

# Zylindrischer Linearmotor mit konzentrierten Wicklungen für hohe Kräfte

der  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der  
Technischen Universität Dortmund  
vorgelegte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften

von  
Dipl.-Ing. Ralf Wegener

Tag der Prüfung: 16.10.2008

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. Stefan Kulig

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Kay Hameyer

### **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

©2008 Ralf Wegener

Alle Rechte, auch die der fototechnischen und elektronischen Speicherung und Wiedergabe vorbehalten. Die gewerbliche Nutzung der in diesem Produkt gezeigten Modelle und Arbeiten bedürfen der ausdrücklichen Genehmigung des Rechteinhabers.

Herstellung und Verlag der gedruckten Version: Books on Demand GmbH, Norderstedt

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>9</b>
1.1	Motivation . . . . .	10
1.2	Stand der Technik . . . . .	11
1.3	Aufgabenstellung . . . . .	12
1.4	Aufbau der Arbeit . . . . .	12
<b>2</b>	<b>Grundlagen der Linearmotortechnik</b>	<b>13</b>
2.1	Bauformen von Linearmotoren . . . . .	14
2.1.1	Kurz- oder Langstator . . . . .	15
2.1.2	Einzelkamm-, Doppelkamm- und Solenoidmotor . . . . .	15
2.2	Wirkungsarten des Linearmotors . . . . .	16
2.2.1	Lineare Asynchronmaschine . . . . .	17
2.2.2	Lineare Synchronmaschine . . . . .	17
2.2.3	Reluktanzmaschine . . . . .	20
2.3	Relation zwischen Rotations- und Linearmotor . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Auslegung des Linearmotors</b>	<b>23</b>
3.1	Dimensionierung der Magnete . . . . .	25
3.1.1	Berechnung der Entmagnetisierungsgrenze . . . . .	27
3.2	Dimensionierung der Spulen . . . . .	28
3.2.1	Verschaltung der Spulengruppen . . . . .	29
3.2.2	Optimierung der geometrischen Spulenanordnung . . . . .	30
<b>4</b>	<b>Berechnung der Motorkraft</b>	<b>33</b>
4.1	Prinzipielle Krafterzeugung von Synchronlinearmaschinen . . . . .	33
4.1.1	Entstehung der elektromagnetischen Kraft . . . . .	34
4.1.2	Entstehung von Rastkräften . . . . .	36
4.1.3	Entstehung von Reluktanzkräften . . . . .	37
4.2	Analytischer Ansatz zur Berechnung der Schubkraft . . . . .	37
4.2.1	Bestimmung des Statorstrombelages eines Längenmoduls . . . . .	38
4.2.2	Bestimmung der magnetischen Induktion des Rotors . . . . .	42
4.2.3	Ergebnis der analytischen Kraftberechnung . . . . .	44
4.3	Numerische Feldberechnung . . . . .	45
4.3.1	Aufbau eines 2D-Modells . . . . .	46
4.3.2	Aufbau eines vollständigen 3D-Modells . . . . .	46

4.3.3	Reduktion des 3D-Modells auf ein Achtel des Statorumfangs . . . . .	47
4.3.4	Vernetzung . . . . .	48
4.3.5	Auswahl der Elementtypen . . . . .	49
4.3.6	Zuweisung von Materialeigenschaften . . . . .	49
4.3.7	Auswertung der Feldbilder . . . . .	49
4.3.8	Kraftberechnung . . . . .	54
<b>5</b>	<b>Optimierungen der Konstruktion</b>	<b>57</b>
5.1	Breite der Magnete . . . . .	58
5.2	Homogenisierungsringe . . . . .	60
5.3	Benötigter Luftspalt . . . . .	61
5.4	Flussführende Metallteile . . . . .	62
5.5	Gemometriedaten des optimierten Linearmotors . . . . .	63
<b>6</b>	<b>Regelung des Linearmotors</b>	<b>65</b>
6.1	Regelstruktur des eingesetzten Servoumrichters . . . . .	66
6.2	Positionsmessung des Läufers . . . . .	67
6.2.1	Messprinzip des entwickelten Sensors . . . . .	68
6.2.2	Aufbau des Positionssensors . . . . .	69
6.2.3	Messsignale der Hall-Sensoren beim Prototyp . . . . .	70
6.2.4	Verbesserung der Messsignale . . . . .	71
6.2.5	Erreichbare Genauigkeit . . . . .	71
6.3	Mathematisches Modell des Linearmotors . . . . .	74
6.3.1	Berechnung der Modellparameter . . . . .	76
6.3.2	Umrechnung der Permanentmagnete in eine äquivalente Luftspule .	79
6.3.3	Umrechnung des rotatorischen Modells in ein translatorisches Modell	81
6.3.4	Aufbau des kompletten Wirkungsschemas . . . . .	82
6.4	Kraftkennlinie der Linearmaschine . . . . .	82
6.5	Kommutierungswinkelfindung . . . . .	83
<b>7</b>	<b>Aufbau eines Prototypen und Messungen</b>	<b>85</b>
7.1	Konstruktion des Prototypen . . . . .	85
7.2	Messung der Rastkraft . . . . .	89
7.3	Messung der statischen Haltekraft . . . . .	91
7.4	Messung der Geschwindigkeit . . . . .	92
7.5	Vergleich des berechneten und gemessenen Motorverhaltens . . . . .	94
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>97</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>99</b>
	<b>Index</b>	<b>113</b>

# Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

$\alpha$	Polbedeckung
$\hat{i}$	maximale Amplitude des Stroms
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante
$\omega_0$	Winkelgeschwindigkeit
$\vec{B}$	magnetische Flussdichte
$\phi$	magnetischer Fluss einer Windung
$\Psi$	verketteter magnetischer Fluss
$\tau_{PM}$	Abstand zweier Permanentmagnete
$\tau_{St}$	Spulenabstand der Statorspulen
$\tau_p$	Polteilung
$\Theta$	Durchflutung
$\theta$	Massenträgheit
$A$	Fläche des durchfluteten Eisens bzw. des Luftspaltes
$A(x, t)$	Strombelag
$B$	magnetische Flussdichte / Induktion
$B_1$	Grundwellenamplitude der Luftspaltinduktion
$b_{Fe}$	gemeinsame Breite von Erregermagnet und Statoreisen für den Linearmotor, der aus dem mittleren Umfang des Luftspaltes berechnet wird
$b_{HR}$	Breite der Spulenkerne
$b_{NS}$	Statornutbreite
$B_{rem}$	Remanenzinduktion
$B_R$	Remanenzflussdichte des Magnetmaterials

$B_{LS}$	magnetische Flussdichte im Luftspalt
$B_{PM}$	magnetische Flussdichte des Permanentmagneten
$b_{PM}$	Breite der Permanentmagnete
$d_{cu}$	Drahtdurchmesser des Spulendrahtes des Stators
$F$	Kraft
$f$	Frequenz
$F_{Motor}$	Vorschubkraft
$F_x(x, t)$	Schubkraftfunktion
$F_{el}$	elektromagnetische Kraft
$F_{Ra}$	Rastkraft
$F_{Re}$	Reluktanzkraft
$H$	magnetische Feldstärke
$H_{cB}$	Koerzitivfeldstärke
$H_n(x, t)$	Normalkomponente der magnetischen Feldstärke im Luftspalt
$H_{t,Fe}$	Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke im Statoreisen
$H_t(x, t)$	Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke im Luftspalt
$H_{LS}$	magnetische Feldstärke im Luftspalt
$h_{LS}$	Höhe des Luftspaltes
$H_{PM}$	magnetische Feldstärke des Permanentmagneten
$h_{PM}$	Höhe des Permanentmagneten
$i_U(t)$	berechneter nicht physikalischer Strom im Endpol $U$
$i_{VU}(t)$	berechneter nicht physikalischer Strom im Hauptpol $VU$
$i_{WV}(t)$	berechneter nicht physikalischer Strom im Hauptpol $WV$
$i_W(t)$	berechneter nicht physikalischer Strom im Endpol $W$
$i_i$	Strom des Stranges $i$
$J_{Motor}$	Trägheitsmoment
$k$	Wellenzahl

$k_C$	Carterfaktor
$K_F$	Kraftkonstante
$K_M$	Drehmomentenkonstante
$l$	Länge des magnetischen Kreises
$l_{Dr}$	axiale Länge des Distanzringes zwischen den Magneten
$l_{Mag}$	axiale Länge des Magneten
$l_m$	mittlere Länge einer Spulenwicklung
$L_n$	Eigeninduktivität des Stranges n
$M$	Drehmoment
$M_{Motor}$	Drehmoment
$m_{Motor}$	bewegte Masse
$m_{Rotor}$	Masse des Rotors
$M_{nm}$	Koppelinduktivität zwischen den Strängen n und m
$M_{el}$	elektrisch erzeugtes Drehmoment
$n$	Windungszahl der Spule
$n_{Motor}$	Motordrehzahl
$p$	Polpaarzahl
$r$	Radius des Rotors der rotierenden Synchronmaschine
$r_a$	Außenradius der Wickelkörper
$r_i$	Innenradius der Wickelkörