die eine Vorschubkraft erzeugen und so den beweglichen Teil auf geraden oder gebogenen Bahnstücken vorwärtstreiben, unterschieden. Im industriellen Umfeld werden heutzutage lineare Bewegungen vorwiegend durch rotative Motoren mit rotativen zu linearen Umsetzeinheiten wie Riemen, Schneckensysteme, Ketten, Scheiben und dergleichen abgebildet. Diese sind meist Antriebe, die keine hohen Anforderungen an Positioniergenauigkeit, Geschwindigkeitstreue und Dynamik aufweisen. In den letzten Jahren ist jedoch eine Trend festzustellen, die klassischen Ansätze über rotative Motoren mit Umsetzeinheit durch Direktantriebe auf Basis von Linearmotoren zu ersetzen und hier vor allem mit permanentenerregten Langstator-Linear-Synchron-Motoren (LLSM).

Einen wichtigen Aspekt nimmt hierbei die Positionsbestimmung der beweglichen Einheit ein. Durch den prinzipiellen Aufbau von LLSM ist der Verzicht auf klassische Geber zur Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbestimmung naheliegend. Im rotativen Bereich ist der sogenannte geberlose Betrieb von Permanentmagnet-Synchron-Motoren (PMSM) aber auch von Asynchronmotoren (ASM) intensivst untersucht und durch eine Vielzahl von Publikationen dargestellt. Einige Publikationen, die sich mit der Übersicht, Einteilung und Bewertung der gängigsten Methoden beschäftigen, können unter anderem in [1–7] entnommen werden. Im Bereich der Linearmotoren und hier vor allem bei den Kurzstatorversionen ist die Publikationsdichte bereits wesentlich geringer, als Vertreter seien hier [8–11] erwähnt. Für den Betrieb von Langstatorversionen ohne Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgeber ist diese Liste noch einmal reduziert. Arbeiten dazu sind unter anderem in [12–14] veröffentlicht. Veröffentlichungen, die sich darüber hinaus mit der Thematik des Aufbaus mittels multipler Segmente und der damit einhergehenden Problematik des variablen Flussverlaufes durch das Ein- und Auslaufen der beweglichen Einheit beziehungsweise beim Übergang zwischen den Segmenten beschäftigen, sind noch rarer, [15, 16]. Jedoch ist der Bedarf, vor allem im industriellen Umfeld, nach effizienten Möglichkeiten zur Bewältigung von individuellen Transport und oder in Kombination mit Fertigungsprozessen mit den bestehenden Ansätzen nur teilweise abdeckbar und so ist das Bedürfnis nach Optimierung der bestehenden Methoden, aber auch nach alternativen Konzepten gegeben.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine neue Methode zur individuellen Regelung von mehreren beweglichen Elementen auf Tracks, die aus multiplen LLSM-Segmenten aufgebaut sind, ohne Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgeber zu untersuchen und in weiterer Folge, die Anwendbarkeit durch Realisierung zu demonstrieren. Basis bildet hierbei ein erweiterter neuartiger Flussbeobachter zur Positionsbestimmung, der unter anderem auf einen neuen Ansatz zur indirekten Messung der Phasenspannungen (Spannungsbeobachter) zurückgreift. Für den Übergang der beweglichen Einheit zwischen den Segmenten wird ein zum Stand der Technik alternatives Konzept entwickelt. Weiters soll besonders auf die Problematik des sich ergebenden Flussverlaufes für Stromregelung, Positionsbeobachter aber auch der Regelung der mechanischen Größen wie Position und Geschwindigkeit der beweglichen Einheit, innerhalb und speziell im Übergang eingegangen werden.

Durch die dargestellte Methode ergeben sich zusätzliche Vorteile für die Umsetzung.

- Durch die Einfachheit, Robustheit und Implementierfähigkeit der verwendeten Algorithmen können Standard-Mikroprozessoren mit geringerer Rechenleistung herangezogen werden.
- Die Vermeidung von zusätzlichen Sensoren oder zusätzlichem Equipment wie Kommunikationsnetzwerken zum schnellen Datenaustausch zwischen den Segmenten, erhöhen abermals die Robustheit und Zuverlässigkeit.

In Abbildung 1.1 ist ein Aufbau bestehend aus zwei Tracks mit unterschiedlichen LLSM-Segmenten dargestellt. Die Bahn wird hierbei aus Linearsegmenten und Kurvensegmenten aufgebaut. Zusätzlich wird der Übergang zwischen den Tracks durch eine Weiche realisiert. Auf den Segmenten sind, die für die Vorwärtskraft notwendigen Statorspulen angebracht. Die beweglichen Einheiten verfügen an beiden Seiten über Permanentmagnete um auf den unterschiedlichen Trackbereichen (Weiche, Einzelkamm) aktuiert werden zu können.

Die Vorteile, die sich aus der Verwendung von Linearmotoren in den Bereichen des Transportes von Menschen, Gütern (Materialfluss) und industrieller Fertigungsprozesse erzielen lassen, sind vielfältig. Linearumsetzer wie Riemen, Ketten oder dergleichen verhindern eine individuelle Ansteuerung des beweglichen Teiles und somit des zu transportierenden Produktes oder Werkstückes. Darüber hinaus gibt es Einschränkungen des Arbeitsbereiches hinsichtlich Beschleunigungen und Geschwindigkeiten. Viele Linearumsetzer sind für bestimmte Drehzahlbereiche optimiert. Das heißt sie funktionieren entweder bei kleinen Geschwindigkeiten oder im höheren Geschwindigkeitsbereich gut und mit Abstrichen in den anderen Bereichen. Ähnlich verhält es sich mit der Beschleunigung. Weiters ist nicht immer gewährleistet, dass eine bidirektionale Bewegung überhaupt möglich ist.

Durch Verwendung von LLSM ist es möglich, die beweglichen Einheiten individuell zu regeln. Dadurch können einzelne Einheiten, zum Beispiel bei Beschädigung eines Produktes, einfach aus dem Produktstrom ausgeschleust werden. Der entstehende

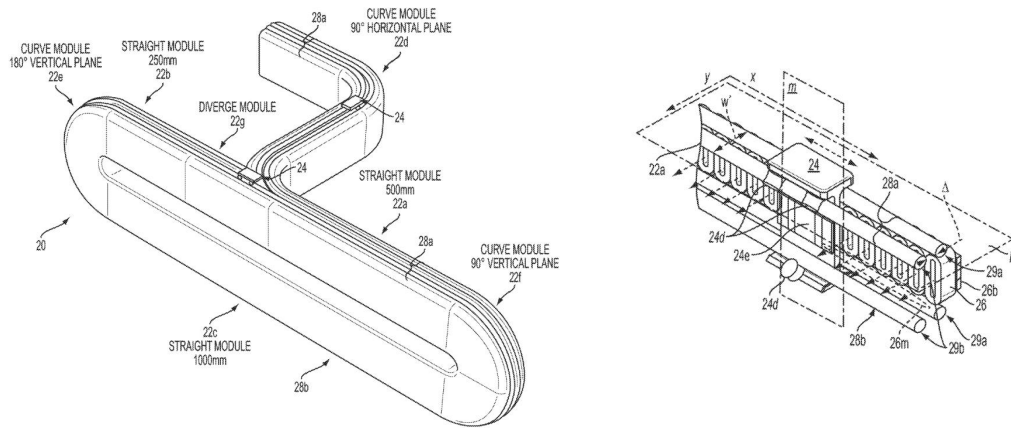


Abbildung 1.1: Aufbau mehrerer zusammenhängender Tracks aus unterschiedlichen LLSM Segmenten mit Weichenfunktionalität und Darstellung des inneren Motoraufbaus einer Patentschrift der Firma MagneMotion Inc. in Devens US, [17]. 22abc-Linearsegment, 22def-Kurvensegmente, 22g-Weiche, 24-Bewegliche Einheit, 24d-Laufrollen, 24e-Magnetplatte, 26-Statorspulen, 29ab-Führungen

Raum kann sofort durch nachfolgende Einheiten aufgefüllt werden. Zusätzlich ist es möglich, einfach Vereinzelnungen der Produkte und Anpassung an verschiedenste Übernahmestationen abzubilden. Darüber hinaus ergeben sich nicht nur zusätzliche Vorteile im Transportstrom, sondern auch in der Analyse, beziehungsweise Monitoring der einzelnen Einheiten. So können die aufgezeichneten Ströme einer Einheit hinsichtlich Verlauf (durch z. B. Frequenzanalyse) Aufschluss auf eventuelle Störungen oder sich anbahnende Ausfälle aufzeigen. Zusätzlich können die unterschiedlichsten Daten für jede bewegliche Einheit zur Optimierung des gesamten Produktstromes ausgewertet und die Qualität, Energieausnutzung und letztendlich den Durchsatz einer Maschine verbessern werden. Kurz zusammengefasst:

- verbesserte Ausnutzung des Drehzahlbereiches
- verbesserte Ausnutzung des Dynamikverhaltens
- individuelle Regelung/Steuerung der beweglichen Einheiten
- erhöhte Energieausnutzung (weniger Verluste)
- geringere Wartungskosten durch Reduzierung mechanischer Verschleißteile
- leichter Austausch der beweglichen Einheiten
- Monitoring, Fehlerdetektion
- Optimierung des Produktstromes
- erhöhter Durchsatz
- einfache, nur elektronische Anpassung an Zyklusänderungen (z. B. Übergabestation wird verändert)

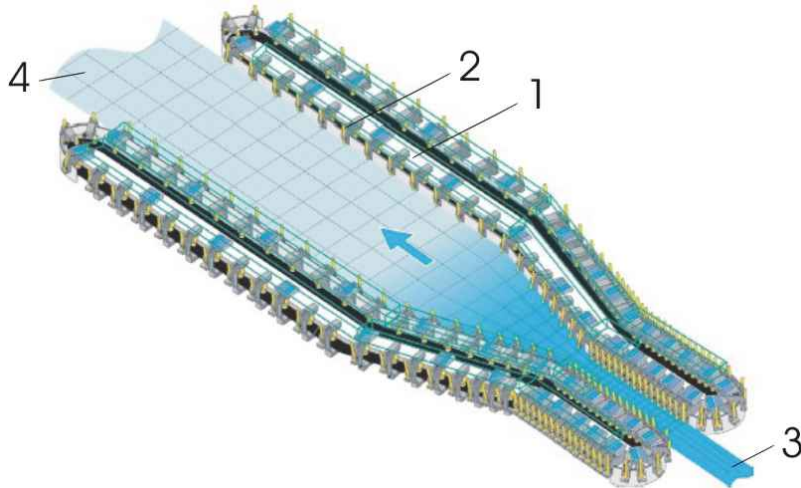


Abbildung 1.2: Anwendung von LLSM zum simultanen Folienrecken der Firma Brückner Maschinenbau GmbH, Siegsdorf, DE, [18]. 1-Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motor, 2-Kluppen, 3-Primärfolie ca. 1000  $\mu\text{m}$ , 4-Simultangereckte Folie ca. 20  $\mu\text{m}$

Als Nachteil muss erwähnt werden, dass bei Verwendung von LLSM und der Ausnutzung der aufgezeigten Vorteile, sich die Anzahl der benötigten Leistungselektronikbaugruppen (Schaltelemente wie IGBTs, Leistungskondensatoren, Freilaufdioden usw.) überproportional erhöht. Vereinfacht ausgedrückt, verlagern sich eingesparte mechanische Einheiten in den elektrischen Bereich. Je nach Anwendung können sich bis zu mehrere tausend bewegliche Einheiten auf den unterschiedlichsten Bahnstücken (Motorstatoren) verteilen. Wenn man von geringen Abständen der beweglichen Einheiten zueinander ausgeht und diese weiterhin individuell geregelt werden sollen, dann wird auch die Anzahl der Statorpakete mit angeschlossener Leistungselektronik in einer ähnlichen Dimension sein. Als Beispiel soll hier eine Simultanreckanlage der Firma Brückner Maschinenbau GmbH erwähnt werden, die je nach Ausbau bis zu 1000 Antriebe benötigt. Abbildung 1.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer solchen Anlage. Nicht nur die Kosten durch den erhöhten Einsatz von Leistungselektronik, auch die zu bewältigende Signal- und Datenverarbeitung beziehungsweise Anforderungen an die Netzwerkkommunikation werden steigen. Dies bedeutet aber auch erhöhte Anforderungen an Einfachheit, Robustheit und Implementierfähigkeit der verwendeten Algorithmen, um den erhöhten Signal- und Datentransfer zu bewerkstelligen.

Um die erwähnten Vorteile von LLSM-Systemen auch in ihrer Tiefe zu nutzen, ist es notwendig, auf bewährte Verfahren in der Antriebstechnik zurückzugreifen. Ein rein gesteuerter Betrieb (z. B. drehender Stromzeiger) ist in der Regel möglich, sollte aber aufgrund seiner Einschränkungen nur für Notfallsituationen oder für Streckenabschnitte mit beschränkten Anforderungen eingesetzt werden. Besser wäre es, eine feldorientierte Regelung zu verwenden. Die feldorientierte Regelung setzt die Kenntnis der Position des Flusszeigers voraus. Diese wird im rotativen Bereich aber auch im linearen Bereich vorwiegend durch Geber realisiert. Bei LLSM kommt es zu kei-

---

ner kabelgeführten Energieübertragung auf die bewegliche Einheit (keine Schleppketten). Setzt man dies auch bei den Gebern um, so muss der Lesekopf fix mit dem Stator und die Maßverkörperung auf der beweglichen Einheit aufgebracht sein. Um nun über den gesamten Bereich einer Stators mit Geber zu regeln, muss gewährleistet sein, dass vom Einfahren bis zum Ausfahren ein gültiges Positionssignal vorhanden ist. Dies kann entweder durch Verlängerung der Maßverkörperung weit über die Abmessungen der beweglichen Einheit hinaus oder durch Anbringung mehrerer Leseköpfe an einer Zone erfolgen. Eine Verbreiterung der Maßverkörperung ist meist technisch (Verfahrbereich) nicht realisierbar und auch aus Robustheitsgründen (Verschmutzungen) nicht anzustreben. Die Erhöhung der Lesekopfanzahl erhöht auch die Kosten und ist auch aus regelungstechnischer Sicht (Positionsumschaltungen) eher zu vermeiden. Ein zusätzliches Problem ergibt sich aufgrund des einzuhaltenen Abstandes zwischen Maßverkörperung und Lesekopf der je nach Hersteller und Messsystem (absolut, inkremental, induktiv, optisch, ..) stark variiert. Dies erhöht nicht nur die Anforderungen an die Führungen der beweglichen Einheiten, sondern auch an diverse Abschirmmaßnahmen zum Schutze des Messsystemes hinsichtlich mechanischer Einflüsse aber auch gegen Verschmutzungen, die zum Ausfall des Messsystemes führen können.

Aus diesen Gründen ist eine Bestimmung der Flussposition mittels indirekter Messung unter Zuhilfenahme aller verfügbaren Messsignale (Phasenstrommessung, Zwischenkreismessung) und der Ausnutzung der Kenntnisse der zugrundeliegenden Modelle, kurz mittels Sensor- und Datenfusion [19], vorzuziehen. Zusätzlich kann aus der Flussposition die aktuelle Position der beweglichen Einheit in einer elektrischen Umdrehung und die aktuelle Geschwindigkeit bestimmt werden. Bei rotativen Permanentmagnet-Synchron-Motoren (PMSM) werden in der Literatur unterschiedlichste Ansätze zur Bestimmung der Flussposition beschrieben. In Kapitel 4.1 wird ein Überblick über gängige Methoden gegeben. Die meisten dieser Ansätze zur Abschätzung der Flussposition können grundsätzlich auch für LLSM verwendet werden. Durch die Verwendung einer positionsgeberlosen Regelung, in der Literatur oft als „sensorless control (SLC)“ oder richtigerweise „encoderless control (ELC)“ bezeichnet, ergeben sich, zu den bereits erwähnten, noch zusätzliche Vorteile:

- geringere Produktionskosten (Geber, Kabel und Auswerteeinheit werden eingespart)
- höhere Zuverlässigkeit
- geringere Wartungskosten
- weniger Platzbedarf
- geringeres Gewicht

Der Kern der vorliegenden Arbeit beschäftigt sich mit der Regelung von beweglichen Einheiten auf einer geschlossenen oder offenen Bahn von LLSM ohne Positionsberrückführung. Dabei soll sowohl auf ein übergeordnetes Regelkonzept der beweglichen Einheiten, eine Modellbeschreibung des Motors, Beschreibung des verwendeten

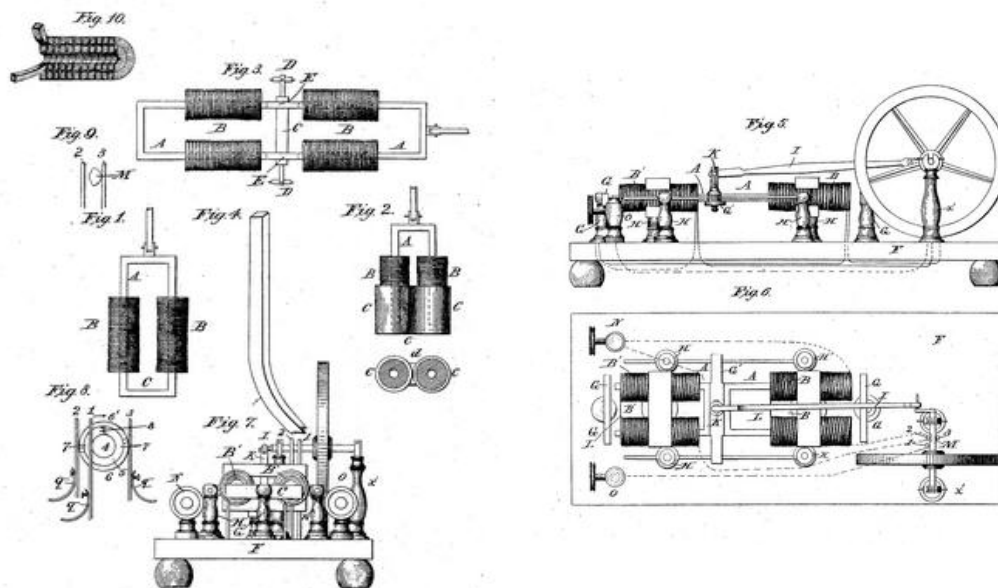


Abbildung 1.3: Zeichnungen eines Linearantriebes für den Vortrieb eines Schienenfahrzeuges aus der Patentschrift US10480 von Charles Grafton Page, [20]

Positionsbeobachter bis hin bis zur Bestimmung der überlagerten Regelkreise wie Position und Drehzahl eingegangen werden.

Noch eine kurze Anmerkung zur Geschichte von Linearmotoren: Die Entwicklung des elektromagnetischen Linearmotors begann schon in der Mitte des 19. Jahrhunderts. Der US-amerikanische Patentangestellte Charles Grafton Page brachte ein Patent mit dem Titel „*Improvement in electro-magnetic engines*“ [20] am US-Patentamt ein. Die Anwendung betraf damals den Antrieb eines Schienenfahrzeuges. In Abbildung 1.3 ist eine Detailzeichnung der damaligen Patenteinreichung abgebildet. Und wenn man die heutige Entwicklung von LLSM ansieht, so wurde der Trend der Weiterentwicklung und Ideenfindung unter anderem wieder durch ein Schienenfahrzeug, in diesem Fall dem Transrapid der Firma Siemens AG und der Firma ThyssenKrupp Transrapid GmbH ausgelöst.

## 1.1 Topologie Linearmotor

Linearmotoren können sowohl mit asynchronem als auch mit synchronem Wirkprinzip aufgebaut sein. Durch die Entwicklung der Magnettechnik, vor allem durch die Verwendung von Legierungen wie Neodym-Eisen-Bor ( $Nd_2Fe_{14}B$ ) sind synchrone Linearmotoren mit Permanentmagneten vom großem Interesse. Dadurch sind hohe dynamische Anforderungen durch hohe Energiedichten bei kleinen Magnetgrößen erst möglich. Durch ihre hohe Dynamik werden diese Antriebe bei sehr präzisen, hoch dynamischen Positionierprofilen in den unterschiedlichsten Bereichen der industriell-

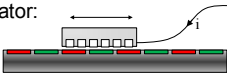
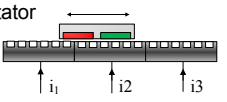
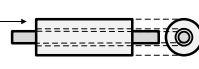

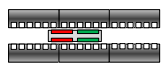
Wirkungsweise	Fahrweg	Aufbau
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Synchron</li> <li>- Asynchron</li> <li>- Reluktanz</li> <li>- Bürsten kommutiert</li> </ul>	<p>Kurzstator:</p>  <p>Langstator:</p> 	<p>Solenoid:</p>  <p>Einzelkamm:</p>  <p>Doppelkamm:</p> 

Abbildung 1.4: Einteilung der Linearmotoren nach Wirkprinzip, Fahrweg und Bauform

len Anwendung eingesetzt. In [21] wird eine einfache Einteilung von Linearmotoren nach Wirkprinzip, Fahrweg und Bauform vorgenommen. Abbildung 1.4 stellt diesen Zusammenhang dar. Darüber hinaus wird noch zwischen eisenbehafteten und eisenlosen Motoren unterschieden.

Ein großer Vorteil von Langstator- gegenüber Kurzstator-Linearmotoren ist die Passivität der beweglichen Einheit hinsichtlich der elektrischen Energieübertragung. Bei Kurzstatoren ist am beweglichen Teil die Spule angebracht. Diese muss von der Leistungselektronik versorgt werden. Dies erfolgt in der Regel über Schleppketten. Dadurch kommt es zu einer wesentlichen Einschränkung des Verfahrbereiches. Zusätzlich ergeben sich Nachteile wie Kosten und erhöhter Wartungsaufwand durch erhöhten Verschleiß. Bei Langstator-Linearmotoren ist in der Regel nur der Permanentmagnet auf der beweglichen Einheit platziert und die über die Leistungselektronik angebrachten Spulen sind im Stator angebracht. Dadurch wird eine elektrische Energieübertragung auf die bewegliche Einheit vermieden. Es soll noch erwähnt werden, dass eine zusätzliche elektrische Energieübertragung für zusätzliche Tätigkeiten auf den beweglichen Teilen nicht unüblich ist. Diese trägt jedoch zur mechanischen Translation der beweglichen Einheit auf der durch die LLSM gebildete Bahn nicht bei.

## 1.2 Stand der Technik

Das Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Markus Henke hat sich mit Transportkonzepten, aber vor allem mit dem Aufbau, der Konstruktion und Realisierung von LLSM-Konzepten beschäftigt [22–24]. In Abbildung 1.5 ist eine Segmentierung des LLSM mittels vieler Einzelzähne abgebildet. Der Aufbau beinhaltet ein Gelenk, bestehend aus einer Kugel und kugelförmigen Kalotte, aber auch Begrenzungen, die ein Verdrehen oder Kippen der Elemente verhindern sollen. Dadurch ist eine hohe Flexibilität hinsichtlich der gewählten Bahnverläufe hin zu 3-

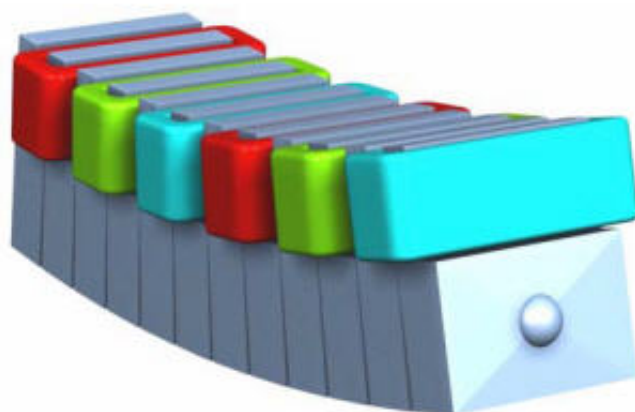


Abbildung 1.5: Zusammenschluss mehrerer Einzelzähne zu einem Bahnabschnitt. Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig, [24] S. 4

dimensionalen Profilen gegeben. Durch die hohe Anzahl und der damit notwendigen Integration der Einzelzähne wurden Soft Magnetic Composites (SMC) Pulvermaterialien zur Herstellung verwendet. Die erhöhten Kosten für das notwendige Presseequipment im Vergleich zu laminierten Aufbau können durch sehr hohen Stückzahlen kompensiert werden.

Vor gut 10 Jahren hat das Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der Technische Universität Darmstadt unter der damaligen Leitung von Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler (em.) sich mit der Thematik von LLSM und dessen Einsatz im industriellen Umsatz begonnen zu beschäftigen.

In [25] wird auf den prinzipiellen Aufbau und Einsatz von LLSM-Systemen im Vergleich zu Kurzstator Linear Motoren eingegangen. Weiterführend wurde in [26] die Thematik des Aufbaus und der damit einhergehenden Problematik beim Segmentübergang erörtert und eine Regelstrategie auf Basis eines gemeinsamen zentralen Reglers dargestellt. Weitere Arbeiten in diese Richtung sind unter anderem in [27, 28] nachzuschlagen. [29] beschäftigt sich mit den Einsatz von Gebern zur Positionsbestimmung der beweglichen Einheiten. Dabei wird ein optisches mit einem kapazitiven Messsystem verglichen. Die Thematik der ungewünschten Oberwellenkräfte (Rastung) und einer Kompensationsmethode wird in [30] dargestellt.

In den Arbeiten [31–33] wurde die Modellbildung in den Mittelpunkt gestellt. Hierbei wurde verstärkt auf die Beschreibung mittels magnetischer Netzwerke (MEC) gesetzt, auch zum Teil schon mit dem Fokus auf geberlosen Betrieb von LLSM Systemen. Arbeiten mit Schwerpunkt geberloser Positionserfassung und Regelung basierend auf EMK-Spannungsbeobachtern sind unter anderem in [13, 16] publiziert. Eine alternative Methode mittels Einbringung hochfrequenter Spannungssignale zur Positionsbestimmung ist in [15] vorgestellt. In [16] wird zusätzlich auf die Regelung während des Segmentüberganges eingegangen. Dies wird von einer zentralen Regeleinheit durchgeführt. Beide betroffenen Segmente werden von



einem gemeinsamen Geschwindigkeitsregler geregelt. Der Ausgang des Reglers, in diesem Fall der Statorsollquerstrom wird mittels zweier Stromregler und nachfolgender Transformationen in Schaltzeiten der Leistungsschalter umgewandelt und mittels eines Netzwerkes an die einzelnen Invertereinheiten, die mit den Statorsegmenten verbunden sind, übermittelt. Die Information des notwendigen Kommutierungswinkels wird mittels zweier EMK-Spannungsbeobachter zusammengefasst und bestimmt. Der größte Nachteil liegt wohl in der zentralen Regelstrategie, die gemessenen Stromsignale müssen über das Netzwerk der zentralen Regeleinheit zur Verfügung gestellt werden und die Stellgrößen müssen wiederum über das Netzwerk übertragen werden. Geht man von üblichen Stromreglerzyklen von 25 bis 200  $\mu\text{s}$  aus, so werden die Anforderung an das angeschlossene Netzwerk enorm, speziell wenn zusätzlich der Aufbau aus vielen Segmenten mit vielen beweglichen Einheiten besteht. Ein schneller Stromregler wird aus Gründen einer hohen Bandbreite bezüglich der Sollsignale beziehungsweise der Störsignale aber auch der meist geringen Induktivitäten der Motorspulen angestrebt.

Weitere Arbeiten zu geberlosen Betrieb in Verbindung zu LLSM sind unter anderem in [34] veröffentlicht. Hierbei werden mittels „Extended Kalman Filter“ (EKF) Position und Geschwindigkeit beobachtet. Die Anwendung bezieht sich in diesem Fall auf ein MAGLEV-System. Abermals um ein MAGLEV-Modell handelt es in [35], wobei als Verfahren „direct torque control“ (DTC) eingesetzt wird. [12] verwendet EMK-Spannung zur Bestimmung der Position, jedoch erfolgt dies im feldbezogenen Koordinatensystem  $dq$ . Auch in [14] dient die EMK-Spannung in Kombination mit einem Luenberger-Beobachter zur Positionsermittlung. Darüber hinaus wird in der gleichen Arbeit eine alternative Positionsbestimmung mittels Hall Sensoren erörtert.

## 1.2.1 Einsatz von LLSM im Personentransport

### 1.2.1.1 Schienenfahrzeuge

Der in der breiten Öffentlichkeit wohl bekannteste Einsatz von LLSM ist die Verwendung im Bereich von Schienenfahrzeuge. Die Entwicklung der modernen Bahntechnik startete vor über 200 Jahren mit Anwendungen im Bergbau (Loren auf anfangs Holzschienen). Durch die Weiterentwicklung der durch Thomas Newcomen erfundene Dampfmaschine des Schotten James Watt und dem englischen Ingenieur und Maschinenbauer Richard Trevithick wurde der Einsatz der Dampfmaschine zum wesentlichen Schlüssel der folgenden Dominanz von Schienenfahrzeugen in Industrie und Personentransport. Parallele Versuche, den Antrieb der Lokomotive auf elektrische Energie umzustellen begannen ungefähr zur gleichen Zeit. Diese wurden Anfangs noch mit Gleichstrom versorgt. Erst durch die Verwendung von einphasigen Wechselstromsystemen in Verbindung mit Transformatortechnik ermöglichte verbesserte Wirkungsgrade und somit auch Einsätze über weitere Strecken. Die Entwicklung der Leistungselektronik setzte einen weiteren Schritt in die Elektrifizierung der Schienenfahrzeuge. Dadurch wurde es möglich, Drehstromantriebe direkt zu verwenden. Die

erzielten Geschwindigkeiten mit elektrischen Triebfahrzeugen war bereits zu Beginn des 20. Jahrhunderts beachtlich. So erzielte 1903 ein Triebwagen der Firma Siemens eine Geschwindigkeit von 210 km/h. Anfang der 80 Jahre erreichte der französische TGV (Train a grande vitesse)-Triebzug 380 km/h. Weiterentwicklungen der TGV Hochgeschwindigkeitszüge haben diesen Wert bis zu der noch heute bestehenden Rekordmarke von 575 km/h für Rad-Schienensysteme ausgebaut.

Parallel zu den Rad-Schienensystemen wurde ab Mitte des letzten Jahrhunderts Versuche in Deutschland und Japan unternommen, die Nachteile der direkten Übertragung wie Verluste durch Reibung und der damit verbundenen erhöhten Wartung, aber auch einer hohen akustischen Umweltbeeinflussung zu vermeiden. Dies wurde durch Magnetschwebbahnen, in der englischsprachigen Literatur meist kurz MAGLEV (magnetic levitation) genannt, erreicht. Magnetschwebbahnen sind eine Kombination aus kontaktloser magnetischer Führung und einer linearen Motortechnologie. Damit sind Geschwindigkeiten von 400 bis 600 km/h heutzutage Standard. Zusätzlich ergeben sich Vorteile hinsichtlich Energiebilanz, Sicherheit, verminderten Umwelteinflüssen, erhöhter Ausfallsicherheit und geringeren Wartungsaufwänden. Die bekanntesten Vertreter sind hier wohl der deutsche Transrapid und der japanische JR-Maglev. Die ersten Transrapid Systeme wurden von der Firma Krauss Maffei auf Basis von mit Asynchron-Kurzstator-Linearmotoren entwickelt. Erst 1975 begann die Firma Thyssen Henschel mit der Verwendung von LLSM. Im Zuge der internationalen Verkehrsausstellung (IVA) in Hamburg wurde der erste Transrapid (Transrapid 05) für den Personenverkehr zugelassen. Die Geschwindigkeit wurde mit 75 km/h angegeben und die Personenkapazität umfasste 68 Sitzplätze. Seit 2003 wird das Transrapid System unter den Namen Transrapid Shanghai auf einer Strecke von 30 km zur Flughafenanbindung der chinesischen Metropole Shanghai kommerziell genutzt (Betriebshöchstgeschwindigkeit: 430 km/h, Personenkapazität: 440).

In Abbildung 1.6 und 1.7 ist der Querschnitt des Aufbaus der Führungs-, Trage- und Antriebseinheit dargestellt. Die Konstruktion umfasst die Bahnführung. Dadurch wird ein Entgleisen der Transporteinheit verhindert. Die Permanentmagnete für die Führung sind seitlich angebracht und die Führungswicklungen regeln den horizontalen Abstand (B). Die Vorschubkraft und die Trageeinheit werden durch die Permanentmagneten in Verbindung mit den Statorwicklungen erzeugt (A).

### 1.2.1.2 Personenaufzüge

Ein weiterer Einsatz von Linearmotoren für den Personentransport ergibt sich durch die immer größere Verdichtung von Städten und der damit verbundenen verstärkten höheren Bauweise der Gebäude. Durch diese Entwicklung ergaben sich neue Anforderungen an die implementierten Beförderungssysteme innerhalb der Gebäude. Je größer und schlanker die Gebäude, desto mehr und immer schnellere Aufzüge werden benötigt, um die Wartezeiten der Passagiere in erträglichen Rahmen zu halten. Durch die erhöhten Anforderungen kommt es zu neuen Problemfeldern, wie vertikale Schwingungen, erhöhten Geräuschbelästigungen und Limitierungen in den Transportkabelängen. Die langen Kabel besitzen in der Regel eine geringe Dämp-

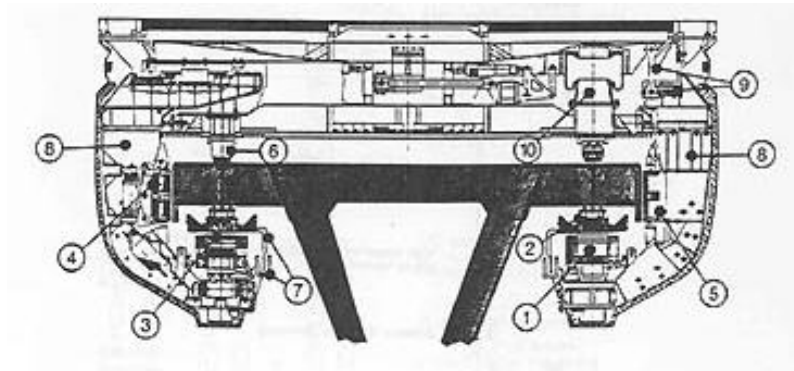


Abbildung 1.6: Querschnitt des Antriebs-, Führungs- und Schwebesystem des Transrapid-Systems. Thyssen Transrapid-System GmbH, München, DE, [36] S. 329. 1-Magnet zur Tragevorrichtung, 2-Ankerwicklungen, 3-Generatorwicklung, 4-Führungsmagnet, 5-Magnet für Wirbelstrombremse, 6-Stützen, 7-Positionssensor, 8-Laufgestell, 9-Kabinenfederung, 10-Feder

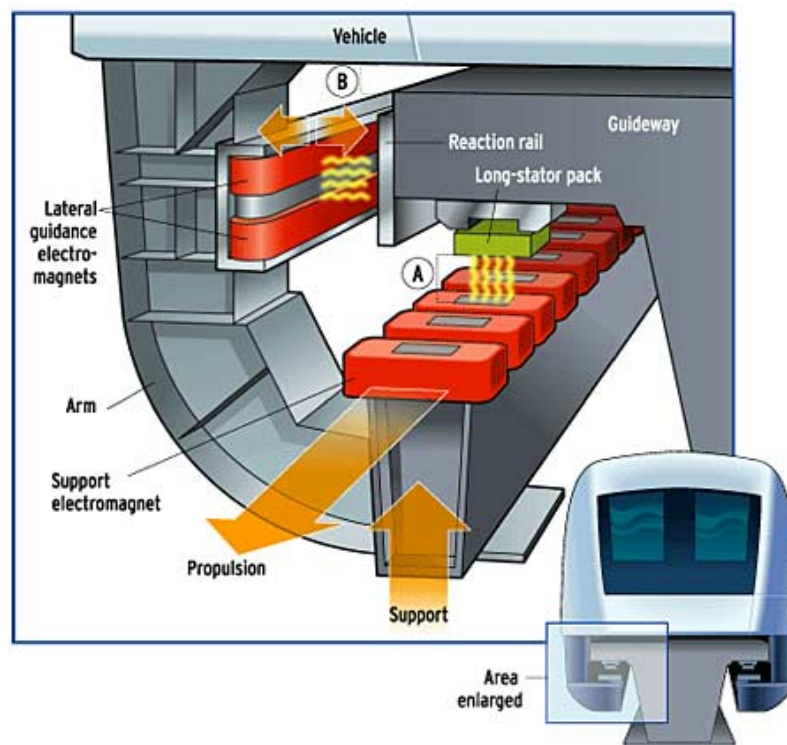


Abbildung 1.7: Querschnitt des Antriebs-, Führungs- und Tragesystems eines Transrapid-Systems. [37] S. 227

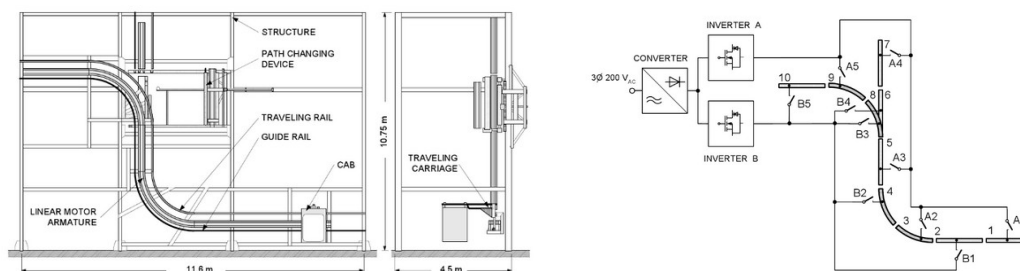


Abbildung 1.8: Prototyp des vertikalen und horizontalen Transportsystem und Ansteuerung der Leistungselektronik für die einzelnen Abschnitte des japanischen ENNA Konsortium, [36] S. 382-383

fung, dadurch kommt es bereits bei kleinsten Störungen (z. B. Oberwellenmomente des Antriebes) zu Schwingungen. Aus diesen Gründen wurden Alternativen zu den herkömmlichen Konzepten angedacht. Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung von LLSM. Dadurch wird das Antriebsseil unnötig und somit auch die dadurch entstehenden Probleme mit vertikalen Schwingungen. Durch die Verwendung mehrerer individuell ansteuerbarer Kabinen in einem Schacht erhöht sich die Kapazität des Transportes enorm. Einsparungen hinsichtlich der Schachttanzahl von 65 % bis 80 % sind dadurch möglich. Ein zusätzlicher Vorteil von kabellosen Aufzügen besteht darin, dass der Transportweg nicht begrenzt ist und es die Möglichkeit gibt, horizontale Bewegungen auszuführen.

Die ersten Prototypen wurden Anfang 1990 in Japan von einem Konsortium (ENNA) verschiedenster Firmen entwickelt. Skizzierungen des Aufbaus und der elektrischen Versorgung sind in Abbildung 1.8 zu sehen. Einige Eckdaten des Prototypen:

- maximale Schubkraft 3000 N
- Hubhöhe 8 m
- maximale Geschwindigkeit  $1 \text{ ms}^{-1}$
- Beschleunigung  $1 \text{ ms}^{-2}$
- maximale Belastung 270 kg
- optischer Positionsgeber

Zusätzliche Information zu diesen Prototypen und alternative Anwendungen von Linearmotoren für Aufzugssysteme sind unter anderem in [36, 38, 39] publiziert.

### 1.2.2 Einsatz von LLSM in industriellen Fertigungsprozessen und im Materialfluss

Durch den Einsatz von LLSM-Systemen ist es möglich während des Transportes unterschiedlichste Fertigungsprozesse durchzuführen. Durch die individuelle Regelung

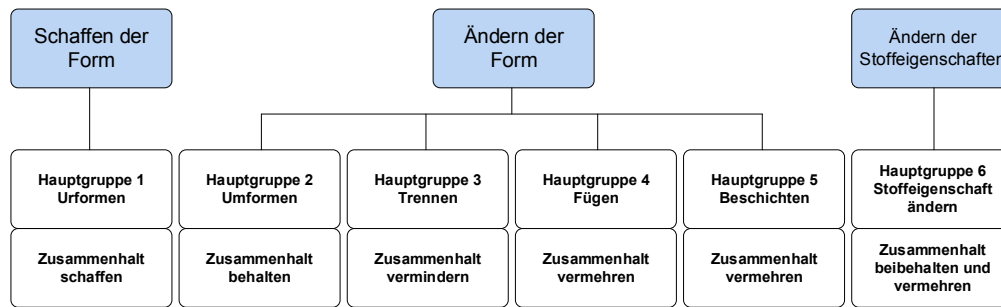


Abbildung 1.9: Fertigungsverfahren nach DIN 8580

der beweglichen Einheiten können zum Beispiel mehrere bewegliche Einheiten im Verbund Druck- und Zugkräfte auf das zu transportierende Werkstück ausüben. Eine weitere Möglichkeit den Fertigungsprozess und Transport zeitgleich zu absolvieren ist in Kapitel 1.2.2.1 beschrieben. Dabei wird eine Folie während des Transportvorganges simultan in longitudinaler und transversaler Richtung gereckt.

Fertigungsprozesse werden nach DIN 8580 wie folgt eingeteilt. (Siehe auch Abbildung 1.9.)

- Urformen (Urformen aus dem gas- oder dampfförmigen Zustand, Urformen aus dem flüssigen, breiigen oder pastenförmigen Zustand, Urformen aus dem ionisierten Zustand durch elektrolytisches Abscheiden, Urformen aus dem festen (körnigen oder pulverigen) Zustand)
- Umformen (Druckumformen, Zugdruckumformen, Zugumformen, Biegeumformen und Schubumformen)
- Trennen (Zerteilen, Spanen, Abtragen, Zerlegen, Reinigen und Evakuieren)
- Fügen (Zusammenlegen, Füllen, An- und Einpressen, Fügen durch Urformen, Fügen durch Umformen und Stoffverbinden)
- Beschichten (Beschichten aus dem gas- oder dampfförmigen Zustand, Beschichten aus dem flüssigen, breiigen oder pastenförmigen Zustand, Beschichten aus dem ionisierten Zustand durch elektrolytisches/chemisches Beschichten aus dem festen (körnigen oder pulverförmigen) Zustand)
- Stoffeigenschaft ändern (Stoffeigenschaften ändern durch Umlagern von Stoffteilchen, Stoffeigenschaften ändern durch Aussondern von Stoffteilchen, Stoffeigenschaften ändern durch Einbringen von Stoffteilchen)

Die Einteilung des Materialflusses kann nach VDI Richtlinie 2860 in folgenden Unterbereiche erfolgen:

- Fördern

- Lagern, Speichern und
- Handhaben (Speichern, Mengen verändern, Bewegen, Sichern und Kontrollieren)

In automatisierten Anlagen werden diese erwähnten unterschiedlichsten Anwendungen und Anforderungen durch maschinelle Einheiten gesteuert oder geregelt exekutiert. Diese maschinellen Einheiten werden oder wurden zunehmend durch elektrische Antriebe abgebildet. In den letzten Jahrzehnten ist ein weiterer Paradigmenwechsel von linearen mechanischen Einheiten (Transportbänder, Ketten, ...) hin zu linearen elektrischen Motoren festzustellen. Im Folgenden sollen einige Beispiele von konkreten industriellen Anwendungen, bestehende Konzepte und Systeme für LLSM verschiedenster Automatisierungstechnikanbieter und Maschinenbauer dargestellt werden.

### 1.2.2.1 Folienreckanlage

Bereits in den 80 Jahren des vorigen Jahrhunderts beschäftigte sich die aus der Kunststofftechnik bekannte Firma E. I. DuPont de Nemours and Company in Wilmington (USA) mit der Anwendung von LLSM-Systemen zur Leistungssteigerung und Erhöhung der Performance ihrer Anlagen.

Patente und Patentanmeldungen [40–43] aus dieser Zeit zeigen bereits detailliert Aufbau und Ansteuerung einer Folienreckmaschine mittels LLSM. Die Firma Brückner Maschinenbau in Siegsdorf (DE) übernahm diese Technik und entwickelte Folienreckmaschinen die unter den Technologienamen LISIM (Linear Motor Simultaneous Stretching Technology) bekannt sind. Abbildung 1.2 zeigt eine solche Folienreckanlage. Durch die Verwendung von LLSM ist es möglich, die Folie gleichzeitig in longitudinaler und transversaler Richtung zu recken. Dies wird über den Aufbau der Motorbahn und der entsprechenden Beschleunigungsprofile der einzelnen Kluppen (Greifarme, die die Folie halten) erzielt. Durch dieses Verfahren können die Eigenschaften der Folie wesentlich verbessert werden.

Die Folienreckmaschinen werden in unterschiedlichsten Größen gebaut. Längen von 60 m und darüber hinaus für die Strecklänge sind nicht unüblich, sondern eher die Regel. Dadurch ergeben sich Motorbahnen von über 250 m. Die Anzahl der notwendigen LLSM und Kluppen kann somit schnell in einen Bereich bis 1000 Stück gehen. Die Anforderungen an die Leistungselektronik, Einspeiseeinheiten, Bussystem und übergeordneten Steuerungen steigen entsprechend.

Durch den speziellen Aufbau der Anlage und der Tatsache, dass die Folie innerhalb eines Ofen (bis zu maximal 300 Grad Celsius) bearbeitet wird, erschwert die Anbringung geeigneter Geber zur Positionserfassung. Aus diesem Grund wird die Ansteuerung der Kluppen in den jeweiligen Motorzonen mittels eines Stromsteuerbetriebes durchgeführt. Ähnlich wie bei schienenbehafteten Antrieben wird durch den geführten Strom ein Wanderfeld erzeugt und die magnetbehafteten Kluppen

werden entsprechend vorgeschoben. Der Wirkungsgrad dieses Verfahrens ist in der Regel schlecht, da die jeweilige Belastung nicht in den Steuerstrom eingeht. Um die Verluste und damit eine Verbesserung des Wirkungsgrades zu erreichen, wurden in den letzten Jahren Positionsbeobachter auf Basis von Flussbeobachtern mit PLL (Phase Lock Loop) entwickelt und eingesetzt. Dadurch wurde es möglich, feldorientierte Regelstrategien anzuwenden und die Verluste um bis zu 66 % zu reduzieren. Einsparungen von bis zu 1.5 MioKWh pro Jahr und Anlage können somit erzielt werden [44].

### 1.2.2.2 MagneTrak

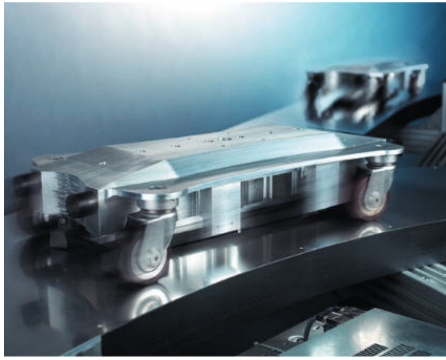
Unter anderem ist das System der Firma Translift Schweiz AG mit ihren System MagneTrak für Anwendungen im Bereich der Materialflusssysteme zu erwähnen [45]. Die bewegliche Einheit, Abbildung 1.10a, wird über eine modular aufgebaute zweidimensionalen flache Fahrbahn geführt. Integriert in der Laufbahn sind

- das Stator-Modul des Langstators mit einer konzentrierten Zweiphasen-Wicklung,
- die Positionsgebereinheit,
- Leitungselektronik und
- die Führungsschienen.

Die Position der beweglichen Einheiten wird absolut erfasst und besitzt eine Messauflösung von 1  $\mu\text{m}$ . Damit ist laut Hersteller eine Positioniergenauigkeit von  $\pm 1$  mm möglich. Der Aufbau der Strecke kann modular aus Geraden, Kurven und Weichen individuell aufgebaut werden. Die maximale Geschwindigkeit beträgt 10 m/s, die maximale Beschleunigung wird mit 5  $\text{m/s}^2$  und die Standardnutzlast wird mit 50 kg angegeben. Die Ansteuerung erfolgt in drei Ebenen. Die unterste Ebene ist direkt mit einer modularen Einheit verbunden und steuert die Wicklungen dieser Einheit hinsichtlich benötigter Vorschubkraft. Hierbei werden zusätzlich Überlastüberwachungen (Temperatur, Überstrom, ...) durchgeführt. Auf der zweiten Ebene wird der Verkehrsfluss inklusive Aufnahme und Abgabe der Transportgüter gesteuert. Diese Ebene stellt die Weichen und definiert die Sollprofile der beweglichen Einheiten. Die Kommunikation der ersten und zweiten Ebene erfolgt über CAN-Bus. Übergeordnet befindet sich eine dritte Ebene. Diese stellt die Anbindung an das Gesamtsystem (ERP, Materialflussteuerung) dar.

### 1.2.2.3 MagneMover System der Firma MagneMotion

Die 1996 gegründete Firma MagneMotion Inc. in Devens, USA entwickelte für die US-Navy Linearmotor-Konzepte, um hydraulische, pneumatische, dampfbetriebene und mechanische Systeme auf Schiffen und Flugzeugträgern (all-electric ship)



(a) MagneTrak System



(b) MagneMoverLITE System

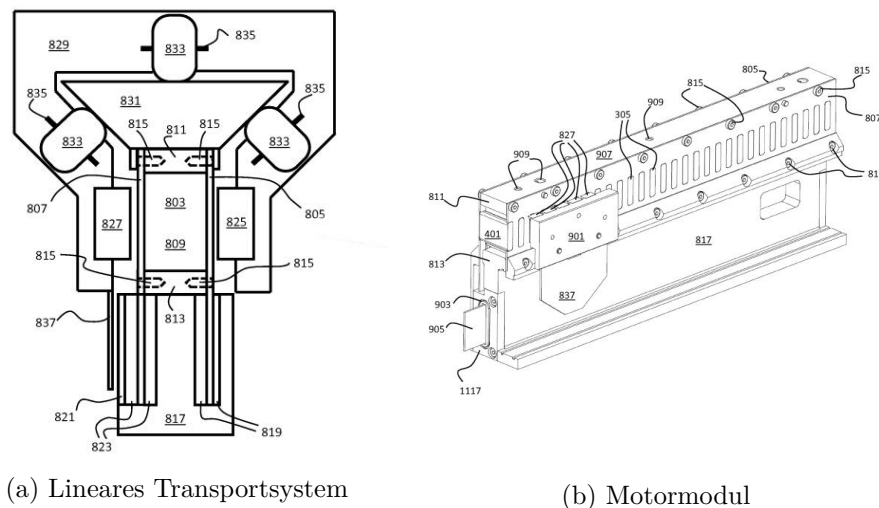
Abbildung 1.10: LLSM Systeme: (a) MagneTrak System der Firma Translift Schweiz. [45] S. 604. (b) MagneMoverLITE System der Firma MagneMotion Inc, Devens, US. [46]

zu ersetzen. Diese Entwicklung läuft unter dem Namen Advanced Weapons Elevator (AWE). Erste Aufzüge dieser Art wurden im Jahre 2011 realisiert und sind in der jetzigen Ausstattung für Lasten von jeweils 20 Tonnen konzipiert. Weitere Entwicklungen in Richtung allgemeiner Lastaufzüge und Personenaufzüge sind aktueller Bestandteil der Entwicklungstätigkeiten der Firma MagneMotion Inc.

Für einfachere Lasten und Anforderungen wurde das System QuickStick und folgend dann das System MagneMoverLITE (MM LITE) entwickelt, wobei das MagneMoverLITE Konzept in erster Linie zu Transportzwecken von sehr kleinen und leichten Objekten entworfen wurde. Vergleichbar zum MagneTrak-System (Kapitel 1.2.2.2) ist ein einfacher modularer Bahnaufbau gegeben. Die Ausrichtung bewegt sich auch hier in einer 2-dimensionalen Ebene. Abbildung 1.10b zeigt den Systemaufbau des MM LITE-Systems. Eckdaten für das MM LITE-System:

- bis zu 9 (12) bewegliche Einheiten pro Meter
- Maximallast pro Einheit: 1 kg
- Maximalgeschwindigkeit:  $2 \text{ ms}^{-1}$
- Maximalbeschleunigung:  $2 \text{ ms}^{-2}$
- Positions-Wiederholgenauigkeit:  $< \pm 0.5 \text{ mm}$
- eisenlose Statorspulen
- Moverlänge: 62 mm
- mechanische Führung
- Feldbus: EthernetIP





(a) Lineares Transportsystem

(b) Motormodul

Abbildung 1.11: Skizzierter Aufbau des XTS-System der Firma Beckhoff, Verl, DE, Patentschrift [47]. 803-Statorvorrichtung, 805,807-Leiterplatten, 809-Statorspulen, 811,813,817,1117-Profil- und Deckelemente, 815-Schrauben, 821-Leiterplatte: Positionserfassungselektronik, 823-Positionerfassungssystemelektronik, 825,827-Permanentmagnete, 829-Fahrzeug, 833-Laufrollen, 835-Laufachse, 837-Positonsdetektionselement, 901-Träger, 905-Kontaktierungsplatte zur elektrischen Kontaktierung

#### 1.2.2.4 XTS-System der Firma Beckhoff Automation

In den letzten Jahren beschäftigte sich auch die Firma Beckhoff Automation mit dieser Technik. Ihr erhältliches Produkt XTS besteht aus einem modularen Bahnaufbau. Diese Bahn kann im zweidimensionalen Raum aus Geraden und Kurvenstücken individuell geformt werden. Die Bahnstücke integrieren den Statoraufbau des LLSM, Geberspulen und die Leistungselektronik. Die bewegliche Einheit umfasst die Bahnstücke, sodass ein U-förmiges Joch ausgebildet wird, wobei an den Innenseiten des Jochs die für die Schubkraft notwendigen Permanentmagnete angebracht sind. Abbildung 1.11 zeigt Skizzen aus Patentanmeldungen [47–49], die die bewegliche Einheit und das Motormodul beschreiben. Als Besonderheit kann hier erwähnt werden, dass die Leiterplatten für die Leistungselektronik als Halterung für die Statorspulen dienen und somit eine wesentlich kompaktere Bauweise erzielt werden konnte. Leiterplatten als Halterung für die Statorspulen zu verwenden wurde auch von der Firma Nippon Thompson Co Ltd. (JP) im Jahre 1997 angedacht [50].

Die Statorspulen sind als eisenlose Einzelspulen und nicht in Gruppen miteinander über einen etwaigen Sternpunkt verschaltet. Dadurch sind minimale Abstände zweier beweglicher Einheiten möglich. Die Ansteuerung der Spulen erfolgt über eine überlagerte Einheit. Position und Drehzahlregelung werden auch von dieser Einheit durchgeführt. Die notwendige Positionsinformation wird in der, im Motormo-

dul integrierten, Positionserfassungseinheit ausgewertet, Abbildung 1.11, und über ethernetfähigen Bus (Ethercat) der zentralen Einheit zur Verfügung gestellt.

Zusätzlich werden noch aktuelle Ströme der Spulen zu Analyse Zwecken und Überwachungen über das Bussystem an die überlagerte Einheit übertragen. Der Regelzyklus wird mit  $250 \mu\text{s}$  angegeben. Durch die Verwendung von eisenlosen Spulen und einer Zwischenkreisspannung von  $48 \text{ V}$  ist dieses System nur für kleine Lasten, geringe Beschleunigungen mit Last und begrenzte Geschwindigkeiten sinnvoll einsetzbar. Eckdaten des XTS-Systemes:

- LLSM in Doppelkammerausführung
- Reglerzyklus:  $250 \mu\text{s}$
- Maximalkraft:  $100 \text{ N}$
- Dauerkraft:  $30 \text{ N}$
- Maximalgeschwindigkeit:  $4 \text{ m/s}$  bei  $48 \text{ V DC}$  Versorgung
- Maximalbeschleunigung:  $100 \text{ ms}^{-2}$  (ohne Nutzlast)
- Positionserfassung: induktiv, absolut
- Gleichlaufgenauigkeit:  $< \pm 0.25 \text{ mm}$  bei  $1.5 \text{ ms}^{-1}$
- absolute Genauigkeit:  $< \pm 0.25 \text{ mm}$  innerhalb eines Moduls
- Wiederholgenauigkeit:  $< \pm 0.01 \text{ mm}$  (Stillstand)
- Moverlänge:  $50 \text{ mm}$
- Movergewicht: ca.  $350 \text{ g}$  (ohne Anbauten)

Darüber hinaus gibt es noch verschiedenste Firmen und Einrichtungen die sich mit der Entwicklung von LLSM in industriellen Fertigungsprozessen und im Materialfluss befassen. Unter anderem sollen hier noch die Firmen

- Anorad in East Setauket, NY, US [51, 52]
- Automation Tooling Systems in Cambridge, Kanada [53, 54]
- Jacobs Automation in Hebron, KY, US [55, 56]
- Nippon Thompsen Co Ltd. in Japan [50]
- Siemens AG, DE [57, 58]
- Robert Bosch GMBH, DE [59, 60]
- SIG Schweizerische Industrie Gesellschaft, CH [61, 62]

erwähnt werden.

Alle beschriebenen industriell eingesetzten LLSM-Systeme verfügen über eine eingebaute oder externe Gebersensorik zur Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbestimmung. In der vorliegenden Arbeit ist es das Ziel auf diese Sensorik zu verzichten und anstatt die Bestimmung der Position beziehungsweise Geschwindigkeit mittels indirekter Messung durchzuführen. Dadurch ergeben sich Vorteile bei den Produktionskosten (Geber, Kabel und Auswerteeinheit werden eingespart). Darüber hinaus wird das Gewicht als auch der benötigte Platzbedarf reduziert und die Zuverlässigkeit erhöht.

### 1.3 Gliederung und Mehrwert der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich in vier Hauptkapitel. Im nachfolgenden Kapitel 2 wird das Grundprinzip der Feldorientierung vorgestellt. Ausgehend vom Raumzeiger und dessen Anbindung an unterschiedlichste Koordinatensysteme wird das Spannungsgleichungsmodell eines LLSM hergeleitet. Daraus wird die Beziehung für die Vorschubkraft ermittelt. Weiters wird ein Zustandsraummodell erstellt, das die Grundlage des beschriebenen Stromreglers darstellt. Hierbei wird besonders auf die Eigenheit des Flussverlaufes der sich durch das Ein- beziehungsweise Ausfahren der beweglichen Einheit auf dem Segment darstellt, eingegangen und entsprechend berücksichtigt, [63].

Im folgenden Kapitel 3 wird der eingesetzte LLSM hinsichtlich seines mechanischen Aufbaues genauer beschrieben. Es wird die elektrische Verschaltung und Anbindung an die verwendete Leistungselektronik dargestellt. Darüber hinaus wird eine mögliche Beschreibung des Motors durch ein magnetisches Netzwerk (Reluktanzmodell) erläutert. Der Vorteil dieser Beschreibung liegt in der Möglichkeit, den Motor auch hinsichtlich diskretem Wicklungsaufbau, Eigenheiten der Rotor- beziehungsweise Statorgeometrie (Statornut, Statorzahn, ...), nicht sinusförmiger Anspeisung aber auch hinsichtlich der Materialeigenschaften (Sättigung) zu modellieren. Darüber hinaus ist die Komplexität im Vergleich zu FEM überschaubar und auch aus rechenzeittechnischen Überlegungen vorteilhafter. Die einzelnen Reluktanzen beziehungsweise Permeanzen werden hinsichtlich ihrer Eigenschaften beschrieben, dabei wird speziell auf die Eigenheit der Luftspaltpermeanz und deren Überdeckungen von Magnet zu Statorzähnen eingegangen. Die Lösung des Netzwerkes erfolgt mittels Graphentheorie. Die resultierenden Simualtionsergebnisse werden mittels Messungen am vorgestellten Motor verglichen und entsprechend abgeglichen. Ein besonderer Fokus liegt hierbei auf der Simulation der sich ergebenden Flusskurve als Funktion der Position der beweglichen Einheit. Diese Kurve dient sowohl der im Vorkapitel beschriebenen Stromregelung als auch der im folgenden Kapitel beschriebenen Flusspositionsbeobachtung als Eingangsgröße.

Das nächste Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Bestimmung der Position der beweglichen Einheiten. Im Gegensatz zu in Literatur häufig verwendeten EMK-Spannungsbeobachtern basiert die Ermittlung der Position beziehungsweise der Geschwindigkeit auf einem Flussbeobachter, da dieser im Vergleich zum EMK-Spannungs-

beobachter über eine geringere Empfindlichkeit gegenüber verrauschten Stromsignalen aufweist. Ausgehend von der Motivation, keine Geber zu verbauen, werden die zwei fundamentalen Ansätze für geberlosen Betrieb von elektrischen Maschinen, Verfahren die auf dem Grundwellenmodell der Maschine basieren und Methoden, die die Anisotropie des Motors nutzen, erläutert. Es werden die elementarsten Vertreter der beiden Ansätze für rotative als auch lineare Motoren dargestellt, dabei wird speziell auf die Arbeiten in Bezug auf LLSM mit und ohne Segmentaufbaubetrachtung eingegangen. Der dargestellte Flusspositionsbeobachter wird danach, in vorerst vereinfachter Form, dargestellt um die damit einhergehenden Probleme aufzuzeigen. Diese werden dann durch einen neuartigen erweiterten Flusspositionsbeobachter gelöst [63]. Zusätzlich wird noch auf Größen, die einen wesentlichen Einfluss auf die Qualität der beobachteten Position besitzen, eingegangen [64]. Dies betrifft in erster Linie den nicht linearen Spannungsabfall am Inverter. Es wird eine neue Methode zur Bestimmung dieses Spannungsabfalles in parametrischer Form erläutert und eine Möglichkeit zur Kompensation in Form eines Spannungsbeobachters als Eingang des Flusspositionsbeobachters gezeigt. Ein weiterer Fokus liegt auf dem Verhalten der beweglichen Einheit beim Übergang von einem Segment zum Anderen. Es wird ein alternatives Verfahren im Vergleich zum Stand der Technik erläutert, das auf einer alternierenden Sender-Empfänger Beziehung basiert, welches die Problematik bezüglich der ein- und auslaufenden Flusskurven beim Übergang berücksichtigt und somit eine verbesserte Positionierung in diesem Bereich ermöglicht [63]. Der Vorteil der vorgestellten Methode liegt in ihrem dezentralen Aufbau. Dadurch ist eine schnelle und einfache Positions-, Geschwindigkeits- und Stromregelung in Kombination mit der Segmentkommunikation im Übergangsbereich gegeben. Die Ergebnisse der Positionsbeobachtung und der damit verbundenen Positionsregelung innerhalb eines Segmentes aber auch beim Übergang zwischen den Segmenten werden abschließend durch den angeschlossenen Positionsgeber validiert.

Im Kapitel 5 wird zuerst auf die unterschiedlichen Konzepte für einen Verbund aus LLSM mit mehreren beweglichen Einheiten eingegangen. Dabei wird zwischen zentralen und dezentralen Ansätzen unterschieden und entsprechend die Vor- und Nachteile der jeweiligen Konzepte dargelegt. Es wird auf den Pfad der überlagerten Sollwertgenerierung und der Verteilung auf die unterschiedlichen Statorsegmente eingegangen. In der gängigen Literatur wird die Analyse der überlagerten Regler in Kombination mit geberlosem Betrieb meist vernachlässigt. Bei einer vollständigen Betrachtung hinsichtlich der vorgestellten Methode zur individuellen Regelung von mehreren beweglichen Einheiten auf LLSM-Segmenten ist es jedoch notwendig, sich auch mit der Struktur und Parametrierung dieser Regler zu beschäftigen. Arbeiten mit rotativen Permanentmagnet Synchronmotoren sind unter [65, 66] veröffentlicht. Zuerst wird die Struktur einer, in der Antriebstechnik üblichen Reglerkaskade aus Positions- und Geschwindigkeitsregler dargestellt. Zur Bestimmung der notwendigen Reglerparameter wird zuerst der offene Regelkreis des Geschwindigkeitsregelkreises mittels Signalanregung ermittelt. Auf Basis dieser Ermittlung wird der geschlossene Regelkreis bestimmt und unter Anwendung des „Maximum-Peak-Kriteriums“ eine optimale Reglerparametrierung errechnet. Die Bestimmung des Verstärkungsfaktors des Positionsreglers wird abermals mit Hilfe des „Maximum-Peak-Kriteriums“ ermittelt. Die Qualität der erzielten Bestimmung

wird durch Punkt-zu-Punkt-Positionierung der beweglichen Einheit über alle Segmente hinweg anhand von Abweichungen des Positionsreglers (Schleppfehler) und der Abweichung des Geschwindigkeitsreglers bewertet.

Abschließend wird die Arbeit noch zusammengefasst und mit Anhängen zur Nomenklatur, Variablenübersicht und Referenzliste ergänzt.

Teile der Arbeit wurden bereits in folgenden Konferenz- beziehungsweise Peer-Review-Publikationen veröffentlicht.

- WEBER, A.R. ; STEINER, G.: An accurate identification and compensation method for nonlinear inverter characteristics for AC motor drives. In: IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012. – ISSN 1091–5281, S. 821–826
- WEISSBACHER, J. ; WEBER, A.R. ; STEINER, G ; HORN, M.: A simple method for self-commissioning of industrial AC motor drives without shaft encoder. In: MECHATRONIKA, 15th International Symposium, Dez. 2012, S. 1–6
- WEBER, A.R. ; WEISSBACHER, J. ; STEINER, G ; HORN, M.: An accurate auto-tuning procedure for encoderless AC motor drives in industrial environments. In: Transactions on Electrical Engineering, Bd. 3, Nr. 1, 2014, S. 1–7
- WEBER, A.R. ; STEINER, G.: Method to control multiple segmented LLSM without position encoder. In: Transactions on Electrical Engineering, Bd. 5, Nr. 2, 2016, S. 28–35

## 1.4 Anmerkungen

- In der Folge wird der magnetische Fluss mit  $\Phi$  dargestellt und der verkettete magnetischen Fluss mit  $\Psi = N_{wdg}\Phi$ . Textuell wird der Zusatz „verkettet“ oder „verkettete“ vernachlässigt und sollte sich durch die Bezeichnung mit dem griechischen Buchstaben ( $\Phi, \Psi$ ) und aus dem jeweiligen Kontext ergeben.
- Für Zahlen wird die amerikanische Notation verwendet.



## 2 Maschinenmodell und Stromregelung im feldorientierten Kontext

Für hochwertige Anforderungen wie exakte Punkt-zu-Punkt-Positionierungen, Robotik, Werkzeugmaschinenapplikationen, CNC Profilregelungen, Druckregelungen oder kombinierten Mehrachs Anwendungen ist im industriellen Umfeld die feldorientierte Regelung das Standardverfahren zur Bewältigung der geforderten Qualitätsmerkmale. Aber auch einfachere Achsen wie Förderbänder, Lüfter, Pumpen und dergleichen werden aus Effizienzgründen hinsichtlich Verbrauch aber auch verbesserter Monitoring-Eigenschaften durch intelligente Antriebe, die meist auf feldorientierten Regelverfahren basieren, ersetzt. Das Prinzip der Feldorientierung elektrischer Maschinen basiert auf einer Trennung einer feldbildenden Größe (Erregerstrom, Permanentmagnet, ...) und einer drehmomentbildenden Größe (Ankerstrom) [21, 67, 68]. Durch Transformationen wie zum Beispiel der CLARKE- und der PARK-Transformation ist es möglich, Drehfeldmaschinen in unterschiedlichsten Ausprägungen hinsichtlich Wirkprinzip (Asynchronmotor, Synchronmotor) aber auch hinsichtlich des Aufbaus (rotativ, linear, ...) feldorientiert zu betreiben. Eine Transformation auf ein feld- bzw. flussbezogenes Koordinatensystem (KDS) setzt jedoch das Wissen der exakten Position des Feldzeigers voraus. Diese Information kann durch geeignete Sensoren für Position beziehungsweise Drehzahl oder Geschwindigkeit ermittelt werden. Vielfach besteht jedoch der Wunsch, diese Sensorik zu vermeiden und stattdessen nur die bereits vorhandenen Messgrößen (Statorstrom), Referenzgrößen (Statorspannung) und vorhandenen Systemwissen zu verwenden und aus diesem durch modellbasierte indirekte Messung die Flussposition zu ermitteln.

### 2.1 Raumzeigerdarstellung

Die Raumzeigerdarstellung eignet sich besonders zur Darstellung von Dreiphasensystemen ( $u, v, w$ ). Es wird vorausgesetzt, dass die Summe der drei Signale (in diesem Fall die Strangströme  $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$ ) Null ist.

$$i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0 \quad (2.1)$$

Das bedeutet, dass kein Signalabfluss über einen Nulleiter auftritt beziehungsweise kein Nulleiter vorhanden ist. Diese Einschränkung ist nicht zwingend erforderlich.

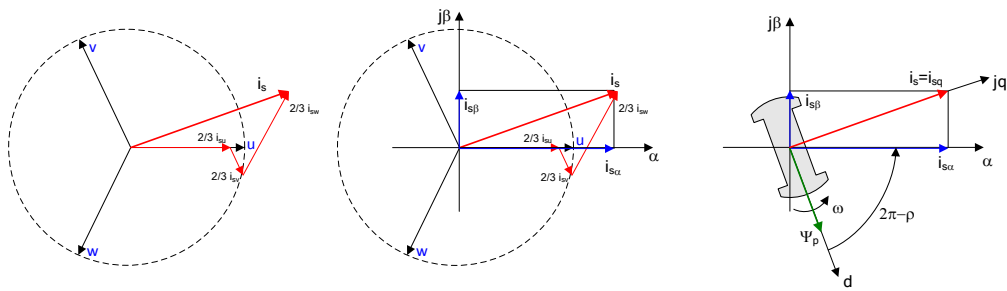


Abbildung 2.1: Darstellung des Stromzeigers  $i_s$  in den unterschiedlichen Koordinatensystemen. A.) Dreiphasensystem, B.) statorfestes  $\alpha\beta$ -KDS und C.) feldorientiertes dq-KDS

Erweiterungen um den Nullpunktstrom sind in der Literatur ausreichend dokumentiert, wie zum Beispiel in [69]. Weiters wird vorausgesetzt, dass es sich um ein symmetrisches Dreiphasensystem handelt. Das bedeutet, dass die drei Wicklungsstränge denselben Spulenaufbau und die gleiche Windungszahl  $N$  besitzen und einen räumlichen Versatz von jeweils  $120^\circ$  ( $\frac{2\pi}{3}$  rad) elektrisch aufweisen. Diese drei Ströme können nun zu einem Stromzeiger  $i_s$  zusammengefasst werden und stellen die räumliche Projektion auf der zugehörigen Wicklungsachse dar. Die restlichen Größen wie Spannungen und Flüsse können auf dieselbe Weise als Raumzeiger dargestellt werden. Abbildung 2.1 A.) bildet diesen Zusammenhang ab.

$$i_s = a \left( i_{su} + i_{sv} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sw} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.2)$$

Der Faktor  $a$  dient der Skalierung und kann prinzipiell beliebig gewählt werden. Es empfiehlt sich jedoch den Wert so zu wählen, dass die Stranggrößen mit der Raumzeigerlänge übereinstimmen. Dies wird mit dem Skalierungsfaktor  $a = \frac{2}{3}$  erreicht [21, 70].

### 2.1.1 Koordinatensysteme (KDS)

Der sich ergebende Raumzeiger kann nun den unterschiedlichsten Koordinatensystemen zugeordnet werden, die naheliegender als kartesische Koordinatensysteme ausgeführt werden. Dadurch ergeben sich je nach Orientierung Vereinfachungen hinsichtlich der Berechnung aber auch der Momentenregelung beziehungsweise der Kraftregelung des Antriebes. Auch kann die Betrachtung der Größen und der Vergleich derselben in den unterschiedlichen Koordinatensystemen genutzt werden, um verschiedenste Größen wie Leistungen, Flusswinkel (Kommutierungswinkel) und dergleichen, die unter Umständen keiner direkten Messung unterliegen, zu beobachten.

Als erstes soll ein dem Stator fix zugeordnetes kartesisches Koordinatensystem, mit den Achsenbezeichnungen  $\alpha$  beziehungsweise  $\beta$ , betrachtet werden. Weiters soll die



$\alpha$ -Achse mit der Wicklungsachse für die Phase U übereinstimmen. Siehe auch Abbildung 2.1 B.). Bildet man den Stromzeiger  $i_s$  in ein stehendes dem Stator zugeordnetes kartesisches Koordinatensystem  $\alpha\beta$  ab, so ergibt sich für die einzelnen Komponenten

$$i_{s\alpha} = i_{su} \quad (2.3)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{su} + 2i_{sv}) \quad (2.4)$$

beziehungsweise rücktransformiert in das Dreiphasensystem

$$i_{su} = i_{s\alpha} \quad (2.5)$$

$$i_{sv} = \frac{1}{2}(-i_{s\alpha} + \sqrt{3}i_{s\beta}) \quad (2.6)$$

$$i_{sw} = -i_{su} - i_{sv} \quad (2.7)$$

Ein weitere Möglichkeit wäre es, ein kartesisches Koordinatensystem zu definieren, welches an beliebig auszuwählenden Größen wie Statorfluss oder Rotorfluss gekoppelt ist. Da sich diese Größen in der Regel mit Synchrondrehzahl oder Rotordrehzahl umdrehen, ist es notwendig, diese Größen in ihrer Ausrichtung zu kennen, um sie mit Drehtransformationen bestimmen zu können. Für Permanent-Magnet-Synchronmotoren (PMSM) ist der Permanentfluss  $\psi_p$  fix mit dem Rotor verbunden. Das hat den Vorteil, dass der Offset zwischen Flussrichtung und Rotorposition konstant ist und somit der Kommutierungswinkel  $\rho$  (Flussposition) einfach aus der Rotorposition beziehungsweise umgekehrt errechnet werden kann. Anmerkung: für Asynchronmotoren muss der auftretende Schlupf  $\omega_{slip}$  (Differenz von Synchrondrehzahl  $\omega_s$  zu Rotordrehzahl  $\omega_r$ ) zur Berechnung des Kommutierungswinkels  $\rho$  in jeden Abtastschritt berücksichtigt werden. Verwendet man nun den Permanentfluss des Rotors einer PMSM als Bezugsachse des kartesischen Koordinatensystemes mit den Achsenbezeichnungen  $d$  und  $q$ , wobei die Flussrichtung mit der  $d$ -Richtung übereinstimmt, so ergibt sich aus den Komponenten des statorfesten Koordinatensystemes  $\alpha\beta$

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\rho) + i_{s\beta} \sin(\rho) \quad (2.8)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\rho) + i_{s\beta} \cos(\rho) \quad (2.9)$$

beziehungsweise rücktransformiert in das statorfeste Koordinatensystem  $\alpha\beta$

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos(\rho) - i_{sq} \sin(\rho) \quad (2.10)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin(\rho) + i_{sq} \cos(\rho) \quad (2.11)$$

Aus diesem Zusammenhang ergibt sich nun eine allgemeine gültige Transformation zwischen den Koordinatensystemen für beliebige Raumzeiger  $y$

$$y_{\alpha\beta} = y_{dq} e^{j\rho} \quad (2.12)$$

beziehungsweise

$$y_{dq} = y_{\alpha\beta} e^{-j\rho} \quad (2.13)$$

Abbildung 2.1 C.) zeigt diesen Zusammenhang für Raumzeiger für ein nun feldorientiertes kartesisches Koordinatensystem  $dq$ . Diese Überlegung stellte bereits R.

H. Park [68] in den 20ern Jahren des vorigen Jahrhunderts an. Er transformierte statorfeste Größen (Spannungen, Ströme und Flussverkettungen) in ein mit dem Rotor verbundenes Koordinatensystem. Diese in der Literatur vorwiegend als Park-Transformation bezeichnete Überführung revolutionierte die Antriebstechnik und ist bis heute die Grundlage moderner umrichter gespeiste Antriebe.

Um die Transformationen auch für passive Bauteile wie Widerstände und Induktivitäten zu ermöglichen [69, 71], empfiehlt es sich, die Gleichungen (2.8) und (2.9) beziehungsweise die Gleichungen (2.10) und (2.11) in Matrizenform anzuschreiben. Somit ergibt sich der Zusammenhang über die orthogonale Transformationsmatrix  $C$ .

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

beziehungsweise

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix}}_{C^{-1}} \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Für einen ohmschen Spannungsabfall in statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  ergibt sich

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix}}_{R_{s\alpha\beta}} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Wendet man Gleichung (2.15) auf diesen Zusammenhang an, so ergibt sich

$$C^{-1} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix} C^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Multipliziert man beide Seite von links mit der Transformationsmatrix  $C$  erhält man

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \underbrace{C \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix} C^{-1}}_{R_{sdq}} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Herausgelöst ergibt sich nun für den ohmschen Widerstand die Transformationsvorschrift

$$R_{sdq} = C R_{s\alpha\beta} C^{-1} \quad \text{bzw.} \quad R_{s\alpha\beta} = C^{-1} R_{sdq} C \quad (2.19)$$

Analog kann die Transformationsvorschrift für Induktivitäten hergeleitet werden. Die Basis bildet hier der Zusammenhang  $\psi_s = L i_s$ .

$$L_{sdq} = C L_{s\alpha\beta} C^{-1} \quad \text{bzw.} \quad L_{s\alpha\beta} = C^{-1} L_{sdq} C \quad (2.20)$$

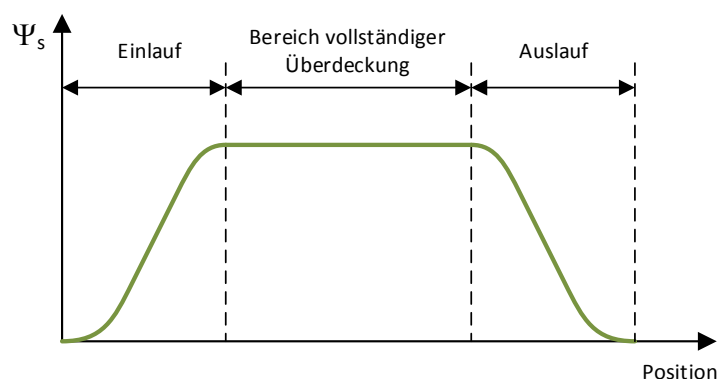


Abbildung 2.2: Absoluter Flussverlauf während eines Durchfahrprozesses der beweglichen Einheit durch die Statorzone

## 2.2 Maschinenmodell

Ein Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motor (LLSM) kann hinsichtlich seines elektrischen Modells im Wesentlichen wie ein rotativer Permanentmagnet-Synchron-Motor (PMSM) betrachtet werden. Ein Hauptunterschied liegt in der Tatsache, dass die bewegliche Einheit vollständig, nur zum Teil oder gar nicht im Einflussbereich des jeweiligen Stators (Segment) ist. Das heißt, dass die Flussverkettung sich in Abhängigkeit der Position der beweglichen Einheit wesentlich verändert. In Abbildung 2.2 ist der absolute Flussverlauf vom Einlauf bis zum Auslauf der beweglichen Einheit aus dem Segmentbereich skizziert. Ein weiterer Unterschied ist darin begründet, dass durch den konstruktiven Aufbau die Statorsegmente meist eine endliche Ausdehnung aufweisen. Dadurch kommt es bei Aufbauten mit mehreren Statorsegmenten zu Stoßstellen, die sich in der Regel durch zusätzliche Luftspalte im magnetischen Rückschluss des Stators abbilden. Dies wird zu einer Veränderung der Induktivitäten speziell am Rand der Segmente führen. Dieser Effekt wird in der Literatur als stationärer "longitudinal end effect" bezeichnet, [10, 11, 72].

### 2.2.1 Ständerspannungsgleichung

Um das Motormodell nicht allzu komplex abzubilden, werden folgende Vereinfachungen getroffen.

- der Stator besteht aus einer symmetrischen dreisträngigen Wicklung und kann auf eine äquivalente rotierende zweisträngige Wicklung umgerechnet werden;
- bestromte Phasenwicklungen erzeugen eine sinusförmige Induktionsverteilung entlang des Luftspaltes;

- die Luftspaltinduktion aufgrund der Permanentmagnete wird ebenfalls als sinusförmig betrachtet;
- der Luftspaltfluss wird durch den Permanentmagneten der beweglichen Einheit und die Statorströme gebildet;
- der Sternpunkt der Wicklungen ist isoliert;
- eine kapazitive Kopplung des Sternpunktes wird vernachlässigt;
- Sättigungseffekte werden vernachlässigt, das heisst, die Magnetisierungskennlinie wird als linear angenommen;
- zusätzliche Oberwellenmomente beziehungsweise Störterme, die durch sonstige Asymmetrien, statischen Endeffekt, Nutrastmomente und dergleichen auftreten, werden vernachlässigt;
- das angelegte Drehspannungssystem ist symmetrisch und nullspannungsfrei.

Die Motormodellgleichung eines LLSM kann somit wie folgt hergeleitet werden. Die Spannungsgleichung des Stators im Dreiphasensystem

$$u_{s3} = R_{s3}i_{s3} + \frac{d\psi_{s3}}{dt} \quad (2.21)$$

mit

$$u_{s3} = \begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix}, R_{s3} = \begin{bmatrix} R_{su} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sv} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sw} \end{bmatrix}, i_{s3} = \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix}, \psi_{s3} = \begin{bmatrix} \psi_{su} \\ \psi_{sv} \\ \psi_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Mit den oben erwähnten Vereinfachungen kann die Transformation in ein statorfestes kartesisches Koordinatensystem  $\alpha\beta$  (Kapitel 2.1) und die Vereinfachung hinsichtlich der Symmetrie ( $R_s = R_{su} = R_{sv} = R_{sw}$ ) erfolgen.

$$u_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.23)$$

mit

$$u_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}, i_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \psi_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Der Statorfluss ergibt sich aus der Kombination des Ständerstromes durch die Ständerwicklung und dem Permanentmagnetfluss  $\psi_p$  der beweglichen Einheit

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_{s\alpha\beta} i_{s\alpha\beta} + \psi_{p\alpha\beta} \quad (2.25)$$

mit

$$L_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix}, \psi_{p\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{p\alpha} \\ \psi_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

In der Regel werden die Induktivitäten in Direkt und Querrichtung unterschiedlich sein. Somit ergibt sich für die Induktivitäten in  $\alpha\beta$  eine Positionsabhängigkeit, die durch die inverse Bauteiltransformation (2.20) ausgedrückt werden kann [71].

$$L_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd}+L_{sq}}{2} + \frac{L_{sd}-L_{sq}}{2} \cos(2\rho) & \frac{L_{sd}-L_{sq}}{2} \sin(2\rho) \\ \frac{L_{sd}-L_{sq}}{2} \sin(2\rho) & \frac{L_{sd}+L_{sq}}{2} + \frac{L_{sd}-L_{sq}}{2} \cos(2\rho) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Setzt man den Statorfluss (2.25), die positionsabhängige Induktivitätsmatrix (2.27) und den Zusammenhang von Position  $x$  und dem Kommutierungswinkel  $\rho$  über die Polweite  $\tau_p$

$$\rho = \frac{\pi}{\tau_p} x \quad (2.28)$$

in die Ständerspannungsgleichung (2.23), so ergibt sich

$$u_{s\alpha\beta} = \underbrace{R_s i_{s\alpha\beta}}_I + \underbrace{L_{s\alpha\beta} \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt}}_{II} + \underbrace{\frac{\partial L_{s\alpha\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt} i_{s\alpha\beta}}_{III} + \underbrace{\frac{\partial \psi_{p\alpha\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt}}_{IV} \quad (2.29)$$

Die Ständerspannungsgleichung setzt sich hierbei aus vier Termen zusammen, wobei I. dem ohmschen Spannungsabfall, II. den induktiven Spannungsabfall aufgrund der Stromänderung, IV. den Spannungsabfall aufgrund der Gegen-EMK und III. einen Spannungsabfall aufgrund des Reluktanzunterschiedes zwischen  $L_d$  und  $L_q$  darstellt. Dieser wird sich in Folge als Oberwellenmoment (zweifache Frequenz) auf den Rundlauf beziehungsweise bei Linearantrieben auf den Gleichlauf auswirken. Ist  $L_d = L_q = L_s$  so verliert die Induktivitätsmatrix  $L_{s\alpha\beta}$  ihre Ortsabhängigkeit (Term III wird zu Null) und vereinfacht sich somit zu

$$L_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Zur Vollständigkeit ergibt Gleichung (2.29) ausgeschrieben in den einzelnen Koordinaten

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_{\alpha\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_{\alpha\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{\partial \psi_{p\alpha}}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial L_{\alpha\alpha}}{\partial x} \frac{dx}{dt} i_{s\alpha} + \frac{\partial L_{\alpha\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt} i_{s\beta} \quad (2.31)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_{\beta\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_{\beta\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{\partial \psi_{p\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial L_{\beta\alpha}}{\partial x} \frac{dx}{dt} i_{s\alpha} + \frac{\partial L_{\beta\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt} i_{s\beta} \quad (2.32)$$

Die Betrachtung des Modells in statorfesten Koordinaten  $\alpha\beta$  wird in weitere Folge im Kapitel 4.3 zur Bestimmung der Flussposition beziehungsweise der Position der beweglichen Einheit noch benötigt. Aus regelungstechnischer Sicht ist eine Betrachtung in Feldkoordinaten  $dq$  sinnvoll. Durch die Anwendung der allgemeinen Transformation (2.12) auf die Ständerspannungsgleichung (2.23) in  $\alpha\beta$  Koordinaten lassen sich die einzelnen Größen einfach darstellen.

$$u_{s\alpha\beta} = u_{sdq} e^{j\rho} \quad (2.33)$$

$$i_{s\alpha\beta} = i_{sdq} e^{j\rho} \quad (2.34)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{sdq} e^{j\rho} \quad (2.35)$$

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\psi_{sdq}}{dt} e^{j\rho} + j \frac{d\rho}{dt} \psi_{sdq} e^{j\rho} \quad (2.36)$$

Eingesetzt in (2.23) und unter Zuhilfenahme des Zusammenhanges von Position und Kommutierungswinkels (2.28) ergibt sich für die Ständerspannungsgleichung in  $dq$

$$u_{sdq} = R_s i_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j \frac{\pi}{\tau_p} \frac{dx}{dt} \psi_{sdq} \quad (2.37)$$

mit

$$u_{sdq} = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}, \quad i_{sdq} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad \psi_{sdq} = \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Der Statorfluss ergibt sich wiederum aus der Kombination des Ständerstromes durch die Ständerwicklung und dem Permanentmagnet der beweglichen Einheit.

$$\psi_{sdq} = L_{sdq} i_{sdq} + \psi_{pdq} \quad (2.39)$$

mit

$$L_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix}, \quad \psi_{pdq} = \begin{bmatrix} \psi_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Eingesetzt in (2.37) und unter der Annahme das die Induktivitäten  $L_{sd}$  beziehungsweise  $L_{sq}$  keine Positionsabhängigkeit aufweisen, kann die Ständerspannungsgleichung zusammengefasst werden zu

$$u_{sdq} = R_s i_{sdq} + L_{sdq} \frac{di_{sdq}}{dt} + \frac{\partial \psi_{pdq}}{\partial x} \frac{dx}{dt} + j \frac{\pi}{\tau_p} (L_{sdq} i_{sdq} + \psi_{pdq}) \frac{dx}{dt} \quad (2.41)$$

Ausgeschrieben in den einzelnen Koordinaten und unter Berücksichtigung, dass per Definition der Permanentfluss  $\psi_p$  (2.40) in d-Richtung zeigt, ergibt sich

$$u_{sd} = \underbrace{R_s i_{sd}}_I + \underbrace{L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt}}_{II} + \underbrace{\frac{\partial \psi_p}{\partial x} \frac{dx}{dt}}_V - \underbrace{\frac{\pi}{\tau_p} L_{sq} i_{sq} \frac{dx}{dt}}_{III} \quad (2.42)$$

$$u_{sq} = \underbrace{R_s i_{sq}}_I + \underbrace{L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt}}_{II} + \underbrace{\frac{\pi}{\tau_p} \psi_p \frac{dx}{dt}}_{IV} + \underbrace{\frac{\pi}{\tau_p} L_{sd} i_{sd} \frac{dx}{dt}}_{III} \quad (2.43)$$

Betrachtet man die einzelnen Terme der Spannungsgleichungen (2.42) und (2.43), so erkennt man wiederum mit I. einen ohmschen Spannungsabfall, II. einen induktiven Spannungsabfall aufgrund der Stromänderung, III. einen Abfall aufgrund der Querkopplung des Statorflussanteils  $jL_{sdq}i_{sdq}$ , IV. einen Spannungsterm aufgrund der Gegen-EMK, der nur in der Querrichtung auftritt und einen Anteil V. der aufgrund der Flussänderung über den Ort und da in erster Linie beim Ein- und Ausfahren der beweglichen Einheit nur in der Direktrichtung einwirkt.

### 2.2.2 Vorschubkraftgleichung

Die Vorschubkraft wird über die elektrische Leistung bestimmt. Ähnlich der Arbeit von [28] wird ausgehend von der elektrischen Leistung, Einsetzen der ermittelnden

Spannungsgleichung und Selektion der Terme, die Vorschubkraft ermittelt. In [28] wird darüber hinaus von positionsabhängigen Induktivitäten  $L_{sd}$  und  $L_{sq}$  ausgegangen. Diese Positionsabhängigkeit würde zu einem zusätzlichen Störkraftterm in der Vorschubkraft führen.

Die elektrische Leistung ergibt sich aus dem Produkt des Stromes mit der Spannung im jeweiligen Koordinatensystem

$$P_{el} = i_{s3}^T u_{s3} = \frac{3}{2} i_{s\alpha\beta}^T u_{s\alpha\beta} = \frac{3}{2} i_{sdq}^T u_{sdq} \quad (2.44)$$

Setzt man nun für die Spannung Gleichung (2.41) ein, so ergibt sich

$$P_{el} = \underbrace{\frac{3}{2} i_{sdq}^T R_s i_{sdq}}_I + \underbrace{\frac{3}{2} i_{sdq}^T L_{sdq} \frac{di_{sdq}}{dt}}_{II} + \underbrace{\frac{3}{2} i_{sdq}^T \left[ \frac{\partial \psi_{pdq}}{\partial x} + j \frac{\pi}{\tau_p} (L_{sdq} i_{sdq} + \psi_{pdq}) \right]}_{III} \frac{dx}{dt} \quad (2.45)$$

aufgeteilt in I. ohmsche Verlustleistung, II. Leistung zum Speichern der magnetischen Energie und III. die für den Vortrieb wichtige mechanische Leistung. Aus der mechanischen Leistung kann nun die Schubkraft  $F$  des LLSM bestimmt werden.

$$P_{mech} = F \frac{dx}{dt} = \frac{3}{2} i_{sdq}^T \left[ \frac{\partial \psi_{pdq}}{\partial x} + j \frac{\pi}{\tau_p} (L_{sdq} i_{sdq} + \psi_{pdq}) \right] \frac{dx}{dt} \quad (2.46)$$

Somit ergibt sich

$$F = \frac{3}{2} i_{sdq}^T \left[ \frac{\partial \psi_{pdq}}{\partial x} + j \frac{\pi}{\tau_p} (L_{sdq} i_{sdq} + \psi_{pdq}) \right] \quad (2.47)$$

$$F = \frac{3}{2} \left\{ \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{\pi}{\tau_p} \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -L_{sq} i_{sq} \\ L_{sd} i_{sd} + \psi_p \end{bmatrix} \right\} \quad (2.48)$$

Ausmultipliziert und zusammengefasst erhält man die Schubkraft  $F$  in folgender Form

$$F = \frac{3}{2} \left\{ i_{sd} \frac{\partial \psi_p}{\partial x} + \frac{\pi}{\tau_p} [\psi_p i_{sq} + i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})] \right\} \quad (2.49)$$

Die Schubkraft  $F$  des LLSM setzt sich aus einer Hauptkraft ( $F_h \approx \psi_p i_{sq}$ ) und einer Reaktionskraft zusammen. Die Reaktionskraft ergibt sich aus dem Unterschied der beiden Induktivitäten in Direkt- und Querrichtung. Zusätzlich kommt es zu einer Kraft, die durch örtliche Änderung des Permanentflusses in Kombination mit dem Strom in Direkttrichtung erzeugt wird. Bei der flussorientierten Regelung soll der Ständerstrom so geregelt werden, dass er senkrecht zum Permanentfluss steht und es so zu keinem zusätzlichen Flussaufbau kommt sondern nur kraftwirksame Anteile beinhaltet. Vereinfacht: Der Direktstrom  $i_{sd}$  soll zu Null geregelt werden. Dadurch vereinfacht sich die Kraftgleichung zu

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \psi_p i_{sq} = \frac{k_F}{\sqrt{2}} i_{sq} \quad (2.50)$$

wobei  $k_F$  die Kraftkonstante darstellt.

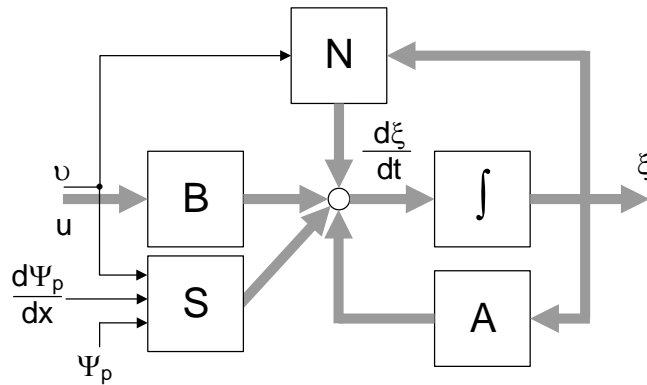


Abbildung 2.3: Kontinuierliches Zustandsraummodell eines LLSM im feldorientierten Koordinatensystem  $dq$

### 2.2.3 Zustandsraumdarstellung

Für die regelungstechnische Betrachtung ist die Überführung der Gleichung (2.41) in den Zustandsraum mit dem Zustandsvektor  $\xi = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$  sinnvoll. Somit ergibt sich

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_{\xi} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{sq}} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_{\xi} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}}_u + \\ + v \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{\pi}{\tau_p} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\frac{\pi}{\tau_p} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 0 \end{bmatrix}}_N \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_{\xi} + v \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{sq}} \frac{\pi}{\tau_p} \end{bmatrix}}_S \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \\ \psi_p \end{bmatrix}} \end{aligned} \quad (2.51)$$

mit

$$T_{sd} = \frac{R_s}{L_{sd}}, \quad T_{sq} = \frac{R_s}{L_{sq}}, \quad v = \frac{dx}{dt} \quad (2.52)$$

Abbildung 2.3 stellt diesen Zusammenhang für die LLSM im feldorientierten Koordinatensystem dar, wobei

- A ... die Systemmatrix
- B ... die Eingangsmatrix
- N ... die Kopplungsmatrix und
- S ... die Störmatrix

darstellen. Die Störterme der Störmatrix können bei Kenntnis des Flussverlaufes über den Ort  $\psi_p(x)$  und der aktuellen Fahrgeschwindigkeit  $v$  durch eine Störgrößenaufschaltung (Vorsteuerung) kompensiert werden. Um die Verkopplung der Zustandsgrößen aufzubrechen wird ein Entkopplungsnetzwerk auf Basis der Koppelmatrix N, den aktuellen Strömen  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$  und der Geschwindigkeit  $v$  eingeführt. Dadurch vereinfacht sich das Zustandsraummodell für den Stromreglerentwurf zu

$$\frac{d\xi}{dt} = A\xi + Bu \quad (2.53)$$



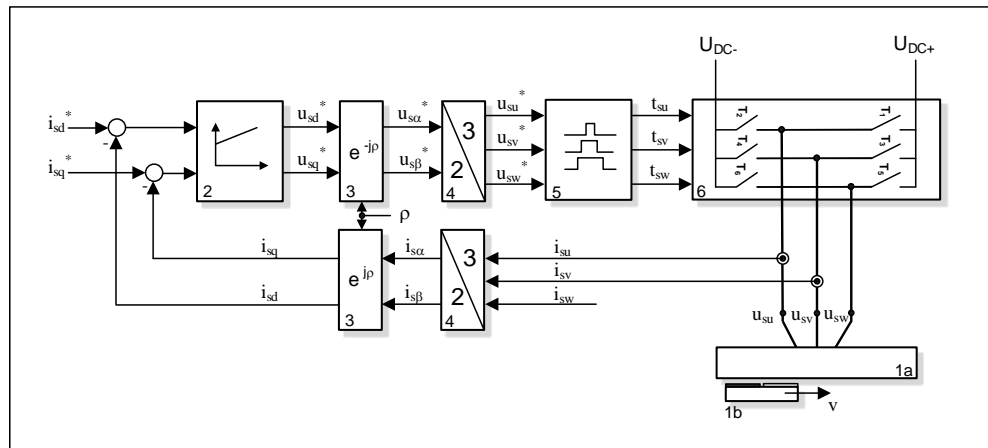


Abbildung 2.4: Feldorientierte Stromregelschleife für LLSM. 1a - Stator, 1b - Bewegliche Einheit, 2 - Stromregler, 3 - Park-Transformation, 4 - Clarke-Transformation, 5 - Umsetzeinheit (Spannung/Zeit), 6 - Schaltelemente

## 2.3 Stromregler

Die Stromreglerschleife stellt die innerste Regelschleife der in der Antriebstechnik typisch verwendeten dreistufigen Regelkaskade, bestehend aus Position-, Geschwindigkeits- und Stromregelkreis, dar und ist in Abbildung 2.4 wiedergegeben. Die Sollwerte der Ströme kommen aus den überlagerten Reglern für Geschwindigkeit, Position oder diversen Vorsteuereinheiten und werden durch '\*' angezeigt. Das Stellsignal des Stromreglers ist die Spannung in feldorientierten Koordinaten. Nach Park- und Clarke-Transformation, Gleichungen (2.10) und (2.11) beziehungsweise Gleichungen (2.5), (2.6) und (2.7), werden die sich ergebenden Sollwerte der Strangspannung mittels der Zeiteinheit in äquivalente Schaltzeitpunkte der Schaltelemente umgewandelt (Pulsweitenmodulation PWM). Die Schaltelemente verbinden die Zwischenkreispotentiale  $U_{dc-}$  und  $U_{dc+}$  mit den physikalischen Leitungen des Motors. Modulationsverfahren zur Umsetzung sind in der gängigen Literatur weitreichend behandelt, wie zum Beispiel in [67, 73].

Der Rückwärtszweig startet mit einer zwei- oder dreiphasigen Strommessung. Die Strommessung stellt eine der wichtigsten Einheiten im Antrieb dar. Sie dient nicht nur zur Rückführung für den Stromregler sondern ist auch entscheidend für eine Anzahl von Beobachtern wie Positions-, Drehzahl- beziehungsweise Geschwindigkeits-, Fluss-, Oberwellenmoment-, Temperatur-, Lastbeobachter sowie unterschiedlichster Parameter-Identifikationen (offline oder online), aber auch für diverse strombasierte Kompensationen. Nicht nur die Qualität der Beobachter, auch die eventuell folgenden Korrekturereinheiten fallen oder steigen mit der Performance der Strommessung. Die gemessenen Ströme werden wiederum den Transformationen, Gleichungen (2.3) und (2.4) beziehungsweise Gleichungen (2.8) und (2.9) zugeführt und bilden die

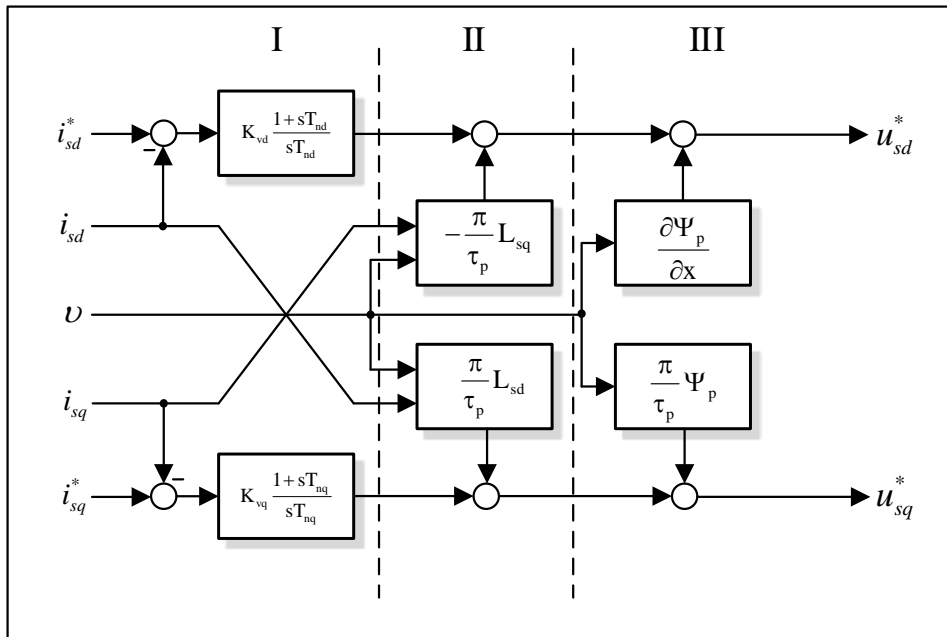


Abbildung 2.5: Stromregler mit Aufschaltung und Entkopplung

Istwerte der Ströme für den Stromregler. Die Winkelinformation für die Drehtransformation kann entweder durch einen Positionsgeber oder mittels indirekter Messung zur Positionsbeobachtung zur Verfügung gestellt werden. Durch die Vereinfachung in 2.2.3 wird der Entwurf für den Stromregler wesentlich vereinfacht.

Der Stromregler setzt sich somit aus drei Teilen zusammen. Der erste, der eigentliche Regler soll die Verzögerung durch das Zustandsverhalten, beschrieben in der Systemmatrix  $A$ , kompensieren. Die Verzögerung entspricht je Richtung einem PT1-Verhalten mit den Zeitkonstanten  $T_{sd}$  für die Direktrichtung und einer Zeitkonstanten  $T_{sq}$  für die Querrichtung. In der Regelungstechnik stehen für diese Strecken hinreichend viele Ansätze zur Verfügung, sodass auf die Bestimmung des Reglers nicht weiter eingegangen wird. Für die weitere Betrachtung soll jedoch festgelegt sein, dass die Kompensation der Verzögerung mittels zweier getrennter Standard-PI-Regler mit Verstärkungsfaktoren  $K_{vd}$  beziehungsweise  $K_{vq}$  und den jeweiligen Nachstellzeiten  $T_{nd}$  beziehungsweise  $T_{nq}$  realisiert wird. Die beiden PI-Regler werden mit geeigneten Anti-Windup-Massnahmen umgesetzt. Der zweite Teil stellt die Entkopplung der beiden Zweige dar. Im Normalfall wird der Strom in Direktrichtung  $i_{sd}$  zu Null geregelt. Dadurch vereinfacht sich die Entkopplung und es verbleibt ein drehzahlabhängiger Spannungsabfall in Direktrichtung, der durch den Querstrom  $i_{sq}$  verursacht wird. Diese Entkopplungsmassnahme ist in der Antriebstechnik sowohl für rotative als auch für lineare Antriebe üblich und kann unter anderen in [69]

nachgeschlagen werden.

$$v \frac{\pi}{\tau_p} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \quad (2.54)$$

Der dritte Teil ist durch den Störvektor dargestellt und ergibt sich aus den geschwindigkeitsabhängigen Spannungsabfällen des Flusses  $\psi_p$  und dem Anstieg des örtlichen Flussverlaufes  $\frac{\partial \psi_p}{\partial x}$ . Der erste Term entspricht der klassischen EMK-Vorsteuerung im rotativen Systemen. Wobei zu beachten ist, dass bei permanenterregten Maschinen im rotativen Bereich, aber auch bei der Kurzstatorausprägung im linearen Bereich der Fluss als konstant anzusehen ist, da immer eine volle Überdeckung gegeben ist. Dadurch vereinfacht sich die Vorsteuerung zu einer Konstante multipliziert mit der aktuellen Drehzahl beziehungsweise Geschwindigkeit.

Bei LLSM sind jedoch beide Spannungsabfälle sehr stark mit der Überdeckung der beweglichen Einheit und dem damit verbundenen örtlichen Flussverlauf  $\psi_p(x)$  verknüpft, der speziell bei Ein- und Ausfahrt die stärksten Änderungen aufweist und bei voller Überdeckung ungefähr konstant ist. Bei Kenntnis des örtlichen Flussverlaufes  $\psi_p(x)$  und der aktuellen Geschwindigkeit können diese beiden Spannungsabfälle in den jeweiligen Zweigen aufgeschaltet und somit kompensiert werden. Die Bestimmung dieser Kennlinie kann entweder durch Messungen oder durch Simulation, wie es unter anderem im folgenden Kapitel 3 vorgestellt wird, ermittelt werden. Abbildung 2.5 zeigt den Stromregler für Direkt- und Querrichtung mit den jeweiligen Entkopplungen (II) und beschriebenen Aufschaltungen (III).



## 3 Modellierung des Motors mittels Reluktanzmodells

Die Beschreibung eines Motors und seiner dynamischen Eigenschaften kann auf vielfältige Weise erfolgen. Zu Regelungszwecken wird meist auf klassische Induktivitätsmodelle zurückgegriffen. Dabei wird das elektrische Verhalten durch ein Differentialgleichungssystem und einer algebraischen Gleichung zur Vorschubkraftbestimmung beschrieben. In Kapitel 2.2 wird dieses Modell als Basis zur Bestimmung des Stromregelkreises dargestellt. Diese Beschreibungen weisen in der Regel starke Modellvereinfachungen wie symmetrischer Aufbau von Wicklung, sinusförmige Induktionsverteilung entlang des Luftspaltes, Vernachlässigung der Sättigungseigenschaften des Eisenkreises und dergleichen auf.

Numerische Modelle wie Finite-Elemente-Methoden (FEM), die gewöhnliche oder partielle Differentialgleichungen in vorgegeben Geometrieelementen unter gewissen Randbedingungen lösen, erlauben einen tieferen Einblick in die Verhältnisse des zu beschreibenden Motors. Hierbei müssen die materialspezifischen Eigenschaften und die Geometrie des zu untersuchenden Motors bekannt sein. Der Nachteil der Beschreibung durch FEM ist in erster Linie in der zeit- und rechenintensiven Erstellung der Lösung zu sehen. Zusätzlich ist die Wahl der verwendeten Netzelemente maßgeblich verantwortlich für die Konvergenz der Lösung und Bedarf daher einiger Erfahrung in der Erstellung.

Als Alternative soll hier die Methode der Beschreibung des LLSM mittels eines Netzwerkes aus magnetischen Widerständen (Reluktanzen) beziehungsweise aus magnetischen Leitwerten (Permeanzen) dargestellt werden [74–76]. Mit dieser Methode ist es möglich, den Motor auch hinsichtlich diskretem Wicklungsaufbau, Eigenheiten der Rotor- beziehungsweise Statorgeometrie (Statornut, Statorzahn, ...), nicht sinusförmiger Anspeisung aber auch hinsichtlich der Materialeigenschaften (Sättigung) zu modellieren. Diese Eigenschaften führen in der Regel zu Harmonischen in der Vorschubkraft und werden in der klassischen Beschreibung mittels Induktivitätsmodellen nicht abgedeckt. Durch diese Beschreibung ist es, im Gegensatz zum Induktivitätsmodell, auch möglich den örtlichen Flussverlauf eines Segmentes von Ein- bis Ausfahrt zu bestimmen. Diese Kurve ist sowohl für die vorgestellten Aufschaltungen im Stromregler, siehe Kapitel 2.3, als auch als Eingangsgröße für den im Kapitel 4.3.2.1 beschriebenen Flussbeobachter zur Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbestimmung von elementarer Bedeutung.

Ein Vorteil gegenüber der Beschreibung mit FEM liegt in der überschaubaren Komplexität des Netzwerkes und der damit verbundenen schnelleren zeitlichen Abarbei-

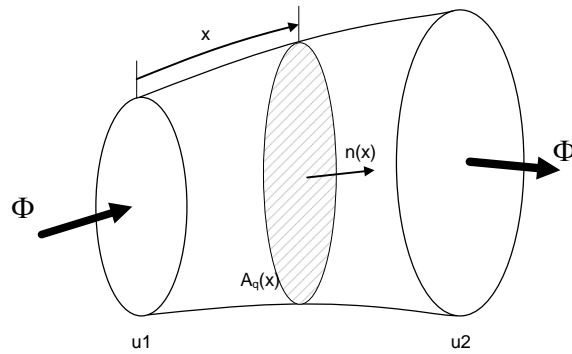


Abbildung 3.1: Magnetische Flussröhre

zung. Ein zweiter großer Unterschied bei diesem Verfahren ist darin begründet, dass der magnetische Fluss nur in zwei Richtungen durch ein Element fließen kann. Bei FEM besteht diesbezüglich keine Einschränkung.

### 3.1 Magnetische Netzwerke

Die Voraussetzung zur Beschreibung des Motors ist die Aufteilung in Einzelstücke in denen der Fluss nur in zwei Richtungen fließen kann. Diese Elemente können als Flussröhren, wie sie in Abbildung 3.1 dargestellt sind, verstanden werden. Der eintretende Fluss an der Stirnseite muss vollständig an der anderen Stirnseite wieder austreten. Dadurch ist gewährleistet, dass über die Mantelfläche kein Fluss austritt. Weiters wird vorausgesetzt, dass die magnetische Feldstärke  $H$  und die magnetische Flussdichte  $B$  im Inneren der Röhre homogen und orthogonal zur Querschnittsfläche  $A_q(x)$  sind. Die Reluktanz  $R_m$  für diese Flussröhre bestimmt sich nun nach dem Hopkinson'schen Gesetz aus dem Verhältnis von magnetischer Spannung  $u_m$  und dem magnetischen Fluss  $\Phi$ .

$$R_m = \frac{u_m}{\Phi} \quad (3.1)$$

Die magnetische Spannung zwischen den beiden Stirnflächen kann mit Hilfe des Durchflutungssatzes

$$u_m = \int_0^l H(x) dx \quad (3.2)$$

ausgedrückt werden, wobei  $l$  die gesamte Länge der Flussröhre abbildet. Der magnetische Fluss  $\Phi$  errechnet sich über das Flächenintegral

$$\Phi = \int_{A_q(x)} B(x) dA_q = B(x) A_q(x) \quad (3.3)$$

Setzt man die Gleichungen (3.2) und (3.3) in die Gleichung für die Reluktanz (3.1) ein und verwendet den Materialzusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke  $H$  und der magnetischen Flussdichte  $B$

$$B = \mu_0 \mu_r(H) H(x), \quad (3.4)$$

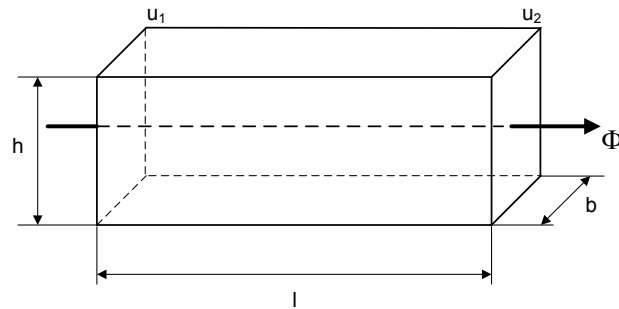


Abbildung 3.2: Magnetische Flussröhre für quaderförmige Elemente, z. B. Statorjochabschnitt

so ergibt sich

$$R_m = \frac{u_m}{\Phi} = \int_0^l \frac{H(x)}{B(x)A_q(x)} dx = \int_0^l \frac{1}{\mu_0 \mu_r(H) A_q(x)} dx \quad (3.5)$$

Bei der Modellierung von LLSM-Segmenten wird man in der Regel mit einfachen Quadern, wie sie in Abbildung 3.2 dargestellt sind, das Auslangen finden. Modellierungen mit komplexeren geometrischen Körpern können unter anderem in [74] nachgeschlagen werden. Die sich ergebende Reluktanz vereinfacht sich somit

$$R_m = \frac{u_m}{\Phi} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r(H) b h} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r(H) A_q} \quad (3.6)$$

Einem besonderen Augenmerk gilt dem Luftspalt zwischen den Statorzähnen und der beweglichen Einheit mit seinen angebrachten Permanentmagneten. Dieser Luftspalt stellt den für den elektromechanischen Übergang wichtigsten Teil der Maschine dar. Durch die unterschiedlichen Positionen der beweglichen Einheit im Bezug zum Stator kommt es zu einer geometrischen Veränderungen der jeweiligen Flussröhre. Dies führt in der Betrachtung zu einer nichtlinearen Reluktanz [74]. Diese Reluktanzen streben im Grenzfall ( $A_q \rightarrow 0$  bei  $l > 0$ ) gegen unendlich. Aus dieses Grund wird in der weiteren Betrachtung auf die inverse Formulierung des magnetischen Widerstandes, den magnetischen Leitwert (Permeanz)

$$\Lambda_m = \frac{1}{R_m} = \frac{\Phi}{u_m} = \frac{\mu_0 \mu_r(H) A_q}{l} \quad (3.7)$$

übergegangen. Eine tiefere Beschreibung aller im Netzwerk befindlichen Permeanzen wird im Kapitel 3.1.3 durchgeführt.

### 3.1.1 Aufbau des Netzwerkes

In Abbildung 3.3 ist ein Ausschnitt eines Reluktanzmodells, das mögliche Flusswege des Stators und der beweglichen Einheit ohne genauere Betrachtung und Kopplungen über den Luftspalt abbildet. Der Stator beinhaltet Permeanzen des Joches  $\Lambda_{sj}$ ,

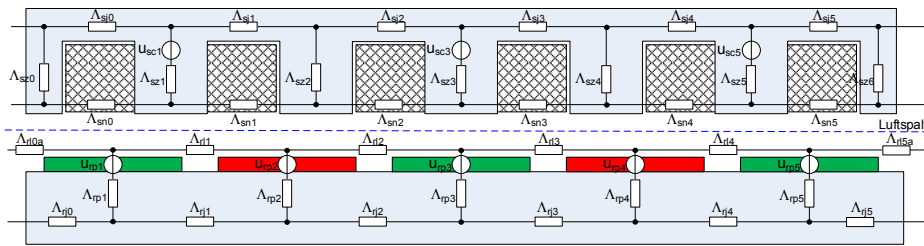


Abbildung 3.3: Darstellung eines über den Luftspalt getrennten Reluktanzmodells von Stator und der beweglichen Einheit

der einzelnen Zähne  $\Lambda_{sz}$  und die Luftspaltpermeanzen  $\Lambda_{sn}$ , die den Streufluss über die Nuten abbilden. Statorgrößen werden mittels des Index  $s$  gekennzeichnet. Die Durchflutungsquellen  $u_{sc}$  des Stators werden durch die Spulen an den Hauptzähnen gebildet. Die am Versuchsmotor physikalisch vorhandenen Polschuhe der Statorzähne (siehe Abbildung 3.6) werden für diese Bestimmungen, wie auch für folgende Betrachtungen vernachlässigt, da davon auszugehen ist, dass diese bereits im unbestromten Fall schon Sättigungserscheinungen aufweisen. Der Einfachheit halber werden diese in die Nutpermeanzen eingerechnet.

Im beweglichen Teil bilden die Permeanzen  $\Lambda_{rj}$  und die Permeanz der Magneten  $\Lambda_{rp}$  den magnetischen Rückschluss. Die Luftpermeanzen  $\Lambda_{rl}$  stellen den Streufluss, der sich über die Magnete schliesst, dar. Die Durchflutungsquellen  $u_{rp}$  des Rotors sind die aufgebrachten Permanentmagnete. Die Größen der beweglichen Einheit sind mit Index  $r$  gekennzeichnet.

Für eine gesamtheitliche Betrachtung und Berechnung muss eine Kopplung der beiden getrennten Netzwerke erfolgen. Der Grundgedanke in [74] zielt darauf hinaus, dass die Verbindung von jedem Zahn zu jedem Magneten durch eine eigene Permeanz abgebildet wird. Die Überdeckungsflächen zwischen Statorzähnen und den jeweiligen Permanentmagneten sind hierbei von der Position der beweglichen Einheit abhängig. Bei symmetrischen rotativen Motoren ergeben sich Vereinfachungen, die die Komplexität des Netzwerkes reduzieren. Im vorliegenden Fall ist dies nicht der Fall und so würde bei gegebenen sieben Magneten und einem Betrachtungsbereich von 36 Statorzähnen, 252 Luftspaltpermeanzen zu berechnen sein.

Aus diesem Grund wird ähnlich wie in [31] eine vereinfachte Betrachtung gewählt. Der Gedanke ist, die Durchflutungsquellen aufgrund der Permanentmagnete als verteilte Quellen zu betrachten. Die magnetische Kopplung des jeweiligen Statorzahnes erfolgt durch eine Zuordnung eines Südpoles beziehungsweise Nordpols der Permanentmagneten über eine positionsabhängige Permeanz. Dadurch reduziert sich die Anzahl der Luftspaltpermeanzen auf zwei pro Statorzahn. Für den gleichen Betrachtungsbereich (36 Statorzähne) ergibt sich nun eine Anzahl von 72 Permeanzen. Durch diese Beschreibung verliert man jedoch die eindeutige Zuordnung der Durchflutungsquellen zu den physikalisch vorhandenen Permanentmagneten wie in Abbildung 3.3 dargestellt.



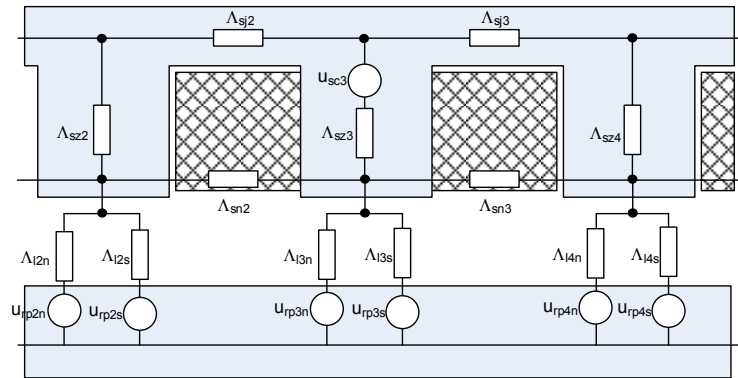


Abbildung 3.4: Über den Luftspalt gekoppeltes Reluktanzmodell von Stator und der beweglichen Einheit

In Abbildung 3.4 ist eine solche Anordnung dargestellt. Die Statorpermeanzen  $\Lambda_{sj}$ ,  $\Lambda_{sz}$  und  $\Lambda_{sn}$  und die Durchflutungsquellen aufgrund der angeschlossenen Wicklung  $u_{sc}$  bleiben unverändert. Der magnetische Rückschluss des Flusses in der beweglichen Einheit wird aufgrund der großen Querschnittfläche und der geringen Abstände vernachlässigt. Weiters kann die Permeanz der Magneten  $\Lambda_{rp}$  der sich nun neu ergebenden Luftspaltpermeanzen  $\Lambda_{ln}$  beziehungsweise  $\Lambda_{ls}$  eingerechnet werden. Dies ist möglich, da sich die magnetische Permeabilität der verwendeten Permanentmagnete unwesentlich von der Luft unterscheidet. Der Index l gibt die Zuordnung zum Luftspalt an und der zweite Index (n und s) soll die Zuordnung zur jeweiligen Polrichtung darstellen.

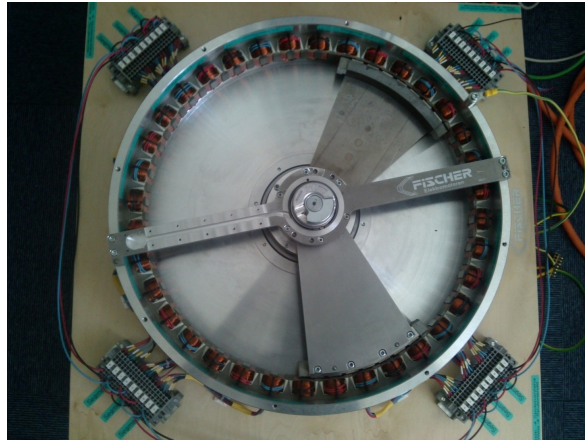
Die folgenden Betrachtungen zur Bestimmung, dessen Berechnungen und insbesondere der Lösung des Netzwerkes, sind sehr stark an den Arbeiten des Institutes für Automatisierungs- und Regelungstechnik (ACIN) der Technischen Universität Wien unter der Leitung von Professor A. Kugi für die Erstellung von Reluktanznetzwerken für rotative Permanentmagnet-Synchron-Motoren angelehnt und können unter anderem in den Publikationen wie [76–80] nachgeschlagen werden.

Bevor nun die Betrachtung der einzelnen Permeanzen und deren Bestimmung durchgeführt wird, ist es notwendig auf den verwendeten Versuchsaufbau und dessen Eigenheiten und Ansteuerung einzugehen.

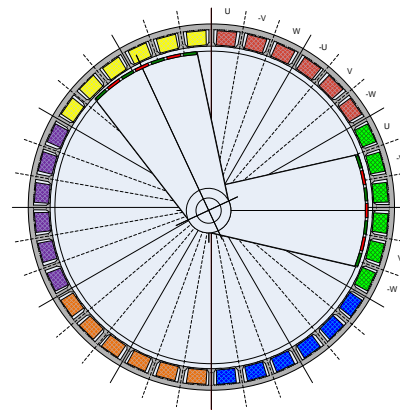
### 3.1.2 Verwendeter Versuchsaufbau

#### 3.1.2.1 Versuchsmotor

Der verwendete Versuchsmotor, der die Basis der folgenden Betrachtungen für die Simulation darstellt, wurde aus einem rotativen Torque-Motor der Firma Fischer,



(a) Versuchsmotor



(b) Segmenteinteilung

Abbildung 3.5: Adaptierter Versuchs- und Testmotor TQMI500

DE (<http://www.fischer-elektromotoren.de>) so adaptiert, dass er den Anforderungen an einen Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motor (LLSM) entspricht. In Abbildung 3.5a ist dieser Motor dargestellt. Der Stator des Motors blieb im Vergleich zum bestehenden Torque-Motor unverändert. Alle am Umfang angebrachten 36 Spulen werden auf Klemmbrettern für eine individuelle Verschaltung herausgeführt. Dadurch ist es möglich, den Motor in Teilbereiche (Segmente) zu unterteilen. Der vollständige durchgängige Standardrotor mit 60 Permanentmagneten wurde entfernt und durch zwei Rotorsegmente mit je sieben Permanentmagneten ersetzt. Beide Rotorsegmente sind gesondert gelagert um eine individuelle Positionsregelung zu ermöglichen und bilden somit zwei individuell ansteuerbare bewegliche Einheiten. An den beiden Wellenenden sind zur exakten Positonsbestimmung zwei optische Geber der Firma Heidenhein mit EnDat2.1-Schnittstelle beziehungsweise -Protokoll angebracht. Die Geber verfügen über eine Strichzahl von 512 und werden über Auswerteeinheiten mit 14 Bit aufgelöst. Dies ergibt eine Inkrementenanzahl pro Umdrehung von 8388608. Nenndaten des Motors sind im Appendix, Kapitel 7.1.1 zu finden.

Die Aufteilung in Einzelsegmente erfolgt in sechs Segmenten mit je sechs Spulen. Diese Aufteilung ist in Abbildung 3.5b dargestellt. Sechs gleichfarbige Spulen bilden zusammen ein Segment. Die Verschaltung der Spulen ist in Abbildung 3.7 zu sehen. Ein Dreiphasensystem besteht aus zwei in Serie geschalteten Spulen, die am Ende zu einem Sternpunkt zusammengefasst werden. In der Detailabbildung 3.6 ist das zweite Segment (Segment 1) mit den zugehörigen Wicklungen von U bis -W und einer beweglichen Einheit dargestellt. Die Spulen befinden sich auf jedem zweiten Zahn, den sogenannten Hauptzähnen. Zwischen den Hauptzähnen befinden sich die nicht bewickelten Nebenzähne. Die Abmessungen von Haupt- und Nebenzahn sind identisch.

In den folgenden Abbildungen ist die Farbe für Nordpolmagneten mit grün und die Farbe für Südpolmagneten mit rot dargestellt.

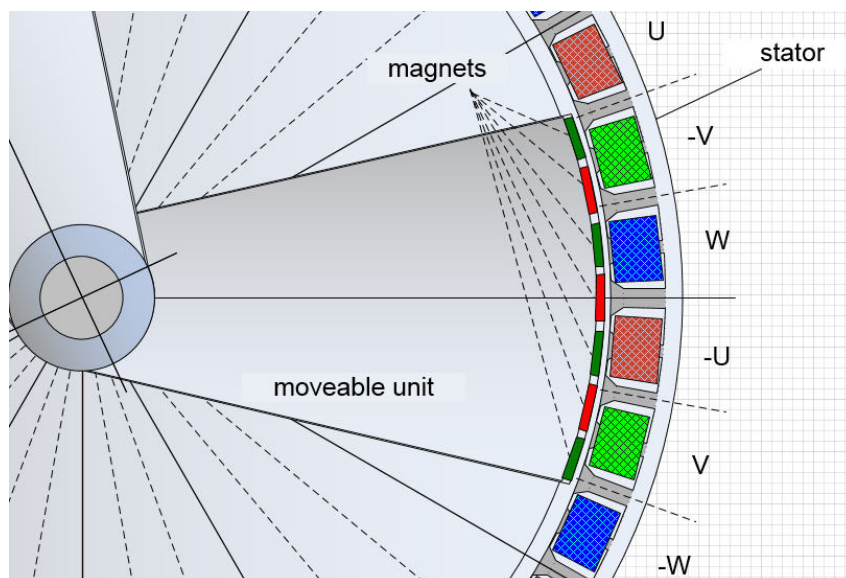


Abbildung 3.6: Detailausschnitt des Versuchsmotors

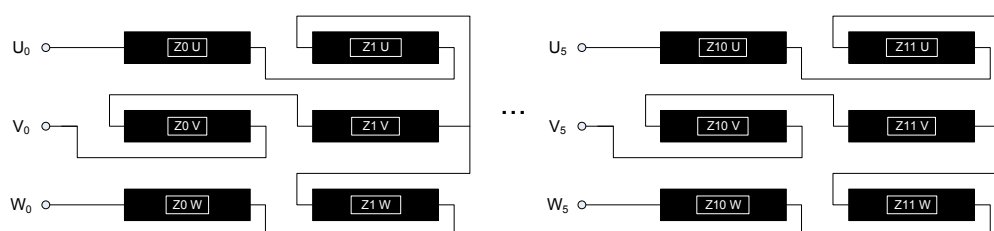


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung der Spulenverschaltung der einzelnen Segmente

### 3.1.2.2 Ansteuerung des Versuchsmotors

Die einzelnen Segmente (Zonen) werden durch drei Doppelachsumrichtermodule gespeist. In Abbildung 3.8 ist dieser Aufbau skizziert. Die Wechselrichtermodule werden an einem gemeinsamen Zwischenkreisverbund ( $u_{dc} = 560 \text{ V}$ ) über eine Einpeiseeinheit mit Leistung versorgt. Zusätzlich sind die Wechselrichtermodule über ein Netzwerk mit der übergeordneten Steuerung verbunden. Als Netzwerkbus wird ein Echtzeit-Ethernet Feldbus mit einer Datenübertragungsrate von 100 MBit pro Sekunde verwendet. Die Zykluszeit des Netzwerkes beträgt  $400 \mu\text{s}$ . Nenndaten der Wechselrichter sind wiederum im Appendix, Kapitel 7.1.2 angeführt.

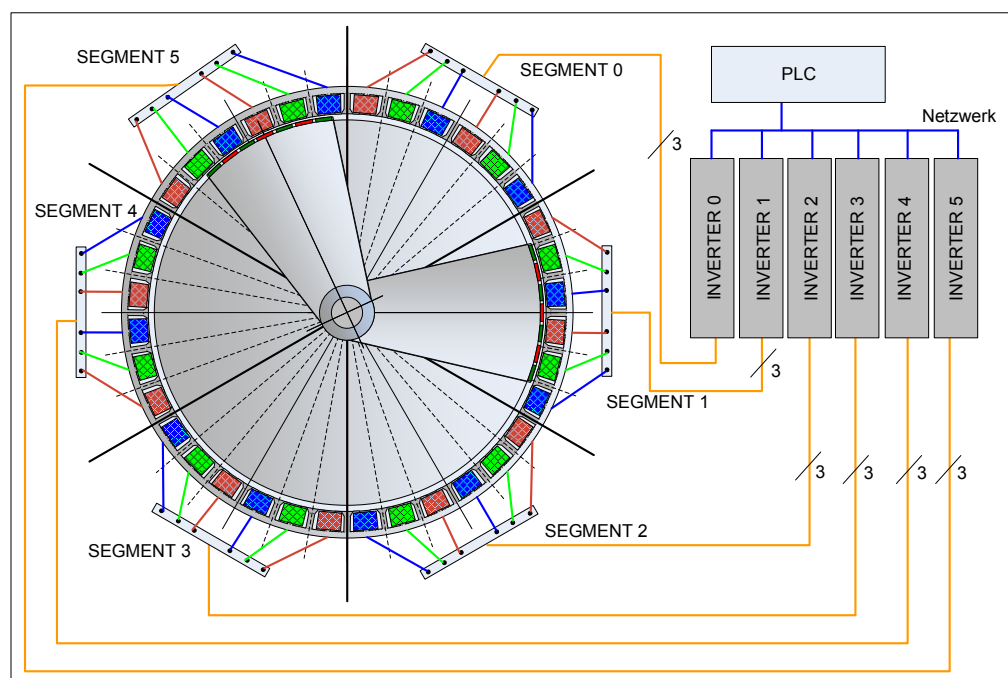


Abbildung 3.8: Skizzierter Aufbau des Motor mit Ansteuereinheiten

### 3.1.3 Bestimmung der Permeanzen

Im Folgenden soll auf die Bestimmung und Berechnung auf Basis der gegebenen geometrischen Daten beziehungsweise der gegebenen Materialdaten der unterschiedlichen Permeanzen eingegangen werden. Abbildung 3.9 zeigt den Versuchsmotor in aufgewickelter Form mit den notwendigen geometrischen Bezeichnungen. Die grundsätzlichen Parameter des Versuchsmotors wie geometrische Abmessungen aber auch die verwendeten Materialien können im Appendix, Kapitel 7.1.1 nachgelesen werden.

Im Folgenden werden nun die einzelnen Permeanzen bestimmt. Die Einteilung erfolgt in konstante Permeanzen, wie Nutpermeanzen, die den Streufluss zwischen den Zähnen bestimmen, inhärente nichtlineare Permeanzen, die zwar eine geometrisch konstante Flussröhre aufweisen, jedoch durch die Materialeigenschaften ( $\mu_r(H)$ ) mitbestimmt werden und parametrisch nichtlineare Permeanzen, die sich durch die Veränderung der Position und der damit einhergehenden Überdeckung auszeichnen.

Eine Vereinfachung wird hinsichtlich des rotativen Aufbaues des Versuchsmotors getroffen. Da der Versuchsmotor einen großen Durchmesser aufweist, werden die Flussröhren, die physikalisch bogenförmige Volumenelemente entsprechen, durch quaderförmige Flussröhren mit der mittleren Länge der Ringsegmente abgebildet.

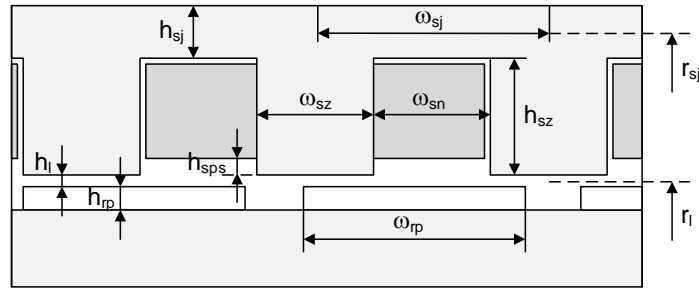


Abbildung 3.9: Darstellung der geometrischen Bezeichnungen am aufgerollten Versuchsmotor

### 3.1.3.1 Lineare oder konstante Permeanzen

Zu den konstanten Permeanzen im dargestellten Netzwerk zählen die Permeanzen, die den Streufluss zwischen den Zähnen betreffen. Der Streufluss zwischen den Zähnen wird sich über die Polschuhe der Zähne und der dazwischenliegenden Nutöffnung über die Luft ( $\mu_r = 1$ ) ausbilden. Wie bereits erwähnt, werden die Polschuhe vernachlässigt, da durch die gegebene Geometrie von einer schnellen Sättigung auszugehen ist. Durch diese Vereinfachung ist es möglich, diese Anteile in die Nutpermeanz einzugliedern. Dadurch sind diese Nutpermeanzen nur von der Geometrie abhängig und durch den gegebenen Aufbau für alle Nuten identisch und die Permeanzen dieser quaderförmigen Elemente ergeben sich in der Form

$$\Lambda_{snk} = \frac{\mu_0 h_{sps} l_m}{w_{sn}}, \quad k = 1, \dots, n - 1 \quad (3.8)$$

wobei  $l_m$  die axiale Motorlänge darstellt. Der Subindex  $k$  zeigt die  $k$ -te Nutpermeanz an, wobei  $n$  die Anzahl der Zähne im Betrachtungsbereich angibt.

### 3.1.3.2 Inhärente nichtlineare Permeanzen

Die zweite Gruppe der vorkommenden Permeanzen betrifft die Permeanzen, die eine Abhängigkeit hinsichtlich der magnetischen Feldstärke  $H$  aufweisen. Dies betrifft alle Permeanzen, die sich im Eisenweg befinden, wie die in der gegebenen Abbildung 3.4 dargestellten Jochpermeanzen beziehungsweise Zahnpermeanzen. Die Flussröhren für die Statorzähne können wiederum als gute Näherung als quaderförmige Elemente dargestellt werden. Die Permeanzen der  $n$  Statorzähne mit der Höhe  $h_{sz}$  und der Querschnittsfläche  $A_{qsz} = w_{sz} l_m$  für den durchtretenden Zahnfluss können somit in folgender Form bestimmt werden.

$$\Lambda_{szk} = \frac{\mu_0 \mu_r (H_{szk}) w_{sz} l_m}{h_{sz}}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.9)$$

Wobei auch hier wieder  $l_m$  die axiale Motorlänge darstellt und  $H_{szk}$  die magnetische Feldstärke im jeweiligen Zahn  $k$ . Durch den gegebenen Aufbau kann die magnetische Feldstärke, Gleichung (3.2), im  $k$ -ten Zahn auch einfach über die magnetische Spannung  $u_{szk}$  an diesem Zahn durch die Zahnhöhe  $h_{sz}$  bestimmt werden.

$$H_{szk} = \frac{u_{szk}}{h_{sz}}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.10)$$

Die andere inhärente nichtlineare Permeanz betrifft die Flussröhren im Joch des Stators. Da wie bereits erwähnt das Joch aus Ringsegmenten verstanden werden kann, werden diese Flussröhren zur Vereinfachung durch quaderförmige Flussröhren mit einer Weite von  $w_{sj} = \gamma_{sj} r_{sj}$  angenähert, wobei  $r_{sj}$  dem mittleren Radius des Statorjoches entspricht und bei 72 Statorzähnen  $\gamma$  einen Winkel von  $\frac{2\pi}{72} = 0.0873 \text{ rad}$  umspannt. Die Durchtrittsfläche des Flusses ergibt sich aus dem Produkt  $A_{qsj} = h_{sj} l_m$  und somit berechnen sich die Jochpermeanzen in der Form

$$\Lambda_{sjk} = \frac{\mu_0 \mu_r (H_{sjk}) h_{sj} l_m}{w_{sj}} = \frac{\mu_0 \mu_r \left( \frac{u_{sjk}}{w_{sj}} \right) h_{sj} l_m}{w_{sj}}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.11)$$

In den meisten Fällen wird, der zu befahrende Track aus mehreren Statorsegmenten aufgebaut sein, die kein gemeinsames durchgehendes Joch aufweisen. Diese am Joch aufgetrennte Verbindung kann durch eine konstante Permeanz (Luftspaltpermeanz) dargestellt werden. Durch den speziellen Aufbau des vorliegenden Versuchsmotors, Kapitel 3.1.2, kommt es jedoch zu keiner Segmentunterbrechung im Joch und es kann somit auf eine zusätzliche Luftspaltpermeanz verzichtet werden.

Die Bestimmung der relativen Permeabilität  $\mu_r$  kann aus der Magnetisierungskennlinie des verwendeten Stahlblechs TKS M330 65A ermittelt werden. Da diese meist nur in graphischer Form beziehungsweise in Tabellenform vorliegen, Abbildung 7.1a, soll eine mathematische Approximation verwendet werden. [81] zeigt eine Übersicht unterschiedlichster Approximationen zur Bestimmung der  $BH$ -Kurve. Die für die Simulation verwendete Approximation basiert auf der Bestimmung der magnetischen Suszeptibilität  $\chi$  in doppelt logarithmischem Maßstab und ist im Appendix 7.1.1.3 genauer dargestellt.

### 3.1.3.3 Parametrisch nichtlineare Permeanzen

Die letzte Gruppe der zu beschreibenden Permeanzen betrifft die Luftspaltpermeanzen, die ihre Geometrie aufgrund der Position der beweglichen Einheit und damit der Permanentmagnete verändern. Wie bereits erwähnt beziehungsweise in Abbildung 3.4 dargestellt, wird jedem Statorzahn ein Nordmagnet und ein Südmagnet zugeordnet. Die Anbindung erfolgt über die jeweiligen Luftspaltpermeanzen. Im Folgenden soll beispielhaft die Durchfahrt eines Nordmagneten an einem Statorzahn dargestellt werden, um diese Anbindung abzubilden. In Abbildung 3.10 ist ein Durchlauf eines Nordmagneten am  $k$ -ten Statorhauptzahn dargestellt. An der Position  $x_{sak}$ , die mit der Position  $x_1$  in Abbildung 3.10 zusammentrifft, tritt der Magnet in den Überdeckungsbereich mit dem Hauptzahn ein. Im Bereich von  $x_1$  bis  $x_2 = x_{sak} + w_{sz}$

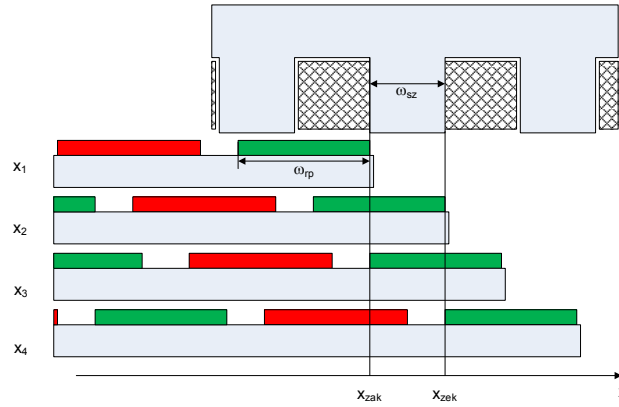


Abbildung 3.10: Überdeckungsdarstellung des ersten Nordmagneten beim Durchfahren des k-ten Statorzahn

nimmt die Überdeckung  $\alpha(x)$  linear zu und erreicht an der Position  $x_2$  den Maximalwert. Zwischen den Positionen  $x_2$  und  $x_3 = x_{sak} + w_{rp}$  bleibt die maximale Überdeckung bestehen. Ab der Position  $x_3$ , die vorwiegend durch die Magnetbreite  $w_{rp}$  bestimmt wird, kommt es zu einer linearen Abnahme der Überdeckung bis zum vollständigen Austreten des Nordmagneten mit dem k-ten Statorhauptzahn bei Position  $x_4 = x_{sak} + w_{sz} + w_{rp}$ . Demnach ergibt sich für die Überdeckungsfunktion des k-ten Hauptzahn für einen Nordmagneten

$$\alpha_{lkn} = \begin{cases} 0 & x \leq x_1 \\ \frac{x-x_1}{x_2-x_1} & x_1 < x \leq x_2 \\ 1 & x_2 < x \leq x_3 \\ 1 - \frac{x-x_3}{x_4-x_3} & x_3 < x \leq x_4 \\ 0 & x_4 < x \end{cases} \quad (3.12)$$

Besteht die bewegliche Einheit aus mehreren Magneten der selben Polung, so kommt es, verschoben um die jeweilige Anbringung und Breite des Magneten, zu weiteren Überdeckungen des k-ten Statorhauptzahnes. Diese sind entsprechend zu berücksichtigen. Die Bestimmung der Überdeckungen mit den Südmagneten sind auf die gleiche Art und Weise zu bestimmen. Die sich so ergebenden Permeanzen für den Luftspalt hinsichtlich der Nordmagnete (Index n) beziehungsweise der Südmagnete (Index s) lassen sich nun wie folgt berechnen:

$$\Lambda_{lkn} = \alpha_{lkn} \frac{\mu_0 w_{sz} l_m}{h_l + h_{rp}}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.13)$$

$$\Lambda_{lks} = \alpha_{lks} \frac{\mu_0 w_{sz} l_m}{h_l + h_{rp}}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.14)$$

Die sich ergebenden Flussröhren ändern ihre Länge hinsichtlich der Position nicht und ergeben sich aus dem tatsächlichen Luftspalt  $h_l$  und der Höhe der Magnete  $h_{rp}$ . Diese Vereinfachung kann aufgrund der relativen Permeabilität der Magnete  $\mu_{rp} = 1.033$  gemacht werden. Der sich ergebende trapezförmige Verlauf wird sich in

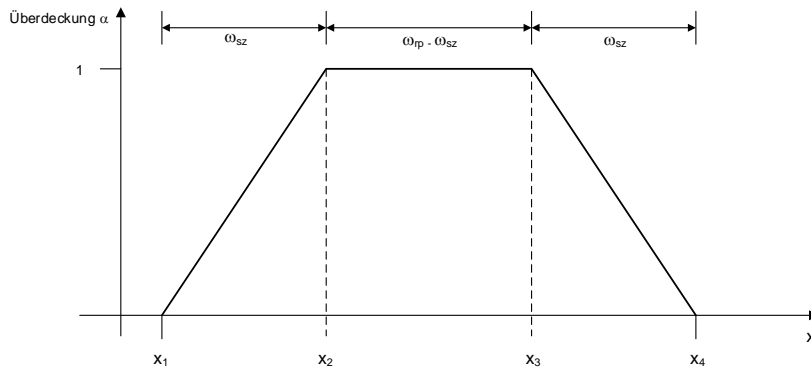


Abbildung 3.11: Darstellung der Überdeckungsfunktion bei Durchfahren eines Nordmagneten mit einem Statorzahn

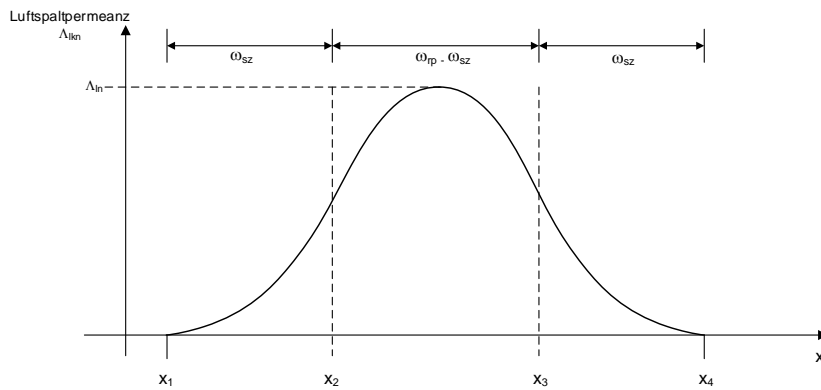


Abbildung 3.12: Luftspaltpermeanz für einen Nordmagneten bei Durchfahren des k-ten Statorzahnes

der Praxis als untauglich erweisen. Ostovic in [74] schlägt daher einen heuristischen Ansatz mit Kosinusübergängen für die Überdeckung vor. In Abbildung 3.12 ist dieser Verlauf dargestellt. Mit  $x_{23} = \frac{x_3+x_2}{2}$  ergibt sich für die k-te Luftspaltpermeanz hinsichtlich des Nordmagneten dann die Form

$$\Lambda_{lkn} = \frac{\Lambda_{ln}}{2} \begin{cases} 0 & x \leq x_1 \\ 1 - \cos\left(\pi \frac{x-x_1}{x_{23}-x_1}\right) & x_1 < x \leq x_{23} \\ 1 + \cos\left(\pi \frac{x-x_{23}}{x_4-x_{23}}\right) & x_{23} < x \leq x_4 \\ 0 & x_4 < x \end{cases} \quad (3.15)$$

wobei  $\Lambda_{ln}$  den maximalen Wert der Permeanz bei vollständiger Überdeckung darstellt. Durch Aufbau der beweglichen Einheit mit vier Nordpolen und drei Südpolen ergeben sich für die positionsabhängigen Luftspaltpermeanzen des k-ten Statorhauptzahns vier beziehungsweise drei Überdeckungen. In Abbildung 3.13 ist der Verlauf der positionsabhängigen Luftspaltpermeanzen mittels des beschriebenen Kosinus-



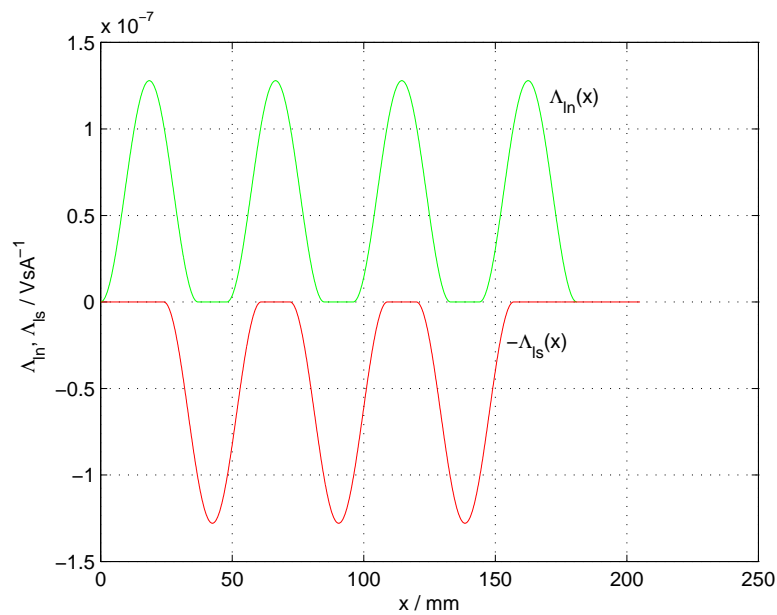


Abbildung 3.13: Luftspaltpermeanzen für den ersten Hauptzahn bei vier Nordpolmagneten und drei Südpolmagneten

ansatzes der Überdeckung für die Nordpole  $\Lambda_{In}$  und die Südpole  $\Lambda_{Is}$  des ersten Hauptzahnes dargestellt. Die folgenden Luftspaltpermeanzen für die folgenden Statorzähne, bestehend aus abwechselnden Haupt- und Nebenzähnen, sind dann entsprechend um die geometrische Anordnung um  $w_{sj}$  beziehungsweise um  $w_{sz} + w_{sn}$  versetzt.

### 3.1.4 Bestimmung der Durchflutungsquellen

Wie bereits erwähnt, ergeben sich die Durchflutungsquellen einerseits durch die einzelnen Spulen im Stator und auf der anderen Seite durch die Permanentmagnete an der beweglichen Einheit. Die Durchflutung an den Spulen wird durch die Anzahl der Windungen, dessen Wicklungssinn und dem durchfließenden Statorstrom  $i_{sc}$  bestimmt,

$$u_{sc} = N_{wdg} \eta i_{sc} \quad (3.16)$$

wobei  $N_{wdg}$  die Anzahl der Windungen und  $\eta$  den Wicklungssinn der entweder 1 für positiven oder  $-1$  für negativen Wicklungssinn ist. Betrachtet man ein Segment bestehend aus sechs Spulen und berücksichtigt die Verschaltung in Abbildung 3.7 mit dreiphasiger Ansteuerung und der Annahme, dass alle Spulen die gleiche Anzahl von Windungen besitzen, so ergibt sich für die magnetischen Spannungen an den

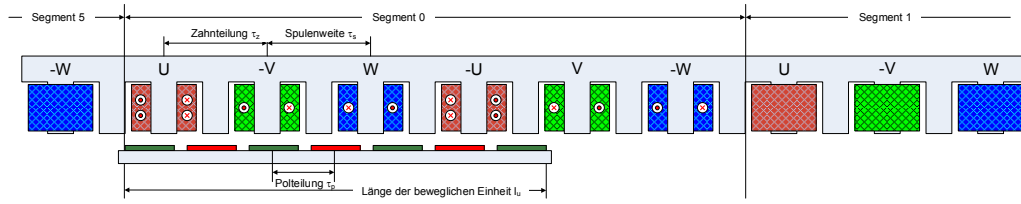


Abbildung 3.14: Darstellung des ersten Segmentes mit Nachbarsegmenten bei voll eingefahrener beweglicher Einheit

Spulen

$$\begin{bmatrix} u_{sc1} \\ u_{sc3} \\ u_{sc5} \\ u_{sc7} \\ u_{sc9} \\ u_{sc11} \end{bmatrix} = N_{wdg} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Die Indexierung der magnetischen Spannungen an den Spulen ergibt sich aus der Tatsache, dass nur jeder zweite Zahn (Hauptzahn) mit einer Spule versehen ist. Die Durchflutung der Permanentmagnete kann durch die Koerzitivfeldstärke  $H_c$ , dessen Polarität und die Höhe der Permanentmagnete  $h_{rp}$  berechnet werden,

$$u_{rp} = cH_c h_{rp} \quad (3.18)$$

wobei die Polarität durch  $c = 1$  für Nordpolarität und  $c = -1$  für Südpolarität dargestellt werden kann. Nachdem nun alle Elemente, Permeanzen und Durchflutungsquellen des Netzwerkes bestimmt wurden, muss noch auf die Verschaltung, wie sie in Abbildung 3.4 angedeutet wurde, eingegangen werden.

### 3.1.5 Berechnung des Netzwerkes

Um nun alle magnetischen Flüsse und die zugehörigen magnetischen Spannungen für unterschiedliche Positionen der beweglichen Einheit und unterschiedlichsten Belastungsfällen zu berechnen, soll nun die Struktur des Netzwerkes und dessen Lösung mit Hilfe der Graphentheorie genauer betrachtet werden. Die Modellierung soll alle Positionen eines Segmentes mit der beweglichen Einheit abbilden können. Das umfasst alle Positionen des Weges vom Eintritt der beweglichen Einheit in das angeschlossene Segment bis zum vollständigen Austritt der beweglichen Einheit aus diesem Segment. Deshalb ist es notwendig, die beiden Nachbarsegmente in das Netzwerk einzubinden und mitzusimulieren. Auch wenn in diesen beiden Segmenten die Statorspulen nicht mitversorgt werden, kommt es durch den Aufbau des Eisenweges und der positionsabhängigen Überdeckung der Magnete zu den einzelnen Statorzähnen, zur Ausprägung von magnetischen Flüssen. In Abbildung 3.14 ist das erste Segment mit Teilen der Nachbarsegmente des verwendeten Motors linear dargestellt. Als Nullpunkt wird die Überdeckung der rechten Vorderkante des ersten Magneten der beweglichen Einheit mit dem linken Anfang des Segmentes definiert. In der

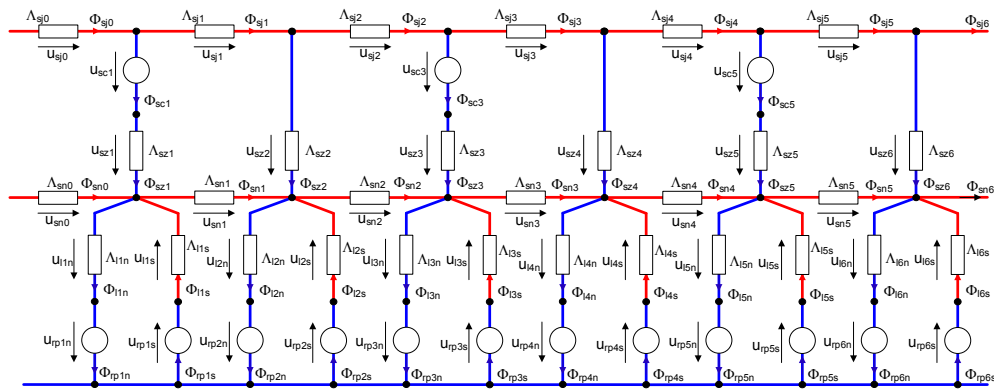


Abbildung 3.15: Teildarstellung von Baum (blau) und Ko-Baum (rot) des Reluktanznetzwerkes

Abbildung ergibt sich dann eine Position, die der Länge der beweglichen Einheit entspricht.

Basierend auf den aus den Vorkapiteln gewonnen Erkenntnissen hinsichtlich der Permeanzen, der magnetischen Durchflutungsquellen und der Notwendigkeit, drei Segmente zu simulieren, ergibt sich nun ein Netzwerk das aus

- $3 \cdot 12 = 36$  Zahnpermeanzen  $\Lambda_{sz}$ ,
- $3 \cdot 12 - 1 = 35$  Jochpermeanzen  $\Lambda_{sj}$ ,
- $3 \cdot 12 - 1 = 35$  Nutpermeanzen  $\Lambda_{sn}$ ,
- $3 \cdot 12 = 36$  Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Nordpoles  $\Lambda_{In}$ ,
- $3 \cdot 12 = 36$  Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Südpoles  $\Lambda_{Is}$ ,
- $3 \cdot 12 = 36$  Durchflutungsquellen des Nordpolmagneten  $u_{rpn}$ ,
- $3 \cdot 12 = 36$  Durchflutungsquellen des Südpolmagneten  $u_{rps}$  und
- $3 \cdot 6 = 18$  Durchflutungsquellen aufgrund der Wicklungen  $u_{sc}$

besteht. Durch die hohe Anzahl an Elementen im Netzwerk wird ein Lösungsansatz mittels der Graphentheorie gewählt. Die Graphentheorie ist eine bewährte Methode zur Beschreibung elektrischer beziehungsweise magnetischer Netzwerke. Anwendungen der Graphentheorie für elektrische Netzwerke können unter anderen in [82, 83] nachgeschlagen werden. Das Netzwerk wird in sogenannte Bäume und Ko-Bäume aufgeteilt. Ein Baum ist hierbei so definiert, dass er keine geschlossene Schleife bilden darf. Eine zusätzliche Forderung ergibt sich daraus, dass alle Quellen in Bäumen enthalten sein müssen. Alle anderen Elemente bilden den Ko-Baum. In Abbildung 3.15 ist eine mögliche Aufteilung eines Teiles des Netzwerkes in Baum (blau) und Ko-Baum (rot) dargestellt. Das restliche, nicht abgebildete Netzwerk, würde sich entsprechend ergeben.

### 3.1.5.1 Gruppierung in Baum- und Ko-Baumgrößen

Für eine bessere Verständlichkeit und eine einfachere Lösbarkeit werden nun die einzelnen Größen des Netzwerkes hinsichtlich ihrer Zugehörigkeit (Baum, Ko-Baum) gruppiert. Legt man Abbildung 3.15 zur Basis, befinden sich in den Bäumen die Flüsse aufgrund der Spulen  $\Phi_{sc}$ , Flüsse in den nichtlinearen Zahnpermeanzen  $\Phi_{sz}$ , Flüsse der Luftspaltpermeanzen  $\Phi_{ln}$  bezüglich des Nordpoles und Flüsse aufgrund der Permanentmagneten  $\Phi_{rpn}$  und  $\Phi_{rps}$ . Fasst man die Flüsse aufgrund der Spulen in einem Vektor  $\Phi_{\beta sc}$  zusammen ergibt sich.

$$\Phi_{\beta sc} = [\Phi_{sc1} \ \Phi_{sc2} \ \dots \ \Phi_{sc18}]^t \quad (3.19)$$

Der Index  $\beta$  zeigt die Zugehörigkeit zum Baum an. Analog kann man die restlichen Baumflüsse in Vektoren zusammenfassen.

$$\Phi_{\beta rp} = [\Phi_{rp1n} \ \Phi_{rp1s} \ \Phi_{rp2n} \ \Phi_{rp2s} \ \dots \ \Phi_{rp36n} \ \Phi_{rp36s}]^t \quad (3.20)$$

$$\Phi_{\beta sz} = [\Phi_{sz1} \ \Phi_{sz2} \ \dots \ \Phi_{sz36}]^t \quad (3.21)$$

$$\Phi_{\beta ln} = [\Phi_{ln1} \ \Phi_{ln2} \ \dots \ \Phi_{ln36}]^t \quad (3.22)$$

Weiters kann man einen Gesamtvektor für alle Flüsse im Baum  $\Phi_{\beta}$  der Ordnung  $\mathbb{R}^{162 \times 1}$  bilden

$$\Phi_{\beta} = [\Phi_{\beta sc}^t \ \Phi_{\beta rp}^t \ \Phi_{\beta \lambda}^t]^t \quad (3.23)$$

wobei

$$\Phi_{\beta \lambda}^t = [\Phi_{\beta sz}^t \ \Phi_{\beta ln}^t]^t \quad (3.24)$$

die zusammengefassten Flüsse durch die Baumpermeanzen (Zahnpermeanzen und Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Nordpoles) darstellen. Die zugehörigen magnetischen Spannungen des Baumes können in gleicher Form dargestellt werden.

$$u_{\beta sc} = [u_{sc1} \ u_{sc2} \ \dots \ u_{sc18}]^t \quad (3.25)$$

$$u_{\beta rp} = [u_{rp1n} \ u_{rp1s} \ u_{rp2n} \ u_{rp2s} \ \dots \ u_{rp36n} \ u_{rp36s}]^t \quad (3.26)$$

$$u_{\beta sz} = [u_{sz1} \ u_{sz2} \ \dots \ u_{sz36}]^t \quad (3.27)$$

$$u_{\beta ln} = [u_{ln1} \ u_{ln2} \ \dots \ u_{ln36}]^t \quad (3.28)$$

Der Vektor aller magnetischer Spannungen des Baum  $u_{\beta}$  ergibt sich wiederum aus den Einzelvektoren

$$u_{\beta} = [u_{\beta sc}^t \ u_{\beta rp}^t \ u_{\beta sz}^t \ u_{\beta ln}^t]^t = [u_{\beta sc}^t \ u_{\beta rp}^t \ u_{\beta \lambda}^t]^t \quad (3.29)$$

und besitzt naturgemäß die gleiche Ordnung  $\mathbb{R}^{162 \times 1}$  wie der Spaltenvektor der Baumflüsse  $\Phi_{\beta}$ .

Der Spaltenvektor der Flüsse im Ko-Baum des Netzwerkes verfügt, durch die Bedingung, dass alle Quellen im Baum eingegliedert werden müssen, nur über Flüsse durch Permeanzen. Dadurch beinhaltet der Ko-Baum magnetische Flüsse der nichtlinearen Jochpermeanzen  $\Phi_{sj}$ , Flüsse der Luftspaltpermeanzen  $\Phi_{ls}$  bezüglich des

Südpoles und Flüsse der Nutpermeanzen  $\Phi_{sn}$ . Wiederum zusammengefasst ergibt sich

$$\Phi_{\kappa sj} = [\Phi_{sj1} \ \Phi_{sj2} \ \dots \ \Phi_{sj35}]^t \quad (3.30)$$

$$\Phi_{\kappa ls} = [\Phi_{ls1} \ \Phi_{ls2} \ \dots \ \Phi_{ls36}]^t \quad (3.31)$$

$$\Phi_{\kappa sn} = [\Phi_{sn1} \ \Phi_{sn2} \ \dots \ \Phi_{sn35}]^t \quad (3.32)$$

Der Index  $\kappa$  stellt den Zusammenhang zum Ko-Baum dar. Fasst man diese Spaltenvektoren wiederum zu einen Gesamtvektor für alle Flüsse im Ko-Baum zusammen, so ergibt sich ein Spaltenvektor

$$\Phi_{\kappa} = [\Phi_{\kappa sj}^t \ \Phi_{\kappa ls}^t \ \Phi_{\kappa sn}^t]^t \quad (3.33)$$

mit der Ordnung  $\mathbb{R}^{106 \times 1}$ . Die zugehörigen magnetischen Spannungen des Ko-Baumes lassen sich wiederum analog anschreiben

$$u_{\kappa sj} = [u_{sj1} \ u_{sj2} \ \dots \ u_{sj35}]^t \quad (3.34)$$

$$u_{\kappa ls} = [u_{ls1} \ u_{ls2} \ \dots \ u_{ls36}]^t \quad (3.35)$$

$$u_{\kappa sn} = [u_{sn1} \ u_{sn2} \ \dots \ u_{sn35}]^t \quad (3.36)$$

und zusammengefasst in einem Spaltenvektor ( $\mathbb{R}^{106 \times 1}$ )

$$u_{\kappa} = [u_{\kappa sj}^t \ u_{\kappa ls}^t \ u_{\kappa sn}^t]^t \quad (3.37)$$

darstellen. Nachdem nun alle Größen des Netzwerkes gegliedert sind, wird nun auf die Zusammenschaltung des Netzwerkes eingegangen. Dieser Zusammenhang wird in der sogenannten Inzidenzmatrix  $Q$  abgebildet. Diese Matrix beschreibt die Beziehungen (Verschaltungen) der einzelnen Zweige und Knoten des Netzwerkes untereinander und besteht nur aus den Elementen 0, 1, und  $-1$ . Mithilfe dieser Matrix kann nun die fundamentale Beziehung der Baum- und Ko-Baum-Elemente, die nichts anderes als die Kirchhoffschen Knoten- und Maschengleichungen, übertragen auf magnetische Netzwerke widerspiegeln, angeschrieben werden.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\beta} \\ u_{\kappa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & -Q^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\kappa} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Die Ordnung der Inzidenzmatrix ergibt sich aus den Länge der Baumvektoren der magnetische Flüsse oder Spannungen  $\mathbb{R}^{162 \times 1}$  und der Länge der analogen Ko-Baumvektoren  $\mathbb{R}^{106 \times 1}$  zu  $\mathbb{R}^{162 \times 106}$ . Im Folgenden soll nun die Bestimmung der Inzidenzmatrix  $Q$  dargestellt werden. Eine mögliche Vorgehensweise soll anhand von Beispielen zur Bestimmung einzelner Einträge in die Inzidenzmatrix  $Q$  erläutert werden. Das Ziel ist es, für alle magnetischen Flüsse des Ko-Baumes  $\Phi_{\kappa}$  über die Maschenregel die Einträge in der Inzidenzmatrix  $Q$  zu bestimmen.

Man wählt im Netzwerk ein Ko-Baum-Element und sucht dazu eine Schleife, die nur aus Baumelementen besteht. In Abbildung 3.16 sind solche Schleifen dargestellt. Die grüne Schleife bildet eine sogenannte Elementarschleife für den magnetischen Fluss des ersten Joches  $\Phi_{sj1}$ . Wählt man als Orientierung den angenommenen Flussverlauf

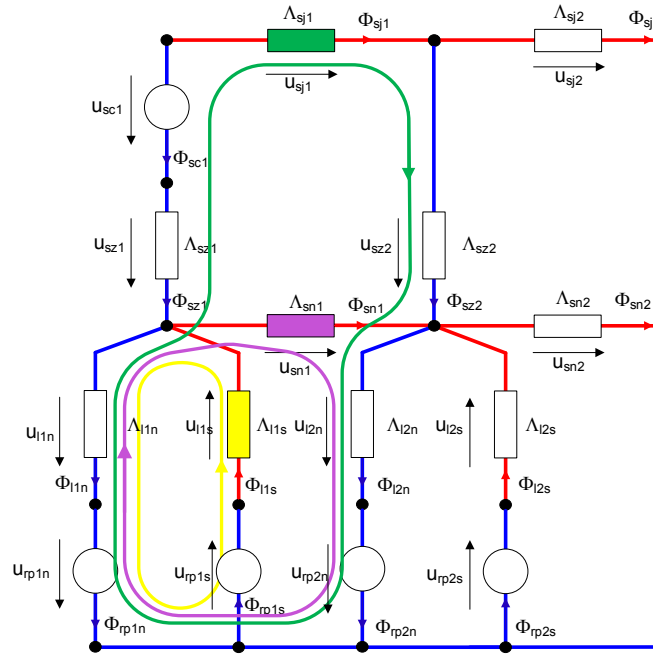


Abbildung 3.16: Elementarmaschen zur Bestimmung der Inzidenzmatrix  $Q$

des Elementes, dann werden Flüsse, die in der Elementarschleife enthalten sind und die gleiche Orientierung aufweisen, einen Eintrag 1 im entsprechenden Vektor der Inzidenzmatrix  $Q$  aufweisen. Bei gegenläufiger Orientierung kommt es zu einem -1 Eintrag und für alle anderen Baumflüsse, die nicht in der Elementarschleife enthalten sind, einen Eintrag 0. Als erstes Beispiel soll die erste Spalte der Inzidenzmatrix  $Q$  bestimmt werden. Dazu wird das erste Element  $\Lambda_{sj1}$  gewählt und die dazugehörige Elementarschleife gebildet. In Abbildung 3.16 wäre diese Schleife durch die grüne Schleife dargestellt. Geht man vom gewählten Orientierungssinn des gewählten Elementes aus, so ergibt sich eine Abfolge von magnetischen Flüssen der Form  $(\Phi_{sj1}, \Phi_{sz2}, \Phi_{l2n}, \Phi_{rp2n}, -\Phi_{rp1n}, -\Phi_{l1n}, -\Phi_{sz1}, -\Phi_{sc1})$ . Die in Gleichung 3.18 eingeführte Richtung der Magnetorientierung wird vereinfacht durch den unterschiedlichen Orientierungssinn der magnetischen Flüsse  $\Phi_{ln}$  und  $\Phi_{rpn}$  zu den magnetischen Flüssen  $\Phi_{ls}$  und  $\Phi_{rps}$  abgebildet. Mit der in diesem Kapitel vorgestellten Einteilungen der Flüsse, Gleichung (3.19) und folgend, können nun die Teilvektoren der ersten Spalte erstellt werden.

$$q_{1sc} = [-1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.39)$$

$$q_{1rp} = [-1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.40)$$

$$q_{1sz} = [-1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.41)$$

$$q_{1ln} = [-1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.42)$$

Zusammengefasst ergibt sich nun für die erste Spalte  $q_1$  der Inzidenzmatrix  $Q$

$$q_1 = [q_{1sc}^t \ q_{1rp}^t \ q_{1sz}^t \ q_{1ln}^t]^t \quad (3.43)$$

Für die zweite Spalte wird nun die Schleife für die zweite Jochpermeanz  $\Lambda_{sj2}$  gewählt. Auf diese Art und Weise können nun die Spalten  $q_2$  bis  $q_{35}$  bestimmt werden. Für die Spalte  $q_{36}$  bis  $q_{71}$  werden nun die 36 Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Südpoles abgearbeitet. In Abbildung 3.16 ist dies durch die gelbe Elementarschleife angedeutet. Mit der Orientierung des magnetischen Flusses  $\Phi_{l1s}$  ergibt sich die Abfolge der Flüsse in der Form  $(\Phi_{l1s}, \Phi_{l1n}, \Phi_{rp1n}, \Phi_{rp1s})$  und somit ergibt sich der Spaltenvektor  $q_{36}$  zu

$$q_{36sc} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.44)$$

$$q_{36rp} = [1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.45)$$

$$q_{36sz} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.46)$$

$$q_{36ln} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.47)$$

$$q_{36} = [q_{36sc}^t \ q_{36rp}^t \ q_{36sz}^t \ q_{36ln}^t]^t \quad (3.48)$$

Die restlichen Spaltenvektoren  $q_{36}$  bis  $q_{71}$  der Inzidenzmatrix  $Q$  berechnen sich auf analoge Art und Weise. Als letztes Elemente in der Ko-Baum-Struktur sind noch die Flüsse durch die 35 Nutpermeanzen zu betrachten. Die Elementarschleife für die erste Nutpermeanz  $\Lambda_{sn1}$  ist in Abbildung 3.16 violett eingetragen. Mit der Orientierung des magnetischen Flusses  $\Phi_{sn1}$  ergibt sich die Abfolge der Flüsse in der Elementarschleife in der Form  $(\Phi_{sn1}, \Phi_{l2n}, \Phi_{rp2n}, -\Phi_{rp1n}, -\Phi_{l1n})$  und somit der Spaltenvektor  $q_{72}$  zu

$$q_{72sc} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.49)$$

$$q_{72rp} = [-1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.50)$$

$$q_{72sz} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.51)$$

$$q_{72ln} = [-1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (3.52)$$

$$q_{72} = [q_{72sc}^t \ q_{72rp}^t \ q_{72sz}^t \ q_{72ln}^t]^t \quad (3.53)$$

Analog können nun die restlichen Spaltenvektoren  $q_{73}$  bis  $q_{106}$  zur vollständigen Bestimmung der Inzidenzmatrix  $Q$  berechnet werden.

### 3.1.5.2 Zuordnung der Permeanzen

Nach Bestimmung der Inzidenzmatrix  $Q$  des Netzwerkes ist es notwendig, die Permeanzen in der gleichen Art und Weise einzuteilen. Die Permeanzen des Baumes und des Ko-Baumes müssen nun in einer Form angeschrieben werden, sodass die Bauteilgleichungen bezüglich des magnetischen Flusses und den magnetischen Spannungen an den jeweiligen Bauteilen korrekt abgebildet werden. In der Baumstruktur wurden die Flüsse und magnetischen Spannungen in den Teilvektoren  $\Phi_{\beta\lambda}$  und  $u_{\beta\lambda}$  eingeteilt. Somit ergibt sich

$$\Phi_{\beta\lambda} = \Lambda_{\beta} u_{\beta\lambda} \quad (3.54)$$

mit  $\Lambda_{\beta} = \text{diag} [\Lambda_{\beta sz} \ \Lambda_{\beta ln}]$  mit der Ordnung  $\mathbb{R}^{72 \times 72}$  und den Diagonalmatrizen der Zahnpermeanzen und Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Nordpoles

$$\Lambda_{\beta sz} = \text{diag} [\Lambda_{sz1} \ \Lambda_{sz2} \ \dots \ \Lambda_{sz36}] \quad (3.55)$$

$$\Lambda_{\beta ln} = \text{diag} [\Lambda_{l1n} \ \Lambda_{l2n} \ \dots \ \Lambda_{l36n}] \quad (3.56)$$

Analog gilt für den Ko-Baum der nur aus Permeanzelementen besteht

$$\Phi_\kappa = \Lambda_\kappa u_\kappa \quad (3.57)$$

mit  $\Lambda_\kappa = \text{diag} [\Lambda_{\kappa sj} \ \Lambda_{\kappa ls} \ \Lambda_{\kappa sn}]$  mit der Ordnung  $\mathbb{R}^{106 \times 106}$  und den Diagonalmatrizen der Jochpermeanzen, der Nutpermeanzen und Luftspaltpermeanzen hinsichtlich des Südpoles

$$\Lambda_{\kappa sj} = \text{diag} [\Lambda_{sj1} \ \Lambda_{sj2} \ \dots \ \Lambda_{sj35}] \quad (3.58)$$

$$\Lambda_{\kappa ls} = \text{diag} [\Lambda_{l1s} \ \Lambda_{l2s} \ \dots \ \Lambda_{l36s}] \quad (3.59)$$

$$\Lambda_{\kappa sn} = \text{diag} [\Lambda_{sn1} \ \Lambda_{sn2} \ \dots \ \Lambda_{sn35}] \quad (3.60)$$

Durch die geleisteten Vorarbeiten, Bestimmung der Permeanzen, Aufstellen des Netzwerkes und Beschreiben des Netzwerkes durch die Inzidenzmatrix  $Q$  und die Einteilung der Permeanzen unter Berücksichtigung der Bauteilgleichungen (3.54) beziehungsweise (3.57) kann nun die Lösung des Netzwerkes in Angriff genommen werden.

### 3.1.5.3 Lösung des Netzwerkes

Ziel ist es nun, alle magnetischen Flüsse und magnetischen Spannungen im Netzwerk zu bestimmen. Als Vorgabe dienen dabei die Statorströme in den dazugehörigen Spulen und die Position  $x$  der beweglichen Einheit. Geht man von der fundamentalen Beziehung, Gleichung (3.38) aus und erweitert diese um die Bauteilgleichung (3.57) so ergibt sich

$$\Phi_\beta = Q\Phi_\kappa = Q\Lambda_\kappa u_\kappa = -Q\Lambda_\kappa Q^t u_\beta \quad (3.61)$$

Zur einfachen Bestimmung der Lösungsgleichung ist es sinnvoll, die Inzidenzmatrix  $Q$  hinsichtlich der Flusskopplungen neu zu betrachten.

$$Q^t = \begin{bmatrix} Q_\kappa^t & Q_{rp}^t & Q_\lambda^t \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Dabei stellt  $Q_\kappa$  den Zusammenhang der 106 Ko-Baum-Flüsse  $\Phi_\kappa$  zu den 18 Spulenflüssen  $\Phi_{sc}$  dar und besitzt somit die Ordnung  $\mathbb{R}^{18 \times 106}$ . Die Untermatrix  $Q_{rp}$  stellt die Kopplung der 106 Ko-Baum-Flüsse  $\Phi_\kappa$  zu den 72 magnetischen Flüssen der Permanentmagnete  $\Phi_{rpm}$  beziehungsweise  $\Phi_{rps}$  dar und besitzt die Ordnung  $\mathbb{R}^{72 \times 106}$  und die verbleibende Untermatrix  $Q_\lambda$  die Kopplung der 106 Ko-Baum-Flüsse  $\Phi_\kappa$  zu den Flüssen der Baum-Permeanzen  $\Phi_{sz}$  und  $\Phi_{ln}$  und besitzt ebenfalls die Ordnung  $\mathbb{R}^{72 \times 106}$ .

Setzt man nun diese Neuformulierung der Inzidenzmatrix  $Q$  in die Gleichung (3.61) ein und multipliziert diese auf der rechten Seite aus, so ergibt sich

$$\Phi_\beta = - \begin{bmatrix} Q_\kappa \\ Q_{rp} \\ Q_\lambda \end{bmatrix} \Lambda_\kappa \begin{bmatrix} Q_\kappa^t & Q_{rp}^t & Q_\lambda^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\beta sc} \\ u_{\beta rp} \\ u_{\beta \lambda} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$= - \begin{bmatrix} Q_\kappa \\ Q_{rp} \\ Q_\lambda \end{bmatrix} \Lambda_\kappa \left( Q_\kappa^t u_{\beta sc} + Q_{rp}^t u_{\beta rp} + Q_\lambda^t u_{\beta \lambda} \right) \quad (3.64)$$



Durch die Vorgabe der Ströme und der Kenntnis der verwendeten Magnete sind die magnetischen Spannungen der Spulen  $u_{\beta sc}$  und der Permanentmagnete  $u_{\beta rp}$  bekannt. Als Unbekannte sind somit die magnetischen Spannungen der Permeanzen im Baum  $u_{\beta\lambda}$  und die Baumflüsse zufolge der Spulen  $\Phi_{\beta sc}$  und der Baumflüsse zufolge der Permanentmagnete  $\Phi_{\beta rp}$  zu sehen. Die restlichen Baumflüsse  $\Phi_{\beta\lambda}$  können durch die Bauteilgleichung (3.54) ausgedrückt werden. Bringt man nun alle unbekanntes Größen auf die linke Seite

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\beta sc} \\ \Phi_{\beta rp} \\ \Lambda_{\beta} u_{\beta\lambda} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_{\kappa} \\ Q_{rp} \\ Q_{\lambda} \end{bmatrix} \Lambda_{\kappa} Q_{\lambda}^t u_{\beta\lambda} = - \begin{bmatrix} Q_{\kappa} \\ Q_{rp} \\ Q_{\lambda} \end{bmatrix} \Lambda_{\kappa} \left( Q_{\kappa}^t u_{\beta sc} + Q_{rp}^t u_{\beta rp} \right) \quad (3.65)$$

und fasst man nun die linke Seite noch zusammen ergibt sich das zu lösende Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} E & 0 & Q_{\kappa} \Lambda_{\kappa} Q_{\lambda}^t \\ 0 & E & Q_{rp} \Lambda_{\kappa} Q_{\lambda}^t \\ 0 & 0 & \Lambda_{\beta} + Q_{\lambda} \Lambda_{\kappa} Q_{\lambda}^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\beta sc} \\ \Phi_{\beta rp} \\ u_{\beta\lambda} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Q_{\kappa} \\ Q_{rp} \\ Q_{\lambda} \end{bmatrix} \Lambda_{\kappa} \left( Q_{\kappa}^t u_{\beta sc} + Q_{rp}^t u_{\beta rp} \right) \quad (3.66)$$

mit der Einheitsmatrix  $E$  und dem gesuchten Lösungsvektor  $[\Phi_{\beta sc}^t, \Phi_{\beta rp}^t, u_{\beta\lambda}^t]^t$ . Anzumerken ist, dass die Gruppe der inhärenten nichtlinearen Permeanzen wie die Jochpermeanzen  $\Lambda_{sj}$  und Zahnpermeanzen  $\Lambda_{sz}$  eine nichtlineare Abhängigkeit (Sättigung) bezüglich der magnetischen Spannungen  $u_{\kappa sj}$  beziehungsweise  $u_{\beta sz}$  aufweisen. Daher ist eine explizite Lösung des nichtlinearen Gleichungssystems (3.66) nicht möglich und muss in Folge numerisch gelöst werden.

#### 3.1.5.4 Bestimmung der Kraftgleichung

Die Berechnung der sich ausbildenden Kraft auf die bewegliche Einheit kann über die Veränderung der magnetischen Energie durchgeführt werden. Folgt man den Herleitungen der Arbeiten von Ostovic, [74], kann die Veränderung der magnetischen Energie an den Verhältnissen aller im Netzwerk befindlichen  $n$ -Permeanzen in der Form

$$dW_{mag} = \sum_{k=1}^n u_k d\Phi_k \quad (3.67)$$

wobei  $u_k$  die magnetische Spannung und  $\Phi_k$  den magnetischen Fluss an der jeweiligen Permeanz darstellen, bestimmt werden. Der differentielle Fluss  $d\Phi_k$  kann mit Hilfe der Bauteilgleichung  $\Phi_k = \Lambda_k u_k$  ausgedrückt werden.

$$d\Phi_k = u_k d\Lambda_k + \Lambda_k du_k \quad (3.68)$$

Eingesetzt in die Gleichung (3.67) ergibt sich

$$dW_{mag} = \sum_{k=1}^n \left( u_k^2 d\Lambda_k + u_k \Lambda_k du_k \right) \quad (3.69)$$

Wie bereits in der Bestimmung der Permeanzen, siehe Kapitel 3.1.3, können die Permeanzen in drei unterschiedliche Gruppen, lineare (Index  $l$ , Anzahl  $nl$ ), inhärente

nichtlineare (Index  $i$ , Anzahl  $ni$ ) und in parametrisch nichtlineare (Index  $p$ , Anzahl  $np$ ) Permeanzen eingeteilt werden. Somit ergibt sich

$$dW_{mag} = \sum_{k=1}^{nl} \left( u_{lk}^2 d\Lambda_{lk} + u_{lk} \Lambda_{lk} du_{lk} \right) + \sum_{k=1}^{ni} \left( u_{ik}^2 d\Lambda_{ik} + u_{ik} \Lambda_{ik} du_{ik} \right) + \sum_{k=1}^{np} \left( u_{pk}^2 d\Lambda_{pk} + u_{pk} \Lambda_{pk} du_{pk} \right) \quad (3.70)$$

Mit der Kenntnis, dass die Ableitung der Permeanzen  $d\Lambda$  für die lineare konstante Gruppe Null ist kann die Gleichung (3.70) vereinfacht werden zu

$$dW_{mag} = \sum_{k=1}^{nl} \left( u_{lk} \Lambda_{lk} du_{lk} \right) + \sum_{k=1}^{ni} \left( u_{ik}^2 \frac{\partial \Lambda_{ik}}{\partial u_{ik}} du_{ik} + u_{ik} \Lambda_{ik} du_{ik} \right) + \sum_{k=1}^{np} \left( u_{pk}^2 \frac{\partial \Lambda_{pk}}{\partial x} dx + u_{pk} \Lambda_{pk} du_{pk} \right) \quad (3.71)$$

Vernachlässigt man nun die Terme, die keine Abhängigkeit von der Bewegung  $dx$  aufweisen, kann der Anteil der magnetischen Energieänderung, der zur Kraftbildung wirksam ist, in folgender Form

$$dW'_{mag} = \sum_{k=1}^{np} u_{pk}^2 \frac{\partial \Lambda_{pk}}{\partial x} dx \quad (3.72)$$

angeschrieben werden. Somit ergibt sich für die Vortriebskraft

$$F = \frac{dW'_{mag}}{dx} = \sum_{k=1}^{np} u_{pk}^2 \frac{\partial \Lambda_{pk}}{\partial x} \quad (3.73)$$

Die für die Vortriebskraft verantwortlichen Änderungen der Permeanzen bezüglich einer Positionsänderung werden somit ausschließlich von den parametrisch nichtlinearen Permeanzen, den Luftspaltpermeanzen, gebildet. Umgemünzt auf das vorgestellte Netzwerk ergibt sich nun mit den  $n = 36$  Luftspaltpermeanzen  $\Lambda_{ln}$  hinsichtlich des Nordpols und den  $n = 36$  Luftspaltpermeanzen  $\Lambda_{ls}$  hinsichtlich des Südpoles die Vortriebskraft in der Form

$$F = \sum_{k=1}^n \left( u_{lkn}^2 \frac{\partial \Lambda_{lkn}}{\partial x} + u_{lks}^2 \frac{\partial \Lambda_{lks}}{\partial x} \right) \quad (3.74)$$

beziehungsweise mit Hilfe der vorgenommenen Einteilungen

$$F = u_{\beta ln}^t \frac{\partial \Lambda_{\beta ln}}{\partial x} u_{\beta ln} + u_{\kappa ls}^t \frac{\partial \Lambda_{\kappa ls}}{\partial x} u_{\kappa ls} \quad (3.75)$$

### 3.2 Simulationsergebnisse und Abgleich mit Messergebnissen

Im abschließenden Unterkapitel sollen die Ergebnisse der Simulation dargestellt und mit Vergleichsmessungen am Versuchsmotor bewertet werden. Dabei wird der, für

die Aufschaltungen im Stromregler, Kapitel 2.3 und für die Positionsbeobachtung, wie in Kapitel 4.3.2.1 beschrieben, notwendige Flussverlauf  $\Psi(x)$  während einer Durchfahrt der beweglichen Einheit über ein Segment sowohl simuliert als auch durch Messungen bestimmt. Die Simulation und die erzielten Ergebnisse wurden mithilfe des Programmpaketes MATLAB/SIMULINK umgesetzt. Die Lösung des Nichtlinearen Gleichungssystems (3.66) wurde mittels des „Trust-Region“-Verfahrens der MATLAB Funktion „fsolve“ durchgeführt. Als Startwert, für die erste zu simulierende Position  $x = 0$  mm, wurden die inhärenten nichtlinearen Permeanzen wie die Jochpermeanzen  $\Lambda_{sj}$  und Zahnpermeanzen  $\Lambda_{sz}$  als ungesättigt und damit als konstant angenommen. Für alle anderen zu simulierenden Positionen wurden die Lösungen der jeweiligen vorangegangenen Positionen als Startwerte verwendet. Die Differenz der Positionen zwischen den einzelnen Simulationsschritten beträgt 0.1 mm.

Die Vergleichsmessung erfolgt durch eine Spannungsmessung an den offenen Klemmen der Phasen  $u, v$  und  $w$  gegen den Sternpunkt der Verschaltung. Die bewegliche Einheit wird durch äußere Kräfte mit konstanter Geschwindigkeit durch das Segment geschoben. Zusätzlich wird über den montierten Geber die jeweilige Position mit aufgezeichnet. Da kein Strom fließt, kann der Fluss  $\Psi = \Psi_s = \Psi_p$  in den Phasen durch einfache Integration der induzierten Spannungen ermittelt werden. In Abbildung 3.17 ist der Verlauf der induzierten gemessenen Phasenspannungen  $u_{su}, u_{sv}$  und  $u_{sw}$  über die Zeit dargestellt und in Abbildung 3.18, die sich daraus ergebenden Phasenflüsse  $\Psi_u, \Psi_v$  und  $\Psi_w$  und die durch die Simulation ermittelten Phasenflüsse über die Position  $x$  dargestellt.

$$\Psi_u = \int u_{su} dt \quad (3.76)$$

$$\Psi_v = \int u_{sv} dt \quad (3.77)$$

$$\Psi_w = \int u_{sw} dt \quad (3.78)$$

Transformiert man die Phasenflüsse in das statorfeste Koordinatensystem  $\alpha\beta$  ergibt sich

$$\Psi_\alpha = \Psi_u - \frac{1}{2}\Psi_v - \frac{1}{2}\Psi_w \quad (3.79)$$

$$\Psi_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_v - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_w \quad (3.80)$$

Bildet man den Absolutbetrag, so ergibt sich für den gemessenen Flussverlauf

$$\Psi = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad (3.81)$$

In Abbildung 3.20 wird der gemessene Verlauf der Flüsse nach der Transformation der Phasenflüsse in das kartesische statorfeste Koordinatensystem  $\alpha\beta$  und der sich daraus ergebende Absolutbetrag des Flusses über die Zeit dargestellt. Analog dazu ist in Abbildung 3.21 der Flussverlauf der Simulation zu sehen.

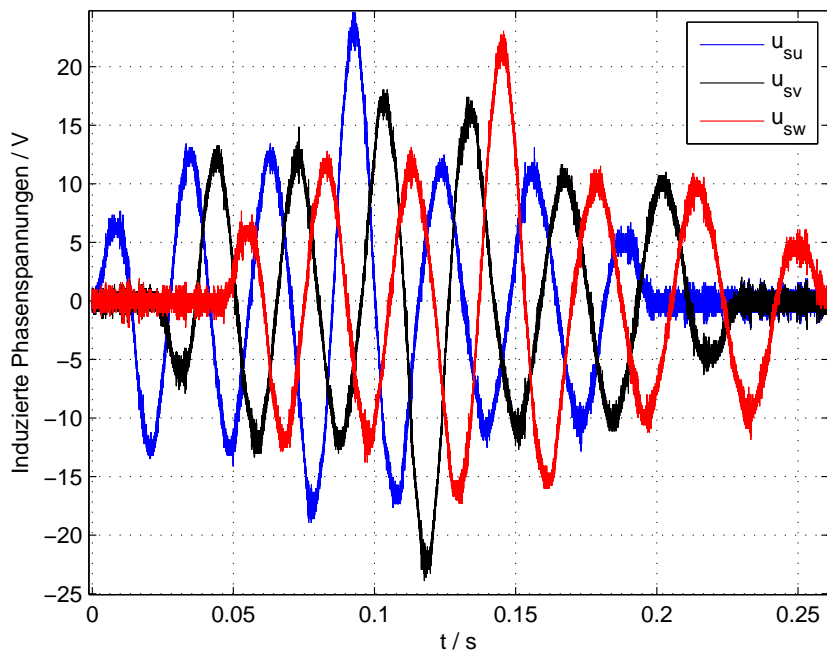


Abbildung 3.17: Verlauf der induzierten gemessenen Phasenspannungen  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$  und  $u_{sw}$

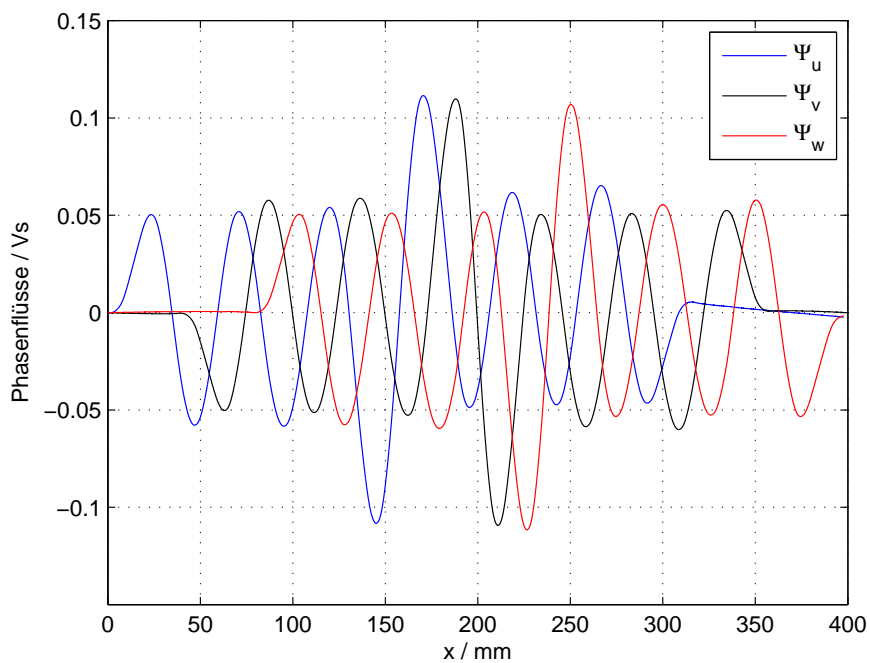


Abbildung 3.18: Gemessene Verläufe der Phassenflüsse  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$  und  $\Psi_w$

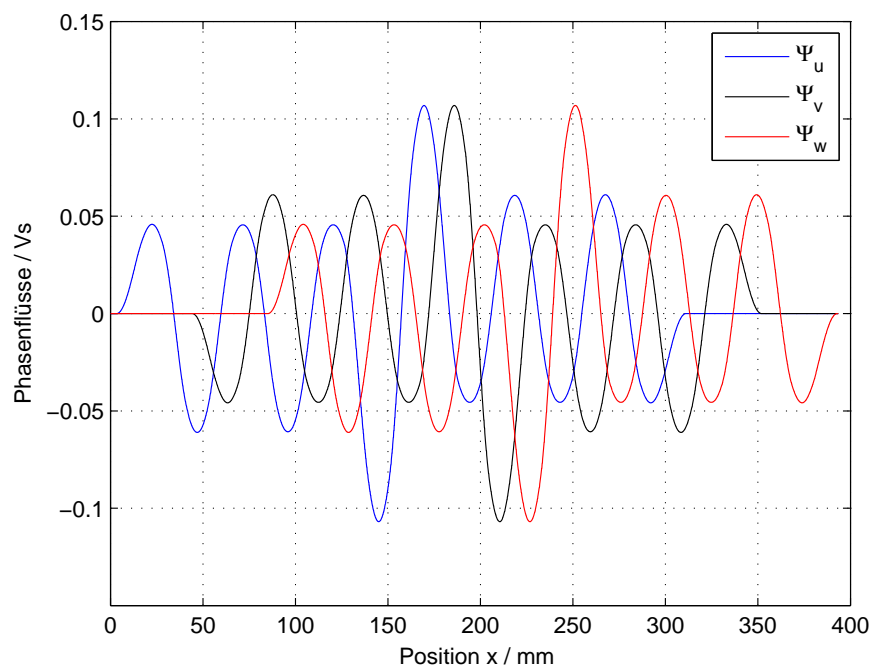


Abbildung 3.19: Simulierte Verläufe der Phasenflüsse  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$  und  $\Psi_w$

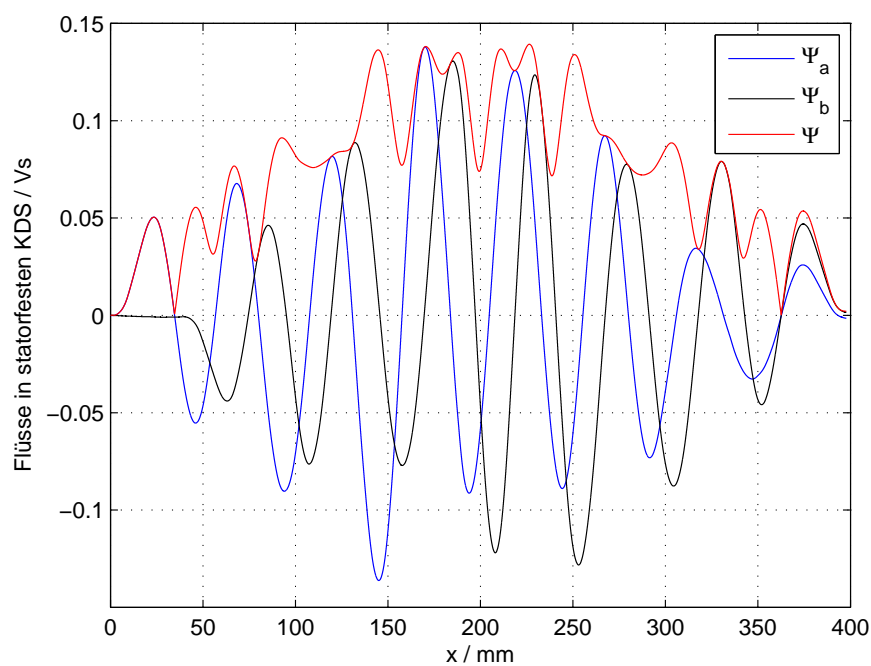


Abbildung 3.20: Gemessene Verläufe der Flüsse  $\Psi_\alpha$  und  $\Psi_\beta$  im statofesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  und der daraus gebildete Absolutbetrag des Flusses  $\Psi$

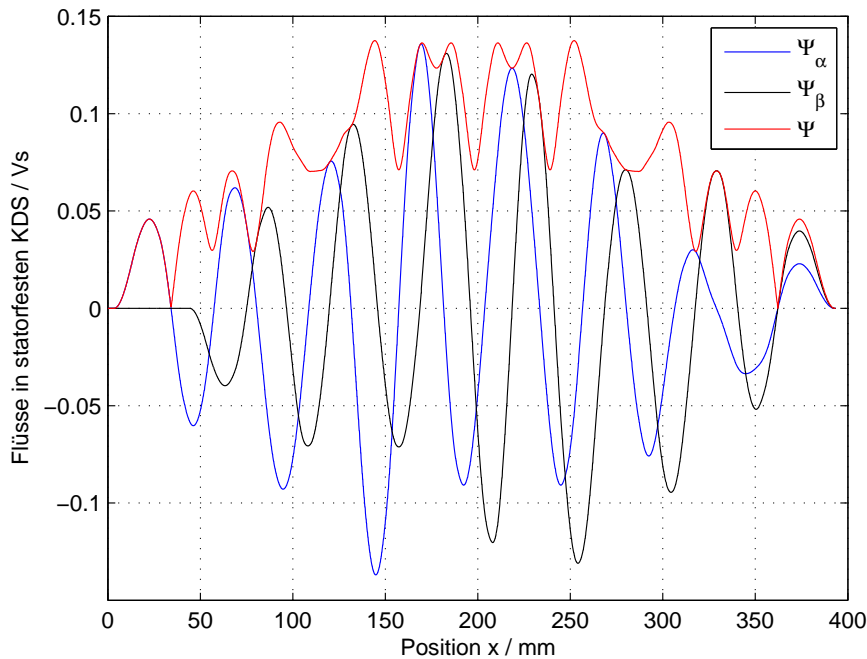


Abbildung 3.21: Simulierte Verläufe der Flüsse  $\Psi_\alpha$  und  $\Psi_\beta$  im statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  und der daraus gebildete Absolutbetrag des Flusses  $\Psi$

In Abbildung 3.22 sind der simulierte verkettete Fluss  $\Psi = N_{wdg}\Phi$  und durch Messung bestimmte verkettete Fluss über der Position  $x$  dargestellt. Dieser Verlauf wird sowohl für die Aufschaltungen im Stromregler, als auch für die Rückkopplung des Flussbeobachters zur Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbestimmung der beweglichen Einheit verwendet.

In der sich ergebenden Flusskurve ist der Verlauf, der sich aufgrund der Phasen für Einfahren, vollständiger Überdeckung und Ausfahren der beweglichen Einheit aus dem Segment ergibt, gut sichtbar. Überlagert sind Flussripple, die sich aufgrund der positionsabhängigen Reluktanzunterschiede des verwendeten Versuchsmotors ergeben, erkennbar. Diese Ripples werden sich als Störkraft in der Vorschubkraft abbilden und können bei Kenntnis (positionsabhängige Sollstromaufschaltung) oder durch den überlagerten Geschwindigkeitsregler minimiert werden. Der Versuchsmotor hat bei Vollbestückung (kompletter durchgängiger Rotor) 60 Magneten am Rotor beziehungsweise überdecken zehn Magnete sechs Spulen. In den Abbildungen 3.23a und 3.23b sind Simulationen für fünf beziehungsweise zehn Magnete auf der beweglichen Einheit bei einem Durchlauf dargestellt. Bei der Simulation mit zehn Magnete wurde die Segmentbreite auf neun Spulen erweitert um den, für Betrachtung sinnvollen Überdeckungsbereich, zu vergrößern. Man erkennt speziell bei zehn Magnete das die Flussripple fast verschwinden. Dies ist in Abbildung 3.24 noch deutlicher dargestellt. Hierbei werden die Flussripple bei voller Überdeckung für fünf, sieben und zehn Magnete gegenübergestellt. Die für den Prototyp getroffene Wahl mit sieben

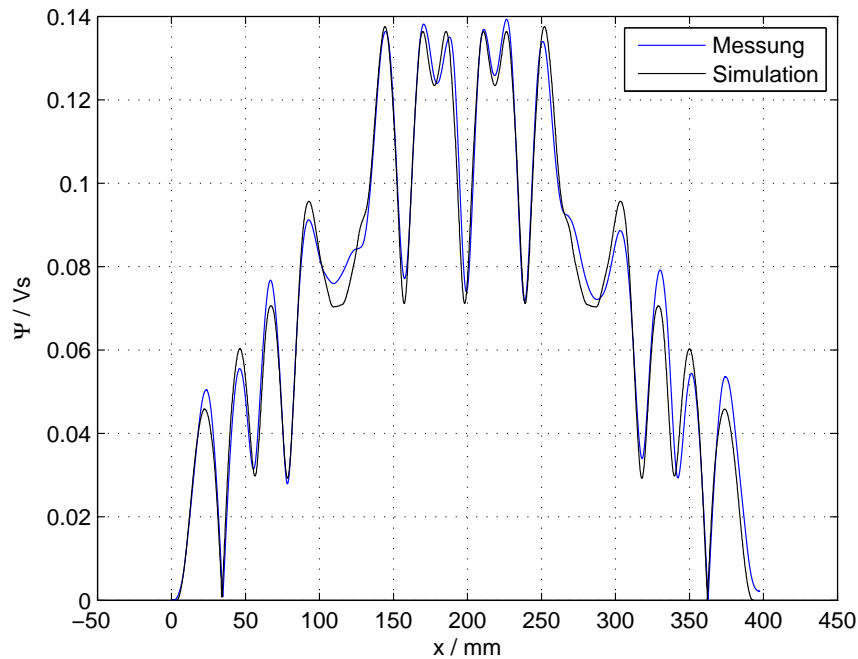


Abbildung 3.22: Darstellung des simulierten Flussverlaufes im Vergleich zum durch Messung erzielten Flussverlauf

Magnete stellt hierbei die schlechteste Realisierung dar. Dies wird sich wie erwähnt durch starke Störkräfte sowohl in der Positionierung der beweglichen Einheit als auch in der Beobachtung der Flussposition erschwerend auswirken.

Zum Abgleich der Simulation mit dem Messergebnis wurde die Koerzitivfeldstärke der Permanentmagneten um 6 % erhöht. Die Schwankungsbreite zum angegebenen Nominalwert der Koerzitivfeldstärke der Permanentmagnete ist laut Hersteller  $\pm 10\%$ . Zusätzlich wurde die Nutpermeanz hinsichtlich der Höhe  $h_{sps}$  verdoppelt. Durch die Vernachlässigung der Polschuhe und Einbeziehung dieser Elemente in die Nutpermeanzen dürfte der angenommen Wert zu gering gewesen sein. Eine weitere Anpassung erfolgte in der Verbreiterung der Überdeckungsfunktion  $\alpha_l$  und somit der Luftspaltpermeanzen. Die Verbreiterung wurde in Richtung Nutbereiche ausgedehnt, sodass die Überdeckung um ungefähr 2.5 mm oder 1/4 Zahnbreite früher startet und auch um diesen Anteil später endet. Das bedeutet, dass der Einfluss und somit der zu erwartenden Fluss des jeweiligen Magneten auf den Statorzahn nicht erst mit der Überdeckung der Kanten einsetzt, sondern wie zu erwarten, bereits ein bisschen früher. Eine Überarbeitung des Permeanznetzwerkes unter Einbeziehung der Polschuhe könnte hierbei eine Verbesserung darstellen. Der sich aufbauende Unterschied (Amplitude) und die Verschiebung der beiden Verläufe in Abbildung 3.22 dürfte auf eine nicht exakt kompensierte Offsetbehandlung der Messergebnisse zurückzuführen sein.

Der so ermittelte Flussverlauf kann nun mittels Look-Up-Tables (LUT), Polynomap-

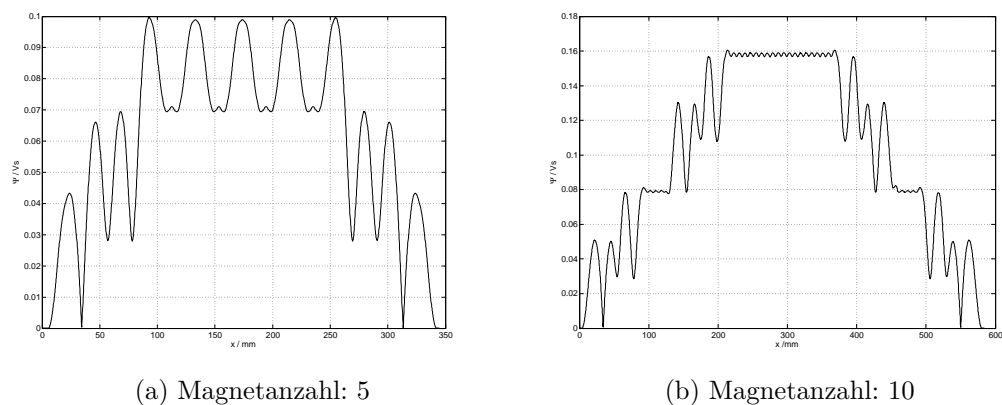


Abbildung 3.23: Simulation der Absolutflüsse  $\Psi$  bei unterschiedlicher Anzahl der Magneten auf der beweglichen Einheit

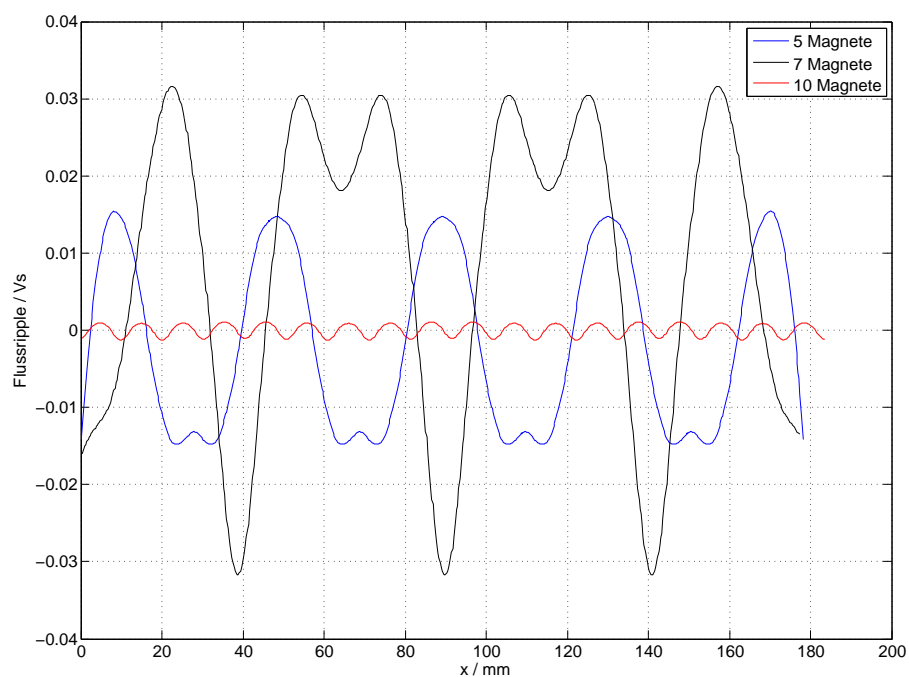


Abbildung 3.24: Sich ausbildende Flussrippe bei voller Überdeckung als Abhängigkeit der verwendeten Anzahl der Magnete auf der beweglichen Einheit. Durch die unterschiedlichen Anzahl der Magnete und der damit einhergehenden unterschiedlichen Weglänge bei einer Durchfahrt ist der Absolutbezug der in der Abbildung angezeigten Position  $x$  nicht mehr gegeben



proximationen oder anderen geeigneten Methoden der Stromregelung, zur Umschaltung der Störterme, die durch den Flussverlauf beziehungsweise des über der Position abgeleiteten Flussverlaufes in Kombination mit der Geschwindigkeit entstehen (Kapitel 2.3) und für den erweiterten Flussbeobachter (Kapitel 4.3.2) als stabilisierender Eingang, verwendet werden. In dieser Arbeit wurde für die dargestellte Methode eine stückweise auf Intervallen definierte Polynomapproximation verwendet.



## 4 Methoden zum Betrieb ohne Positions- und Geschwindigkeitsgeber (ELC)

Das Prinzip der Feldorientierung elektrischer Maschinen basiert auf einer Trennung einer feldbildenden Größe (Erregerstrom, Permanentmagnete) und einer drehmomentbildenden Größe (Ankerstrom) [21, 67, 69, 84]. Durch die Anwendung der CLARKE'schen und PARK'schen Transformation ist es möglich, Maschinen auf Basis von Drehfeldern (rotativ) beziehungsweise Wanderfeldern (linear) in den unterschiedlichsten Ausprägungen (ASM, SM) feldorientiert zu betreiben. Eine Transformation auf ein feld- beziehungsweise flussbezogenes Koordinatensystem (KDS) setzt jedoch das Wissen der exakten Position des Feldzeigers voraus. Diese Information kann durch geeignete Sensoren für Position beziehungsweise Drehzahl oder Geschwindigkeit ermittelt werden. Vielfach besteht jedoch der Wunsch, diese Sensorik zu vermeiden. Dies würde nicht nur zu geringeren Produktionskosten (Geber, Kabel und Auswerteeinheit werden eingespart), einer höheren Zuverlässigkeit, geringeren Wartungskosten, sondern auch zu geringerem Gewicht und Platzbedarf führen.

Durch den konzeptionellen Aufbau von Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motoren (passive bewegliche Einheit ohne Schleppkette) ist eine Verwendung von physikalischen Gebern zusätzlich erschwert, da eine Kabelanbindung eines etwaigen Lesekopfes auf der beweglichen Einheit nicht sinnvoll erscheint. Das bedeutet, dass der Lesekopf am Statorsegment und die Maßverkörperung auf der beweglichen Einheit aufgebracht sein muss. Um den gesamten Einflussbereich einer Zone feldorientiert zu regeln, ist es notwendig, dass eine vollständige Überdeckung von Gebermassverkörperung mit dem Geberlesekopf gewährleistet ist. Das bedeutet, dass die Mindestlänge der Maßverkörperung wesentlich von der Statorlänge und den Abmessungen der Magnete bestimmt wird.

$$l_{massverk} \geq l_{stator} + l_{magnete} + l_{\Delta} \quad (4.1)$$

Der Term  $l_{\Delta}$  beinhaltet den Versatz, der durch das Initialisieren der Gebereinheit beim Einfahren entsteht und drückt sich durch die Aufsetzzeit multipliziert mit der maximal zulässigen Geschwindigkeit  $v\Delta T_{init}$  aus. Additiv ist in diesem Term auch noch die Überdeckung mit dem Lesekopf miteinzubeziehen, der ja auch eine physikalische Baugröße aufweist. In Abbildung 4.1a ist dies skizziert. Die dadurch entstehende überstehende Maßverkörperung ist in den seltensten Fällen erwünscht, da sie aus technischen Gründen (Verfahrbereich), minimalen Abstand zwischen den einzelnen beweglichen Einheiten und auch aus Gründen der Robustheit (Verschmutzungen, mechanische Defekte) nicht realisiert werden kann. Kann man die Positi-

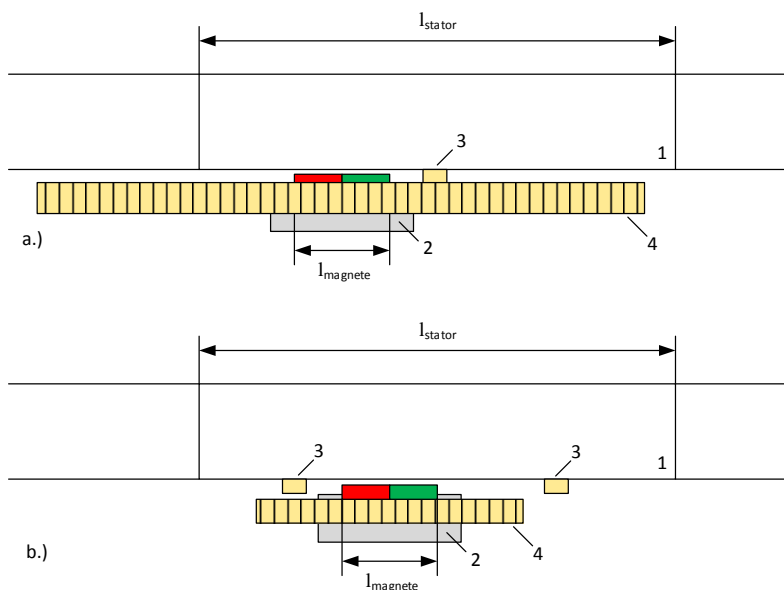


Abbildung 4.1: Darstellung der Überdeckungsbereiche für LLSM mit einem und zwei Geberleseköpfen, 1-Statorzone, 2-bewegliche Einheit mit Permanentmagnete, 3-Geberlesekopf, 4-Gebermaßverkörperung

onseinheiten der vorangegangenen und nachfolgenden Statorzone verwenden dann kann man die notwendige Länge um den Term  $l_{magnete}$  verringern. Eine Erhöhung der Leseköpfe verringert die Länge der notwendigen Maßverkörperung zusätzlich, siehe Abbildung 4.1b. Diese Maßnahme steigert nicht nur die Kosten die durch die erhöhte Anzahl der Leseköpfe anfallen, sondern auch der notwendigen Auswerteeinheiten mitsamt der notwendigen Verkabelung. Auch aus regelungstechnischer Sicht (Position- und Geschwindigkeitsregelung) ist eine damit verbundene Istpositions- und Istgeschwindigkeitsumschaltung (stossfreies Aufsetzen) zu vermeiden.

Ein weiterer gravierender Nachteil ergibt sich durch die Anforderung an einem minimalen Abstand mit geringen Toleranzen zwischen der Maßverkörperung und dem Lesekopf. Dies erhöht in der Regel die Anforderungen an die Führungen und verteuert diese. Auch sind Maßnahmen zur Abschirmung des Messluftspaltes hinsichtlich äußerer Einflüsse, wie zum Beispiel Verschmutzungen, die sich im industriellen Umfeld ergeben, nicht zu unterschätzen. Aus all diesen Einschränkungen hinsichtlich der Verwendung von physikalischen Gebereinheiten zur Positionsbestimmung der beweglichen Einheit ergibt sich fast zwangsläufig die Einbeziehung von geeigneten Methoden zur positionsgeberlosen Bestimmung der Position beziehungsweise der Geschwindigkeit.

Wie erwähnt, ist der LLSM eine Sonderbauform des PMSM. Daher können im wesentlichen die gleichen Ansätze zur Positionsbestimmung angedacht werden. Aus diesem Grund werden nun im Folgenden gängige Ansätze zur Bestimmung der Rotorposition beziehungsweise der Position der beweglichen Einheit eines PMSM kurz

dargestellt und danach der verwendete Flusspositionsbeobachter intensiver hinsichtlich seiner Anwendung für LLSM und sich daraus ergebenden Einschränkungen beziehungsweise Erweiterungen ausgeführt.

## 4.1 Einteilung der Methoden zur Bestimmung der Rotorposition eines PMSM

Die Einteilung der gängigen Methoden zur Bestimmung der Rotorposition entscheidet sich in der Wahl des physikalischen Effektes zur Nutzung der Beobachtung. Dabei kann im wesentlichen auf zwei Effekte zurückgegriffen werden.

- Induzierte Spannung in den Statorwicklungen: Der durch die Permanentmagnete an den beweglichen Einheiten erzeugte Polradfluss ist über einen magnetischen Kreis mit den Statorwicklungen gekoppelt. Durch Bewegung kommt es zu einer Induktion. Diese ist um so größer, je schneller die Bewegung durchgeführt wird und ist im Stillstand Null. Dies ist auch der Grund, warum Verfahren auf Basis der induzierten Spannung im Stillstand nicht funktionieren. Die zweite Gruppe wird durch Verfahren gekennzeichnet, die keine Abbildung im Grundwellenmodell des Motors aufweisen und auf bauliche Eigenschaften fußen.
- Anisotropien des Motors: Effekte wie Sättigung, Exzentrizitäten und Asymmetrien im Aufbau des Motors. Diese können gewollt (Ausnutzung von Reluktanzmomenten, Verbesserung der Flusschwächeeigenschaft, ...) oder ungewollt durch Fertigungstoleranzen entstehen. Der Vorteil dieses Effektes ist, dass er auch im Stillstand vorhanden ist und durch gezielte, meist hochfrequente Anregung nutzbar gemacht werden kann.

Positionsgeberlose Ansätze zur Bestimmung der Rotorposition sind seit Anfang der 90er-Jahre Ziel verschiedenster Forschungstätigkeiten. Einige Veröffentlichungen, die sich mit der Übersicht, Einteilung und Bewertung der gängigsten Methoden beschäftigen haben, sind unter anderem in [1–7] zu sehen. Im Folgenden sollen nun eine Auswahl der charakteristischen Vertreter der einzelnen Gruppen genauer betrachtet werden. In Abbildung 4.2 ist eine nicht vollständige Übersicht über die gängigen Methoden dargestellt.

Grundwellenmodell	Anisotropie des Motors
Nichtadaptive Verfahren oder Direkte Berechnung <ul style="list-style-type: none"> <li>└ EMK – Spannung</li> <li>└ Fluss</li> </ul> Adaptive Verfahren oder vollständige Beobachteransätze <ul style="list-style-type: none"> <li>└ Luenberger Beobachter</li> <li>└ Kalman Filter</li> <li>└ MRAS</li> </ul>	Aktive HF Signaleinprägung <ul style="list-style-type: none"> <li>└ rotierend</li> <li>└ alternierend</li> </ul> Passive Signaleinprägung durch PWM INFORM-Methode

Abbildung 4.2: Einteilung der Methoden zur Bestimmung der Rotorposition eines PMSM

#### 4.1.1 Methoden auf Basis der induzierten Spannung (Grundwellenmodell)

##### 4.1.1.1 Nicht adaptive Verfahren oder direkte Verfahren

Die einfachste Methode zur Bestimmung des Polradflusswinkels  $\rho$  ist die direkte Auswertung des mathematischen Grundwellenmodells. Die Rückwirkung des Polradflusses  $\psi_p$  wird in den Spannungsgleichungen durch den EMK-Spannungsterm ausgedrückt. Das mathematische Modell in statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  für PMSM ergibt sich wie folgt,

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \underbrace{\omega \psi_p \sin(\rho)}_{e_{s\alpha}} \quad (4.2)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \underbrace{\omega \psi_p \cos(\rho)}_{e_{s\beta}} \quad (4.3)$$

wobei  $e_{s\alpha}$  und  $e_{s\beta}$  die EMK-Spannungsterme in  $\alpha$  und  $\beta$  Richtung abbilden. Umgeformt nach diesen Termen

$$e_{s\alpha} = -u_{s\alpha} + R_s i_{s\alpha} + L_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (4.4)$$

$$e_{s\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (4.5)$$

kann nun der Polradflusswinkel einfach über die ATAN-Funktion bestimmt werden.

$$\rho = \text{atan} \left( \frac{e_{s\beta}}{e_{s\alpha}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (4.6)$$

Dieses Verfahren besticht durch seine Einfachheit, hat aber dadurch auch einige Nachteile. Falsche Motorparameter, wie Widerstand  $R_s$  beziehungsweise  $L_s$  wirken sich direkt auf das Ergebnis aus. Zusätzlich muss die zeitliche Ableitung des gemessenen Stromes gebildet werden. Dies führt in der Regel zu stark verrauschten Signalen. Eine Alternative ist die Ermittlung des Rotorwinkels durch Integration der induzierten Spannung. Dieser Ansatz ist die wohl meistverbreitete Methode zur Bestimmung des Flusses und dessen Position. Der Statorfluss in statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  kann über

$$\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (4.7)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (4.8)$$

bestimmt werden. Der Polradfluss ergibt sich aus der Differenz des Statorflusses und des durch den Statorstrom erzeugten Terms in der Statorwicklungen.

$$\psi_{p\alpha} = \psi_{s\alpha} - L_{s\alpha} i_{s\alpha} \quad (4.9)$$

$$\psi_{p\beta} = \psi_{s\beta} - L_{s\beta} i_{s\beta} \quad (4.10)$$

Die gesuchte Rotorposition kann danach wieder einfach über die ATAN-Funktion bestimmt werden.

$$\rho = \text{atan} \left( \frac{\psi_{p\beta}}{\psi_{p\alpha}} \right) \quad (4.11)$$

Durch diesen Ansatz wird die Ableitung der Ströme vermieden. Der Nachteil des Flussmodells liegt in der offenen Integration der induzierten Spannungen. Abweichungen in Spannung, gemessenem Strom oder des verwendeten Widerstandswertes führen in der Regel zu Gleichanteilen, die zum Driften des Integrators führen. Deshalb wird dieser Integrator in der Praxis meist durch einen Tiefpass ersetzt.

Ein alternativer Ansatz zur direkten Bestimmung der Rotorposition ist in [85] dargestellt. Hierbei wird das Maschinenmodell in Polarkoordinaten übergeführt. Die wesentlichen Vorteile gegenüber den anderen direkten Ansätzen sind laut Autoren eine erhöhte Dynamik und das Vermeiden eines Abdriften der beobachteten Position im stationären Betrieb.

#### 4.1.1.2 Adaptive Verfahren oder vollständige Beobachteransätze

**Kalman-Filter** Die Verwendung des Kalman-Filters für geberlose Systeme kann auf verschiedenste Arten erfolgen. Der einfachste Ansatz liegt in der Schätzung der beiden EMK-Spannungen  $e_{s\alpha}$  beziehungsweise  $e_{s\beta}$  und der nachfolgenden Bestimmung des Flusswinkels  $\rho$  über den trigonometrischen Zusammenhang wie es auch in Kapitel 4.1.1.1 angewendet wird. Das zu beobachtende lineare zeitkontinuierliche System im statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  ergibt sich entsprechend zu

$$\dot{x} = Ax + Bu + \nu \quad (4.12)$$

$$y = Cx + \zeta \quad (4.13)$$

mit

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & e_{s\alpha} & e_{s\beta} \end{bmatrix}^t \quad (4.14)$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^t \quad (4.15)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \end{bmatrix}^t \quad (4.16)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (4.18)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

wobei

$$\begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega\psi_p \sin(\rho) \\ \omega\psi_p \cos(\rho) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$\nu$  und  $\zeta$  stellen die beiden mittelwertfreien, unkorrelierten beziehungsweise normalverteilten Rauschprozesse für System- und Messrauschen dar. Der gesuchte Flusswinkel wird nachfolgend mittels der beiden geschätzten Systemgrößen

$$\rho = \operatorname{atan} \left( \frac{e_{s\beta}}{e_{s\alpha}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (4.21)$$

bestimmt.

In der Regel wird aber das nichtlineare Zustandsraummodell verwendet und die gewünschte Größe, Position beziehungsweise Flussposition  $\rho$  oder Drehzahl beziehungsweise Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  als Zustandsgröße eingeführt. Das nichtlineare System eines permanenterregten Synchron-Motors im statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  kann in folgender Form angeschrieben werden [86–89].

$$\dot{x} = f(x) + Bu + \nu \quad (4.22)$$

$$y = g(x) + \zeta \quad (4.23)$$



mit

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \omega & \rho \end{bmatrix}^t \quad (4.24)$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^t \quad (4.25)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \end{bmatrix}^t \quad (4.26)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\omega \psi_p}{L_s} \sin(\rho) \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\omega \psi_p}{L_s} \cos(\rho) \\ 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (4.28)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Wobei  $\nu$  auch hier das Systemrauschen darstellt und mit  $\zeta$  wird das Messrauschen charakterisiert. Beide Rauschprozesse sind wiederum mittelwertfrei, unkorreliert, normalverteilt und unabhängig vom der Zustandsgröße  $x$ .

Erweiterungen hinsichtlich der mechanischen Differentialgleichungen zur besseren Beschreibung, der über der Motorwelle angekoppelten Mechanik, können entsprechend adaptiert werden. In der obigen Beschreibung ist der einfachste Fall für eine Einmassenankopplung mit sehr großer Massenträgheit und Vernachlässigung jedweder Reibterme dargestellt. Es wird dadurch davon ausgegangen, dass durch die hohe Massenträgheit die Veränderung der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\omega}$  im Vergleich zu den anderen Zustandsgrößen sehr langsam erfolgt und somit vernachlässigbar ist.

Die Gleichung des Beobachters für nichtlineare Systeme und deren Bestimmung beziehungsweise Lösung sind unter anderen in [90] beschrieben. Der Beobachteransatz für das nichtlineare System (4.22-4.29) ergibt sich somit

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + Bu + K(t)(y - g(\hat{x})) \quad (4.30)$$

wobei die Beobachtermatrix  $K(t)$  zeitabhängig gewählt wird und mit jedem Abtastschritt neu berechnet werden muss. Dieser Beobachteransatz wird als Extended-Kalman-Filter (EKF) bezeichnet. Die Berechnung der Beobachtermatrix  $K(t)$  kann nun nach dem klassischen Kalman-Filter-Ansatz

$$K = PC^T S^{-1} \quad (4.31)$$

erfolgen. Mittels der zeitabhängigen Riccati-Differenzialgleichung

$$\dot{P} = AP + PA^T + Q - PC^T S^{-1} CP \quad (4.32)$$

kann die benötigte Matrix  $P$  ermittelt werden. Die Matrizen  $Q$  und  $S$  bilden hierbei die Kovarianzmatrizen für System- und Messrauschen. Die noch fehlenden Matrizen

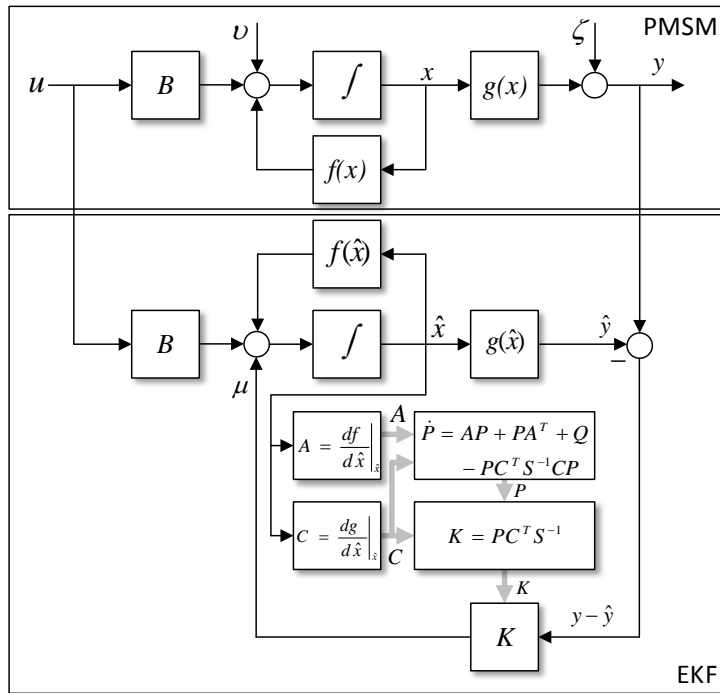


Abbildung 4.3: Permanent-Magnet-Synchron-Motor mit Extended-Kalman-Filter zur Bestimmung von Position und Geschwindigkeit

$A$  und  $C$  ergeben sich aus Linearisierungen des Systems

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{\hat{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_p}{L_s} \sin(\hat{\rho}) & \frac{\dot{\omega} \psi_p}{L_s} \cos(\hat{\rho}) \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_p}{L_s} \cos(\hat{\rho}) & \frac{\dot{\omega} \psi_p}{L_s} \sin(\hat{\rho}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$C = \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_{\hat{x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

In Abbildung 4.3 ist das System des PMSM mit der angebenen Struktur des Extended-Kalman-Filters (EKF) und der gegebenen Abhängigkeiten der einzelnen Gleichungen dargestellt.

Ein wichtiger Schritt beim Design von Kalman-Filtern ist die Wahl der Elemente der Kovarianzmatrizen  $Q$  und  $S$ . Diese haben Auswirkung auf Performance, Konvergenz und Stabilität der Beobachtung. Große Werte in  $Q$  unterstellen ein hohes Systemrauschen und große Modellungenauigkeiten. Dies wird zu hohen Verstärkungen in der Matrix  $K$  führen. Die Folge wäre eine hohe Dynamik, jedoch käme es auch zu schlechten Bedingungen im eingeschwungenen stationären Zustand. Die Kovarianzmatrix  $S$  ist dem Messrauschen zugeordnet. Große Werte unterstellen einen hohen Einfluss des Rauschens auf die Strommessung. Folgend wird sich die Verstärkung abschwächen und das dynamische Verhalten verschlechtern. In [91–94] wird unter anderem auch auf diese Problematik eingegangen.

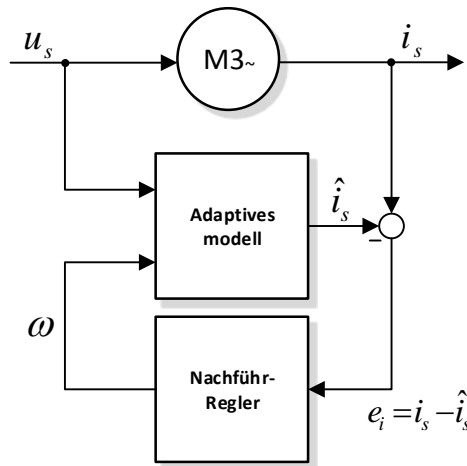


Abbildung 4.4: MRAS-Beobachter basierend auf Statorströmen

Die Wahl des statorfesten Koordinatensystems  $\alpha\beta$  führt zu einem linearen Zusammenhang der Zustandsgrößen hinsichtlich der beiden Ströme und Eingangsspannungen. Alternative Betrachtungen in anderen Koordinatensystemen wie zum Beispiel rotororientierten KDS, sind in [92, 94, 95] dargestellt. Adaptionen hierzu und Anwendungen mit „Unscented Kalman-Filter“ können in [87, 92, 95] beziehungsweise in [96] nachgelesen werden. Eine weitere Anwendung von Kalman-Filter zur Positionsbestimmung für Kurzstator-Linearomotoren ist in [8] publiziert.

**Model Reference Adaptive Systems (MRAS)** MRAS-Beobachteransätze machen sich die Redundanz zweier unterschiedlicher Maschinenmodelle, die die gleiche Systemgröße beobachten, zur Bestimmung der Rotorposition oder dessen Ableitung der elektrischen Winkelgeschwindigkeit zunutze. Eines der beiden Modelle wird hierbei als Referenzmodell (RM) verwendet. In diesem Modell soll die zu ermittelnde Größe ( $\rho$ ,  $\omega$ ) nicht explizit vorhanden sein und nur indirekt Einfluss nehmen. Das adaptive Modell (AM) beschreibt das gleiche System jedoch mit Hilfe der gesuchten Größe. Die Abweichung der Ausgangsgröße wird über einen Regelalgorithmus (meist PI Regler) dem adaptiven Modell zugeführt und ändert somit dieses. Sind die Ausgangsgrößen der beiden Modelle identisch, so ist die gesuchte Größe bestimmt. Eine Anwendung dieser Methodik für Kurzstator-Linearomotoren ist in [9] publiziert.

In [97] wird der Statorfluss über ein Spannungsmodell (AM) und über ein Strommodell (RM) berechnet. Die Differenz der beiden Flussberechnungen dient nun als Fehlerterm zur Nachführung der gesuchte Größe und wird in der Berechnung des adaptiven Modells benutzt. Verschwindet der Fehlerterm, so sind die Berechnungen der beiden Flüsse identisch und die gesuchte Größe ermittelt.

Vielfach wird anstatt des Referenzmodells der Motor selbst verwendet [98]. In Abbildung 4.4 ist der prinzipielle Ansatz dargestellt. Das adaptive Modell berechnet

die Statorströme  $\hat{i}_s$ . Die Abweichung  $e_i = i_s - \hat{i}_s$  zu den gemessenen Strömen  $i_s$  dient als Eingang des Regelalgorithmuses. In diesen Fall wird die elektrische Winkelgeschwindigkeit als Stellgröße für das adaptive Modell und die gesuchte Größe verwendet.

Durch Rückführungen sind Stabilitätsuntersuchungen unumgänglich. In der Literatur wurden mit Hilfe des Ljapunov-Kriteriums beziehungsweise des Hyperstabilitätskriteriums Einstellregeln für die Parametrierung der Regler aufgezeigt.

### 4.1.2 Methoden auf Basis der anisotropen Eigenschaften

Im Stillstand und bei kleinen Drehzahler ist die Rückwirkung des Rotors, die sich in der induzierten Spannung der Permanentmagnete in den Statorspulen niederschlägt sehr gering beziehungsweise kann gänzlich verschwinden. Die verschiedensten Ansätze des vorangegangenen Kapitels können je nach Qualität und Aufwand die untere Grenze ihres Einsatzes hin zum Stillstand verschieben, ein feldorientiert geregelter Nullpunkt der industriellen Anforderungen entspricht, ist jedoch nicht möglich. Anisotrope Effekte sind unabhängig von der Drehzahl beziehungsweise Geschwindigkeit des Motors. Diese Effekte können somit zur Bestimmung der Rotorposition verwendet werden. Dazu wird in der Regel ein hochfrequentes Spannungs- oder Stromsignal aktiv in das System eingebracht und die Antwort des Systems zur Positionsbestimmung verwendet (Verfahren 4.1.2.1 und 4.1.2.2). Alternativ kann aber auch die bereits vorhandene Anregung der PWM oder leichte Verstimmung dieser für die Positionsdetektion verwendet werden [99, 100].

#### 4.1.2.1 Aktive hochfrequente Signaleinprägung

Die hochfrequenten Trägersignale werden kontinuierlich alternierend oder rotierend in das System eingebracht. Durch die permanente Anregung und der Wahl einer Frequenz, die sich oberhalb der Nennfrequenz des Motors befindet, kann in der Regel die Amplitude des eingebrachten Signales gering gehalten werden. Im Vergleich dazu, werden bei Verfahren die auf periodisch injizierte Signale setzen, wie zum Beispiel das INFORM-Verfahren, die Amplitude sehr hoch und das Signal eher kurz eingebracht, um einen geringen Einfluss auf das Grundschwingungsverhalten zu gewährleisten. Geht man von einer hochfrequenten sinusförmigen Spannungseinprägung aus, so sollte sich die Rotorposition in der Antwort, in diesem Fall in den hochfrequenten Statorströmen abbilden. In folgenden wird als Beispiel eine Verfahren mit alternierenden hochfrequenten Spannungssignalen näher dargestellt. Zusätzliche Information zu diesem Verfahren können unter anderem in [6, 101–105] nachgeschlagen werden.

Ein hochfrequentem Spannungssignal  $u_{hf}$  mit einer Trägerfrequenz  $f_{hf}$  kann im stationären Koordinatensystem  $\alpha\beta$  wie folgt angeschrieben werden.

$$u_{hf} = U_{hf} \cos(2\pi f_{hf} t) e^{j\hat{p}} \quad (4.35)$$

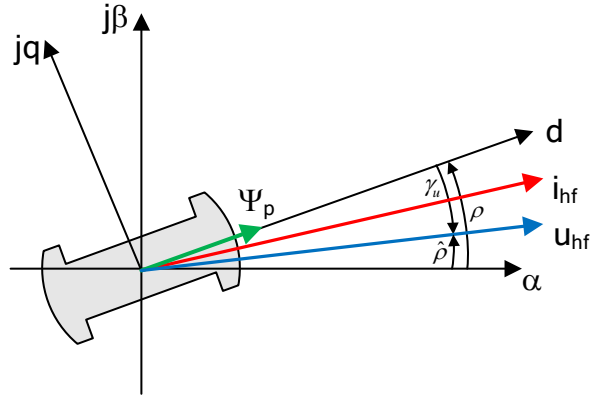


Abbildung 4.5: Darstellung des eingepprägten Signales  $u_{hf}$ , dessen Stromantwort  $i_{hf}$  im Bezug zum statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  und dem umlaufenden rotororientierten Koordinatensystem  $dq$

Die Injektionsrichtung  $\hat{\rho}$  weicht von der zu ermittelnden Rotorposition  $\rho$  um den Winkel  $\gamma_u$  ab, siehe auch Abbildung 4.5.

$$\hat{\rho} = \rho + \gamma_u \quad (4.36)$$

Zur Bestimmung wird von einem vereinfachten Hochfrequenzmodell der Form

$$u_s = L_s \frac{di_s}{dt} + j\omega L_s i_s \quad (4.37)$$

mit einem winkelabhängigen Induktivitätstensor  $L_s(\rho)$  ausgegangen. Dieser lässt sich bei einer einzelnen sinusförmig verteilten Inhomogenität im rotorbezogenen Koordinatensystem  $dq$  einfach durch konstante Induktivitäten in Direkt- ( $L_{sd}$ ) und Querrichtung ( $L_{sq}$ ) darstellen.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Die ohmschen Anteile und die induzierte Gegen-EMK-Spannung werden in diesem Modell vernachlässigt. Vernachlässigt man zusätzlich den Term, der mit der im Vergleich zur Trägerfrequenz sehr geringen elektrischen Drehzahl  $\omega$  auftritt, so ergibt sich im rotorfesten Koordinatensystem  $dq$

$$u_s = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4.39)$$

Transformiert man das eingepprägte Signal  $u_{hf}$ , Gleichung 4.35, in dasselbe Koordinatensystem (Multiplikation mit  $e^{-j\rho}$ ) und wendet dies auf das vereinfachte Modell, Gleichung 4.39, an so ergibt sich

$$u_{hf} = U_{hf} \cos(2\pi f_{hf} t) e^{j(\hat{\rho}-\rho)} = L_s \frac{di_{hf}}{dt} \quad (4.40)$$

Der resultierende Stromzeiger  $i_{hf}$  hängt somit in erster Linie vom Induktionstensor 4.38 ab und kann aus der rechten Seite der Gleichung 4.40 wie folgt bestimmt werden.

$$i_{hf} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf}} \sin(\omega_{hf}t) \left[ \frac{1}{L_{sd}} \cos(\hat{\rho} - \rho) + j \frac{1}{L_{sq}} \sin(\hat{\rho} - \rho) \right] \quad (4.41)$$

mit  $\omega_{hf} = 2\pi f_{hf}$ . Diese Darstellung setzt jedoch voraus, dass die Lage der Anisotropie bereits bekannt ist. Davon kann jedoch nicht ausgegangen werden. Aus diesen Grund wird ein geschätztes rotororientiertes Koordinatensystem  $\acute{d}\acute{q}$  eingeführt. Mittels  $e^{-j(\hat{\rho}-\rho)}$  ergibt sich für den hochfrequenten Strom im geschätzten Koordinatensystem

$$i'_{hf} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf}} \sin(\omega_{hf}t) \left[ \frac{1}{L_{sd}} \cos^2(\hat{\rho} - \rho) + \frac{1}{L_{sq}} \sin^2(\hat{\rho} - \rho) + j \left( \frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \sin(\hat{\rho} - \rho) \cos(\hat{\rho} - \rho) \right] \quad (4.42)$$

Durch Herausheben der inversen Induktivitäten und der Vereinfachung, dass der Fehlerwinkel eher klein ist, kann der Ausdruck für den hochfrequenten Strom im geschätzten rotororientierten Koordinatensystem  $\acute{d}\acute{q}$  wie folgt beschrieben werden.

$$i'_{hf} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf} L_{sd} L_{sq}} \sin(\omega_{hf}t) [L_{sq} + j(L_{sd} - L_{sq})(\hat{\rho} - \rho)] \quad (4.43)$$

Trennt man den hochfrequenten Strom nun in Real- und Imaginärteil ergibt sich

$$i'_{hfd} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf} L_{sd}} \sin(\omega_{hf}t) \quad (4.44)$$

$$i'_{hfq} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf} L_{sd} L_{sq}} \sin(\omega_{hf}t) (L_{sd} - L_{sq})(\hat{\rho} - \rho) \quad (4.45)$$

Betrachtet man Gleichung 4.45 erkennt man, dass die Querrichtung direkt proportional dem Schätzfehler  $\hat{\rho} - \rho$  ist. Diese Information dient nun zur Nachführung der Ausrichtung der Signaleinprägung, um mit der Ausrichtung der Anisotropie übereinzustimmen, sodass  $\hat{\rho} - \rho = 0$  und somit auch  $\gamma_u = 0$  wird. Die Sinusbeflussung lässt sich durch Auswertung der Direktkomponente, Gleichung 4.44, die mit der gleichen Frequenz und Phase mitschwingt kompensieren. Das Vorzeichen der Direktkomponente dient zum Gleichrichten des hochfrequenten Querstromes  $i'_{hfq}$ .

$$i'_{hfd,dc} = \frac{U_{hf}}{\omega_{hf} L_{sd} L_{sq}} \sin(\omega_{hf}t) (L_{sd} - L_{sq})(\hat{\rho} - \rho) \text{sign}(i'_{hfd}) \quad (4.46)$$

In Abbildung 4.6 ist das Strukturbild dieses alternierenden Verfahrens dargestellt. Das hochfrequente Signal in statorfesten Koordinaten wird additiv in den Spannungszweig des Stromregelkreises eingebracht. Die Stromantworten werden mit dem beobachteten Kommutierungswinkels beziehungsweise des beobachteten Flusswinkels  $\hat{\rho}$  mittels der Park-Transformation in feldorientierte Koordinaten gebracht. Mittels zweier Bandpässe, die auf die Trägerfrequenz  $\omega_{hf}$  des eingepprägten Spannungssignales eingestellt sind werden die niederfrequenten Signale entfernt. Das sich ergebende hochfrequente Signal des Querstromes wird mit dem hochfrequenten Signal

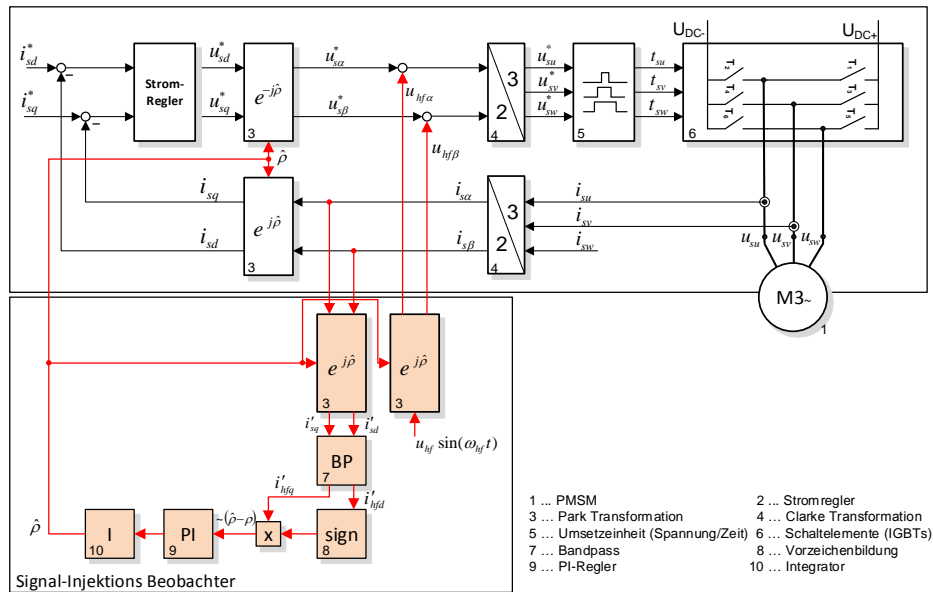


Abbildung 4.6: Strukturbild des signaleinprägenden Verfahrens mit kontinuierlich alternierenden hochfrequenten Spannungssignalen

der Direktachse gleichgerichtet. Das nun gleichgerichtete Signal ist proportional dem Winkelschätzfehler und wird mittels einer PLL-Regelung gegen Null geführt, sodass die Einprägung und die Richtung der Anisotropie übereinstimmen.

Das vorgestellte Verfahren funktioniert somit bis in den Stillstand. Vorausgesetzt muss jedoch eine ausgeprägte Anisotropie, die sich aufgrund eines Unterschiedes der Induktivitäten in Direkt- ( $L_{sd}$ ) und Querrichtung ( $L_{sq}$ ) ausbildet, vorhanden sein. Diese Anisotropie darf sich auch bei Belastung des Motors (Stromsättigungen) nicht wesentlich verändern beziehungsweise verschwinden. Signaleinprägende Verfahren werden meist in Verbindung mit Grundwellenmethoden für höhere Drehzahlen verwendet. Für einen sauberen Rundlauf der Achse ist jedoch eine geringe Anisotropie wünschenswert. Ein weiterer Nachteil liegt auch in der komplexen Struktur und der damit verbundenen hohen Anzahl von frei wählbaren Parametern (Trägerfrequenz, Amplitude und Phase des Spannungssignales, Güte des verwendeten Bandpasses, Verstärkungsfaktoren des PI-Reglers). Zusätzlich kommt es aufgrund der Auswertung mittels einer Nachlaufregelung zu wesentlichen Einschränkungen in der Grunddynamik des Gesamtsystems. In [104] wird zusätzlich auf richtige Abstimmung (Synchronisierung) zwischen Phase der eingepprägten Spannung und der Zeitpunkte der Stromabtastung eingegangen, um zusätzliche hochfrequente Störungen zu minimieren.

Publikationen dieser Methodik bezüglich Linearmotoren sind unter anderem in [10, 11] veröffentlicht.

#### 4.1.2.2 INFORM-Methode

Seit mehr als 20 Jahren beschäftigt sich das Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technische Universität Wien unter der Leitung von Professor Dr. Schrödl mit Verfahren zur Bestimmung der Rotorposition für PMSM. Aus diesen Anstrengungen heraus hat sich eine Methode etabliert, die unter dem Namen INFORM (Indirekte Flussermittlung durch On-Line Reaktanz-Messung) bekannt ist [106–108].

Der Grundgedanke von INFORM ist die Stromantwort, die sich aufgrund von Spannungsvektoren in unterschiedlichen Richtungen einstellt, zu messen. Aus Spannungsvektoren und Anstieg der Stromantwort wird auf die Flussposition geschlossen. Dafür wird die komplexe INFORM-Reaktanz eingeführt.

$$l_{inform} = \frac{u_s}{di_s/dt} \quad (4.47)$$

Zur Bestimmung der Rotorposition  $\gamma_m$  werden für ein Dreiphasensystem sechs mögliche Spannungsvektoren mit konstanter Länge und unterschiedlichen Argumenten  $arg(u_s) = \gamma_U = k\pi/3$  mit  $k = 1..6$  eingepreßt. Aufgrund der Sättigung in Flussrichtung kommt es zu unterschiedlichen Stromantworten. Dies führt zu einer 180 Grad periodischen Funktion des Parameters  $l_{inform}$  im Verhältnis zur Rotorposition.

$$l_{inform} = l_{inform}(2\gamma_m - 2\gamma_U) \quad (4.48)$$

Zur praktischeren Auswertung wird die inverse Funktion

$$y_{inform} = l_{inform}^{-1} \quad (4.49)$$

verwendet. Dies führt zu einer Beschreibung, die einen Kreis mit Radius  $\Delta y$  und einer Verschiebung aus dem Nullpunkt  $y_0$  in komplexer Ebene darstellt.

$$y_{inform} = y_0 - \Delta y \cdot \exp[j(2\gamma_m - 2\gamma_U)] \quad (4.50)$$

Um die komplexe Funktion  $y_{inform}$  zu bestimmen, werden die Testspannungsvektoren  $u_s$  während des Betriebes eingebracht. Die entsprechenden Stromänderungen  $di_s/dt$  werden aus den Strommessungen ermittelt. Eine Änderung der Rotorposition von POS1 zu POS3 wie in Abbildung 4.7 verringert den Kreisradius  $\Delta y$  um die Hälfte. Durch Erhöhung des Direktstromes  $i_{sd}$  kann der Kreisradius erhöht werden. Dies führt zu einer stärkeren Sättigung in Flussrichtung und dadurch zu einer steileren Stromantwort. Abbildung 4.7 zeigt diese Zusammenhänge. Durch geschickte Auswertung der Signalantworten und Umformungen kann die komplexe Funktion  $y_{inform}$  von der störenden Nullpunktverschiebung (Offset) unabhängig gemacht werden. Danach ergibt sich

$$C_{inform} = \Delta y \cdot \exp[j(2\gamma_m)] \quad (4.51)$$

Die gewünschte Winkelinformation  $2\gamma_m$  wird durch die Bestimmung des Argumentes von  $C_{inform}$  mittels Arcus-Tangens-Funktion erreicht.



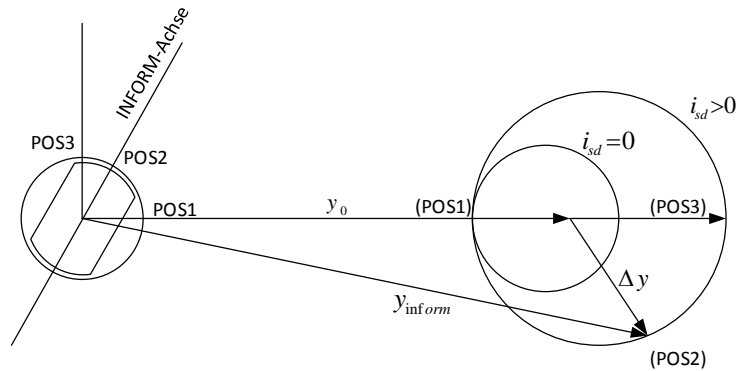


Abbildung 4.7: Komplexe Funktion  $y_{inform}$  für 2 unterschiedliche Sättigungspunkte in Abhängigkeit der Rotorposition

Das Verfahren ist sehr einfach und benötigt keine Information der Motorgleichungen. Zusätzlich ist es gegenüber Parameterschwankungen unempfindlich. Durch die kurzen Anregungen kann die Auswirkung auf das Grundschwingungsverhalten gering gehalten werden. Jedoch ist deshalb eine höhere Amplitude der Testspannungssignale notwendig, um eine ausreichende Stromantwort zu erhalten. Dies führt zu hohen Ripple-Strömen und ist auch akustisch stark wahrnehmbar.

## 4.2 Positionsbeobachteransätze für LLSM

Arbeiten mit Schwerpunkt geberloser Positionserfassung und Regelung in Verbindung zu LLSM basierend auf EMK-Spannungsbeobachtern sind unter anderem in [13, 16] publiziert. [12] verwendet ebenfalls die EMK-Spannung zur Bestimmung der Position, jedoch erfolgt dies nicht wie meist üblich im statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  sondern im feldbezogenen Koordinatensystem  $dq$ . Auch in [14] dient die EMK-Spannung in Kombination mit einem Luenberger-Beobachter zur Positionsermittlung. Darüber hinaus wird in der gleichen Arbeit eine alternative Positionsbestimmung mittels Hall Sensoren dargestellt. Eine alternative Methode mittels Einbringung hochfrequenter Spannungssignale zur Positionsbestimmung ist in [15] vorgestellt. In [34] wird mittels Extended-Kalman-Filter (EKF) Position und Geschwindigkeit beobachtet. Die Anwendung bezieht sich in diesem Fall auf ein MAGLEV-System. Abermals um ein MAGLEV-Modell handelt es in [35], wobei als Verfahren „direct torque control“ (DTC) eingesetzt wird.

In [16] wird zusätzlich auf die Regelung während des Segmentüberganges eingegangen. Dies wird von einer zentralen Regeleinheit durchgeführt. Beide betroffenen Segmente werden von einem gemeinsamen Geschwindigkeitsregler geregelt. Der Ausgang des Reglers, in diesem Fall der Statorsollquerstrom wird mittels zweier

Stromregler und nachfolgender Transformationen in Schaltzeiten der Leistungsschalter umgewandelt und mittels eines Netzwerkes an die einzelnen Invertereinheiten, die mit den Statorsegmenten verbunden sind, übermittelt. Die Information des notwendigen Kommutierungswinkels und Geschwindigkeit wird auf der Basis zweier EMK-Spannungsbeobachter bestimmt. Jeder EMK-Spannungsbeobachter ermittelt die EMK-Spannung seines Segmentes. Die Ergebnisse werden im Übergang zusammengefasst und dem Positions- beziehungsweise Geschwindigsbeobachter zugeführt. Der größte Nachteil liegt wohl in der dezentralen Regelstrategie, die gemessenen Stromsignale müssen über das Netzwerk der zentralen Regeleinheit zur Verfügung gestellt werden und die Stellgrößen müssen wiederum über das Netzwerk übertragen werden. Geht man von üblichen Stromreglerzyklen von 25 bis 200  $\mu\text{s}$  aus, so werden die Anforderung an das angeschlossene Netzwerk enorm, speziell wenn zusätzlich der Aufbau aus vielen Segmenten mit vielen beweglichen Einheiten besteht. Ein schneller Stromregler wird aus Gründen einer hohen Bandbreite bezüglich der Sollsignale beziehungsweise der Störsignale aber auch der meist geringen Induktivitäten der Motorspulen angestrebt.

### 4.3 Bestimmung der Rotorposition eines LLSM auf Basis eines Flussbeobachter-Ansatzes

#### 4.3.1 Flussbeobachter

Der verwendete Beobachter basiert auf einer Flusspositionsbestimmung und entspricht im wesentlichen dem bereits beschriebenen Beobachter in Kapitel 4.1.1.1. Für einen robusten und praxistauglichen Einsatz sind jedoch Erweiterungen hinsichtlich des nicht konstanten Flussverlaufes, der durch das Ein- und Ausfahren einer beweglichen Einheit entsteht, unumgänglich. Ein Vorteil von Flussbeobachtern im Gegensatz zu EMK-Spannungsbeobachtern liegt in der Vermeidung der zeitlichen Ableitung des Strommesssignales. Dies schlägt sich, je nach Qualität der Strommessung, in einem wesentlich geringeren Rauschsignalverhalten der beobachteten Position oder Geschwindigkeit nieder.

Geht man von der Gleichungen 2.31 und 2.32 im statorfesten Koordinatensystem  $\alpha\beta$  und einer positionsunabhängigen Induktivitätsmatrix 2.30 aus, so ergibt sich für die Spannungsgrundwellengleichung folgender Zusammenhang

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{\partial \psi_{p\alpha}}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (4.52)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{\partial \psi_{p\beta}}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (4.53)$$

mit der Kenntnis, dass der Flussverlauf durch das Ein- und Ausfahren der beweglichen Einheit eine Funktion der Position darstellt, siehe Abbildung 2.2, kann der

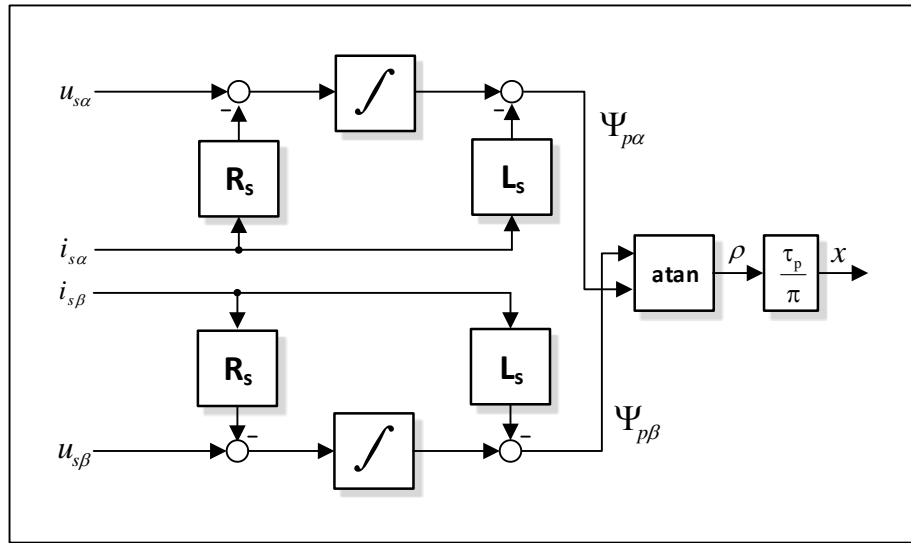


Abbildung 4.8: Strukturbild des Flussbeobachters zur Positionsermittlung

Fluss in den jeweiligen Koordinaten wie folgt ausgedrückt werden

$$\psi_{p\alpha} = \psi_p \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (4.54)$$

$$\psi_{p\beta} = \psi_p \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (4.55)$$

Setzt man die örtlichen Ableitungen in die Grundgleichung ein ergibt sich

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \left[ \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) - \frac{\pi}{\tau_p} \psi_p \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] \frac{dx}{dt} \quad (4.56)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \left[ \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{\pi}{\tau_p} \psi_p \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] \frac{dx}{dt} \quad (4.57)$$

Mittels zeitlicher Integralbildung ergibt sich nun für den Polradfluss

$$\underbrace{\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_s i_{s\alpha}}_{\psi_{p\alpha}} = \int \left[ \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) - \frac{\pi}{\tau_p} \psi_p \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] dx \quad (4.58)$$

$$\underbrace{\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_s i_{s\beta}}_{\psi_{p\beta}} = \int \left[ \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{\pi}{\tau_p} \psi_p \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] dx \quad (4.59)$$

Die gesuchte Position  $x$  kann wiederum einfach über die ATAN-Funktion bestimmt werden.

$$x = \frac{\tau_p}{\pi} \operatorname{atan}\left(\frac{\psi_{p\beta}}{\psi_{p\alpha}}\right) \quad (4.60)$$

Der dargestellte Beobachter, Strukturbild 4.8, besticht durch seine Einfachheit. Der größte Nachteil ist wohl in der offenen Integration zu sehen. Fehler in den Größen Strom, Spannung und ohmscher Widerstand führen zu Drifterscheinungen im Statorfluss  $\psi_s$  und somit zu großen Fehlbeobachtungen der Position. Abgesehen von der Messgröße Statorstrom wird vor allem der ohmsche Widerstand durch seine starke Temperaturabhängigkeit Probleme verursachen. Diese könnten über geeignete Adaptionen beziehungsweise Nachführungen umgangen werden. Einen großen Einfluss auf das Beobachtungsergebnis kommt auch der Statorspannung zu. In der Regel wird diese nicht gemessen, da die Messung der pulsweitenmodulierten Stellspannung sehr komplex und mit erheblichen Zusatzkosten verbunden ist. Nichtsdestotrotz ist es für die Qualität der Positionsbeobachter, speziell bei kleinen Drehzahlen, unerlässlich, diese Größe so gut wie möglich zu kennen. In Kapitel 4.3.2.2 wird diese Thematik eingehender betrachtet.

### 4.3.2 Realisierung des Flussbeobachters zur Positionsbestimmung

#### 4.3.2.1 Erweiterung um Sollwertrückführung und Verwendung eines Tiefpasses

Um das Driftproblem allgemein in den Griff zu bekommen, wird der Beobachter um eine Rückführung erweitert und der Integrator kann durch einen äquivalenten Tiefpass hinsichtlich der Durchtrittsfrequenz ersetzt werden. Der Rückführungsterm ergibt sich aus der Differenz des berechneten Polradflusses  $\psi_p$  mit dem zu erwarteten Flussverlauf  $\psi_p^*$  während einer Durchfahrt, Abbildung 2.2, multipliziert mit einem Verstärkungsfaktor  $K_\psi$ . Erweitert man die Gleichungen für den Polradfluss, 4.58 und 4.59 um diese Rückführung, so ergibt sich

$$\psi_{p\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - K_\psi \Delta_{\psi p\alpha}) dt - L_s i_{s\alpha} \quad (4.61)$$

$$\psi_{p\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - K_\psi \Delta_{\psi p\beta}) dt - L_s i_{s\beta} \quad (4.62)$$

mit

$$\Delta_{\psi p\alpha} = \psi_{p\alpha} - \psi_p^* \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (4.63)$$

$$\Delta_{\psi p\beta} = \psi_{p\beta} - \psi_p^* \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (4.64)$$

Abbildung 4.9 zeigt das Strukturbild des erweiterten Beobachters. Der zu erwartende Referenzfluss wird in die jeweiligen Komponenten aufgeteilt und mit den entsprechenden Rotorflüssen verglichen. Die Differenz wird zur Stabilisierung dem Eingang des Integrators oder des verwendeten Tiefpasses TP über ein Proportionalitätsglied  $K_\psi \Delta$  zugeführt. Der zu erwartende Referenzfluss kann durch Simulation, wie in Kapitel 3 dargelegt, oder durch Messungen bestimmt werden.

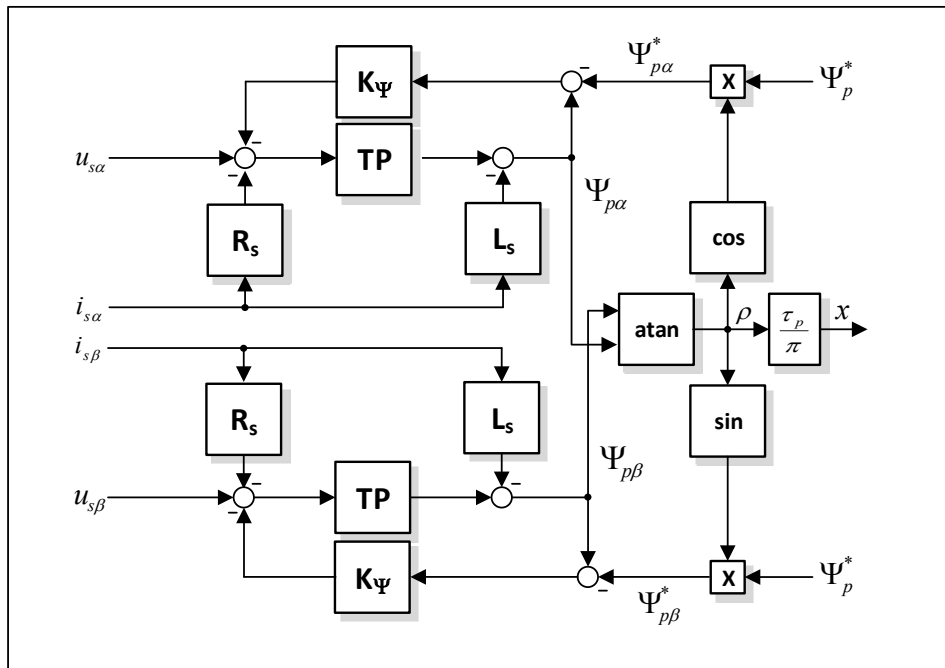


Abbildung 4.9: Strukturbild des erweiterten Flussbeobachters zur Positionsermittlung und Tiefpass TP anstelle des Integrators

#### 4.3.2.2 Spannungsbeobachter und Inverterspannungsfehler

Wie schon erwähnt, hat die Statorspannung  $u_s$  einen wesentlichen Einfluss auf das Beobachtungsergebnis. Idealerweise wird die Spannung über eine direkte Messung an den Motorklemmen bestimmt. In den meisten Fällen wird eine direkte Messung nicht möglich sein, aber auch nicht angestrebt werden, da die Messung, der durch die Pulsweitenmodulation erzeugte Spannung

- sehr komplex und
- mit zusätzlichen Kosten verbunden ist.

Nichtsdestotrotz ist es notwendig, genaue Informationen über die tatsächliche Spannung an den Motorklemmen zu erhalten und nicht einfach die Sollwertvorgaben der zu stellenden Spannung für den Positionsbeobachter zu verwenden [64]. Diese unterscheidet sich wesentlich von der tatsächlichen Spannung. Diese Unterschiede basieren auf Spannungsabfällen an den Motorkabeln, nichtlinearem Spannungsabfall an den Schaltelementen aber auch strukturbedingten Einflüssen wie Limitierungen in der Reglerstruktur und der zu wählenden Quantisierung bei der PWM-Ansteuerung. Limitierungen und Quantisierung können einfach durch inverse Berechnung der zu stellenden PWM-Schaltzeiten  $t_s$  in Verbindung mit der aktuell gemessenen Zwi-

schenkreisspannung  $u_{dc}$  zurückgerechnet werden. Die Zwischenkreisspannungsmessung ist wesentlich einfacher und kostengünstiger zu realisieren und ist in der Regel in modernen Antriebsumrichtern implementiert. Der ohmsche Spannungsabfall an den Motorleitungen kann ohne größere Beeinträchtigung in den Spannungsabfall am Statorwiderstand  $R_s$  des Motors eingerechnet werden. Der noch verbleibende nichtlineare Spannungsabfall an den Schaltelementen kann nicht so einfach korrigiert werden und wird nun im Folgenden etwas genauer betrachtet.

Im Stillstand und bei kleinen Geschwindigkeiten ist das Verhältnis des gestellten Spannungssignals zum Inverterspannungsabfall gering. Somit ist ein großer Einfluss auf die Qualität der Beobachtung in diesem Geschwindigkeitsbereich gegeben. Viele Kompensationsstrategien basieren auf einem einfachen Inverter-Modell. Dieses Modell besteht aus einem linearen Term und einem nichtlinearen Anteil. Der lineare Term repräsentiert den „on-state-slope“-Widerstand ( $r_{ce}$ ) des aktiven Schalters und den „on-state-slope“-Widerstand ( $r_d$ ) der Freilaufdiode. Der nichtlineare Term besteht aus einem Grenzwert  $u_{th}$ , der abhängig von der Richtung des jeweiligen Phasenstromes aufgeschaltet wird [67, 109, 110].

Alternative Methoden benützen S-förmige Kompensationskurven, die durch Signum-Funktionen oder durch Look-Up-Tables (LUT) realisiert werden [111]. Der Vorteil gegenüber den einfachen Ansätzen liegt in der verbesserten Approximation der Nichtlinearität. Darüber hinaus finden sich in der Literatur auch aufwendigere Methoden wie zum Beispiel „Repetitive Control“-Ansätze um den unerwünschten nichtlinearen Inverterspannungsabfall in den Griff zu bekommen [112]. In [113] wird darüber hinaus der Aspekt des Monitorings von Schaltelementen durch die Identifikation der Inverterkennlinie thematisiert.

Im Stillstand und bei kleinen Geschwindigkeiten kann die Spannung in einer Phase wie folgt approximiert werden

$$u_{sx} \approx r_{sx} \cdot \dot{i}_{sx} + u_{sxi}(i_{sx}) \quad (4.65)$$

wobei  $r_{sx}$  der Widerstand der Motorwindungen und Verbindungskabeln in einer Phase darstellt.  $u_{sxi}$  ist der stromabhängige nichtlineare Spannungsabfall des Inverters in der gleichen Phase und lässt sich wie folgt darstellen

$$u_{sxi} = \lambda_1 \cdot i_{sx} + \text{sign}(i_{sx}) \cdot \left( \lambda_2 + \lambda_3 \cdot e^{-\lambda_4 \cdot |i_{sx}|} \right). \quad (4.66)$$

Diese Approximation beinhaltet auch einen linearen Term  $\lambda_1 \cdot i_{sx}$ , welcher den Spannungsabfall über den „on-state-slope“-Widerstand ( $r_{ce}$ ) des aktiven Schalters und des „on-state-slope“-Widerstand ( $r_d$ ) der Freilaufdiode abbildet, einen konstanten Term, der nur von der Stromrichtung abhängt und einem nichtlinearen Term der den exponentiellen Anteil der Vorwärtscharakteristik der Schaltelemente berücksichtigt. Vorhandene Temperaturabhängigkeiten speziell der Parameter  $\lambda_2$  und  $\lambda_3$  werden vernachlässigt.

Der Identifikationsprozess der beschreibenden Parameter  $\lambda$  wird im Stillstand realisiert. Als Testsignal dient ein steigendes stufenförmiges Spannungssignal, wie sie in

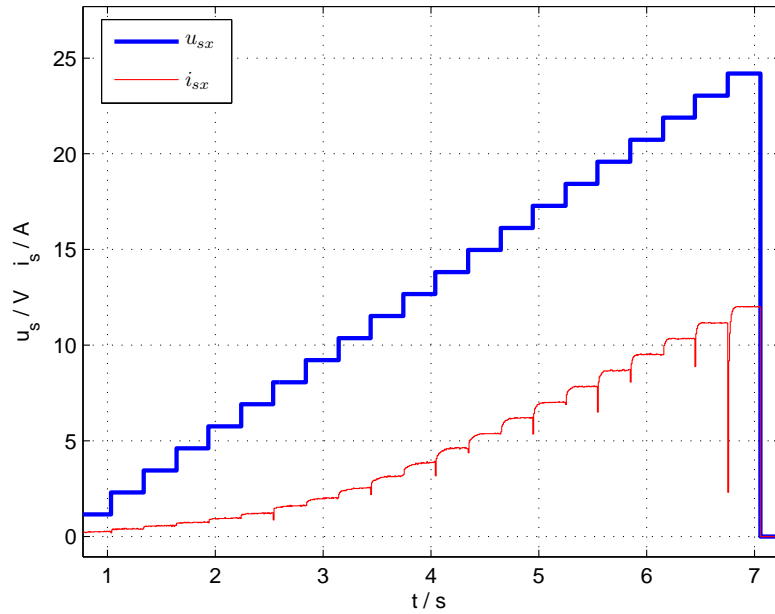


Abbildung 4.10: Identifikationsprozess zur Bestimmung der Inverterkennlinie in der Phase U

Abbildung 4.10 als zeitliche Funktion dargestellt ist. Die Systemantwort, der Phasenstrom, ist ebenfalls abgebildet. Durch den dargestellten Identifikationsbereich, weit über den Nennstrom des verwendeten Motors hinaus, ergeben sich etwaige thermische Überlastungen. Aus diesen Grund wird automatisch die Spannung nach einem Messpunkt wieder auf Null Volt reduziert. Durch die beschränkte Messdatenaufnahme sind diese Sprünge im Strom nur teilweise sichtbar. Diese Rücksprünge haben jedoch auf das Ergebnis der Identifikation keinen Einfluss, da zur Bestimmung der Parameter immer die eingeschwungenen Stromwerte verwendet werden. Die eingeprägte Spannung sollte so angelegt sein, dass eine Phase stromlos bleibt. Dadurch wird eine Verschiebung des Sternpunktes durch den nichtlinearen Spannungsabfall vermieden. Die eingeprägte Spannung  $u_{sx}^*$  und der gemessene Phasenstrom  $i_{sx}$  bilden nun die Basis für ein nichtlineares Optimierungsproblem der Form

$$\min_{\lambda} \left( |u_{sx}^* - u_{sxi}(i_{sx}, \lambda)|^2 \right) \quad (4.67)$$

wobei

$$\lambda = [\tilde{\lambda}_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4] \quad (4.68)$$

Zu beachten ist der Parameter  $\tilde{\lambda}_1$ , der die Summe aller in Serie befindlichen Widerstände abdeckt und nicht nur den linearen Term der Kennlinie.

$$\tilde{\lambda}_1 = \lambda_1 + r_{sx} \quad (4.69)$$

In Abbildung 4.11 wird die gemessene und die identifizierte Inverterkennlinie dargestellt. Um den Zusammenhang und Verlauf besser dazustellen, wird der Spannungsabfall über dem Phasenstrom dargestellt.

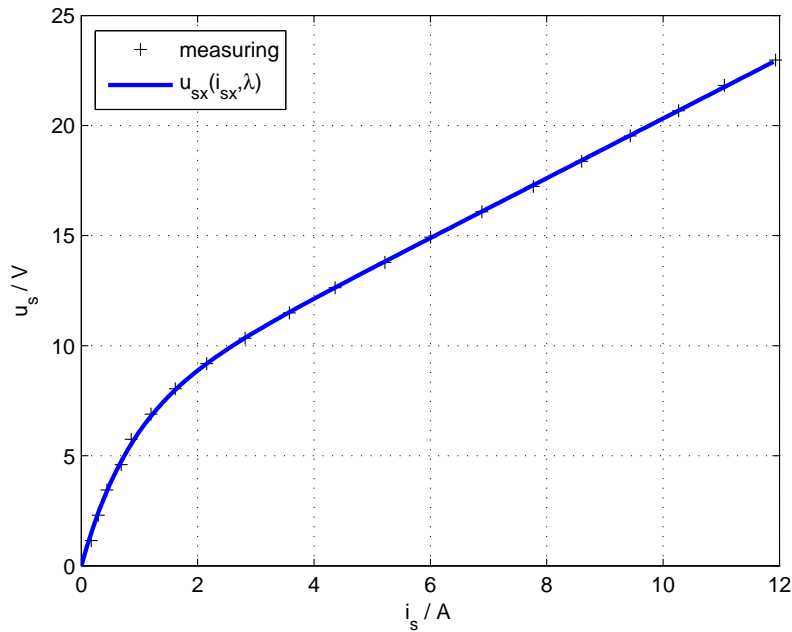


Abbildung 4.11: (+) Gemessene Inverterkennlinie in der Phase U und die identifizierte Kennlinie  $u_{sxi}(i_{sx}, \lambda)$

Mit dem gemessenen Phasenstrom und dem identifizierten Parametervektor  $\lambda$  kann nun der nichtlineare Spannungsabfall  $u_{si}$  berechnet und kompensiert werden. Der lineare Term  $\lambda_1 \cdot i_s$  kann in der Beschreibung der Kennlinie vernachlässigt und dem meist viel größeren Motorstatorwiderstand zugeschlagen werden. Mit dem neuen, verkürzten Parametervektor

$$\lambda = [\lambda_2 \lambda_3 \lambda_4] \quad (4.70)$$

ergibt sich ein modifiziertes Invertermodell der Form

$$u_{sxi} = \text{sign}(i_{sx}) \cdot \left( \lambda_2 + \lambda_3 \cdot e^{-\lambda_4 \cdot |i_{sx}|} \right). \quad (4.71)$$

Dieses Modell dient nun dem Spannungsbeobachter zur Bestimmung der Phasenspannungen.

In Abbildung 4.12 ist die Struktur eines Spannungsbeobachters dargestellt. Die Referenzspannungen des Stromreglers wird über den Spannung-zu-Zeit-Umsetzer in äquivalente PWM-Muster abgebildet. Diese tatsächlich gestellten Schaltzeiten werden mit Hilfe der gemessenen Zwischenkreisspannung  $u_{dc}$  wieder in Spannungen  $\tilde{u}_s$  zurückgerechnet. Diese Phasenspannungen werden nun in der Phase um den jeweiligen Inverterspannungsfehler  $u_{si}$  korrigiert. Die sich ergebenden Phasenspannungen können nun dem Positionsbeobachter zugeführt werden.

**Bewertung der Beobachterqualität** Um die Qualität der Spannungsbeobachtung bewerten zu können, wurden zwei Tests, ein Stromsprungtest und ein Test mit



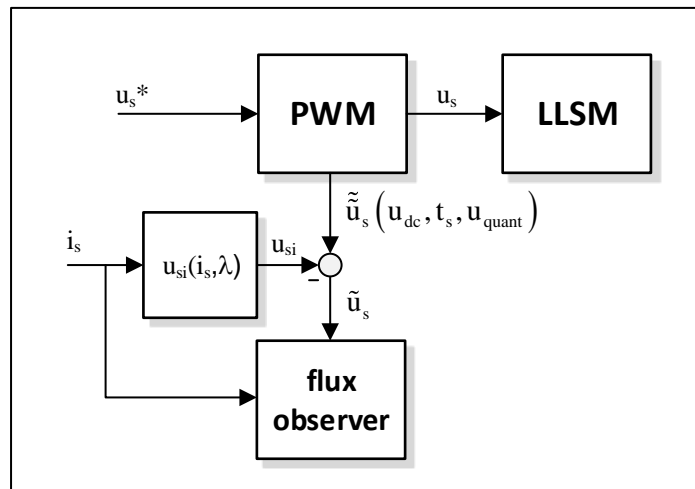


Abbildung 4.12: Strukturbild des verwendeten Spannungsbeobachters mit korrigiertem Inverterspannungsfehler

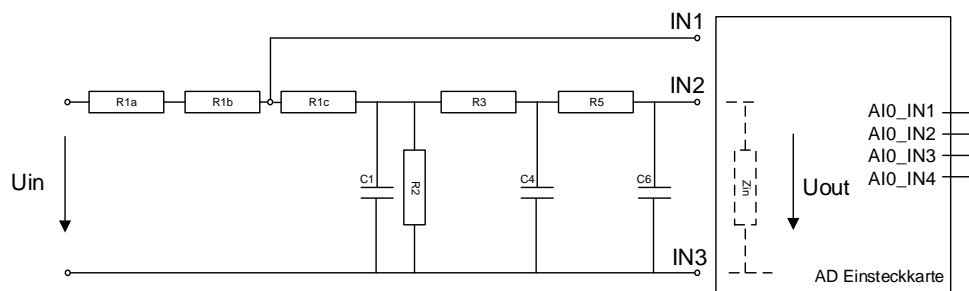
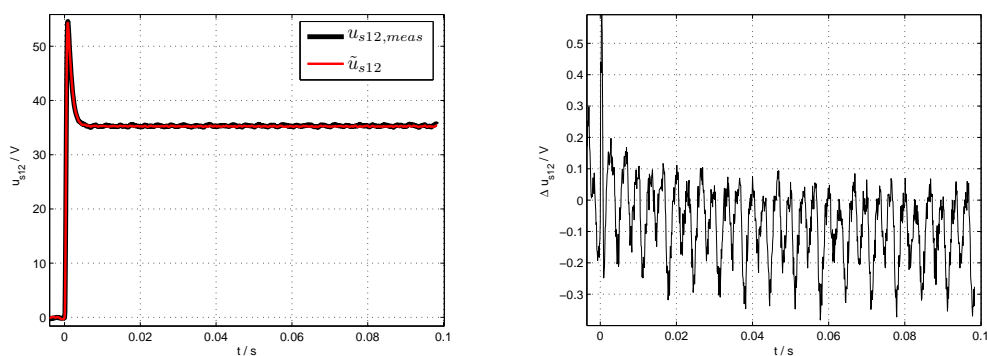


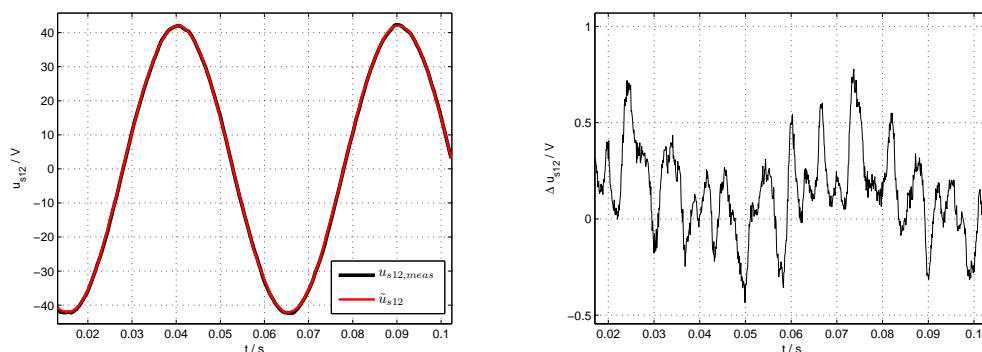
Abbildung 4.13: Messanordnung zur Messung der durch die PWM erzeugten Spannungssignale direkt an den Motorklemmen

rotierenden Stromzeiger durchgeführt. Dafür wurde einem rotierenden dreiphasigen Permanentmagnet-Synchron-Motor der Rotor entfernt und an einer Invertereinheit betrieben. Die Nenndaten des Motors aber auch des Servoverstärkers sind wiederum dem Appendix, Kapitel 7.1.4 beziehungsweise 7.1.5 zu entnehmen. Zur Beurteilung wurden die beobachteten Spannungen durch gemessene Spannungen validiert. Dabei wurde die, durch PWM an der Zwischenkreisspannung erzeugte Spannung  $u_{s12}$  zwischen den ersten beiden Klemmen, über Spannungsteiler und einem Tiefpass dritter Ordnung über eine Analog-Digital-Einsteckkarte direkt an der Invertereinheit eingelesen. Spannungsteiler und Tiefpass sind in der Abbildung 4.13 dargestellt. Bauteile und Übertragungsfunktion sind im Appendix, Kapitel 7.1.4 angeführt. Abbildung 4.14a und 4.14b zeigen den ersten Test. Der Motor wird in aktiver Stromregelung betrieben. Zum Testzeitpunkt wird ein Sprung des Sollstromes von 0 A auf 3 A in der ersten Phase ausgeführt. Die gemessenen und beobachteten Spannungen werden



(a) Gemessene und beobachtete Aussenleiterspannung (b) Differenz zwischen gemessener und beobachteter Aussenleiterspannung

Abbildung 4.14: Stromsprung von 0 A auf 3 A



(a) Gemessene und beobachtete Aussenleiterspannung (b) Differenz zwischen gemessener und beobachteter Aussenleiterspannung

Abbildung 4.15: Rotierender Stromzeiger der Länge von 3 A und einer elektrischen Frequenz von  $20 \text{ s}^{-1}$

hierbei dargestellt. Der Fehler der Beobachtung zur Messung ist sowohl im dynamischen Bereich (Sprung) als auch im eingeschwungenen Zustand sehr zufriedenstellend. Die auftretende Schwingung in 4.14b ist auf eine hochfrequente Einkopplung in das Messsystem entstanden. Der zweite Test ist in Abbildung 4.15a und 4.15b dargestellt. Der Motor wird wiederum in aktiver Stromregelung betrieben. In diesem Fall wird jedoch ein Stromzeiger der Länge von 3 A mit einer Frequenz von  $20 \text{ s}^{-1}$  über alle Phasen rotiert. Der Fehler 4.15b ist wiederum in einem zufriedenstellenden Bereich von ungefähr  $\pm 0.5 \text{ V}$  (Zwischenkreisspannung  $u_{dc} = 560 \text{ V}$ ) zwischen den Phasen. Weitere Tests mit unterschiedlicher Stromamplitude und unterschiedlicher Frequenz wurden durchgeführt und lieferten ähnlich zufriedenstellende Ergebnisse hinsichtlich der Beobachterqualität.

### 4.3.3 Ergebnisse der Positionsbeobachtung

Der verwendete Motor zur Bestimmung der Qualität der Positionsbeobachtung ist hinsichtlich mechanischem und elektrischem Aufbau in Kapitel 3.1.2 beschrieben. In Abbildung 4.16 ist die Qualität der Beobachtung in Segment 0 dargestellt. Die beobachtete Position dient hierbei für die Kommutierung, Istposition des Positionsreglers und Istgeschwindigkeit des Geschwindigkeitsreglers. Die bewegliche Einheit durchfährt das Segment mit einer Geschwindigkeit von  $2.35 \text{ ms}^{-1}$  mit voller Überdeckung der Permanentmagneten. Die beobachtete Position wird mit der Position des angeschlossenen Gebers vom mehrheitlichen Eintritt der beweglichen Einheit in das Segment bis zum mehrheitlichen Austritt aus dem Segment verglichen, wobei mehrheitlich so gemeint ist, dass sich die bewegliche Einheit zu mehr als der Hälfte im Segment befindet. Beobachtete und gemessene Position sind im oberen Bild dargestellt. Die Abweichung zwischen beobachteter Position und gemessener Position ist im unteren Teilbild abgebildet. Die Abweichung weist eine Größe von bis zu zwei Millimeter auf, dies entspricht einer Abweichung des elektrischen Kommutierungswinkels von  $0.262 \text{ rad}$  oder  $15 \text{ Grad}$ . Der Fehler in der Kommutierung ( $1 - \cos(0.262) = 0.0341$ ) kann vernachlässigt werden. Die absolute Abweichung in Millimetern muss entsprechend der Anwendung bewertet werden, ist jedoch in Anbetracht der starken Reluktanzunterschiede des Motors durchaus zufriedenstellend. Die Abbildung 4.17 zeigt den beobachteten Fluss und die erkennbaren starken Reluktanzänderungen während einer Durchfahrt durch Segment 0.

Darüber hinaus soll der Beobachterfehler über den gesamten Arbeitsbereich bezüglich der Geschwindigkeiten dargestellt werden. In den Abbildungen 4.18 und 4.19 wird der Beobachterfehler für Geschwindigkeiten von  $0.44 \text{ ms}^{-1}$  bis  $v = 8.0 \text{ ms}^{-1}$  jeweils mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $2.4 \text{ ms}^{-1}$  gegenübergestellt. Die Nenndrehzahl ist laut Motorhersteller  $150 \text{ min}^{-1}$ . Das ergibt bei einem Luftspaltdurchmesser von  $0.458 \text{ m}$  eine Nenngeschwindigkeit von  $3.59 \text{ ms}^{-1}$ . In den Abbildungen sind die Ergebnisse auf die gemessene Position aufgetragen, dadurch ist eine bessere Vergleichbarkeit der einzelnen Ergebnisse gegeben. Im Bereich von ungefähr 30 Prozent bis ungefähr 150 Prozent der Nenngeschwindigkeit ist Änderung des Beobachtungsfehlers vernachlässigbar. Ab Geschwindigkeiten höher 150 Prozent der Nenngeschwindigkeit steigt der Beobachterfehler leicht an. Anzumerken ist hierbei, dass der bei einer Geschwindigkeit von  $8 \text{ ms}^{-1}$  und einer Abtastung von  $200 \mu\text{s}$  ein Weg zwischen den Messpunkten von  $1.6 \text{ mm}$  zurückgelegt wird. Dies ist auch in der schlechteren Auflösung der Signalverläufe für höhere Geschwindigkeiten sichtbar. Im unteren Geschwindigkeitsbereich werden die Signalamplituden geringer und dadurch der Einfluss von Störungen erhöht. Im Bereich von ungefähr 15 Prozent der Nenngeschwindigkeit steigt der Beobachterfehler speziell im Einfahrbereich.

Die untere Grenze für eine stabile Regelung mit Positionsbeobachter wurde mit  $0.44 \text{ ms}^{-1}$  erreicht. Darunter kam es zu Ausfällen. Anzumerken ist, dass die benötigten Phasenspannungen an dieser Geschwindigkeitsgrenze in Bereichen von ungefähr  $8 \text{ V}$  bei einer Zwischenkreisspannung von  $560 \text{ V}$  betragen und einer Motornennspannung von  $3 \times 400 \text{ V}$ . Ohne Verwendung des in Kapitel 4.3.2.2 beschriebenen Spannungsbeobachters ergibt sich als untere Grenze eine Geschwindigkeit von ungefähr  $0.5 \text{ ms}^{-1}$ .

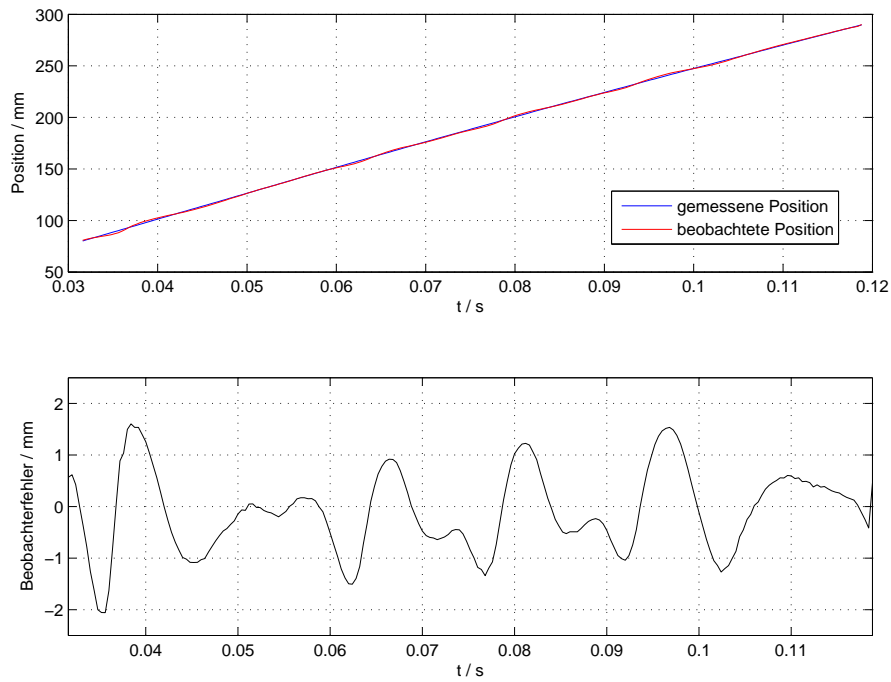


Abbildung 4.16: Gemessene, beobachtete Position und Differenz beim Durchfahren der beweglichen Einheit von Segment 0

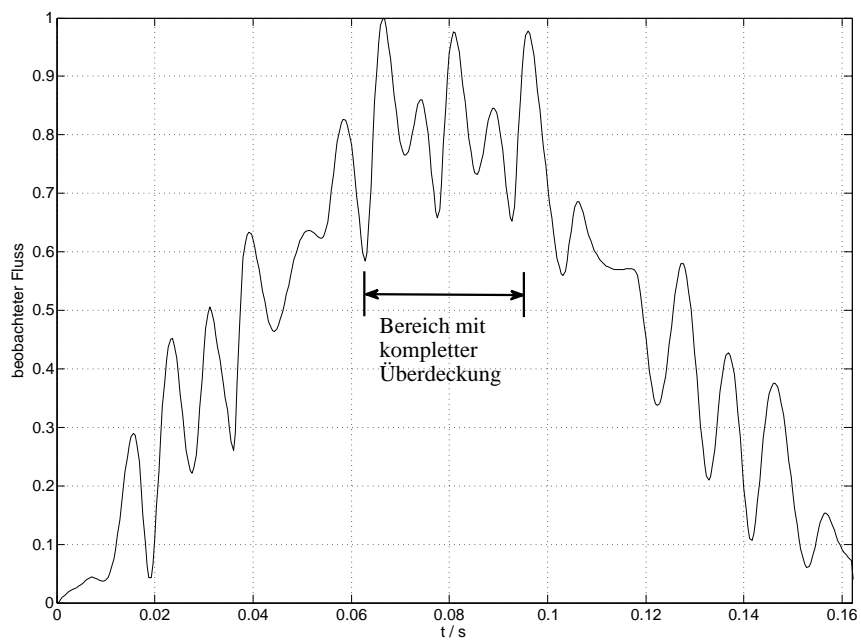
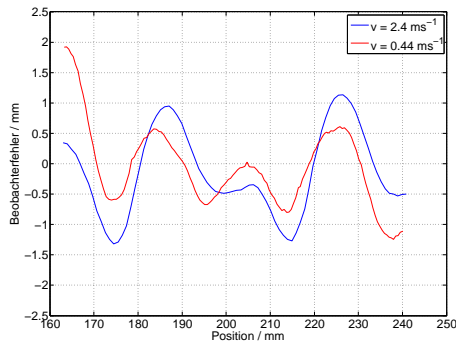
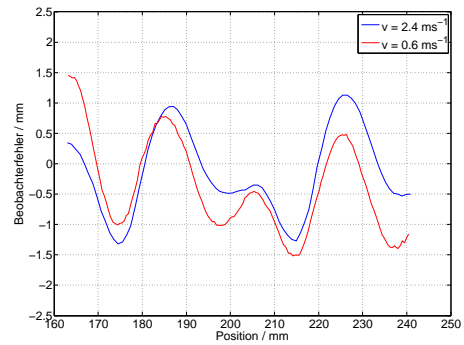


Abbildung 4.17: Normierter Absolutfluss während einer vollständiger Durchfahrt durch Segment 0

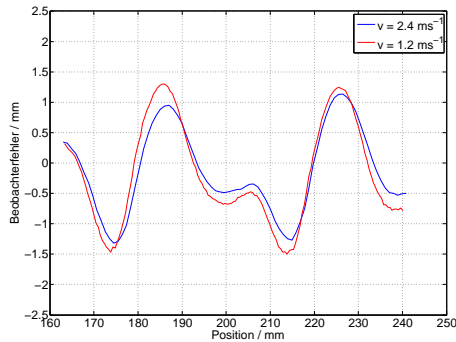
### 4.3 Bestimmung der Rotorposition eines LLSM auf Basis eines Flussbeobachter-Ansatzes



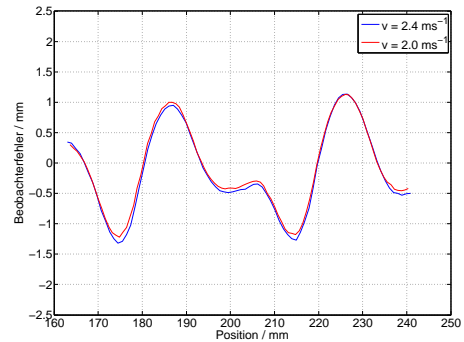
(a) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 0.44 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$



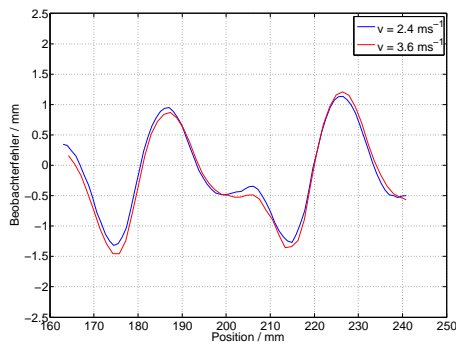
(b) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 0.6 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$



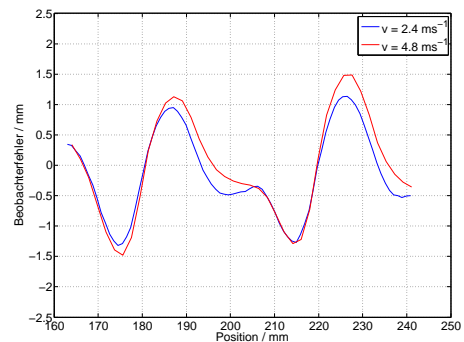
(c) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 1.2 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$



(d) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.0 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$

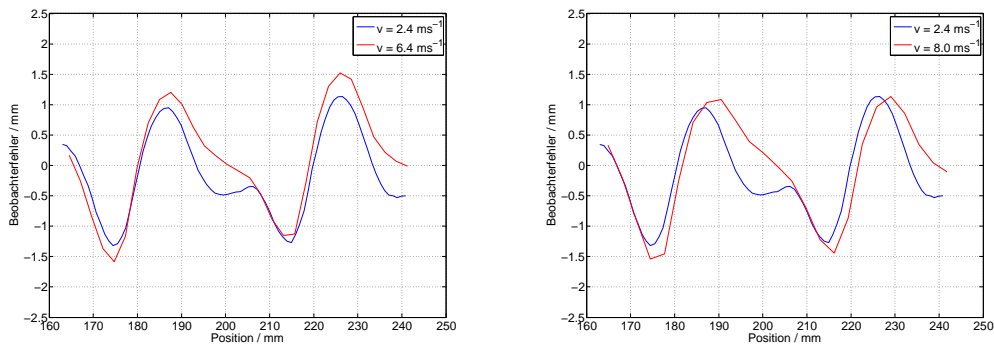


(e) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 3.6 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$



(f) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 4.8 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$

Abbildung 4.18: Vergleich der Beobachterfehler für Geschwindigkeiten von  $0.44 \text{ ms}^{-1}$  bis  $2.4 \text{ ms}^{-1}$



- (a) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 6.4 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$
- (b) Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 8.0 \text{ ms}^{-1}$  verglichen mit dem Beobachterfehler bei einer Geschwindigkeit von  $v = 2.4 \text{ ms}^{-1}$

Abbildung 4.19: Vergleich der Beobachterfehler für Geschwindigkeiten von  $6.4 \text{ ms}^{-1}$  bis  $8.0 \text{ ms}^{-1}$

Diese Grenze ist, im Vergleich zur Geschwindigkeitsgrenze mit aktiven Spannungsbeobachter von ungefähr  $0.44 \text{ ms}^{-1}$ , nur geringfügig höher. Dies ist auf den geringen Strom in diesem Betriebsfall zurückzuführen. Unter Last und somit höherem Strombedarf wird sich der nichtlineare Inverterspannungsabfall stärker bemerkbar machen und entsprechenden Einfluss auf die Beobachterqualität nehmen. Die Phasenspannungsverläufe bei einer Geschwindigkeit von  $0.6 \text{ ms}^{-1}$  für den geregelten Betrieb mit und ohne aktiven Spannungsbeobachter sind in Abbildung 4.20a wiederum bei eingefahrener beweglicher Einheit im Segment, in diesem Fall von Position 150 mm bis zur Position 270 mm, dargestellt. Der Unterschied ist wie erwähnt durch den geringen Strombedarf nicht sehr ausgeprägt. Zum Vergleich dazu werden in Abbildung 4.20b die Phasenspannungsverläufe für den gleichen Positionsbereich und gleicher Geschwindigkeit jedoch im Steuerbetrieb mit einer Amplitude des Steuerstromzeigers von 3 A abgebildet. In diesem Fall ist die Abweichung in der Amplitude von ungefähr 2 V und einer leichten Phasenverschiebung deutlich erkennbar. Die verwendeten Parameter zur Beschreibung der Inverterkennlinie des Spannungsbeobachters sind im Appendix unter 7.1.3 nachzuschlagen.

#### 4.3.4 Variation der Rückführungsverstärkungsfaktor

Im folgenden soll die Auswirkung des Rückführungsverstärkungsfaktor  $K_{\Psi}$  bezüglich des Beobachtungsfehlers analysiert werden. Dabei wird die bewegliche Einheit im geschlossenen Regelkreis mit einer Geschwindigkeit von  $4.0 \text{ ms}^{-1}$  durch das Segment 0 gefahren. Wiederum wird die beobachtete Position für die Kommutierung, Istposition des Positionsreglers und Istgeschwindigkeit des Geschwindigkeitsreglers verwendet. Die Betrachtung erfolgt sobald die bewegliche Einheit mehrheitlich im Segment 0 eingetreten ist. Der Verstärkungsfaktor wird hierbei variiert und die Auswirkung auf den Beobachtungsfehler betrachtet. In Abbildung 4.21 sind die Verläufe

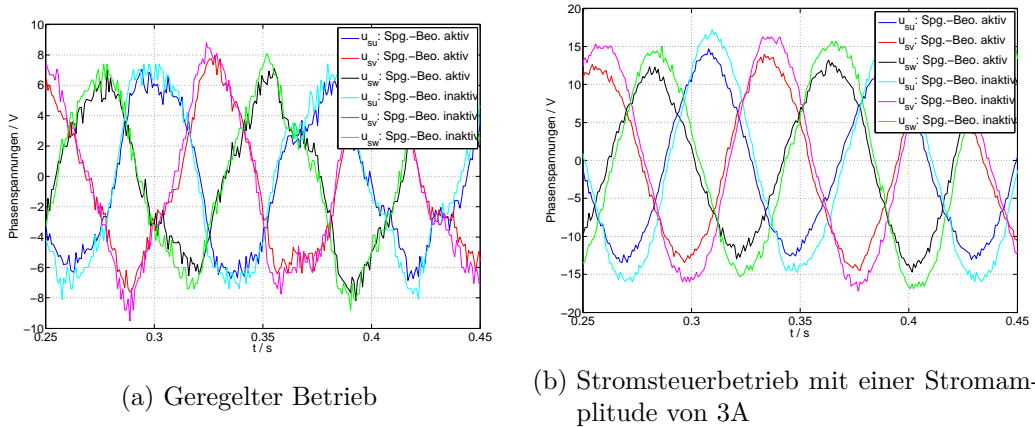


Abbildung 4.20: Phasenspannungsverläufe bei eingefahrener beweglichen Einheit im Segment und einer Geschwindigkeit von  $0.6 \text{ ms}^{-1}$

für unterschiedliche Verstärkungsfaktoren dargestellt. Man erkennt das ein größerer Verstärkungsfaktor eine geringere Abweichung in der beobachteten Position zur Folge hat. Eine obere Grenze ist mit ungefähr  $K_{\Psi} = 400 \text{ s}^{-1}$  gegeben. Im unteren Bereich erkennt man das die Beobachtungsqualität stark abnimmt. Bei Verstärkungswerte unter  $K_{\Psi} = 5 \text{ s}^{-1}$  funktioniert die Beobachtung nur sehr schlecht und bei Verstärkungswerten kleiner  $K_{\Psi} = 2 \text{ s}^{-1}$  funktionierte die geschlossene Regelung nicht mehr. In den folgenden Betrachtungen wird der Rückführungsverstärkungsfaktor mit  $K_{\Psi} = 100 \text{ s}^{-1}$  verwendet.

#### 4.3.5 Variation der Flussollwertkennlinie

Als Alternative zur ermittelten Flusskennlinie soll eine einfachere Kennlinie ohne die überlagerten Flussripple untersucht werden. In Abbildung 4.22 ist diese Kurve dargestellt und mit Kennlinie B bezeichnet. Kennlinie A soll die bereits verwendete Flusskurve kennzeichnen. Abbildung 4.23 zeigt den Verlauf während einer Durchfahrt durch Segment 0. Die Versuche wurden bei einer Geschwindigkeit der beweglichen Einheit von  $4.0 \text{ ms}^{-1}$  durchgeführt. Auch hier wird die beobachtete Position für die Kommutierung, Istposition des Positionsreglers und Istgeschwindigkeit des Geschwindigkeitsreglers verwendet. Die Aufnahme startet sobald die bewegliche Einheit mehrheitlich in das Segment eingefahren ist. In der oberen Abbildung ist die gemessene und beobachtete Position aufgetragen. Die untere Abbildung zeigt die Differenz zwischen gemessener und beobachteter Position. Der Unterschied zu dem Verlauf der beobachteten Position beziehungsweise des Beobachtungsfehlers mit Kennlinie A und Kennlinie B ist in Abbildung 4.24 detaillierter wiedergegeben. Es ist eine Verschlechterung der Beobachtung um circa 10 bis 15 Prozent bei einer Spitze-Spitze Betrachtung erkennbar. Durch die Verwendung der Kennlinie mit den überlagerten Flussripple ist somit eine bessere Beobachtung zu erzielen. Wobei noch einmal darauf hingewiesen werden sollte, dass die Höhe der Ripple sehr ausgeprägt sind und durch eine andere Wahl der Magnetanzahl (fünf oder zehn Magneten)

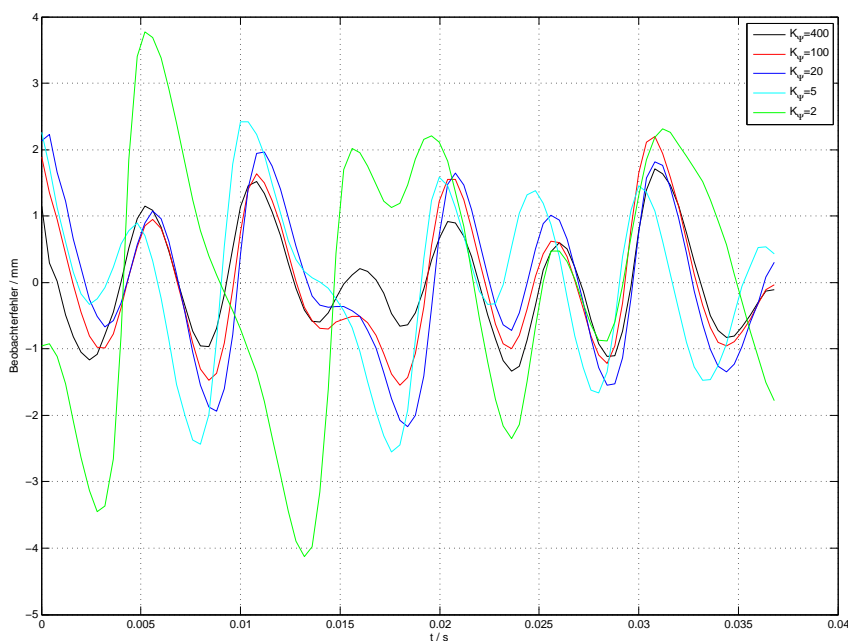


Abbildung 4.21: Beobachtungsfehler in Abhängigkeit des Rückführverstärkungsfaktors  $K_{\Psi}$

wesentlich reduziert werden könnte, siehe auch Kapitel 3.2.

#### 4.3.6 Variation der Motorparameter

Abschließend sollen die Auswirkungen von Abweichungen in den Motorparametern auf die beobachtete Position untersucht werden. Dabei wird der verwendete ohmsche Statorwiderstand  $R_s$  und die Statorinduktivität  $L_s$  im Algorithmus des Flussbeobachters entsprechend adaptiert. Die Versuche werden bei einer Geschwindigkeit der beweglichen Einheit von  $0.8 \text{ ms}^{-1}$  durchgeführt, da die Auswirkung der Abweichungen bei kleinen Geschwindigkeiten ausgeprägter ist. Wiederum wird die beobachtete Position für die Kommutierung, Istposition des Positionsreglers und Istgeschwindigkeit des Geschwindigkeitsreglers verwendet. In Abbildung 4.25 sind die Auswirkungen auf die Beobachterqualität in Abhängigkeit der ohmschen Widerstandsabweichungen dargestellt. Wird ein zu hoher Widerstand, als der tatsächlich physikalisch vorhandene ohmsche Widerstand, eingestellt dann kommt es zu einer wesentlichen Verschlechterung der beobachteten Position. Für Abweichungen größer 20 Prozent ist bei dieser geringen Geschwindigkeit keine stabile Regelung unter Verwendung der Flussbeobachterposition mehr möglich. Zu klein eingestellte ohmsche Widerstände wirken sich eher gering auf die Beobachtungsqualität aus. Stabile Verhältnisse sind auch bei einer Verwendung eines halb so großen ohmschen Widerstandes gegeben. Wenn man davon ausgeht, dass der Widerstand durch die im Dauerbetrieb erhöhte Temperatur um ungefähr 20 bis 40 Prozent steigt und sofern keine temperaturabhängige Nachführung des ohmschen Widerstandes vorhanden ist, sollte man den den



### 4.3 Bestimmung der Rotorposition eines LLSM auf Basis eines Flussbeobachter-Ansatzes

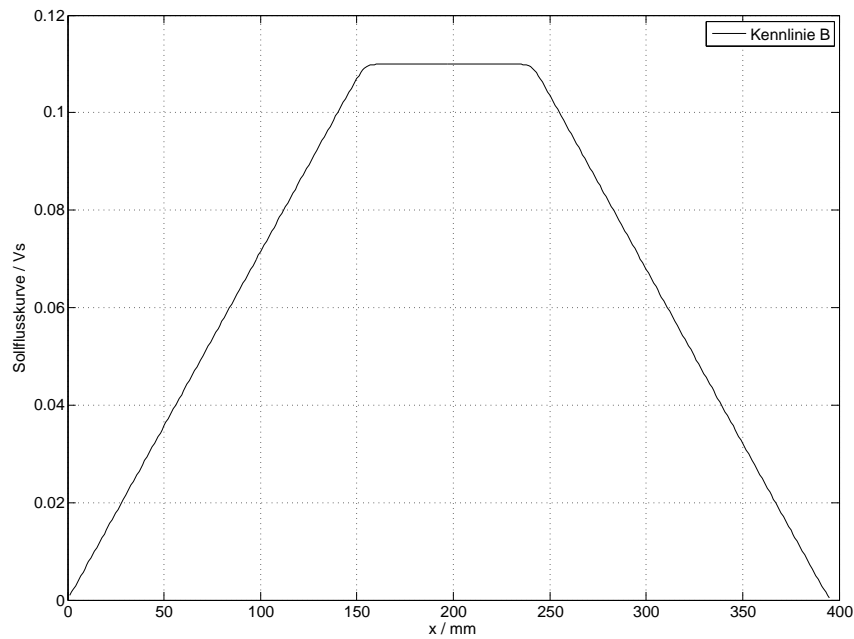


Abbildung 4.22: Vereinfachte Kennlinie zur Sollwertrückführung

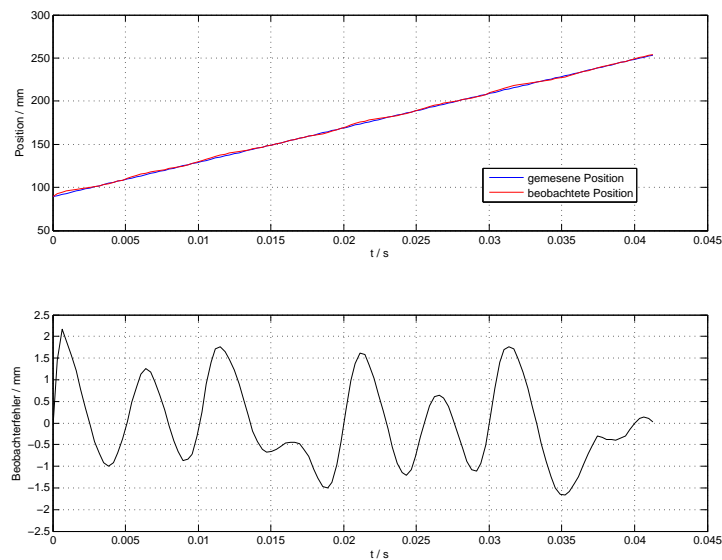


Abbildung 4.23: Gemessene, beobachtete Position und Differenz beim Durchfahren der beweglichen Einheit von Segment 0 mit Kennlinie B

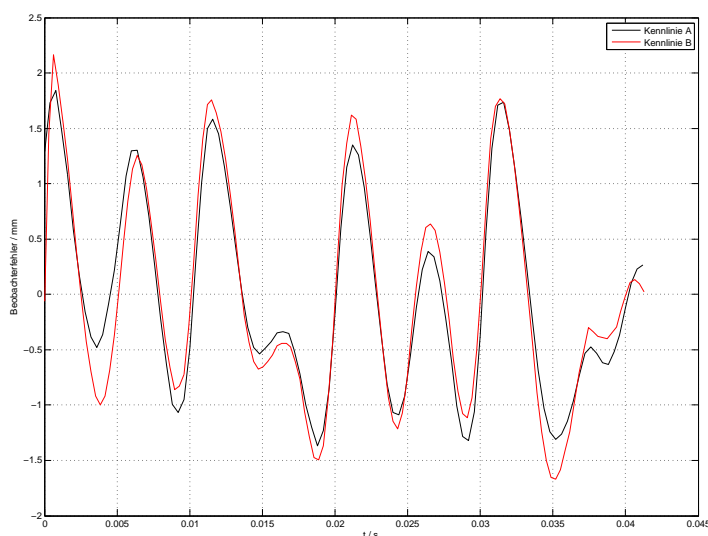


Abbildung 4.24: Gegenüberstellung der Beobachtungsfehler bei Verwendung von Kennlinien A beziehungsweise Kennlinie B zur Flussollwertgenerierung

Widerstandswert bei Umgebungstemperatur für den Flussbeobachter verwenden.

Abweichungen der Statorinduktivität verhalten sich in einer ähnlichen Art und Weise wie Abweichungen des ohmschen Statorwiderstandes. Eine erhöhte Induktivität verschlechtert das Ergebnis wesentlich. Die Qualitätseinbussen in der Positionsbeobachtung sind in Abbildung 4.26 dargestellt. Die Grenze für eine noch stabile Regelung unter Verwendung der Beobachterposition ist im Vergleich zum ohmschen Widerstand etwas höher und liegt bei ungefähr den 1.5fachen der tatsächlichen Statorinduktivität. Wiederum wirken sich Abweichungen in die andere Richtung hin zu zu klein gewählten Induktivitätswerten nur gering aus.

Anzumerken ist, dass die Betrachtung der Parametergrenzen ohne äussere Last durchgeführt wurde, da durch den gewählten Prototypenaufbau keine konstante Gegenkraft unter Bewegung aufgebracht werden konnte. Das führt dazu, dass die sich einstellende Strombelastung eher gering ist. Die Bewertung hinsichtlich der Grenzen der noch verträglichen Parameterschwankungen sollte jedoch, da in den Flussbeobachtergleichungen 4.61 und 4.62 die Parameter des ohmschen Statorwiderstandes  $R_s$  und der Statorinduktivität  $L_s$  immer multiplikativ mit dem Statorstrom eingehen, auch für höhere Ströme beziehungsweise Belastungen bewertet werden. Dies ist auch ein Grund warum die Auswirkungen bei den vorliegenden Ergebnissen für zu klein gewählte Parameter geringer ausfallen.

### 4.3 Bestimmung der Rotorposition eines LLSM auf Basis eines Flussbeobachter-Ansatzes

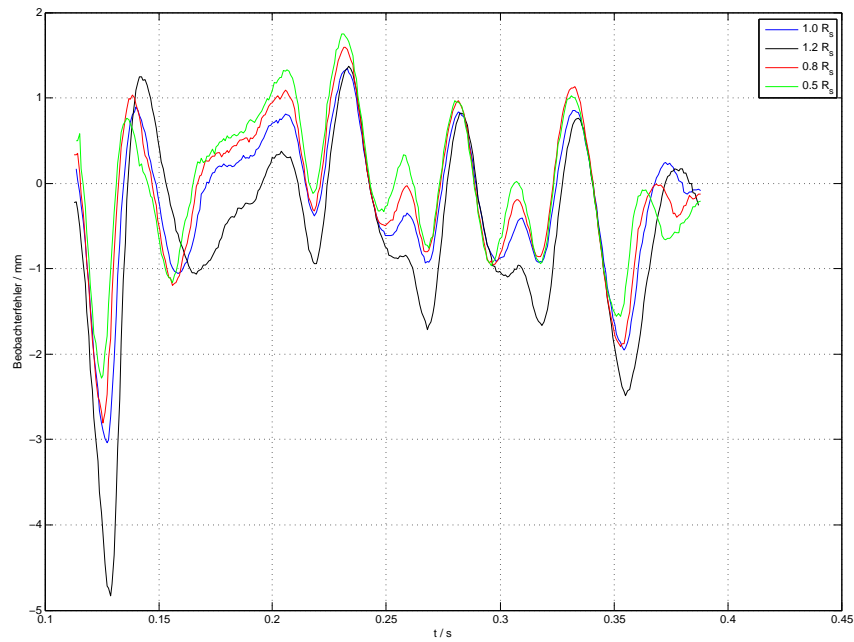


Abbildung 4.25: Auswirkung von Abweichungen des ohmschen Widerstand auf den Beobachtungsfehler bei einer Geschwindigkeit von  $0.8 \text{ ms}^{-1}$

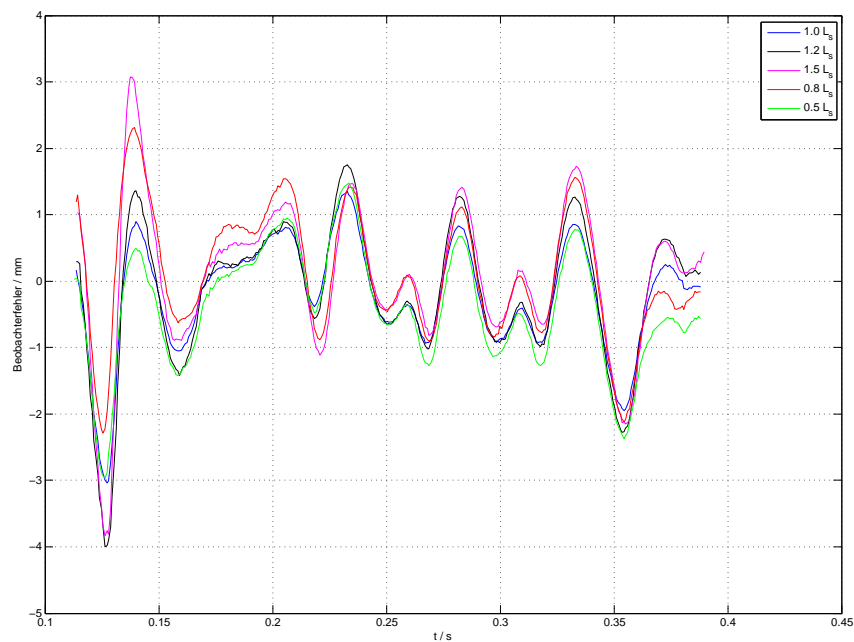


Abbildung 4.26: Auswirkung von Abweichungen der Induktivität auf den Beobachtungsfehler bei einer Geschwindigkeit von  $0.8 \text{ ms}^{-1}$

## 4.4 Betrachtung im Segmentverbund

Wie in Kapitel 4.1.1 erläutert, funktionieren Beobachter, die auf dem Grundwellenmodell aufsetzen, nicht im Stillstand und robust erst ab einer bestimmten Geschwindigkeit. Bei LLSM-Anlagen kommt noch hinzu, dass der Fluss der beweglichen Einheit nicht zwangsläufig mit den Statorwicklungen verbunden ist. Das heißt, dass der Fluss erst durch das Einfahren der beweglichen Einheit in das Segment aufgebaut wird und es auch in diesem Fall erst ab einer bestimmten Flussverknüpfung zu einer ausreichenden Qualität der Beobachtung kommt. Dieser nicht mit ausreichender Qualität beobachtbare Bereich, muss nun durch andere Maßnahmen überbrückt werden. Am einfachsten ist es, durch einen einfachen Steuerbetrieb (wandernden Stromzeiger) die bewegliche Einheit so weit in die Zone zu ziehen bis der Beobachter korrekte Flusspositionen liefert, um dann auf die feldorientierte Regelung mit beobachteter Position umzuschalten. Man kann sich leicht vorstellen, dass dieser Übergang in der Gesamtbetrachtung des Durchfahrens der beweglichen Einheit zu einer Störstelle wird. Zusätzlich kommt es durch den vorhandenen d-Anteil im Strom zu Störtermen in der Vorschubkraft (Gleichung 2.49), die einerseits auf den Anstieg beziehungsweise Abfalles des Flusses bei Ein- beziehungsweise Ausfahren der bewegliche Einheit einhergehen

$$F_{st,\psi} = \frac{3}{2} i_{sd} \frac{\partial \psi_p}{\partial x} \quad (4.72)$$

und andererseits auf etwaige Reluktanzunterschiede ( $L_{sd} - L_{sq}$ ) zurückzuführen sind.

$$F_{st,rel} = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq}) \quad (4.73)$$

Aus Anforderungen an den Gleichlauf ist dieser Ansatz zu vermeiden. Eine Alternative ist es, die Informationen im Übergangsbereich der Vorzone oder nachfolgenden Zone in den Regel- und Beobachteralgorithmus mit einfließen zu lassen. In Abbildung 4.27 sind die Bereiche während einer Durchfahrt einer beweglichen Einheit durch eine Statorzone dargestellt und definiert.

### 4.4.1 Segmentübergang

Der Segmentübergang stellt aus regelungstechnischer Sicht eine Besonderheit dar. Die bewegliche Einheit ist in diesem Bereich im Einfluss zweier ansteuernder Invertereinheiten. In [15, 16] wird eine Strategie für diesen Sonderbereich dargestellt. Beide involvierten Segmente werden durch einen gemeinsamen überlagerten Geschwindigkeitsregler versorgt. Der Ausgang des Reglers, der vortriebskraftproportionale Statorstrom in Querrichtung, wird somit an beide Invertereinheiten übergeben. Die Information des Kommutierungswinkels erfolgt auf Basis zweier EMK-Beobachter für die jeweilige Invertereinheit. Hierbei ist zu beachten, dass der Geschwindigkeitsregelkreis keine zu großen Verzögerungen durch den gemeinsamen Datenaustausch (Position beziehungsweise Geschwindigkeit zum Regler und Stellgröße zu den Invertereinheiten) unterliegt.

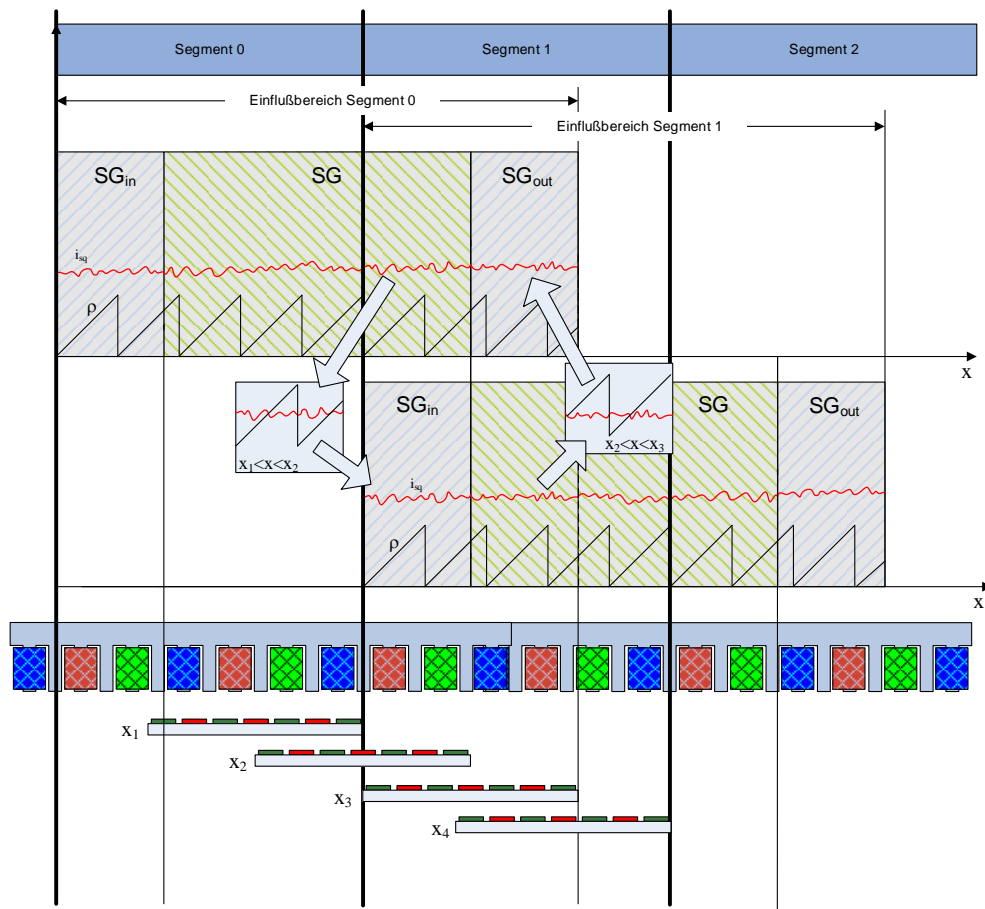


Abbildung 4.27: Regelstrategie beim Übergang einer beweglichen Einheit von Segment 0 in Segment 1

In der vorliegenden Arbeit wird der Übergang durch eine alternierendes Token-Passing-Verfahren der Segmente geregelt. Das Segment, das eine größere Überlappung mit der beweglichen Einheit aufweist, fungiert als Quelle beziehungsweise als Sendeeinheit und das Segment mit der geringeren Überlappung als Senke beziehungsweise als Empfangseinheit. Das Segment mit der größeren Überlappung wird durch den noch stärker verketteten Fluss eine bessere Positionsbeobachtung aufweisen und wird seine beobachtete Position und seinen Stellstrom  $i_{sq}^*$  dem Empfängersegment zur Verfügung stellen, um gemeinsam den vollständigen Fluss für die Vortriebskraft zu nutzen. Die Verbindung beziehungsweise die Datenübertragung zwischen den Segmenten sollte daher schnell erfolgen. Eine zu große Verzögerungszeit  $\Delta T_{com}$  würde sich in einem Kommutierungsfehler der Empfängereinheit widerspiegeln und somit zu einer Verschlechterung der Qualität des Gleichlaufverhaltens führen. Aus diesen Grund ist es anzuraten, die bekannte Verzögerungszeit  $\Delta T_{com}$  zu kompensieren. Eine einfache Kompensationsmöglichkeit setzt eine konstante Geschwindigkeit  $v^*$  während des Transfers voraus. Dies ist in den meisten Fällen aufgrund der eher langsamen mechanischen Änderungen im Vergleich zur elektrischen Zeitkonstanten,

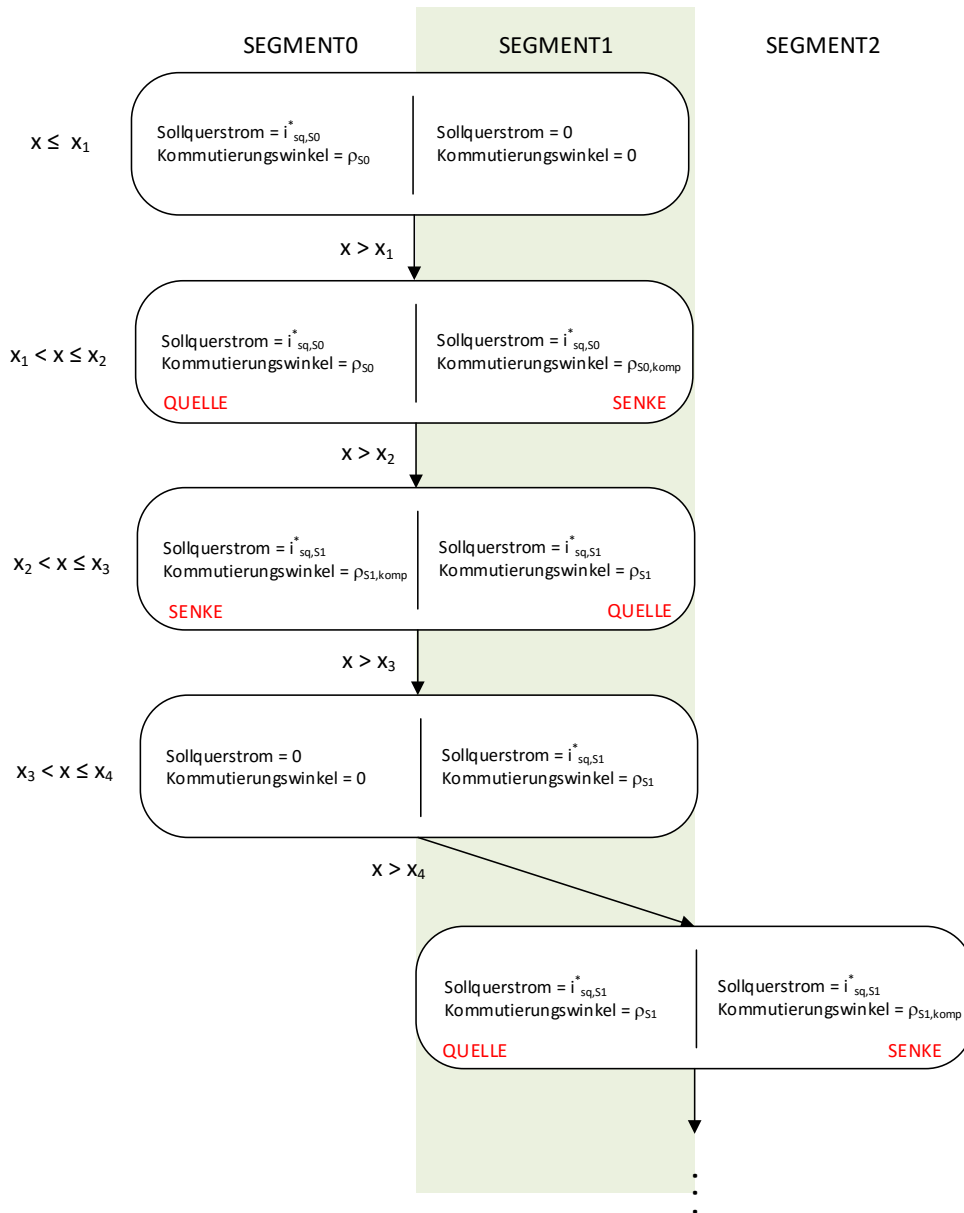


Abbildung 4.28: Ablaufdiagramm von Sollquerstrom  $i_{sq}^*$  und Kommutierungswinkel  $\rho$  beim Übergang von Segment 0 nach Segment 1. Index  $S0$  beziehungsweise  $S1$  zeigt die Quelle der Größe an. Mit dem Index  $komp$  wird der kompensierte Kommutierungswinkel gekennzeichnet

eine zulässige Einschränkung. Der Versatz des Kommutierungswinkel lässt sich demnach in der Form

$$\rho_{corr} = v^* \Delta T_{com} \quad (4.74)$$

schreiben. In Abbildung 4.27 und 4.28 ist ein solcher Übergang mit den sich ergebenden Signalverläufen dargestellt. Es soll den Übergang von Segment 0 in da Segment 1 erläutern. Physikalisch ergibt sich Segment 0 und Segment 1 aus jeweils sechs Spulen. Der Einflussbereich der beweglichen Einheit zwischen Einfahrt in ein Segment (Position  $x_1$ ) und der Ausfahrt (Position  $x_2$ ) ergibt sich aus der Segmentlänge und der Länge der beweglichen Einheit. Im Bereich bis  $x_1$  ist die bewegliche Einheit nur im Einflussbereich von Segment 0 und wird von diesem entsprechend der Sollwertvorgaben geregelt.

Ab der Position  $x_1$  wird der für die Vortriebskraft notwendige Fluss  $\Psi_p$  durch die Permanentmagneten abnehmen und in Segment 1 entsprechend zunehmen. Um nun die volle Vortriebskraft weiterhin zur Verfügung zu haben, wird nun das Segment 0 seinen Stellstrom  $i_{sq}^*$  und seinen kompensierten Kommutierungswinkel an das unterstützende Segment 1 senden. Dieses Segment übernimmt die Daten und stellt den notwendigen Stellstrom  $i_{sq}^*$  entsprechend der übertragenen Kommutierungsposition an die mit ihm verlinkten Spulen. Ab Position  $x_2$  tritt die bewegliche Einheit mehrheitlich in das Segment 1 ein. Dadurch kommt es zu einer Umkehr der Senderichtung und der Sender-Empfänger-Beziehung. Ab nun ist Segment 1 Quelle und Segment 0 Senke und unterstützt nun das geregelte Segment 1 und übernimmt den notwendigen Stellstrom beziehungsweise den beobachteten kompensierten Kommutierungswinkel. Dieses Zusammenspiel ergibt sich bis die bewegliche Einheit keine Überdeckung mit Segment 0 aufweist. Dies ist mit der Position  $x_3$  erreicht. Ab hier wird die bewegliche Einheit mit vollster Überdeckung der Permanentmagnete von Segment 1 alleine geregelt.

#### 4.4.2 Ergebnisse im Bereich des Segmentüberganges

Um die gleiche Qualität der Regelung beziehungsweise der Positionsbeobachtung beim Übergang von einem Segment zum folgenden Segment, wie innerhalb eines Segmentes mit voller Überdeckung zu erzielen, ist es notwendig, den vortriebskraftproportionalen Querstrom  $i_{sq}^*$  und den beobachteten Kommutierungswinkel  $\rho$  zwischen den Segmenten, wie in Kapitel 4.4.1 dargestellt, auszutauschen. In den Abbildungen 4.29 und 4.30 wird der Kommutierungswinkel  $\rho$  und der vortriebskraftproportionale Sollstrom in Querrichtung  $i_{sq}^*$  während des Überganges dargestellt. Die bewegliche Einheit startet in Segment 0 und nach ungefähr 0.042 s kommt es zum Übergang in den gemeinsamen Zuständigkeitsbereich. Ab diesem Zeitpunkt bis ungefähr 0.078 s sendet Segment 0 seine Informationen über Strom und kompensierten Winkel an das folgenden Segment 1. Diese Daten werden von Segment 1 übernommen und Segment 1 regelt den Strom der Spulen nach den Vorgaben des Segmentes 0, um eine vollständige Nutzung des Permanentflusses zu gewähren. Nach dieser Zeit kommt es zur Umkehr der Senderichtung und der Sender-Empfänger-Beziehung, da die bewegliche Einheit ab nun mehrheitlich in Segment 1 ist. Nun sendet Segment 1 seine Infor-

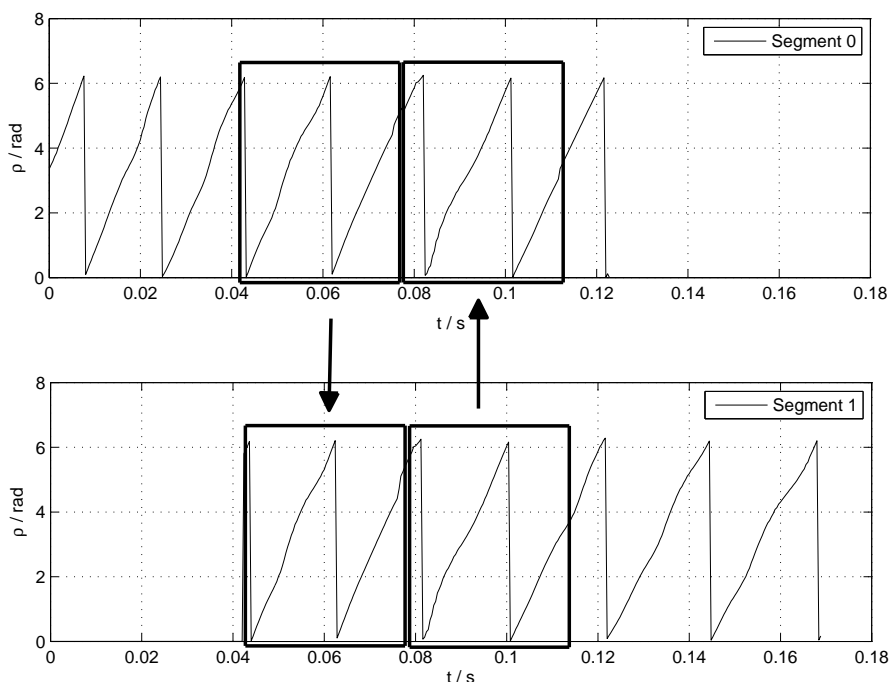


Abbildung 4.29: Beobachteter Kommutierungswinkel  $\rho$  während eines Überganges von Segment 0 zu Segment 1 und dem entsprechenden Datenaustausch zwischen den Segmenten

mation bezüglich Querstrom und Kommutierungswinkel an Segment 0 und dieses Segment wird wiederum die Spulenströme entsprechend der Vorgabe von Segment 1 regeln. Während des Wechsels der Sender-Empfänger-Beziehung kommt es zu einer kurzen Lücke in der Kommunikation. Dies ist auf eine Unzulänglichkeit bei der Implementierung der alternierenden Sender-Empfänger Kopplung über das Netzwerk zurückzuführen, beeinflusst jedoch das Verhalten beim Übergang nur unwesentlich.

Abbildung 4.31 zeigt die Differenz zwischen der beobachteten Position zur mit dem angeschlossenen Geber gemessenen Position während des Überganges von Segment 0 in Segment 1. Die auftretende Abweichung ist auch im Übergang ähnlichen Größenverhältnissen wie innerhalb eines Segmentes (vergleiche Abbildung 4.16). In Abbildung 4.32 wird der Absolutfluss der beiden Segmente und der durch die gewählte Strategie nutzbare Summenfluss zur Vortriebskraftbildung dargestellt.



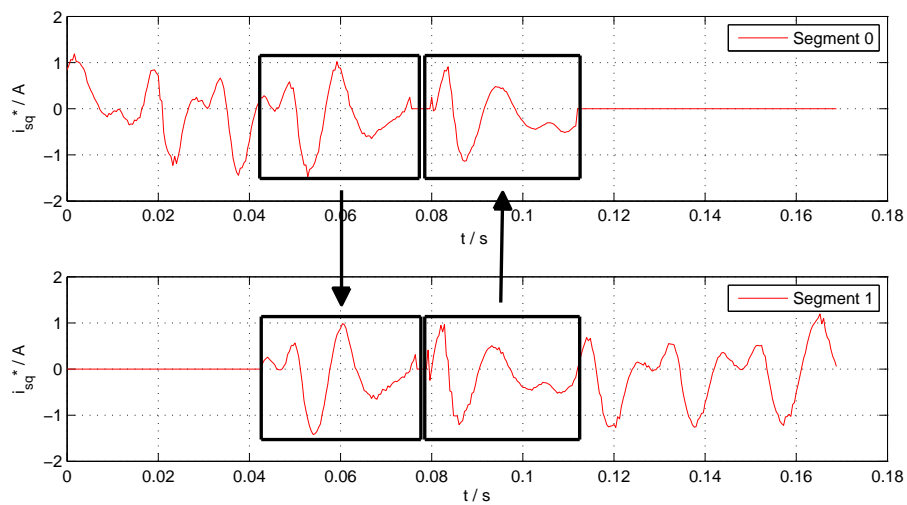


Abbildung 4.30: Kraftproportionaler Sollstrom in Querrichtung  $i_{sq}^*$  während eines Überganges von Segment 0 zu Segment 1 und dem entsprechenden Datenaustausch zwischen den Segmenten

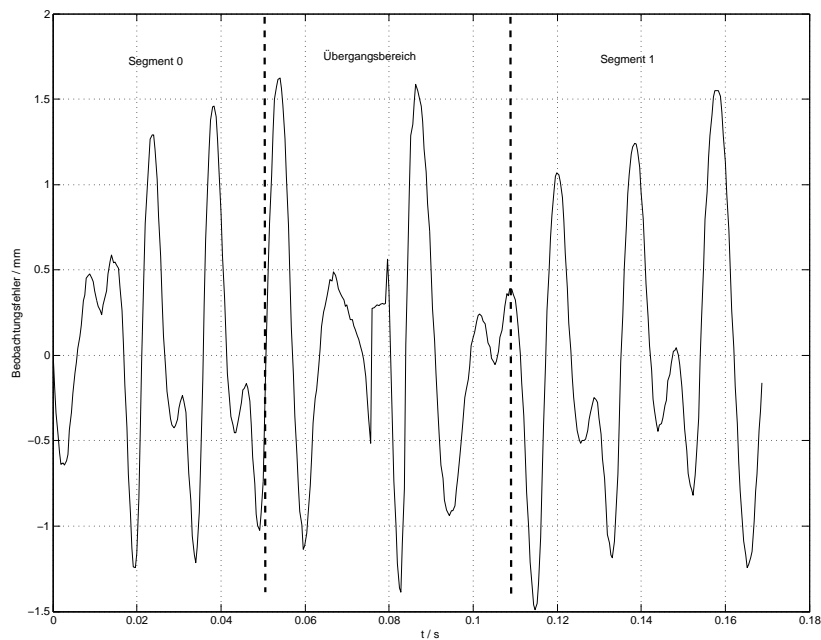


Abbildung 4.31: Differenz der beobachteten Position zur gemessenen Position während eines Überganges von Segment 0 zu Segment 1

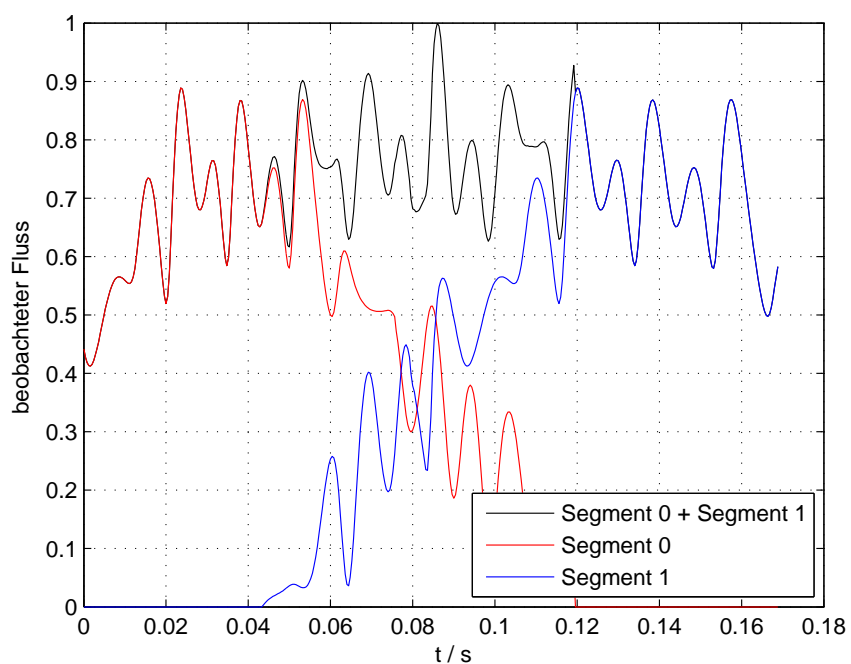


Abbildung 4.32: Normierter beobachteter Absolutfluss von Segment 0 und Segment 1 und der sich ausbildende absolute Summenfluss während eines Überganges von Segment 0 zu Segment 1

# 5 Positions- und Geschwindigkeitsregelung

## 5.1 Topologischer Aufbau

Um eine individuelle Regelung der einzelnen beweglichen Einheiten zu gewährleisten, müssen die Segmente, auf denen sich bewegliche Einheiten befinden, individuell versorgt werden. Um die Anzahl der Inverter zu verringern, wurden Konzepte entwickelt, die ein Weiterschalten (Multiplexen) der Leistungselektronik an die zu versorgenden Segmente realisiert. Diese Strategien bewähren sich an Anlagen, die über eine geringe Anzahl von beweglichen Einheiten im Vergleich zur Anzahl der Segmente aufweisen. Als typisches Beispiel seien hier die Hochgeschwindigkeits-Magnetschwebebahnen wie der Transrapid erwähnt. Die Segmentlänge variiert je nach Anforderungen an die Vorschubkraft, Blindleistung und Einspeisemöglichkeiten zwischen 300 und 2100 Metern. Die Versorgung dieser Segmente wird über Schalteinheiten immer weiter geschaltet. Dadurch werden nur jene Segmente versorgt, die gerade im Eingriff sind. In Abbildung 5.1 ist dieses Konzept für kleinere Leistungen und Abschnitte in einer Patentschrift [114] der Firma Anorad dargestellt. Die einzelnen, in diesen Fall dreiphasigen Spulensegmente, werden durch magnetische Schalter an die speisende Versorgungs- und Regelungseinheit weitergereicht. Dadurch ist eine individuelle Regelung der beweglichen Einheiten über mehrere Segmente realisierbar. Steigt die Anzahl der beweglichen Einheiten beziehungsweise müssen diese einen sehr geringen Abstand aufweisen (Gruppenfahrt, Konvoifahrt), um zum Beispiel während des Transportes, Zug- oder Druckarbeit (Kraftregelung) auszuüben, dann wird man mit dieser Strategie schnell an Grenzen stoßen. Die Alternative ist es, jedes Segment mit einem eigenen Inverter auszustatten. Dies kann soweit gehen, dass jede einzelne Spule mit einer eigens anzusteuern den Leistungselektronik versorgt wird. Diese sehr granulare Individualisierung erhöht nicht nur den preislichen Mehraufwand, der sich durch die überproportionale Erhöhung der Anzahl von Leistungselektronikbaugruppen (Schaltelemente wie IGBTs, Leistungskondensatoren, Freilaufdioden usw.) entsteht, sondern auch die Anforderungen an Verdrahtung, Leistungsversorgung und Kommunikation steigen.

Aus den unterschiedlichsten Anforderungen hinsichtlich Individualisierung und Granularität können die unterschiedlichen Systeme auch in einer Anlage Realisierung finden. In anspruchsvolleren Verarbeitungsbereichen wird auf kürzere Segmente mit voll bestückter Leistungselektronik gesetzt und in Bereichen mit geringeren Anforderungen wie zum Beispiel Rücktransport kommen verteilte Inverter mittels Multiplexverfahren zur Kostenreduzierung zum Einsatz.

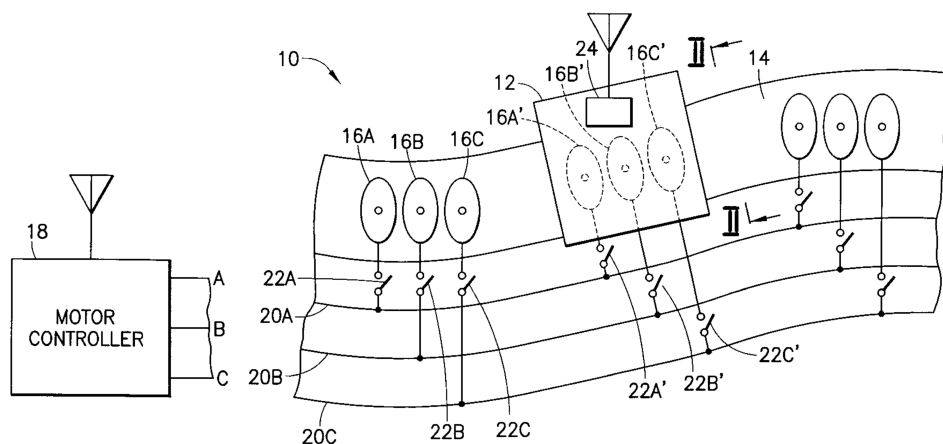


Abbildung 5.1: Verteilte Versorgung der einzelnen Statorsegmente. 10-Linearmotor, 12-bewegliche Einheit, 16-Statorwicklungen, 18-Steuereinheit (Inverter), 22-Verteilungsschalter, 24-Kommunikationseinheit, Abbildung aus US Patentschrift US 5 936 319 (A) der Firma Anorad CORP, US, [114]

Ein weiterer Aspekt hinsichtlich Topologie ergibt sich durch die Abarbeitung der Reglerkaskade. Im Wesentlichen geht es darum, wo beziehungsweise auf welcher Ebene die Regelung stattfindet. Die typische Reglerkaskade besteht aus drei Reglerebenen. Die innerste Schleife bildet der Stromregler, darüber befindet sich der Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler. Die äußerste Schleife wird durch einen Positionsregler abgebildet. Dieser Aufbau hat sich aufgrund seiner einfachen und nachvollziehbaren Struktur im Bereich der Antriebstechnik durchgesetzt. Dadurch sind auch einfache Trennungen zwischen schnelleren Reglerzyklen, wie sie zum Beispiel der Stromregelkreis benötigt und nicht ganz so schnellen Zyklen für die Regelung der mechanischen Größen, einfach zu realisieren. Aufschaltungen und Vorsteuerungen können mittels dieser Struktur sehr einfach umgesetzt werden.

Die Einteilung kann vereinfacht in ein zentrales Reglerkonzept und in ein dezentrales Reglerkonzept abgebildet werden. Als Kennzeichen kann die Lage der einzelnen Regler dienen. Werden mindestens Positionsregelung und Geschwindigkeitsregelung für jeder bewegliche Einheit in einer überlagerten zentralen Stelle gerechnet, so spricht man von einem zentralen Regelkonzept. Als Gegenpart kann eine Abarbeitung der vollständigen Regler-Kaskade auf dem Segment gesehen werden. Nur die Sollpositionen und etwaige Steuerwörter werden von einer überlagerten Einheit generiert und entsprechend auf die Segmente verteilt. Dieser Ansatz kann als dezentrales Regelkonzept angesehen werden.

### 5.1.1 Zentrale Regelung

In Abbildung 5.2 ist ein zentraler Ansatz zur Positionsregelung von beweglichen Einheiten auf verschiedensten Segmenten dargestellt. Auf der obersten Ebene wird die Bahnplanung durchgeführt. Darunter versteht man eine nach gegebenen Randbedingungen berechnete Sollpositionstrajektorie für jede bewegliche Einheit auf der durch die Segmente beschriebenen Bahn. In der Bahnplanung können individuelle Bedingungen, wie Limitierungen an Geschwindigkeit, Beschleunigung, Ruck und dergleichen der beweglichen Einheit aber auch der durchfahrenen Segmente berücksichtigt werden. Diese Einheit liefert somit für die  $m$ -beweglichen Einheiten eine Sollposition auf der für sie vorgesehenen Bahn. Für jede dieser  $m$  beweglichen Einheiten ist in dieser zentralen Einheit ein Positions- und Geschwindigkeitsregler vorgesehen. Die notwendige Istposition beziehungsweise Istgeschwindigkeit wird über das Netzwerk (NWK) an diese zentrale Stelle geführt.

Die sich ergebenden kraftproportionalen Ströme werden durch die Kenntnis der Positionen auf der gewählten Bahn an die Segmente verteilt. Dies wird durch die Kommutierungseinheit dargestellt. Diese Ströme werden über das Netzwerk an die einzelnen Invertereinheiten geleitet. Diese Einheiten sind physikalisch mit den Spulen der Segmente verbunden. Durch den notwendigen schnellen Regelzyklus für die Stromregelung, ist die Stromregelung der einzelnen Spulen meist auch auf diesen Einheiten realisiert. Eine Alternative wäre, die Sollspannungen an die Invertereinheiten zu übertragen. Dadurch ist es aber notwendig, auch den Stromregler in der zentralen Einheit zu realisieren. Dies erfordert jedoch eine schnelle Anbindung der zentralen Einheit über das vorhandene Netzwerk, da auch die Istströme, die in der Regel in den Spulen gemessen werden und somit an der Invertereinheit angeordnet sind, der zentralen Einheit zeitnah zur Verfügung gestellt werden müssen.

Aber auch wenn die schnelle Stromregelung am Inverter abgebildet wird, ist in der Verzögerung durch das Netzwerk der größte Nachteil dieser Topologie zu sehen. Die Regelqualität wird wesentlich durch diese Zykluszeit bestimmt. Vorteile ergeben sich bei Übergängen von einem Segment in das andere. An diesen Stellen sind Spulen zweier unterschiedlicher Segmente beteiligt. Durch die zentrale Betrachtung kann auf diesen Umstand einfacher eingegangen werden, da die Signale beider am Übergang betroffenen Segmente für die Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsregelung, aber auch für die Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbeobachtung vorhanden sind und in eine gemeinsame Betrachtung einfließen. Dieser Ansatz für den Übergang zwischen den Segmenten wird auch in [15] und [16] verwendet. Die beiden betroffenen Segmente werden von einem gemeinsamen Geschwindigkeitsregler geregelt. Der Statorsollquerstrom als Stellgröße des Reglers wird mittels zweier getrennter Stromregler und nachfolgender Transformationen in Schaltzeiten der Leistungsschalter umgewandelt. Diese Schaltzeiten werden mittels eines Netzwerkes an die einzelnen Invertereinheiten, die mit den Statorsegmenten verbunden sind, übertragen. Für jedes Segment ist ein eigener EMK-Spannungsbeobachter vorgesehen und dieser ermittelt die EMK-Spannung seines Segmentes. Die Ergebnisse der EMK-Spannungsbeobachtung werden im Übergang zusammengefasst und dem gemeinsamen Beobachter zur Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsbestimmung

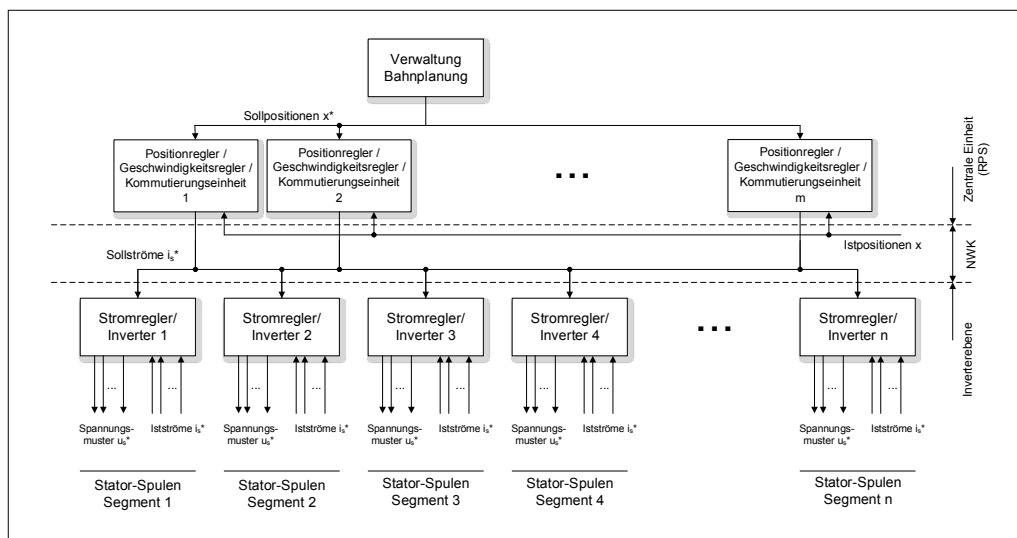


Abbildung 5.2: Zentraler Regelansatz für Positions- und Geschwindigkeitsregelung von Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motor Systeme

zugeführt.

### 5.1.2 Dezentrale Regelung

Die überlagerte Bahnplanung ermittelt auf Basis der gegebenen Einschränkungen (Geschwindigkeit, Beschleunigung, Ruck, ...) die Sollpositionen der einzelnen beweglichen Einheiten. Diese Sollwerte werden nun über das Netzwerk an die jeweiligen Invertereinheiten übermittelt. In Abbildung 5.3 wird eine solche dezentrale Anordnung dargestellt. Die übertragenen Sollpositionen werden in der an der Invertereinheit implementierten kaskadierten Regelung abgearbeitet. Die notwendige Istposition beziehungsweise Istgeschwindigkeit kann entweder durch einen physikalischen Geber direkt an der Invertereinheit eingelesen oder durch Beobachtung der Position oder Geschwindigkeit an der Invertereinheit direkt bestimmt werden. In Kapitel 4 wird auf diese Thematik näher eingegangen. Die innerste Schleife bildet auch hier der Stromregelkreis. Im Gegensatz zum zentralen Ansatz, wo die Stromregelung in der Regel in der Phase realisiert wird, kann diese auch im feldorientierten System durchgeführt werden, da die notwendige Information über den Flussposition auf dem jeweiligen Segment verfügbar ist. Die sich ergebenden Spannungswerte werden danach in der Kommutierungseinheit auf die einzelnen Phasen abgebildet.

Durch diese Abbildung ist ein schneller Zyklus der Regelung sowohl für den Stromregler aber auch für die Position- und Geschwindigkeitsregler möglich. Die gemessene oder beobachtete Position wird dort ermittelt, wo sie auch Verwendung findet und muss nicht über ein Netzwerk übertragen werden. Dadurch ist eine starke Entlastung des Netzwerkes hinsichtlich Datenaufkommen aber auch der notwendigen schnellen Zykluszeit möglich. Dieser Vorteil erhöht sich signifikant bei großen, weit ausge-

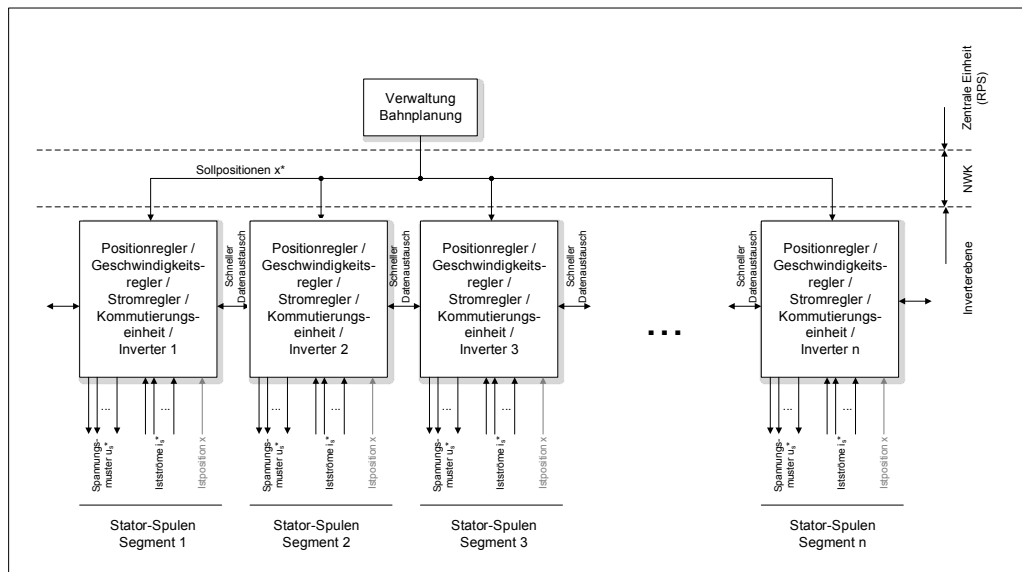


Abbildung 5.3: Dezentraler Regelansatz für Positions- und Geschwindigkeitsregelung von Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motor-Systeme

dehnten Anlagen mit sehr vielen beweglichen Einheiten und einer großen Anzahl an Statorsegmenten. Der Nachteil dieser Realisierung liegt im rechentechnischen Mehraufwand der Invertereinheiten. Ein weiteres Problem ergibt sich beim Übergang einer beweglichen Einheit von einem Segment in das folgende Segment. Die Positionsbeziehungsweise Geschwindigkeitsregelung der auslaufende beziehungsweise einlaufende bewegliche Einheit muss hierbei von zwei auf unterschiedlichen Invertern implementierten Reglerkaskaden durchgeführt werden. Dies erfordert einen schnellen Datenaustausch unter den jeweiligen Invertern beziehungsweise Reglerkaskaden. Eine zusätzliche Kommunikationsverbindung würde hierbei Abhilfe schaffen. Da dies mit zusätzlichen Kosten verbunden ist und somit eher unerwünscht ist, muss der Datenaustausch zwischen Segmenten über das Standardnetzwerkes erfolgen. Hierbei ist ein Kompromiss zwischen maximaler Ausdehnung (Anzahl der verbundenen Segmente) und einer noch tolerierbaren Zykluszeit, die auch einen schnellen Austausch zwischen den Segmenten ermöglicht zu suchen. Einige in der Antriebs- und Automatisierungstechnik verwendeten Feldbusse auf Echtzeit-Ethernet Basis bieten zusätzlich Möglichkeiten zwischen genau zwei benachbarten Knotenstellen Daten, direkt und innerhalb eines oder weniger Zyklen, zu übertragen. Feldbusse auf Basis von Echtzeit-Ethernet mit der Möglichkeit schnellen Querverkehr zu ermöglichen sind unter anderen die bekannten Feldbusse wie EtherCAT [115], entwickelt von der Firma Beckhoff Automation GmbH Co KG beziehungsweise Ethernet Powerlink [116], entwickelt von der Firma Bernecker + Rainer Industrie Elektronik GesmbH. Durch die Anordnung von aneinander folgenden Segmenten können diese Kopplungsmöglichkeiten für den schnellen Datenaustausch zwischen den Segmenten genutzt werden. Nichtsdestotrotz sollte die in Kapitel 4.4 dargestellte Kompensation der Verzögerungszeit mittels Vorausberechnung angewendet werden.

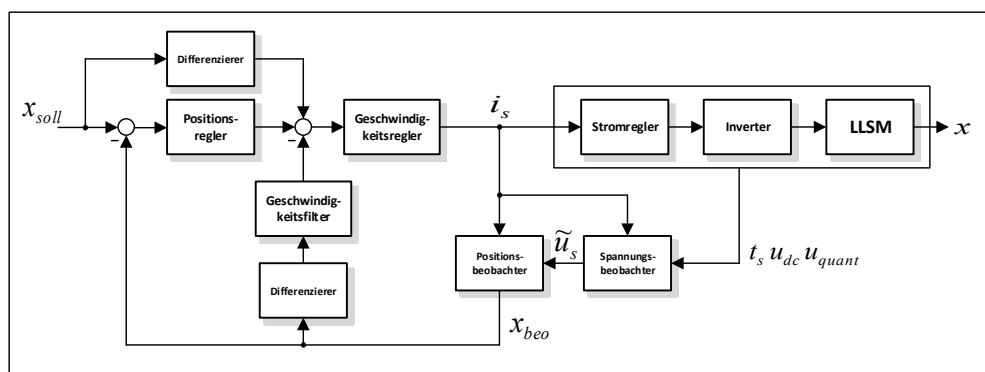


Abbildung 5.4: Reglerstruktur bestehend aus Strom-, Geschwindigkeits- und Positionsregler und der verwendeten Beobachter für Spannung und Position

## 5.2 Autotuning der Reglerkaskade

Im abschliessenden Kapitel soll nun auf die Regler einer dezentralen Anordnung für die mechanischen Größen, wie Position und Geschwindigkeit und deren Parametrierung eingegangen werden. Der grundsätzliche Aufbau der Reglerkaskade beinhaltet drei Regelschleifen. Der innerste Kreis, der Regelkreis für die Stromregelung wurde bereits in Kapitel 2.3 genauer betrachtet. In Abbildung 5.4 wird die gesamte Reglerstruktur mit den verwendeten Beobachtern dargestellt. Die Sollgröße für den Geschwindigkeitsregler ergibt sich demnach aus den Ausgang des Positionsreglers und einer Vorhaltung, die sich aus der differenzierten Sollposition ergibt. Die Anforderung an die Sollposition ist, dass diese Trajektorie zweifach stetig differenzierbar ist. Dadurch können die abgeleiteten Größen zur Entlastung der Regler und zur Verbesserung der Reglerqualität zu Vorsteuerzwecken dienen. Das einfach differenzierte Sollpositionssignal wird, wie erwähnt, direkt auf den Drehzahlreglereingang geschaltet. Weitere Aufschaltungen, wie zum Beispiel ein zweifach differenziertes Sollpositionssignal gewichtet mit Trägheit und Kraftkonstante auf den Eingang des Stromreglers werden in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt. In [66] wurden diesbezügliche Untersuchungen für rotative Motoren durchgeführt und können wiederum mittels geringer Adaptionen auch für Linearantriebe verwendet werden. Der zugehörige Istwert des Geschwindigkeitsreglers ergibt sich aus dem differenzierten Positionssignal. Zur hochfrequenten Rauschunterdrückung wird dieses Signal noch mit einem Tiefpassfilter im Rückführzweig des Regelkreises befiltert. Die Stellgröße des Geschwindigkeitsreglers ist der kraftproportionale Statorstrom  $i_{sq}^*$ , der dem Stromregelkreis als Sollgröße zugeführt wird. Die Positionsgenerierung erfolgt mittels des in Kapitel 4.3.2 dargestellten Flussbeobachters beziehungsweise Positionsbeobachters mit vorgeschaltetem Spannungsbeobachter, siehe Kapitel 4.3.2.2.

Der äußerste Regelkreis gilt der Positionsregelung. Der Sollwert  $x_{soll}$  wird von einer übergeordneten Einheit, Kapitel 5.1.2, über das angeschlossene Netzwerk dem



Segment und somit dem Regelkreis zur Verfügung gestellt. Die korrespondierende Istposition wird analog zur Geschwindigkeitsregelung vom Positionsbeobachter ermittelt. Die Stellgröße des Positionsreglers dient als eine der Sollgrößen des unterlagerten Geschwindigkeitsreglers. Beide Regler, Position- als auch Geschwindigkeitsregler, werden als PI-Regler ausgeführt, wobei nur der Proportionalanteil des Reglers verwendet wird. Die Basis für die folgende Bestimmung der Reglerparameter wurde in [65] für rotative Permanent-Magnet-Synchron-Motoren veröffentlicht.

### 5.2.1 Behelfsmässige Vorabreglerparametrierung

Der vorgestellte Positionsbeobachter basiert auf der Auswirkung der induzierten Spannung. Da diese Rückwirkung der beweglichen Einheit auf den Stator nur unter Bewegung stattfindet, muss der Identifikationsprozess auch unter Bewegung durchgeführt werden. Dabei ist es notwendig, den gesamten Regelkreis mit den Beobachtern zu verwenden. Da speziell die Regler noch nicht parametriert wurden ist es notwendig, diese vorab provisorisch zu bestimmen. In [65] wird für rotative Motoren eine Reglerparametrierung auf Kenntnis der Massenträgheit und der Momentenkonstante vorgestellt. Umgesetzt auf lineare Antriebe ergibt sich demnach folgender Ansatz

$$k_{v,prov} = m_{bewEinheit} \cdot \frac{\pi \cdot \sqrt{2}}{k_F \cdot T_{filt}} \quad (5.1)$$

$$k_{p,prov} = \frac{1}{4 \cdot T_{filt}} \quad (5.2)$$

wobei  $m_{bewEinheit}$  die Masse der beweglichen Einheit,  $k_F$  die Kraftkonstante bei voller Magnetüberdeckung,  $T_{filt}$  die Filterzeitkonstante des verwendeten Tiefpassfilters im Rückführzweig des Geschwindigkeitsreglers,  $k_{v,prov}$  den Proportionalitätsfaktor des Geschwindigkeitsreglers und  $k_{p,prov}$  den Proportionalitätsfaktor des Positionsreglers darstellen.  $m_{bewEinheit}$  und  $k_F$  sollte aus Motordaten bekannt beziehungsweise einfach bestimmbar sein, Gleichung 2.50. Die Wahl für  $T_{filt}$  soll laut [65] um einiges größer sein, als die Summe aller kleinen Zeitkonstanten (Stromregelkreis) und der Totzeiten für Stellung und Messung der Signale. Ein Startwert von 0.01 s wurde hierbei gewählt.

### 5.2.2 Streckenidentifikation

Mit den provisorischen Reglereinstellungen ist es nun möglich, weiche Bewegungsprofile mit konstanter Geschwindigkeit und mit geringen Beschleunigungen abzufahren. Für analytische Betrachtungen im Frequenzbereich soll das Anregungssignal einen breiten Frequenzbereich gleichmässig anregen. Chirp-Signale, Impulsfolgen oder Pseudorandom Binary Sequence (PRBS) stellen hierbei geeignete Beispiele dar. Als Anregungssignal wird ein PRBS gewählt und in den Vorwärtszweig für die kraftbildende Komponente eingebracht. PRBS sind Rechteckimpulse unterschiedlicher Länge und können durch rückgekoppelte Schieberegister erzeugt werden, wobei

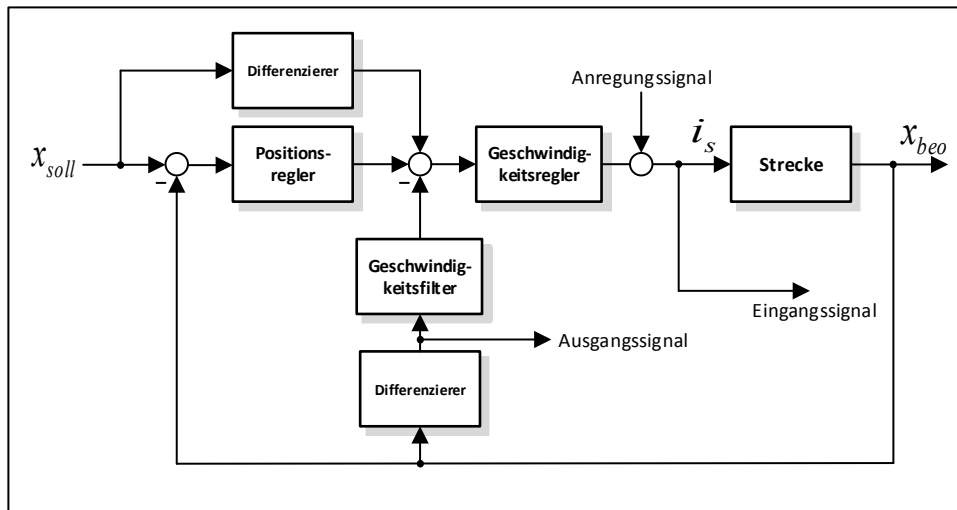


Abbildung 5.5: Regelkreis zur Identifikation des Frequenzganges des Drehzahlreglers

die Anzahl der verwendeten Register die Ordnung  $O_p$  und somit auch die Länge einer Periode des Signales

$$n_{sig} = 2^{O_p} - 1 \quad (5.3)$$

bestimmen. Je größer die Ordnung  $O_p$  umso mehr nähern sich die Eigenschaften des PRBS den Eigenschaften eines weißen Rauschen an. Für die noch folgenden Untersuchungen wurde eine Ordnung von  $O_p = 11$  gewählt. Ein mögliches PRBS  $p_k$  kann durch folgenden Gleichung

$$p_k = \text{mod}(a_1 \cdot p_{k-1} + a_2 \cdot p_{k-2} + \dots + a_{O_p} \cdot p_{k-O_p}, 2) \quad (5.4)$$

mit den Koeffizienten  $a_j \in \{0, 1\}$ ,  $j = 1, \dots, O_p$  dargestellt werden. Geeignete Koeffizienten  $a_j$  für unterschiedliche Ordnungen des PRBS können in der gängigen Literatur wie zum Beispiel [117] oder [118] entnommen werden.

Abbildung 5.5 zeigt den Einbringungspunkt des sequentiellen Anregungssignales ( $u_k$ ) im geschlossenen Regelkreis des Geschwindigkeitsreglers. Das Ausgangssignal ( $y_k$ ) wird durch die differenziert beobachtete Position gebildet. Mittels Diskreter Fourier Transformation (DFT) wird nun mit den beiden sequentiellen Signalen der Frequenzgang  $G(e^{j\omega_0 T})$  der zu identifizierenden Strecke an den Frequenzpunkten  $\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{N \cdot T}$ ,  $l = 1, 2, \dots, \text{floor}(\frac{N}{2})$  und  $T$  als Zykluszeit bestimmt.

$$G_v(e^{j\omega_0 T}) = \frac{\text{DFT}((y_k))}{\text{DFT}((u_k))} \quad (5.5)$$

Abbildung 5.6 zeigt den Frequenzgang des Systems. Zum Vergleich wurde die gleiche Ermittlung auch mit dem angeschlossenen Geber durchgeführt. In diesem Fall wurde der Geber auch als Quelle für den Kommutierungswinkel verwendet. Im unteren Frequenzbereich verhalten sich die beiden Systeme sehr ähnlich. Ab einer Frequenz

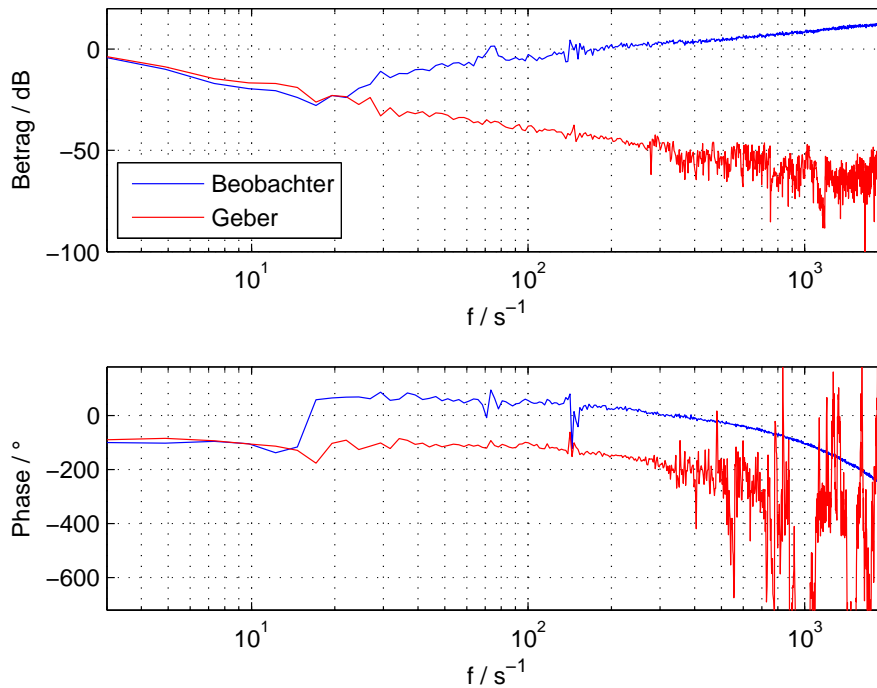


Abbildung 5.6: Vergleich der ermittelten Frequenzgänge für Beobachter und Geber

größer  $20 \text{ s}^{-1}$  kommt es zu einem differenzierenden Verhalten des geberlosen Systems und ist unter anderen auf die Sollwertrückführung, die sich als Hochpass für den Flussbeobachter darstellt, zurückzuführen. Dieses Verhalten kann mittels des Drehzahlfilters im Rückführzweig des Geschwindigkeitsregelkreises kompensiert werden. Die Struktur dieses Filters entspricht einem einfachen Tiefpass der Form

$$G_{filt}(z) = \frac{f_1}{z - f_2}, \quad f_1 = \frac{T}{T_{filt}}, \quad f_2 = 1 - f_1 \quad (5.6)$$

mit der Filterzeitkonstante  $T_{filt}$  und der Zykluszeit  $T$ . Bei einer Frequenz von ungefähr  $72 \text{ s}^{-1}$  kommt es im Frequenzgang mit Positionsbeobachter zu einer markanten Verstärkung, die in Folge auch die Limitierung bei der Reglerverstärkerbestimmung des Geschwindigkeitsreglers ausmacht. Diese Erhöhung wird durch Oberwellenmomente verursacht, die sich aufgrund des geometrischen Aufbaus des Motors von 36 Spulen mit je einen Haupt und Nebenzahn in Kombination mit der nicht ideal gewählten Magnetanzahl der beweglichen Einheit ergeben.

### 5.2.3 Tuning des Geschwindigkeitsregelkreises

Das zu bestimmende Modell (5.5) stellt sich als nicht parametrisches Modell dar und bildet die Basis für die Bestimmung der gesuchten Filterzeitkonstante  $T_{Filter}$  und dem Verstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers  $k_v$ . Betrachtet man den

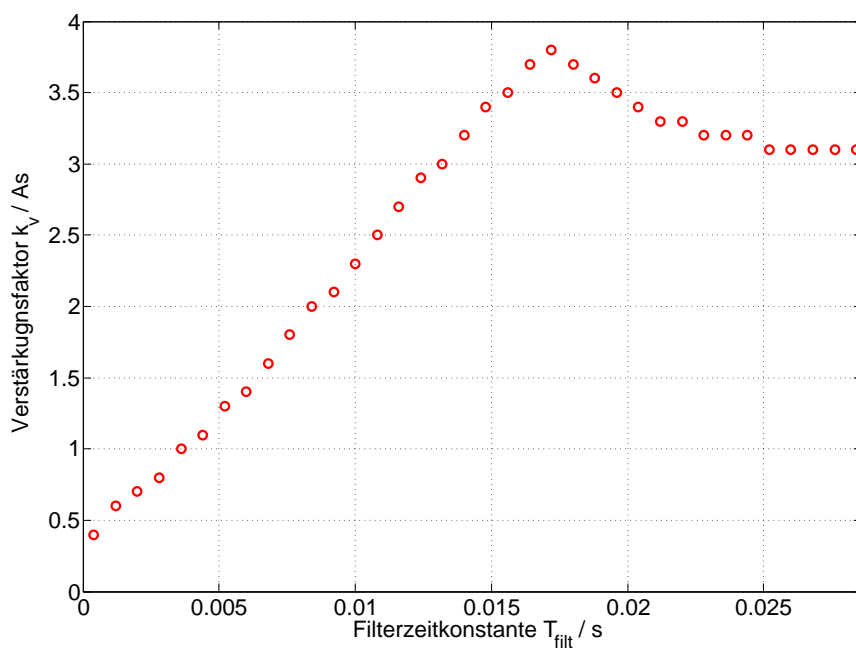


Abbildung 5.7: Verstärkungsfaktor  $k_v$  als Funktion der Filterzeitkonstante  $T_{filt}$

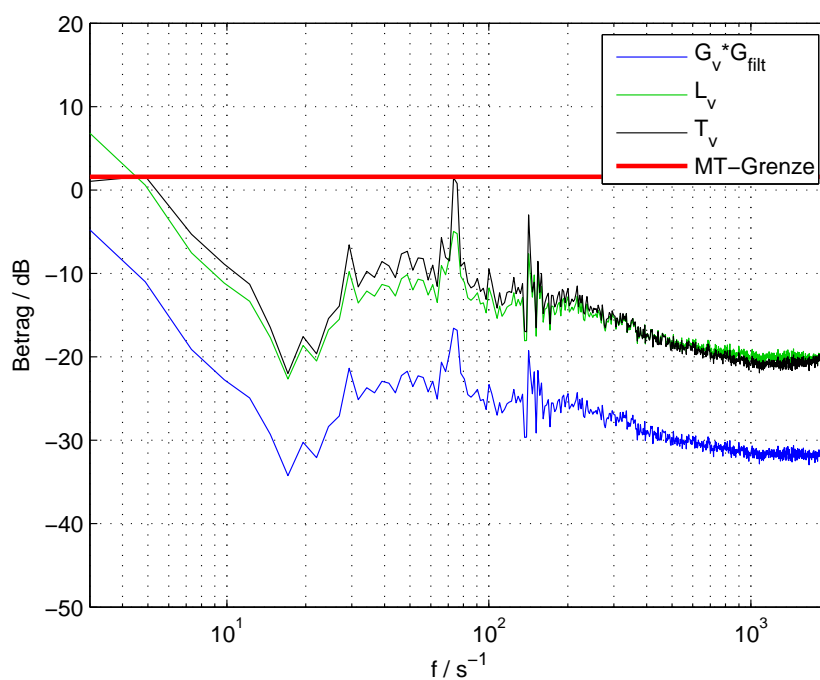


Abbildung 5.8: Amplitudengänge des offenen und geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises für die ermittelten Werte für Verstärkungsfaktor  $k_v = 3.80 \text{ As}$  und Filterzeitkonstante  $T_{filt} = 0.0172 \text{ s}$

offenen Frequenzgang des Geschwindigkeitsreglers  $L_v(e^{j\omega_0 T})$ , ausgewertet an den Frequenzstellen  $e^{j\omega_0 T}$ , ergibt sich

$$L_v(e^{j\omega_0 T}) = k_v \cdot G_{filt}(e^{j\omega_0 T}) \cdot G_v(e^{j\omega_0 T}) \quad \forall \omega_0 \quad (5.7)$$

Eine Möglichkeit die Bestimmung im Frequenzbereich vornehmen zu können bietet das „Maximum-Peak-Kriterium“ [119].

$$\max_{\omega_0} |T_v(e^{j\omega_0 T})| < M_T \Rightarrow \begin{cases} GM \geq 1 + \frac{1}{M_T} \\ PM \geq 2 \cdot \arcsin\left(\frac{1}{2 \cdot M_T}\right) \end{cases} \quad (5.8)$$

Hierbei wird der geschlossene Frequenzgang  $T_v(e^{j\omega_0 T})$  anhand der maximal auftretenden Verstärkung  $M_T$  an den Frequenzstellen  $e^{j\omega_0 T}$  bewertet. Für eine gegebene obere Grenze  $M_T$  wird eine minimale Verstärkungsreserve (GM) und Phasenreserve (PM) des offenen Systems garantiert. Bei Verwendung von  $M_T = 1.2$  ergibt sich eine Verstärkungsreserve  $GM \approx 1.83$  und einer Phasenreserve  $PM \approx 0.86$  rad beziehungsweise  $PM \approx 49.3^\circ$ . Die Bestimmung der gesuchten Größen ( $T_{filt}, k_v$ ) kann nun über einfachen Algorithmus erfolgen. Die Filterkonstante wird mit einem Startwert initialisiert. Dieser Startwert sollte sich nach der Zykluszeit des Geschwindigkeitsreglers und des Geschwindigkeitsfilters richten. Damit kann der Geschwindigkeitsfilter (5.6) berechnet werden. Der Verstärkungsfaktor sollte mit einem sehr kleinen Wert initialisiert werden. Danach erfolgt die Bestimmung des offenen Kreises  $L_v(e^{j\omega_0 T})$  (5.7) und in weiterer Folge die Bestimmung des geschlossenen Kreises

$$T_v(e^{j\omega_0 T}) = \frac{L_v(e^{j\omega_0 T})}{1 + L_v(e^{j\omega_0 T})} \quad \forall \omega_0 \quad (5.9)$$

Danach erfolgt die Überprüfung, ob der Betragsverlauf des geschlossenen Kreises die Schranke  $M_T$  überschreitet (5.8). Ist die Schranke  $M_T$  nicht erreicht, wird der Verstärkungsfaktor erhöht und die Berechnung von offenem und geschlossenem Frequenzgang werden erneut durchgeführt und bezüglich des maximalen Betrages des geschlossenen Kreises bewertet. Dies wird solange durchgeführt, bis der optimale Wert für diese Filterzeitkonstante ermittelt ist. Danach wird auch der Wert der Filterzeitkonstante erhöht und die Bestimmung des Verstärkungsfaktors wird wiederum wie beschrieben durchgeführt. Aus diesen beiden Schleifendurchläufen ergibt sich schlussendlich eine Abhängigkeit des optimalen Verstärkungsfaktors über die Filterzeitkonstante. Das Maximum dieses Verlaufes ergibt den optimalen Verstärkungsfaktor mit der dazugehörigen Filterzeitkonstante. In Abbildung 5.7 ist dieser Verlauf dargestellt. Bei einer Filterkonstante von  $T_{filt} = 0.0172$  s ergibt sich eine maximale Verstärkung von  $k_v = 3.80$  As. Die dazugehörigen Amplitudengänge des offenen und geschlossenen Frequenzganges sind in Abbildung 5.8 dargestellt.

### 5.2.4 Tuning des Positionsregelkreises

Zur Bestimmung der Reglerverstärkung  $k_p$  des Positionsreglers könnte man wiederum eine Identifikation der sich ergebenden Strecke mittels Testsignalen verwenden.

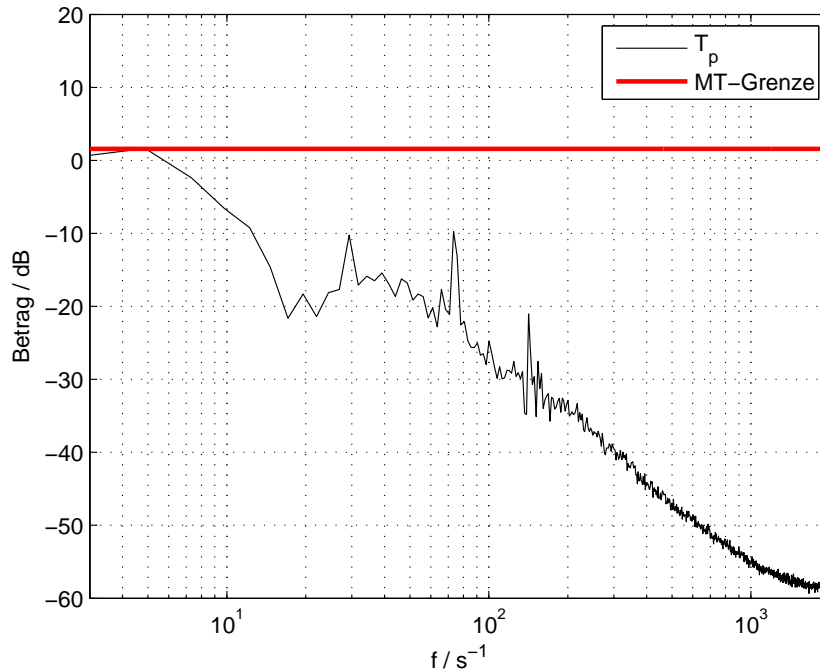


Abbildung 5.9: Amplitudengang des geschlossenen Positionsregelkreises für ermittelten Verstärkungsfaktor  $k_p = 18.0 \text{ s}^{-1}$

Als Einbringungspunkt des sequentiellen Anregungssignales ( $u_k$ ) wäre ein additives Geschwindigkeitssignal denkbar und als Ausgangssignal ( $y_k$ ) würde die aktuelle Position verwendet werden. Einfacher stellt sich die Bestimmung der Positionsreglerverstärkung  $k_p$  mittels des bereits bestimmten geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises  $T_v(e^{j\omega_0 T})$  und einem Integrator zur Bestimmung der Position aus der Geschwindigkeit dar. Der offene Regelkreis für die Position ergibt sich demnach

$$L_p(e^{j\omega_0 T}) = k_p T_v(e^{j\omega_0 T}) \frac{T}{e^{j\omega_0 T} - 1} \quad \forall \omega_0 \quad (5.10)$$

Wiederum kann hierbei das „Maximum-Peak-Kriterium“ verwendet werden. Mit einem Initialwert für die Reglerverstärkung wird der offene Regelkreis  $L_p(e^{j\omega_0 T})$  und in Folge der geschlossene Regelkreis

$$T_p(e^{j\omega_0 T}) = \frac{L_p(e^{j\omega_0 T})}{1 + L_p(e^{j\omega_0 T})} \quad \forall \omega_0 \quad (5.11)$$

bestimmt. Solange der maximale Betrag, des geschlossenen Regelkreises unter der definierten Schranke  $M_T$

$$\max_{\omega_0} |T_p(e^{j\omega_0 T})| < M_T \quad (5.12)$$

ist, wird die Reglerverstärkung solange in vernünftigen Schrittweiten erhöht und entsprechend ausgewertet, bis ein optimaler Wert für die Reglerverstärkung  $k_p$  ermittelt wurde. In Abbildung 5.9 ist der Amplitudengang des geschlossenen Positionsregelkreises mit einer ermittelten Reglerverstärkung von  $k_p = 18.0 \text{ s}^{-1}$  dargestellt.

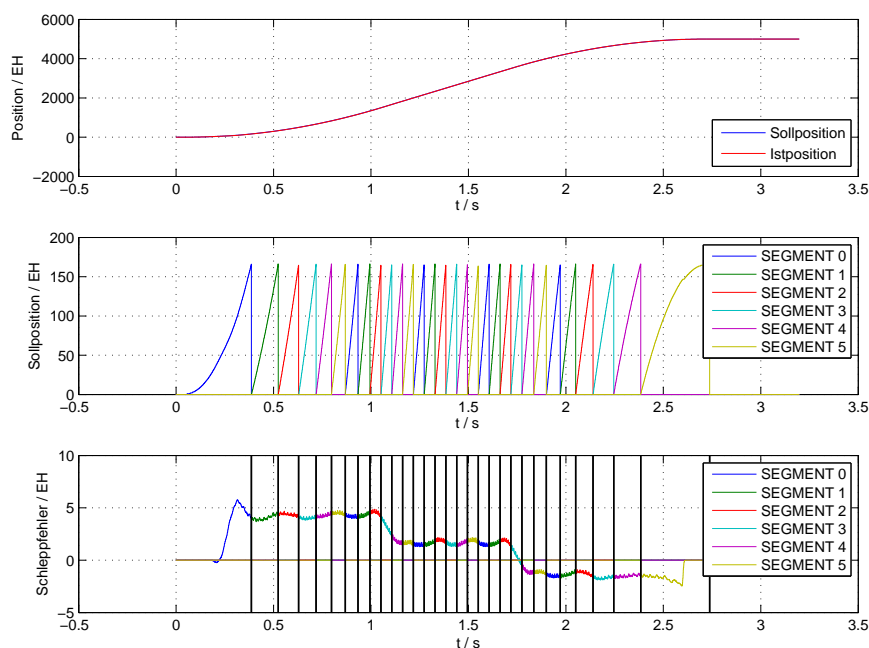


Abbildung 5.10: Positionsprofile und der sich ergebende Schleppfehler bei einer Punkt zu Punktbewegung ( $1 \text{ EH} \cong 1.439 \text{ mm}$ )

### 5.2.5 Ergebnisse

Zur Bewertung soll eine Punkt-zu-Punkt-Positionierung durchgeführt werden. Die bewegliche Einheit soll sich fünfmal umdrehen. Dies entspricht einer Positionierung über 30 Segmente. In den folgenden Abbildungen wird eine Umdrehung mit 1000 Einheiten (EH) dargestellt. Dabei soll die bewegliche Einheit in der Beschleunigungsphase auf eine Geschwindigkeit von  $v = 3 \text{ ms}^{-1}$  beschleunigt werden und folgend in einer Abbremsphase in den Stillstand übergeführt werden. Das Positionsprofil wurde hinsichtlich Beschleunigung beziehungsweise Abbremsung so gewählt, dass ungefähr ein Drittel der Nennkraft dafür aufgewendet werden muss. Da der Beobachter nicht für Stillstand und sehr kleine Geschwindigkeiten geeignet ist, wird aus dem Stillstand mit einem Stromsteuerbetrieb (drehender Stromzeiger) gestartet. Ab einer Sollgeschwindigkeit von  $0.6 \text{ ms}^{-1}$  wird in den geberlosen Betrieb mit dem beschriebenen Flussbeobachter (siehe Kapitel 4.3.2) übergeführt. Beim Abbremsen erfolgt dies bei einer Sollgeschwindigkeit von  $0.3 \text{ ms}^{-1}$ . In der Abbildung 5.10 erkennt man diese Übergänge am Verlauf des Schleppfehlers. Die Umschaltung erfolgt bei ungefähr 0.21 s und die Rücküberblendung wird bei ungefähr 2.6 s durchgeführt. Anzumerken ist, dass im gesteuerten Betrieb der dargestellte Schleppfehler auf 0 gesetzt wird.

Die obersten Graphen von Abbildung 5.10 zeigen die Sollposition und die Istposition für diese Punkt-zu-Punkt-Positionierung. Darunter sind die zusammengesetzten Sollpositionen für die einzelnen sechs Segmente dargestellt. Die untersten Graphen

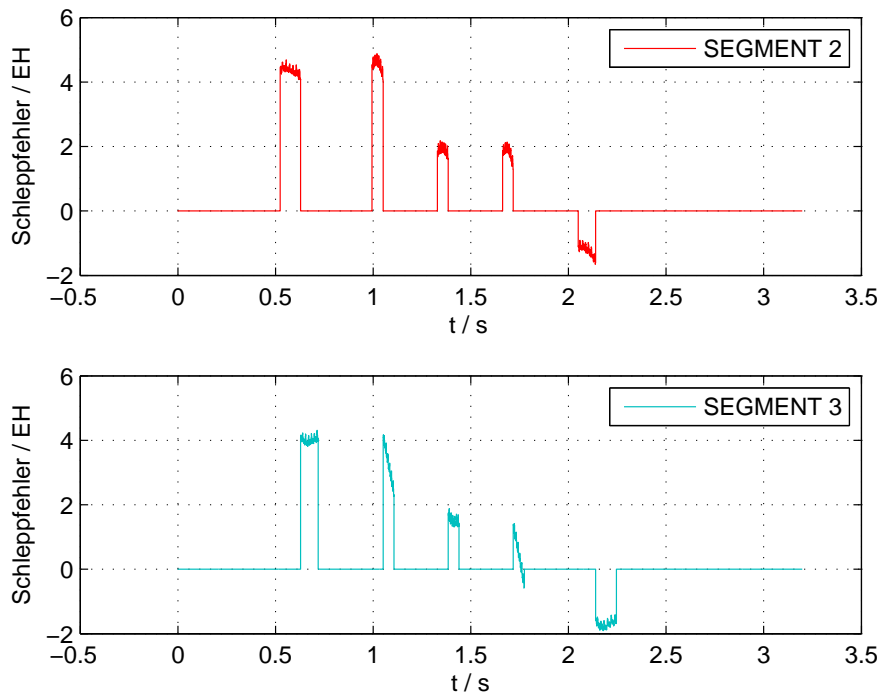


Abbildung 5.11: Schleppfehlerverlauf für Segment 2 und Segment 3 ( $1\text{ }EH \cong 1.439$  mm)

zeigen die zusammengesetzten Regelabweichungen in der Position, den Schleppfehler, während dieser Bewegung. Abbildung 5.11 zeigt exemplarisch die Schleppfehlerverläufe der Segmente 2 und 3. Das Äquivalent für Sollgeschwindigkeit beziehungsweise Istgeschwindigkeit ist in der oberen Darstellung der Abbildung 5.12 abgebildet. Auch hier wird der Fehler durch die zusammengesetzten Geschwindigkeitsfehler der einzelnen Segmente im unteren Graphen dargestellt.

Die dabei auftretenden Abweichungen in der Position ist in der gleichen Einheitsdarstellung wie die restlichen Positionen abgebildet und erreicht mit den ermittelnden Reglerparametern ( $T_{filt} = 0.0172$  s,  $k_v = 3.80$  As und  $k_p = 18.0$  s $^{-1}$ ) eine maximale Abweichung von unter sechs Einheiten. Die Abweichung der Geschwindigkeit in der Beschleunigungsphase und der Umschaltung von gesteuerten in geregelten Betrieb ist bei ungefähr  $0.2$  ms $^{-1}$  und reduziert sich in der restlichen Beschleunigungsphase auf ungefähr  $0.15$  ms $^{-1}$ . Bei Erreichen der stationären Sollgeschwindigkeit von  $3.0$  ms $^{-1}$  verringert sich der Geschwindigkeitsfehler im Mittel zu  $0.05$  ms $^{-1}$ . Der Geschwindigkeitssprung bei  $t \approx 2.6$  s wird durch die Rücküberblendung in den Stromsteuerbetrieb verursacht und kann für diese Betrachtungen ignoriert werden.

Durch die Verwendung von Vorsteuerungen, wie Stromaufschaltungen bezüglich der zu beschleunigenden Masse und der unterschiedlichen Reibterme kann die Abweichung zwischen Soll- und Istposition noch einmal wesentlich verringert werden [66].



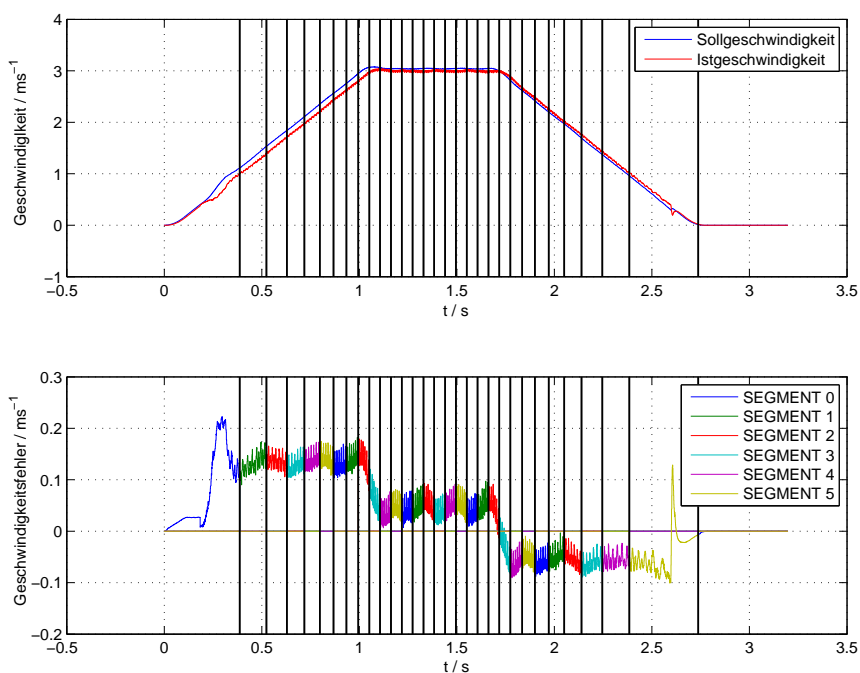


Abbildung 5.12: Geschwindigkeitsprofil und der sich ergebende Geschwindigkeitsfehler bei einer Punkt-zu-Punkt-Positionierung

Dann dienen die beiden Proportionalregler für Position und Geschwindigkeit in erster Linie zum Ausgleichen von Störungen. Eine Alternative zum Beseitigen der stationären Abweichung wäre die Verwendung der Integralanteile der beiden Regler. Anzumerken ist, dass hierbei auf die Initialwerte der Integralanteile bei Aktivierung der Regelung nach Eintritt der beweglichen Einheit in das Segment zu achten ist. Hier könnte wiederum eine schnelle Kopplung zwischen den Segmenten verwendet werden, um zusätzlich zu Statorquerstrom und Kommutierungswinkel, auch die notwendigen Informationen zum ruckfreien Aufsetzen von Position- beziehungsweise Geschwindigkeitsregler zu ermöglichen.

Allgemein kann gesagt werden, dass die so erreichte Steifigkeit (Relation von Kraft zu Schleppfehler) für viele Anwendungen ausreichend sein wird und mit Erweiterung hinsichtlich Vorsteuerung die Abweichungen der Regelung sehr gering gehalten werden können.



## 6 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt eine Methodik, mit der es möglich ist, Langstator-Linear-Permanentmagnet-Synchron-Motoren ohne Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgeber zu betreiben. Dabei bilden die Statorsegmente des LLSM eine Bahn, auf der mehrere bewegliche Einheiten positioniert werden können. Die beweglichen Einheiten können sich innerhalb eines Segmentes individuell bewegen. Es wurden folgende Anforderungen in den Vordergrund gestellt

- Die beweglichen Einheiten müssen individuell positioniert werden können.
- Es dürfen zur Positionierung keine Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgeber verwendet werden.
- Es dürfen keine zusätzlichen Sensoren oder zusätzliches Equipment wie Kommunikationsnetzwerke zum schnellen Datenaustausch zwischen den Segmenten verbaut werden.
- Die verwendeten Algorithmen müssen hinsichtlich Einfachheit, Robustheit und Implementierfähigkeit so gestaltet sein, dass sie auf Antriebseinheiten mit Standard-Mikroprozessoren um- und einsetzbar sind.

Zur Umsetzung der dargestellten Methodik ist es essentiell, ein mathematisches Modell der physikalischen Zusammenhänge des elektrischen Kreises darzustellen. Ausgehend von bewährten Methoden in der Antriebstechnik, wie unter anderem der Raumzeigertheorie, werden die Spannungsgleichungen in den für die folgenden Betrachtungen notwendigen Koordinatensystemen (statorfest, feldorientiert) hergeleitet. Dabei wird auf die Besonderheit von LLSM mit ein- beziehungsweise ausfahrenden beweglichen Einheiten aus den einzelnen Segmenten und dem damit verbundenen Verlauf des verketteten Flusses eingegangen. Weiters wird die Kraftgleichung unter dieser Besonderheit betrachtet. Auf Basis der Spannungsgleichung wird ein entkoppelter Stromregler in feldorientierter Darstellung für die kraftproportionale und feldorientierte Größe entwickelt. Die Entkopplung wird durch eine gegenseitige Aufschaltung der Kopplungsterme realisiert. Die Kompensation der Störterme, die durch den Flussverlauf beziehungsweise den abgeleiteten Flussverlauf über der Position in Kombination mit der Geschwindigkeit entstehen, kann durch Kenntnis des positionsabhängigen Flussverlaufes erfolgen. Die Grundstruktur des Regleraufbaus besteht jeweils aus einfach umzusetzenden Standard PI-Reglern.

Die Beschreibung des Motors mittels Differentialgleichungen und einer algebraischen Gleichung zur Vorschubkraftbestimmung ist aus regelungstechnischer Sicht zu be-

vorzuziehen, weist aber starke Modellvereinfachungen wie symmetrischer Aufbau von Wicklung, sinusförmige Induktionsverteilung entlang des Luftspalts, Vernachlässigung der Sättigungseigenschaften des Eisenkreises und dergleichen auf. Aus diesen Grund wird im folgenden Kapitel eine Beschreibung des Motor mittels eines Reluktanzmodells durchgeführt. Mithilfe des Reluktanzmodells ist es möglich, den Motor auch hinsichtlich diskreten Wicklungsaufbau, Eigenheiten der Rotor- beziehungsweise der Statorgeometrie (Statornut, Statorzahn, ...), nicht sinusförmiger Anspeisung aber auch hinsichtlich der Materialeigenschaften (Sättigung) zu modellieren. Im Vergleich zu Methoden auf Basis von finiten Elementen (FEM), ist die Komplexität des Netzwerkes überschaubarer und in der Regel rechenzeittechnisch wesentlich schneller abarbeitbar.

Zur Umsetzung und Verifikation des gezeigten Modells, aber auch zur Bestimmung der Qualität der dargestellten Methode zur individuellen Regelung der beweglichen Einheiten auf den LLSM-Segmenten, ist es notwendig einen geeigneten Versuchsaufbau zu definieren. Dieser Versuchsaufbau wird hinsichtlich seines Aufbaus, seiner Verschaltung und der sich daraus ergebenden Besonderheiten dargestellt. Der verwendete Versuchsmotor wurde aus einem rotativen Torquemotor adaptiert. Der Stator des Torquemotors wurde unverändert gelassen. Der Rotor wurde durch zwei eigengelagerte Teilrotoren zur Bildung der individuell beweglichen Einheiten getauscht. Zur Bildung mehrerer Langstatorsegmente werden die Spulen zu sechs Gruppen aus je sechs Spulen zusammengefasst. Dadurch wird ein geschlossener Verbund von sechs LLSM mit zwei individuell beweglichen Einheiten realisiert. Jeweils sechs Spulen werden zu einer dreiphasigen Einheit mit zwei Spulen in Serie verschaltet und von je einer angeschlossenen Invertereinheit versorgt. Die sechs Invertereinheiten werden durch eine überlagerte Steuereinheit über einen Echtzeitbus konfiguriert und mit den notwendigen Sollwerten zur Positionierung versorgt.

Ein bedeutsames Ergebnis der Simulation, der Flussverlauf als Funktion der Position während einer vollständigen Durchfahrt der beweglichen Einheit durch ein Statorsegment, bildet einen wesentlichen Einfluss auf den im folgenden Kapitel vorgestellten Flussbeobachter zur Positionsbestimmung.

Zur geberlosen Bestimmung der Position beziehungsweise der Drehzahl bei rotativen Permanentmagnet-Synchron-Motoren wird im wesentlichen auf zwei unterschiedliche Methoden zurückgegriffen. Die erste Gruppe bedient sich der durch Bewegung des Rotors induzierten Spannung in den Statorwicklungen. Diese Gruppe wird in der Literatur oft als „Verfahren basierend auf dem Grundwellenmodell“ gekennzeichnet. Die Auswertung kann hierbei auf unterschiedliche Art erfolgen. Direkte Verfahren beziehungsweise nicht adaptive Verfahren bestimmen die induzierte Spannung direkt oder den damit verbundenen Fluss in den unterschiedlichsten Koordinatensystemen und schließen aus den einzelnen Komponenten auf den Rotorwinkel. Anspruchsvollere Verfahren auf Basis des Grundwellenmodells können in einer Gruppe der adaptiven Methoden, wie Luenberger-Beobachter, Kalman-Filter oder MRAS-Ansätze zusammengefasst werden. Die zweite Methode nutzt Anisotropieeigenschaften wie Sättigungseffekte, Exzentrizitäten oder Asymmetrien im Aufbau des Motors. Diese können gewollt (Ausnutzung von Reluktanzmomenten, Verbesserung

---

der Flussschwächeigenschaft,...) oder ungewollt durch Fertigungstoleranzen entstehen. Der Vorteil dieses Effektes ist, dass er im Gegensatz zur induzierten Spannung aufgrund der Rotorbewegung auch im Stillstand vorhanden ist und durch gezielte, meist hochfrequente Anregung nutzbar gemacht werden kann. Bei den angewendeten Verfahren wird unterschieden, ob die hochfrequente Anregung aktiv oder passiv, wie zum Beispiel durch die vorhandene Ansteuerung mittels Pulsweitenmodulation der Zwischenkreisspannung, erzielt wird. Vertreter von Verfahren basierend auf dem Grundwellenmodell, aber auch Verfahren auf Basis anisotroper Eigenschaften des Motors, werden mittels Literaturbeispielen dargestellt und hinsichtlich ihrer Eigenschaften erörtert.

In Folge wird nun ein Positionsbeobachter für einen LLSM entwickelt. Der Beobachter basiert auf dem Grundwellenmodell und benützt eine direkte Berechnung der Flusskomponenten im statorfesten Koordinatensystem. Im Vergleich zu den adaptiven Verfahren, die auch auf den Grundwellenmodell basieren, erweist sich dieser Ansatz als sehr einfach, weitestgehend resistent gegenüber Parameter- und Störgrößenschwankungen und ist mittels weniger, in diesen Fall einem, Einstellparameter für den gesamten Arbeitsbereich konfigurierbar. Für einen robusten Einsatz in industriellem Umfeld wird der vorerst dargestellte Beobachter in zwei wesentlichen Bereichen verändert beziehungsweise ergänzt. Der größte Nachteil dieses Flussbeobachters ist wohl in der offenen Integration zu sehen. Fehler in den Größen Strom, Spannung und ohmscher Widerstand führen zu Drifterscheinungen im berechneten Statorfluss und somit zu großen Fehlbeobachtungen der Position. Abgesehen von der Messgröße Statorstrom und der nicht gemessenen Statorspannung wird vor allem der ohmsche Widerstand durch seine starke Temperaturabhängigkeit Probleme verursachen. Um das Driftproblem in den Griff zu bekommen, wird der Beobachter um eine Rückführung erweitert und der Integrator wird durch einen äquivalenten Tiefpass hinsichtlich der Durchtrittsfrequenz ersetzt. Der Rückführungsterm basiert auf der Differenz des berechneten Polradflusses mit dem zu erwarteten Flussverlauf während einer Durchfahrt. Dieser zu erwartende Fluss wurde durch die vorangegangene Simulation mit dem Reluktanznetzwerk bereits bestimmt.

Einen weiteren großen Einfluss bildet die nicht gemessene Statorspannung. Deshalb ist es unerlässlich, sich mit dieser Spannung näher zu befassen. Die Statorspannung dient dem Stromregler als Stellgröße und wird mittels PWM an den Klemmen des Motors angelegt. Die sich tatsächlich ausbildende Spannung wird sich durch Quantisierung, Limitierungen aber vor allem am nichtlinearen Spannungsabfall am Inverter von der Stellgröße unterscheiden. Der vorgestellte Spannungsbeobachter berücksichtigt all diese Faktoren. Herzstück dieses Spannungsbeobachters ist ein Modell des nichtlinearen Inverterspannungsabfalls. Das Modell beinhaltet einen linearen Term, welcher den Spannungsabfall über die Widerstände des aktiven Schalters und der Freilaufdiode abbildet, einen konstanten Term, der nur von der Stromrichtung abhängt und einem nichtlinearen Term, der den exponentiellen Anteil der Vorwärtscharakteristik der Schaltelemente berücksichtigt. Die beschreibenden Parameter des Modells werden durch das vorgestellte Identifizierungsverfahren bestimmt. Die gute Qualität des Spannungsbeobachters wird mittels des beschriebenen Messaufbaus und für unterschiedliche Testfälle dargelegt.

Mittels der geschilderten Maßnahmen ist es möglich, die Position innerhalb eines Segmentes in ausreichend guter Güte zu beobachten. Die Qualität der beobachteten Position wird durch die angeschlossenen Positionsgeber verifiziert. Der Beobachterfehler ist unter den geschilderten Randbedingungen in einem Bereich von maximal zwei Millimetern. Dies entspricht einer Abweichung des elektrischen Winkels von  $0.262$  rad beziehungsweise  $15$  Grad bezogen auf eine Polteilung von  $\tau_p = 24$  mm.

In weiterer Folge wird nun der Übergang einer beweglichen Einheit zwischen den Statorsegmenten beim Ein- beziehungsweise Auslaufen betrachtet. Durch die damit verbundene Trennung der Invertereinheiten und der damit einhergehenden Trennung der Regler und Beobachter ist es notwendig, für diesen Bereich eine gemeinsame Strategie zu definieren. Die vorgestellte Methode basiert auf einer alternierenden Quelle-Senke-Beziehung. Das Segment, das von der beweglichen Einheit mehrheitlich überdeckt wird, stellt die Sendeeinheit beziehungsweise Quelle dar und überträgt seine zur Vortriebskraft definierten Größen wie Statorquerstrom und Kommutierungswinkel über das angeschlossene Netzwerk an die Empfangseinheit beziehungsweise Senke. Die Empfangseinheit übernimmt diese Größen und regelt den Strom in den eigenen Statorspulen entsprechend. Damit unterstützt sie die Regelung der Sendeeinheit. Die Quelle-Senke-Beziehung kehrt sich mit dem Wechsel der mehrheitlichen Überdeckung der beweglichen Einheit mit den im Eingriff befindlichen Segmenten um. Dadurch ist gewährleistet, dass die fehlende Magnetüberdeckung bei Ein- beziehungsweise Ausfahren durch die Unterstützung des Nachbarsegmentes kompensiert wird und der Einfluss auf die Regelung und Beobachtung minimiert wird. Die Beobachtungsergebnisse beziehungsweise die Beobachterabweichungen sind im Übergangsbereich im wesentlichen im gleichen Bereich wie die Ergebnisse innerhalb eines Segmentes.

Im abschließenden Kapitel wird auf die Regelung der mechanischen Größen wie Position und Geschwindigkeit der beweglichen Einheit eingegangen. Im Fokus steht hierbei die Bestimmung der notwendigen Reglerparameter für Positions- und Geschwindigkeitsregler auf Basis von Frequenzgängen. Durch die Verwendung eines Positionsbeobachters basierend auf dem Grundwellenmodell ist es notwendig, die Identifizierung des notwendigen Frequenzganges in Bewegung durchzuführen. Dafür wird eine Vorabreglerparametrierung vorgestellt, die eine Kenntnis der Kraftkonstante und der Massenträgheit der beweglichen Einheit voraussetzt. Nach Bestimmung der nötigen Frequenzgänge des offenen und geschlossenen Regelkreises wird mittels des „Maximum-Peak-Kriteriums“ die Ermittlung der Verstärkung des Geschwindigkeitsreglers in Abhängigkeit der Filterzeitkonstante des Geschwindigkeitsfilters durchgeführt. Die Bestimmung des Verstärkungsfaktors des Positionsreglers wird abermals mit Hilfe des „Maximum-Peak-Kriteriums“ ermittelt. Die Qualität der erzielten Bestimmung wird durch Punkt-zu-Punkt-Positionierung der beweglichen Einheit über alle Segmente hinweg anhand von Abweichungen des Positionsreglers (Schleppfehler) und der Abweichung des Geschwindigkeitsreglers bewertet.

Abschließend kann gesagt werden, dass die vorgestellte Methode für einen Betrieb von Langstator-Linear-Permantmagnet-Synchron-Motoren ohne Verwendung von Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsgebern geeignet ist. Durch die Vermei-

---

dung eines physikalischen Gebersystems für Position beziehungsweise Geschwindigkeit ergeben sich Vorteile hinsichtlich der Produktionskosten, höherer Zuverlässigkeit, geringerer Wartungskosten aber auch bezüglich des notwendigen Platzbedarfes, der eingespart werden kann. Trotzdem ist es mit der vorgestellten Methode möglich die erwähnten Vorteile von Langstator-Linear-Permantmagnet-Synchron-Motoren im Vergleich zu klassischen Rotativ- zu Linearumsetzern wie Riemen, Schnecken-systemen, Ketten, Scheiben und dergleichen unter gegebenen Randbedingungen zu erzielen, wobei die Bewertung zur Verwendung schlussendlich vom gedachten Einsatzgebiet hinsichtlich Beobachtergenauigkeiten und den sich einstellenden Regler-abweichungen entsprechend passieren muss.

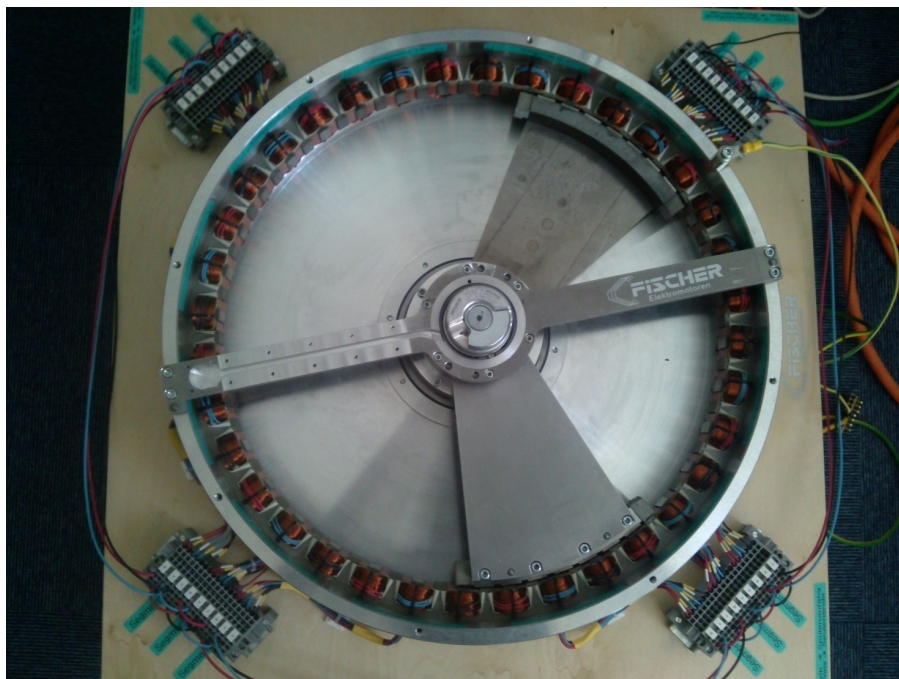




## 7 Appendix

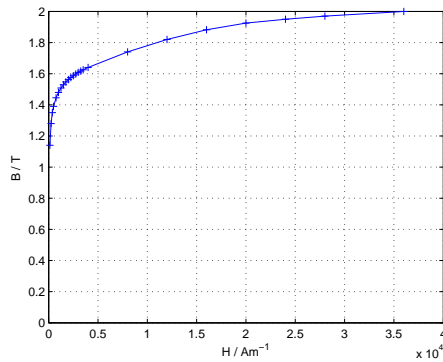
### 7.1 Nenndaten und Größen der verwendeten Geräte

#### 7.1.1 Motor: Fischer TQMI500-446-20

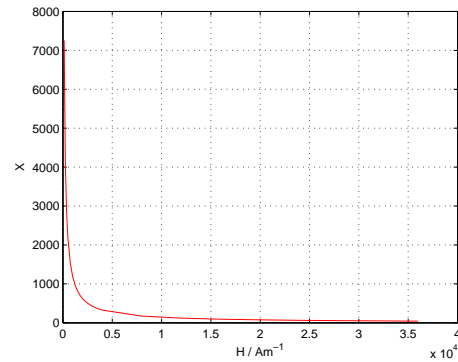


##### 7.1.1.1 Elektrische Nenndaten

Größe	Wert	Einheit	Bezeichnung
$I_n$	2.2	A	Nennstrom
$U_n$	3x400	V	Nennspannung
$R_s$	0.8667	$\Omega$	Statorwiderstand einer Spule
$L_s$	4.2	mH	Statorinduktivität einer Spule
$K_T$	0.88	$\text{NmA}^{-1}$	Momentenkonstante für gezeigte Verschaltung
$N_n$	150	$\text{min}^{-1}$	Nenn Drehzahl



(a) Magnetisierungskennlinie



(b) Magnetische Suszeptibilität

Abbildung 7.1: Kennlinien des Stahlbleches TKS M330 65A

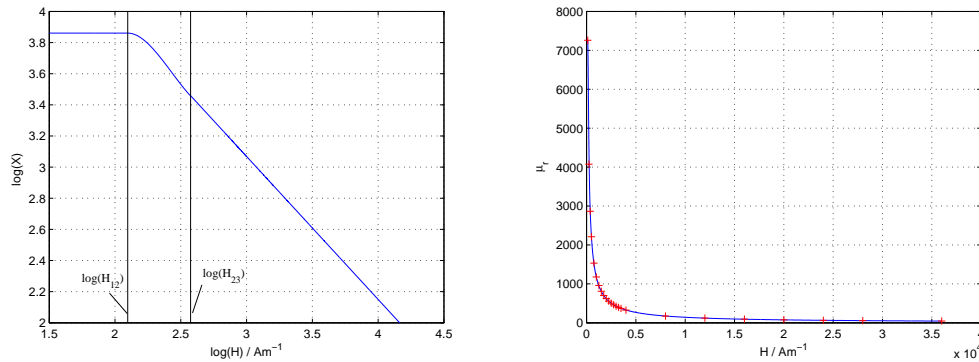
### 7.1.1.2 Geometrische und allgemeine Daten

Größe	Wert	Einheit	Bezeichnung
$w_{sy}$	20	mm	Weite des Statorjochs
$h_{sy}$	7	mm	Höhe des Statorjochs
$r_{sy}$	254.5	mm	mittlerer Radius des Statorjochs
$w_{sz}$	10	mm	Weite des Statorzahns
$h_{sz}$	18	mm	Höhe des Statorzahns
$w_{sn}$	10	mm	Weite der Statornut
$h_{sps}$	1	mm	Höhe der Polschuhe
$h_l$	1	mm	Höhe des Luftspaltes
$r_l$	229	mm	mittlerer Radius des Luftspaltes
$w_{rp}$	22	mm	Weite der Permanentmagnete
$h_{rp}$	2	mm	Höhe der Permanentmagnete
$l_m$	20	mm	Länge des Motors
$H_{cp}$	$868 \cdot 10^3$	$\text{Am}^{-1}$	Koerzitivfeldstärke der Permanentmagnete
$\mu_{rp}$	1.033		relative Permeabilität des Permanentmagnete
$N$	230		Windungszahl

Als Statorblech wurde ein TKS M330 65A Stahlblech der Firma Thyssenkrupp Steel Europe AG, Duisburg, DE verbaut.

### 7.1.1.3 Approximation der magnetischen Permeabilität

Die Bestimmung der Kennlinie basiert wiederum auf Arbeiten des Institutes für Automatisierungs- und Regelungstechnik (ACIN) der Technischen Universität Wien. Hierbei wird vorgeschlagen, die Kennlinie mittels der magnetische Suszeptibilität  $\chi$  in doppelt logarithmischen Maßstab zu approximieren. Die magnetische Suszeptibilität bestimmt sich nach



(a) Magnetische Suszeptibilität und Definitionsbereiche im doppelt logarithmischen Maßstab (b) Vergleich der approximierten relativen Permeabilität mit den gegebenen Datenblattwerten (+)

Abbildung 7.2: Approximation der Kennlinien des Stahlbleches TKS M330 65A

$$\chi = \mu_r - 1 \quad (7.1)$$

und kann mit Hilfe der Gleichung (3.4) in der Form

$$\chi = \frac{B}{\mu_0 H} - 1 \quad (7.2)$$

angegeben werden. Der Verlauf der magnetischen Suszeptibilität für das verwendete Stahlblech ist in Abbildung 7.1b dargestellt. Die vorgestellte Approximation teilt die Kennlinie in drei Bereiche ein, siehe Abbildung 7.2a. Der Bereich von Null bis  $H_{12} = 125 \text{ Am}^{-1}$  wird durch einen konstanten Wert  $\log(\chi_1) = 3.8607$  angenähert. Für den zweiten Bereich  $H_{12} = 125 \text{ Am}^{-1}$  bis  $H_{23} = 375 \text{ Am}^{-1}$  erfolgt die Approximation durch ein Polynom dritter Ordnung der Form

$$\log(\chi) = C_{20} + C_{21}\log(H) + C_{22}\log(H)^2 + C_{23}\log(H)^3 \quad (7.3)$$

und im dritten Bereich größer  $H_{23} = 375 \text{ Am}^{-1}$  wird eine lineare Funktion der Form

$$\log(\chi) = C_{30} + C_{31}\log(H) \quad (7.4)$$

verwendet. Es wird gefordert, dass die Übergänge der einzelnen Bereiche stetig und stetig differenzierbar sind. Die einzelnen Parameter ( $C_{20}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{30}$  und  $C_{31}$ ) werden durch einen „least-squares-Ansatz“ ermittelt und die Ergebnisse sind der folgenden Tabelle zu entnehmen. In Abbildung 7.2b ist der Verlauf der approximierten magnetischen Permeabilität und der gegebenen Datenblattwerte dargestellt.

Größe	Wert	Einheit
$C_{20}$	-42.452724348319073	
$C_{21}$	59.135654851943173	$\text{mA}^{-1}$
$C_{22}$	-24.803993919792642	$\text{m}^2\text{A}^{-2}$
$C_{23}$	3.402889011682144	$\text{m}^3\text{A}^{-3}$
$C_{30}$	5.822198918536860	
$C_{31}$	-0.917935282558870	$\text{mA}^{-1}$

## 7.1.2 Doppelachswechselrichtermodule



Größe	Wert	Einheit	Beschreibung
$I_n$	7.6	A	Nennstrom je Motoranschluss
$U_n$	3x400	V	Nennspannung
$P_n$	5.5	KW	Nennleistung
$I_{max}$	18.9	A	Spitzenstrom je Motoranschluss
$f_{sw}$	5	KHz	Nennschaltfrequenz

## 7.1.3 Parameter der modellierten Inverterkennlinie

Größe	Wert	Einheit	Beschreibung
$f_{sw}$	5	KHz	Eingestellte Schaltfrequenz
$u_{dc}$	560	V	Verwendete Zwischenkreisspannung
$\lambda_2$	9.5	V	Inverterkennlinienparameter
$\lambda_3$	-9.1	V	Inverterkennlinienparameter
$\lambda_4$	1.2	A <sup>-1</sup>	Inverterkennlinienparameter

## 7.1.4 Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Rotativer Motor

Größe	Wert	Einheit	Beschreibung
$I_n$	1.61	A	Nennstrom
$U_n$	3x330	V	Nennspannung
$z_p$	3		Polpaare
$n_n$	3000	$\text{min}^{-1}$	Nenn Drehzahl
$M_n$	2.14	Nm	Nennmoment

## 7.1.5 Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Wechselrichtermodul



Größe	Wert	Einheit	Beschreibung
$I_n$	8.8	A	Nennstrom
$U_n$	3x400-480	V	Nennspannung
$P_n$	4	KW	Nennleistung
$I_{max}$	24	A	Spitzenstrom
$f_{sw}$	10	KHz	Nennschaltfrequenz

## 7.1.6 Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Messfilter

Größe	Wert	Einheit
$R1a$	294	$\Omega$
$R1b$	294	$\Omega$
$R1c$	294	$\Omega$
$R2$	23.2	$\Omega$
$R3$	54.9	$\Omega$
$R5$	165	$\Omega$
$C2$	10	nF
$C4$	4.7	nF
$C6$	2.2	nF

Gesamtübertragungsfunktion des Filters mit Einbindung der Analog-Digital-Einsteckkarte für eine Abtastzeit von  $T_a = 100 \mu\text{s}$

$$G(z) = \frac{0.0001276z^2 + 0.0001916z + 0.0001943}{z^3 - 1.8583692z^2 + 1.0377828z - 0.1578509} \quad (7.5)$$

### 7.1.7 Spannungsbeobachter (Kapitel 4.3.2.2): Parameter des Inverterkennlinienmodells

Größe	Wert	Einheit	Beschreibung
$f_{sw}$	5	KHz	Eingestellte Schaltfrequenz
$u_{dc}$	560	V	Verwendete Zwischenkreisspannung
$\lambda_2$	6.15	V	Inverterkennlinienparameter
$\lambda_3$	-5.50	V	Inverterkennlinienparameter
$\lambda_4$	1.40	A <sup>-1</sup>	Inverterkennlinienparameter

## 7.2 Abkürzungen

ASM	Asynchronmotor
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
EKF	Extended Kalman-Filter - Erweiterter Kalman Filter
ELC	Encoderless control - Positionsgeberlose Regelung
ELFOC	Encoderless field oriented control - Positionsgeberlose feldorientierte Regelung
EH	Einheiten
EMK	Elektro-Magnetische Kraft
FEM	Finite Elemente Methode
GM	Gain Margin - Verstärkungsreserve
KDS	Koordinatensystem
KF	Kalman-Filter
LLSM	Langstator-Linear-Synchron-Motor
LUT	Look-Up-Table
MRAS	Model reference adaptive system
NWK	Netzwerk
PM	Phase Margin - Phasenreserve
PMSM	Permanent-Magnet-Synchron-Motor
PRBS	Pseudorandom Binary Sequence
SG	Segment
SLC	Sensorless control - Geberlose Regelung
SLF	Safe Limited Force - Sichere Vortriebskraft
SLS	Safe Limited Speed - Sichere Geschwindigkeit
SM	Synchronmotor
TP	Tiefpass
UKF	Unscented Kalman-Filter

## 7.3 Variablenübersicht

Größe	Bezeichnung	Einheit
$A$	Systemmatrix	
$A_q$	Querschnittsfläche	$\text{m}^2$
$A_{qsj}$	Querschnittsfläche des Statorjochs	$\text{m}^2$
$A_{qsz}$	Querschnittsfläche des Statorzahnes	$\text{m}^2$
$a$	Skalierungsfaktor für Raumzeigerdarstellung	
$B$	Eingangsmatrix (Kapitel 2, 4)	
$B$	Magnetische Flussdichte	T
$C$	Ausgangsmatrix (Kapitel 4)	
$C$	Orthogonale Transformationsmatrix (Park-Transformation)	
$C^{-1}$	Inverse Transformationsmatrix (Park-Transformation)	
$C_{inform}$	Verschobene inverse INFORM Reaktanz	$\text{AV}^{-1}\text{s}^{-1}$

$c$	Magnetische Polarität	
$E$	Einheitsmatrix	
$e$	Regelabweichung/Beobachtungsfehler	
$e_{s\alpha}$	EMK-Spannung in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	V
$e_{s\beta}$	EMK-Spannung in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	V
$F$	Vorschubkraft	N
$F_{st,rel}$	Störkraft durch Reluktanzunterschiede	N
$F_{st,\psi}$	Störkraft durch Flussein- beziehungsweise Flussauslauf	N
$f_1, f_2$	Parameter des Geschwindigkeitsfilters	$s^{-1}$
$f_{ele}$	Elektrische Frequenz	$s^{-1}$
$f_{hf}$	Frequenz des eingepprägten Spannungssignal	$s^{-1}$
$G_{filt}$	Filterübertragungsfunktion	
$G_v$	Frequenzgang der Geschwindigkeitsregelstrecke	
$H$	Magnetische Feldstärke	Am
$H_c$	Magnetische Koerzitivfeldstärke	Am
$H_{sj}$	Magnetische Feldstärke des Statorjochs	Am
$H_{sz}$	Magnetische Feldstärke des Statorzahnes	Am
$i_{hf}$	Hochfrequentes Stromsignal	A
$i_{hfd}$	Hochfrequentes Stromsignal in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	A
$i_{hfq}$	Hochfrequentes Stromsignal in feldorientierten KDS (Querrichtung)	A
$i_{hfq,dc}$	Gleichgerichtetes hochfrequentes Stromsignal in feldorientierten KDS (Querrichtung)	A
$\hat{i}_s$	Statorstrom	A
$\hat{i}_s$	Beobachteter Statorstrom	A
$i_{s\alpha\beta}$	Statorstrom in statorfesten KDS	A
$i_{s\alpha}$	Statorstrom in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	A
$i_{s\beta}$	Statorstrom in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	A
$i_{sc}$	Statorspulenstrom	A
$i_{sd}$	Statorstrom in feldorientierten KDS	A
$i_{sd}$	Statorstrom in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	A
$i_{sq}$	Statorstrom in feldorientierten KDS (Querrichtung)	A
$i_{su}$	Statorstrom in Phase U	A
$i_{sv}$	Statorstrom in Phase V	A
$i_{sw}$	Statorstrom in Phase W	A
$K$	Beobachtermatrix	
$k_F, k_f$	Kraftkonstante	$NA^{-1}$
$k_p$	Proportionalitätsverstärkungsfaktor des Positionsreglers	$s^{-1}$
$k_{p,prov}$	Provisorischer Proportionalitätsverstärkungsfaktor des Positionsreglers	$s^{-1}$



---

$K_{vd}$	PI-Stromregler Verstärkungsfaktor (Direktrichtung)	$VA^{-1}$
$K_{vq}$	PI-Stromregler Verstärkungsfaktor (Querrichtung)	$VA^{-1}$
$K_{\psi}$	Beobachtungsverstärkungsfaktor	$s^{-1}$
$k_v$	Proportionalitätsverstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers	As
$k_{v,prov}$	Provisorischer Proportionalitätsverstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers	As
$L_p$	Frequenzgang des offener Positionsregelkreis	
$L_s$	Statorinduktivität	H
$L_{s\alpha\beta}$	Statorinduktivitätsmatrix in statorfesten KDS	H
$L_{sd}$	Statorinduktivität in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	H
$L_{sdq}$	Statorinduktivitätsmatrix in feldorientierten KDS	H
$L_{sq}$	Statorinduktivität in feldorientierten KDS (Querrichtung)	H
$L_v$	Frequenzgang des offener Geschwindigkeitsregelkreis	
$l_{inform}$	Komplexe INFORM Reaktanz	$VsA^{-1}$
$M_T$	Grenzwert bei „Maximum-Peak-Kriterium“	
$m_{bew, Einheit}$	Masse der beweglichen Einheit	g
$N$	Kopplungsmatrix	
$N_{wdg}$	Windungszahl	
$n_{act}$	Istdrehzahl	$s^{-1}$
$nl$	Anzahl der linearen Permeanzen	
$ni$	Anzahl der inhärenten nichtlinearen Permeanzen	
$np$	Anzahl der parametrischen nichtlinearen Permeanzen	
$n_{ref}$	Drehzahlsollwert	$s^{-1}$
$n_{sig}$	Signallänge des PRBS	
$O_p$	Ordnung des PRBS	
$P_{el}$	Elektrische Leistung	W
$P_{mech}$	Mechanische Leistung	W
$p_k$	PRBS	
$Q$	Kovarianzmatrix (Kapitel 4)	
$Q$	Inzidenzmatrix (Kapitel 3)	
$Q_{\kappa}$	Unterinzidenzmatrix bezüglich der Spulenflüsse $\Phi_{sc}$	
$Q_{rp}$	Unterinzidenzmatrix bezüglich der Flüsse der Permanentmagnete $\Phi_{rpn}$ und $\Phi_{rps}$	
$Q_{\lambda}$	Unterinzidenzmatrix bezüglich der Flüsse der Baum-Permeanzen $\Phi_{sz}$ und $\Phi_{ln}$	
$R_m$	Reluktanz oder magnetischer Widerstand	$AV^{-1}s^{-1}$
$R_s$	Statorwiderstand	$\Omega$
$R_{s\alpha\beta}$	Statorwiderstandsmatrix in statorfesten KDS	$\Omega$
$R_{sdq}$	Statorwiderstandsmatrix in feldorientierten KDS	$\Omega$
$R_{su}$	Statorwiderstand der Phase U	$\Omega$

---

$R_{sv}$	Statorwiderstand der Phase V	$\Omega$
$R_{sw}$	Statorwiderstand der Phase W	$\Omega$
$r_{ce}$	„on-state slope“ Widerstand des Schaltelementes	$\Omega$
$r_d$	„on-state slope“ Widerstand der Freilaufdiode	$\Omega$
$S$	Störvektor ((Kapitel 2))	
$S$	Kovarianzmatrix (Kapitel 4)	
$s$	Laplaceoperator	
$T$	Zykluszeit	s
$T_{filt}$	Filterzeitkonstante	s
$T_{nd}$	PI-Stromregler Nachstellzeit (Direktrichtung)	s
$T_{nq}$	PI-Stromregler Nachstellzeit (Querrichtung)	s
$T_p$	Frequenzgang des geschlossener Positonsregelkreises	
$T_{sd}$	Statorzeitkonstante in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	s
$T_{sq}$	Statorzeitkonstante in feldorientierten KDS (Querrichtung)	s
$T_v$	Frequenzgang des geschlossener Geschwindigkeitsregelkreises	
$t$	Zeit	s
$t_s$	PWM-Schaltzeiten	s
$t_{su}$	PWM-Schaltzeit der Phase U	s
$t_{sv}$	PWM-Schaltzeit der Phase V	s
$t_{sw}$	PWM-Schaltzeit der Phase W	s
$U_{hf}$	Amplitude des eingepprägten hochfrequenten Spannungssignales	V
$u$	Eingangsvektor	
$u_{dc}$	Zwischenkreisspannung	V
$u_{emk\alpha}$	EMK Spannung in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	V
$u_{emk\beta}$	EMK Spannung in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	V
$u_{hf}$	Eingepprägtes hochfrequentes Spannungssignal	V
$u_i$	Magnetische Spannung der inhärenten nichtlinearen Permeanzen	A
$u_k$	Anregungssignal	
$u_l$	Magnetische Spannung der linearen Permeanzen	A
$u_{ln}$	Magnetische Spannung des Luftspaltes (Nordmagnet)	A
$u_{ls}$	Magnetische Spannung des Luftspaltes (Südmagnet)	A
$u_m$	Magnetische Spannung	A
$u_p$	Magnetische Spannung der parametrischen nichtlinearen Permeanzen	A
$u_{quant}$	Spannungsquantisierung der PWM	V
$u_s$	Statorspannung	V
$\tilde{u}_{s12}$	Beobachtete Aussenleiterstatorspannung der Phasen U und V	V
$\tilde{u}_{s12,meas}$	Gemessene Aussenleiterstatorspannung der Phasen U und V	V
$u_{s\alpha\beta}$	Statorspannung in statorfesten KDS	V

---

$u_{s\alpha}$	Statorspannung in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	V
$u_{s\beta}$	Statorspannung in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	V
$u_{sc}$	Magnetische Spannung der Statorspule	A
$u_{sdq}$	Statorspannung in feldorientierten KDS	V
$u_{sd}$	Statorspannung in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	V
$u_{sj}$	Magnetische Spannung des Statorjochs	A
$u_{sn}$	Magnetische Spannung der Statornut	A
$u_{sq}$	Statorspannung in feldorientierten KDS (Querrichtung)	V
$u_{su}$	Statorspannung in Phase U	V
$u_{sv}$	Statorspannung in Phase V	V
$u_{sw}$	Statorspannung in Phase W	V
$u_{sz}$	Magnetische Spannung des Statorzahnes	A
$u_{rp}$	Magnetische Spannung des Permanentmagneten	A
$u_{rpn}$	Magnetische Spannung des Permanentmagneten (Nordmagnet)	A
$u_{rps}$	Magnetische Spannung des Permanentmagneten (Südmagnet)	A
$u_{\beta}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen	A
$u_{\beta\lambda}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen an Permeanzen	A
$u_{\beta ln}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen an Luftspaltpermeanzen	A
$u_{\beta sc}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen an Statorspulen	A
$u_{\beta sz}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen an Statorzähne	A
$u_{\beta rp}$	Matrix der magnetischer Baum-Spannungen an Nordpermanentmagnete	A
$u_{\kappa}$	Matrix der magnetischer Ko-Baum-Spannungen	A
$u_{\kappa ls}$	Matrix der magnetischer Ko-Baum-Spannungen an Luftspaltpermeanzen	A
$u_{\kappa sj}$	Matrix der magnetischer Ko-Baum-Spannungen an Jochpermeanzen	A
$u_{\kappa sn}$	Matrix der magnetischer Ko-Baum-Spannungen an Nutpermeanzen	A
$v$	Geschwindigkeit	$\text{ms}^{-1}$
$W_{mag}$	Magnetische Energie	Ws
$x$	Zustandsvektor (Kapitel 4)	
$\hat{x}$	Beobachteter Zustandsvektor	
$x$	Position	m
$x_{beo}$	Beobachtete Position	EH
$x_{soll}$	Sollposition	EH
$y$	Ausgangsvektor	
$y_{inform}$	Inverse INFORM Reaktanz	$\text{AV}^{-1}\text{s}^{-1}$
$y_k$	Ausgangssignal	

---

$z_p$	Polpaarzahl	
$\alpha$	Überdeckungsfunktion	
$\alpha_{lkn}$	Überdeckungsfunktion Statorzahn (Nordpermanentmagnet)	
$\alpha_{lks}$	Überdeckungsfunktion Statorzahn (Südpermanentmagnet)	
$\gamma_m$	Rotorposition	rad
$\gamma_U$	Einprägerichtung der Spannungsvektoren	rad
$\gamma_u$	Winkelfehler	rad
$\chi$	Magnetische Suszeptibilität	
$\Delta T_{com}$	Verzugszeit der Datenübertragung	s
$\Delta T_{init}$	Initialisierungszeit der Geberauswertung	s
$\Delta \psi_{s\alpha}$	Flussbeobachterfehler in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	Vs
$\Delta \psi_{s\beta}$	Flussbeobachterfehler in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	Vs
$\eta$	Wicklungssinn	
$\Lambda_i$	Inhärente nichtlineare Permeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_l$	Lineare Permeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{ln}$	Luftpaltpermeanz der Nordpermanentmagneten	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{ls}$	Luftpaltpermeanz der Südpermanentmagneten	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_m$	Permeanz oder magnetischer Leitwert	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_p$	Parametrische nichtlineare Permeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{sj}$	Statorjochpermeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{sn}$	Nutpermeanz (Stator)	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{sz}$	Statorzahnpermeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{rj}$	Rotorjochpermeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{rp}$	Permanentmagnetpermeanz	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{rn}$	Streuflusspermeanz (Rotor)	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_\beta$	Matrix der Baum-Permeanzen	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{\beta sz}$	Matrix der Baum-Statorzahnpermeanzen	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{\beta ln}$	Matrix der Baum-Luftpaltpermeanzen der Nordpermanentmagneten	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_\kappa$	Matrix der Ko-Baum-Permeanzen	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{\kappa ls}$	Matrix der Ko-Baum-Luftpaltpermeanzen der Südpermanentmagneten	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{\kappa sj}$	Matrix der Ko-Baum-Jochpermeanzen	VsA <sup>-1</sup>
$\Lambda_{\kappa sn}$	Matrix der Ko-Baum-Nutpermeanzen	VsA <sup>-1</sup>
$\lambda$	Parametervektor des Inverterspannungsmodells	
$\mu$	Magnetische Permeabilität	VsA <sup>-1</sup> m <sup>-1</sup>
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante	VsA <sup>-1</sup> m <sup>-1</sup>
$\mu_r$	Relative Permeabilität	
$\mu_{rp}$	Relative Permeabilität der Permanentmagnete	

---

$\nu$	Systemrauschen	
$\Phi$	Magnetischer Fluss	Vs
$\Phi_{ln}$	Magnetischer Fluss durch die Luftspaltpermeanzen (Nordpermanentmagnete)	Vs
$\Phi_{ls}$	Magnetischer Fluss durch die Luftspaltpermeanzen (Südpermanentmagnete)	Vs
$\Phi_{sc}$	Magnetischer Fluss durch Statorspulen	Vs
$\Phi_{sj}$	Magnetischer Fluss durch Statorjochbereiche	Vs
$\Phi_{sn}$	Magnetischer Fluss durch Nutpermeanzen	Vs
$\Phi_{sz}$	Magnetischer Fluss durch Statorzähne	Vs
$\Phi_{rpn}$	Magnetischer Fluss durch Permanentmagnete (Nordpermanentmagnete)	Vs
$\Phi_{rps}$	Magnetischer Fluss durch Permanentmagnete (Südpermanentmagnete)	Vs
$\Phi_{\beta}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse	Vs
$\Phi_{\beta\lambda}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse durch Permeanzen	Vs
$\Phi_{\beta ln}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse durch Luftspaltpermeanzen	Vs
$\Phi_{\beta sc}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse durch Statorspulen	Vs
$\Phi_{\beta sz}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse durch Statorzähne	Vs
$\Phi_{\beta rp}$	Matrix der magnetischen Baum-Flüsse durch Nordpermanentmagnete	Vs
$\Phi_{\kappa}$	Matrix der magnetischen Ko-Baum-Flüsse	Vs
$\Phi_{\kappa ls}$	Matrix der magnetischen Ko-Baum-Flüsse durch Luftspaltpermeanzen	Vs
$\Phi_{\kappa sj}$	Matrix der magnetischen Ko-Baum-Flüsse durch Jochpermeanzen	Vs
$\Phi_{\kappa sn}$	Matrix der magnetischen Ko-Baum-Flüsse durch Nutpermeanzen	Vs
$\psi$	Verketteter magnetischer Fluss	Vs
$\psi_{\alpha}$	Verketteter magnetischer Fluss in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	Vs
$\psi_{\beta}$	Verketteter magnetischer Fluss in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	Vs
$\psi_p$	Polradfluss	Vs
$\psi_{p\alpha\beta}$	Polradfluss in statorfesten KDS	Vs
$\psi_{p\alpha}$	Polradfluss in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	Vs
$\psi_{p\beta}$	Polradfluss in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	Vs
$\psi_{pdq}$	Polradfluss in feldorientierten KDS	Vs
$\psi_s$	Statorfluss	Vs
$\psi_{s\alpha\beta}$	Statorfluss in statorfesten KDS	Vs
$\psi_{s\alpha}$	Statorfluss in statorfesten KDS ( $\alpha$ -Richtung)	Vs
$\psi_{s\beta}$	Statorfluss in statorfesten KDS ( $\beta$ -Richtung)	Vs
$\psi_{sdq}$	Statorfluss in feldorientierten KDS	Vs

---

$\psi_{sd}$	Statorfluss in feldorientierten KDS (Direktrichtung)	Vs
$\psi_{sq}$	Statorfluss in feldorientierten KDS (Querrichtung)	Vs
$\psi_{su}$	Statorfluss in Phase U	Vs
$\psi_{sv}$	Statorfluss in Phase V	Vs
$\psi_{sw}$	Statorfluss in Phase W	Vs
$\rho$	Kommutierungswinkel	rad
$\hat{\rho}$	Injektionsrichtung	rad
$\rho_{corr}$	Korrekturterm des Kommutierungswinkel	rad
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_0$	Frequenzpunkte der identifizierten Stecke	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_{hf}$	Winkelgeschwindigkeit des eingprägten Spannungssignal	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_r$	Rotorwinkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_s$	Synchronwinkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_{slip}$	Schlupfwinkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\tau_p$	Polweite	m
$\tau_s$	Statorspulenweite	m
$\tau_z$	Statorzahnweite	m
$\xi$	Zustandsvektor	
$\zeta$	Messrauschen	

# Literaturverzeichnis

- [1] VAS, P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Science Publications, 1998
- [2] MONTESINOS, D. ; GALCERAN, S. ; SUDRIA, A. ; GOMIS, O. ; BLAABJERG, F.: Low cost sensorless control of permanent magnet motors - an overview and evaluation. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, S. 1681–1688
- [3] MONTESINOS, D. ; GALCERAN, S. ; BLAABJERG, F. ; SUDRIA, A. ; GOMIS, O.: Sensorless control of PM synchronous motors and brushless DC motors - an overview and evaluation. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005
- [4] KIM, S. ; SUL, S.: Sensorless control of AC motor - Where are we now? In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, S. 1–6
- [5] YONGDONG, L. ; HAO, Z.: Sensorless control of permanent magnet synchronous motor — a survey. In: *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. VPPC '08*, 2008, S. 1–8
- [6] PERASSI, H. D.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2007
- [7] FAGGION, A.: *Algorithms and Rotor Designs for the Position Estimation of PM Synchronous motors at Zero and Nonzero Speed*, Università degli studi di Padova, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Diss., 2011
- [8] CHEN, Y.R. ; CHEUNG, N. C. ; WU, J.: Sensorless drive of permanent magnet linear motors using modified Kalman filter. In: *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC*, Bd. 4, 2001. – ISSN 0275–9306, S. 2009–2013
- [9] NG, C.H. ; RASHED, M. ; VAS, P. ; STRONACH, F. ; MACCONNELL, P.: A novel MRAS current-based sensorless vector controlled PMLSM drive for low speed operation. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'03*, Bd. 3, 2003, S. 1889–1894

- [10] GIANGRANDE, P. ; CUPERTINO, F. ; PELLEGRINO, G.: Modelling of linear motor end-effects for saliency based sensorless control. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, S. 3261–3268
- [11] CUPERTINO, F. ; PELLEGRINO, G. ; GIANGRANDE, P. ; SALVATORE, L.: Sensorless position control of permanent-magnet motors with pulsating current injection and compensation of motor end effects. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 47, 2011. – ISSN 0093–9994, S. 1371–1379
- [12] WANG, X. ; GE, Q.: Speed sensorless control of a linear synchronous motor using state observer on d-q reference frame. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, 2008, S. 1553–1557
- [13] MIHALACHI, M. ; LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: Long primary linear drive for material handling. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, 2009, S. 1–6
- [14] CHAPPUIS, B. ; GAVIN, S. ; RIGAZZI, L. ; CARPITA, M.: Speed control of a multiphase active way linear motor based on back EMF estimation. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62, 2015. – ISSN 0278–0046, S. 7299–7308
- [15] LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: Sensorless position-control method based on magnetic saliencies for a Long-Stator Linear Synchronous-Motor. In: *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON*, 2006. – ISSN 1553–572X, S. 781–786
- [16] LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: Speed sensorless control of a long-stator linear synchronous motor arranged in multiple segments. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54, 2007. – ISSN 0278–0046, S. 3246–3254
- [17] CLARK, T.M. ; WEBBER, T. ; BOTTASSO, M.W. ; MOSHER, R. ; KING, N.: *Linear motor transport for packaging and other uses*. WO Patent 2015 042 409, 26 März 2015
- [18] FIRMA BRÜCKNER MASCHINENBAU GMBH, DE Siegsdorf: *LISIM Flyer*. <http://www.brueckner-maschinenbau.com/de/brueckner-maschinenbau/folienproduktionsmethoden/simultanes-strecken/>. Version: Juni 2016
- [19] STEINER, G.: *Sensor and Data Fusion in Electrical Measurement*. Habilitationsschrift, Graz University of Technology, Austria, 2010
- [20] PAGE, C.G.: *Improvement in electro-magnetic engines*. US Patent 10480, 31 Januar 1854
- [21] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Ed. 4. Springer Verlag, 2009



- [22] HOFFMANN, J. ; MAURUS, Q.: *Entwicklung neuer Transportkonzepte in der Industrie mit Hilfe von Linearmotoren*. Jahresbericht 2007 des Institutes für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig, 2007
- [23] LÖFFLER, C. ; MAURUS, Q.: *Entwicklung eines Fahrwerkes für einen 3D-Linearantrieb*. Jahresbericht 2008 des Institutes für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig, 2008
- [24] MAURUS, Q.: *Konstruktion und Realisierung eines modularen 3D-fähigen Linearmotors mit Soft Magnetic Composite Statorelementen*. Jahresbericht 2009 des Institutes für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig, 2009
- [25] MUTSCHLER, P.: Comparison of topologies for linear drives in industrial material handling and processing applications. In: *7th International Conference on Power Electronics, ICPE '07*, 2007, S. 1027–1032
- [26] BENAVIDES, R. ; MUTSCHLER, P.: Controlling a System of Linear Drives. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC '05*, 2005, S. 1587–1593
- [27] SILAGHIU, Sorin ; MUTSCHLER, P.: Design, control and monitoring of a synchronous linear motor servo drive system based on distributed controllers. In: *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2010. – ISSN 1842–0133, S. 696–703
- [28] OSWALD, R. B.: *Investigation of Control Methods for Segmented Long Stator Linear Drives*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2008
- [29] MIHALACHI, M. ; MUTSCHLER, P.: Position Acquisition for Long Primary Linear Drives with Passive Vehicles. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '08*, 2008. – ISSN 0197–2618, S. 1–8
- [30] BENAVIDES, R. ; MUTSCHLER, P.: Improved application of resonant controllers for compensation of cogging force ripple in long-stator Permanent-Magnet Linear machines. In: *11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM*, 2008, S. 125–130
- [31] LEIDHOLD, R. ; BENAVIDES, R. ; MUTSCHLER, P.: Comparison of control oriented models for the long-stator linear synchronous motor and their experimental validation. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM*, 2006, S. 457–462
- [32] LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: A Linear Synchronous-Motor Model for Evaluation of Sensorless Methods. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Bd. 3, 2006, S. 2467–2472

- [33] LEIDHOLD, R. ; MUTSCHLER, P.: Evaluation of Sensorless Methods for Synchronous-Linear-Motors by using a Magnetic Equivalent Circuit based Model. In: *IEEE International Electric Machines Drives Conference, IEMDC '07*. Bd. 1, 2007, S. 386–391
- [34] YOSHIDA, K. ; TAKAMI, H. ; MIYAMOTO, T. ; MIHARA, H.: Position and speed observer in Marine-Express model train ME03 by EKF compensating for space-harmonic EMF's. In: *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 98* , Bd. 2, 1998. – ISSN 0275–9306, S. 1854–1859
- [35] YOSHIDA, K. ; DAI, Z. ; SATO, M.: Sensorless DTC propulsion control of PM LSM vehicle. In: *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings, IPEMC*, Bd. 1, 2000, S. 191–196
- [36] GIERAS, J.F. ; PIECH, Z.J. ; B, Tomczuk: *Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems*. Ed. 2. CRC Press, 2011
- [37] YUAN, F.G.: *Structural Health Monitoring (SHM) in Aerospace Structures*. Woodhead Publishing, 2016
- [38] CHEVAILLER, S. ; JUFER, M. ; PERRIARD, Y. ; DUENSER, T. ; KOCHER, H.: Linear motors for multi mobile systems. In: *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, Bd. 3, 2005. – ISSN 0197–2618, S. 2099–2106
- [39] KIM, H. Y. ; HEO, H. ; YUN, Y. M. ; KWON, Y. M.: Experimental study on elevator using encoderless magnetic motion (ICCAS 2014). In: *14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, 2014. – ISSN 2093–7121, S. 443–448
- [40] HOMMES, W.J. ; KEEGAN, J.R.: *System useful for controlling multiple synchronous secondaries of a linear motor along an elongated path*. US Patent 4 675 582, 1987
- [41] HOMMES, W.J. ; KEEGAN, J.R.: *Linear motor propulsion system*. US Patent 4 825 111, 1989
- [42] HOMMES, W.J. ; KEEGAN, J.R.: *Apparatus for drawing plastic film in a tenter frame*. US Patent 5 072 493, 1991
- [43] HOMMES, W.J.: *Method for controlling tenter clip gap spacing during simultaneous biaxial stretching using linear synchronous motors*. US Patent 5 939 845, 1999
- [44] OEDL, G.: *Sensorlose Regelung für eine elektronisch gesteuerte Folienreckmaschine*. Abschlussbericht über ein Entwicklungsprojekt, gefördert unter dem Az 18168 von der Deutschen Bundesstiftung Umwelt, 2004

- [45] BOSSHARD, C.: Neues Antriebssystem für den Materialfluss. In: *Hebezeuge und Fördermittel*, 2004, 604-606
- [46] FIRMA MAGNEMOTION INC, US Devens: *MagneMover Lite System*. Devens, US. <http://www.magnemotion.com/products-and-services/magnemover-lite.cfm>. Version: Juni 2016
- [47] PRUESSMEIER, U. ; ACHTERBERG, J.: *Stator Device for a Linear Motor, and Linear Transport System*. WO Patent 2013 143 783, 2013
- [48] PRUESSMEIER, U.: *Stator Device for a Linear Motor, and Linear Transport System*. WO Patent 2013 143 950, 2013
- [49] PRUESSMEIER, U.: *Position Detection Device and Method for Detecting a Position of a Moveable Element in a Drive Device*. WO Patent 2013 143 728, 2013
- [50] TAKEI, S.: *Linear direct current motor*. US Patent 5 701 042, 1997
- [51] CHITAYAT, A.: *Closed Path Linear Motor*. US Patent 6 713 902, 1998
- [52] FAIZULLABHOY, M. ; CHITAYAT, A.: *Path module for a linear motor, modular linear motor system and method to control the same*. US Patent 7 170 241, 2007
- [53] PELTIER, K. ; LANKIN, R.G. ; ROBINSON, W.M.: *Modular conveyor system having multiple moving elements under independent control*. US Patent 6 191 507, 1998
- [54] PELTIER, K. ; LANKIN, R.G. ; ROBINSON, W.M.: *Modular conveyor system having multiple moving elements under independent control*. US Patent RE39 747, 1998
- [55] JACOBS, K.G.: *Controlled Motion System*. US Patent 8 076 803, 2007
- [56] JACOBS, K.G.: *Controlled Motion System*. US Patent 7 859 139, 2007
- [57] MIHALY, N.C. ; STOEPLER, G.: *Transfer apparatur for workpiece carriers*. US Patent 8 649 901, 2008
- [58] HOFRICHTER, J.: *Transfer device with dynamically changeable driving ranges*. EP Patent 2 161 826, 2008
- [59] REINSICH, M. ; LOECHT, H. Van d.: *Transport device with identification*. WO Patent 2012 107 431 (A1), 2011
- [60] REINSICH, M.: *Transport device*. WO Patent 2012 152 556, 2012

- [61] LOEWENTHAL, H. ; DIEM, M.: *Device for Conveying Products between different Work Stations*. WO Patent 9 627 544, 1996
- [62] FRULIO, R.: *Apparatus for transporting products between at least two work stations*. WO Patent 1 123 886, 2001
- [63] WEBER, A. R. ; STEINER, G.: Method to control multiple segmented LLSM without position encoder. In: *Transactions on Electrical Engineering*, Bd. 5, 2016, S. 28–35
- [64] WEBER, A.R. ; STEINER, G.: An accurate identification and compensation method for nonlinear inverter characteristics for AC motor drives. In: *IE-EE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2012. – ISSN 1091–5281, S. 821–826
- [65] WEISSBACHER, J. ; WEBER, A. R. ; STEINER, G. ; HORN, M.: A simple method for self-commissioning of industrial AC motor drives without shaft encoder. In: *MECHATRONIKA, 15th International Symposium*, 2012, S. 1–6
- [66] WEBER, A. R. ; WEISSBACHER, J. ; STEINER, G. ; HORN, M.: An accurate auto-tuning procedure for encoderless AC motor drives in industrial environments. In: *Transactions on Electrical Engineering*, Bd. 3, 2014, S. 1–7
- [67] QUANG, N.P. ; DITTRICH, J.A.: *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*. Bd. 1. Springer Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN-10: 3540790284 ISBN-13: 978-3540790280
- [68] PARK, R.H.: Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Bd. 48, 1929. – ISSN 0096–3860, S. 716–727
- [69] KRAUSE, P.C. ; WASYNCZUK, O. ; SUDHOFF, S.D.: *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2002
- [70] KOVACS, K.P. ; RACZ, I.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Bd. 1 und 2. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959
- [71] HOLTZ, J. ; SPRINGOB, L.: Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 43, 1996. – ISSN 0278–0046, S. 309–320
- [72] LI, A.L. ; MA, B.M. ; CHEN, C.Q.: Detent force analysis in permanent magnet linear synchronous motor considering longitudinal end effects. In: *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, S. 1–5

- [73] ZHOU, K. ; WANG, D: Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 49, 2002. – ISSN 0278–0046, S. 186–196
- [74] OSTOVIC, V.: *Dynamics of Saturated Electric Machines*. Springer Verlag, 1989
- [75] MICHEL, R.: *Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren*, Technische Universität Dresden, Diss., 2009
- [76] FAUSTNER, D. ; KEMMETMÜLLER, W. ; KUGI, A.: Magnetic equivalent circuit modeling of a saturated surface-mounted permanent magnet synchronous machine. In: *Proceedings of the 8th Vienna International Conference on Mathematical Modelling (MATHMOD)*, 2015, S. 360–365
- [77] FAUSTNER, D.: *Modeling and Optimal Torque Control of Saturated Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines*, Technische Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Diss., 2016
- [78] KEMMETMÜLLER, W. ; FAUSTNER, D. ; KUGI, A.: *Verwendung von magnetischen Reluktanzmodellen zur Analyse und optimalen Steuerung von Permanentmagnet-Synchronmotoren*. Sitzung des GMA Fachausschusses 1.40, Salzburg, 2013
- [79] KEMMETMÜLLER, W. ; FAUSTNER, D. ; KUGI, A.: Modeling of a permanent magnet synchronous machine with internal magnets using magnetic equivalent circuits. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 50, 2014. – ISSN 0018–9464, S. 1–14
- [80] RÖGL, H.: *Modellierung, Parameteridentifikation und modellpraediktive Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine*, Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, Diplomarbeit, 2013
- [81] SANDEEP, V. ; MURTHY, S.S. ; SINGH, B.: A comparative study on approaches to curve fitting of magnetization characteristics for induction generators. In: *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, S. 1–6
- [82] HORNEBER, E. H.: *Simulation Elektrischer Schaltungen auf dem Rechner*. Springer-Verlag, 1985
- [83] UNBEHAUEN, R.: *Elektrische Netzwerke: Eine Einführung in die Analyse*. Springer-Verlag, 1990

- [84] FITZGERALD, A.E. ; KINGSLEY JR, C. ; UMANS, S.D.: *Electric Machinery*. McGraw-Hill, 2002
- [85] PAULUS, D. ; STUMPER, J.-F. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-EMF angle without observer. In: *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 8–13
- [86] BOLOGNANI, S. ; OBOE, R. ; ZIGLIOTTO, M.: Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 46, 1999, S. 184–191
- [87] BUJACZ, S. ; CICHOWSKI, A. ; SZCZEPANKOWSKI, P. ; NIEZNANSKI, J.: Sensorless control of high speed permanent-magnet synchronous motor. In: *Proc. 18th Int. Conf. Electrical Machines ICEM*, 2008, S. 1–5
- [88] ZHANG, Z. ; FENG, J.: Sensorless control of salient PMSM with EKF of speed and rotor position. In: *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2008*, 2008, S. 1625–1628
- [89] PEROUTKA, Z. ; SMIDL, V. ; VOSMIK, D.: Challenges and limits of extended Kalman Filter based sensorless control of permanent magnet synchronous machine drives. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, S. 1–11
- [90] ADAMY, J.: *Nichtlineare Regelungen*. Springer Berlin Heidelberg, 2009
- [91] BOLOGNANI, S. ; TUBIANA, L. ; ZIGLIOTTO, M.: Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives. In: *Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC-Osaka*, Bd. 1, 2002, S. 276–281
- [92] CHAN, T.F. ; BORSJE, P. ; WANG, W.: Application of Unscented Kalman filter to sensorless permanent-magnet synchronous motor drive. In: *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. IEMDC '09*, 2009, S. 631–638
- [93] WANG, A. ; WANG, Q. ; HU, C. ; QIAN, Z. ; JU, L. ; LIU, J.: An EKF for PMSM sensorless control based on noise model identification using Ant Colony Algorithm. In: *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS*, 2009, S. 1–4
- [94] BEINEKE, S. ; SCHIRMER, J. ; LUTZ, J. ; WERTZ, H. ; BÄHR, A. ; KIEL, J.: Implementation and applications of sensorless control for synchronous machines in industrial inverters. In: *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 64–71
- [95] BORSJE, P. ; CHAN, T.F. ; WONG, Y.K. ; HO, S.L.: A Comparative Study of Kalman Filtering for Sensorless Control of a Permanent-Magnet Synchronous

- Motor Drive. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, S. 815–822
- [96] STEINER, G. ; WATZENIG, D. ; MAGELE, C. ; BAUMGARTNER, U.: Statistical robust design using the unscented transformation. In: *International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL)*, Bd. 24, 2005, S. 609–619
- [97] PIIPPO, A ; HINKKANEN, M. ; LUOMI, J.: Analysis of an adaptive observer for sensorless control of PMSM drives. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, 2005
- [98] LIANG, Y. ; LI, Y.: Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation. In: *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, Bd. 1, 2003, S. 96–99
- [99] PAULUS, D. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Sensorless field- oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011, S. 41–46
- [100] PAULUS, D. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Saliency based sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines in the whole speed range. In: *IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2012. – ISSN 2166–6725, S. 1–6
- [101] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In: *Proc. IEEE 2002 28th Annual Conf IECON 02*, Bd. 1, 2002, S. 674–679
- [102] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, Bd. 2, 2003, S. 1211–1217
- [103] LINKE, M.: *Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen*, Bergische Universität Wuppertal, Diss., 2003
- [104] HOLTZ, J.: Acquisition of Position Error and Magnet Polarity for Sensorless Control of PM Synchronous Machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 44, 2008, S. 1172–1180
- [105] HAMMEL, W. ; KENNEL, R.M.: Position sensorless control of PMSM by synchronous injection and demodulation of alternating carrier voltage. In: *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, S. 56–63

- [106] SCHRÖDL, M. ; HOFER, M. ; STAFFLER, W.: Sensorless Control of PM Synchronous Motors in the Whole Speed Range Including Standstill Using a Combined INFORM/EMF Model. In: *12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC*, 2006, S. 1943–1949
- [107] SCHRÖDL, M. ; STAFFLER, W. ; HOFER, M.: Accuracy of the sensorless determined rotor position for industrial standard drives in the whole speed range. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09*, 2009, S. 1–6
- [108] SCHRÖDL, M.: Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE* Bd. 1, 1996. – ISSN 0197–2618, S. 270–277
- [109] CHOI, J.W. ; SUL, S.K.: Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 11, 1996. – ISSN 0885–8993, S. 221–227
- [110] HOLTZ, J.: Sensorless control of induction motor drives. In: *Proceedings of the IEEE*, Bd. 90, 2002, S. 1359–1394
- [111] GAETA, A. ; ZANCHETTA, P. ; TINAZZI, F. ; ZIGLIOTTO, M.: Advanced self-commissioning and feed-forward compensation of inverter non-linearities. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, S. 610–616
- [112] BOLOGNANI, S. ; PERETTI, L. ; ZIGLIOTTO, M.: Repetitive-Control-Based Self-Commissioning Procedure for Inverter Nonidealities Compensation. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 44, 2008. – ISSN 0093–9994, S. 1587–1596
- [113] BABEL, A ; MUETZE, A ; SEEBACHER, R. ; KRISCHAN, K. ; STRANGAS, E.G.: Inverter device nonlinearity characterization technique for use in a motor drive system. In: *Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2014, S. 2767–2774
- [114] CHITAYAT, A.: *Wireless permanent magnet linear motor with magnetically controlled armature switching and magnetic encoder*. US Patent 5 936 319, 1998
- [115] FIRMA BECKHOFF AUTOMATION GMBH & CO KG: *EtherCAT - Der Ethernet-Feldbus*. Verl, DE. [http://www.ethercat.de/pdf/ethercat\\_d.pdf](http://www.ethercat.de/pdf/ethercat_d.pdf). Version: November 2016
- [116] FIRMA BERNECKER + RAINER INDUSTRIE ELEKTRONIK GESMBH: *Powerlink Basics*. Eggelsberg, Austria. <http://www.ethernet-powerlink.org/>



fileadmin/user\_upload/Dokumente/Dokumente/PL\_FLY\_Basics\_de\_WEB.pdf. Version: November 2016

- [117] ISERMANN, R.: *Identifikation Dynamischer Systeme 1: Grundlegende Methoden*. Springer Verlag, 1992. – ISBN 9780387549248
- [118] KEMMETMÜLLER, W. ; KUGI, A.: *Vorlesung Regelungssysteme 1*. Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, TU Wien, 2016
- [119] SKOGESTAD, S. ; POSTLETHWAITE, I.: *Multivariable feedback control: analysis and design*. Wiley, 1996. – ISBN 9780471943303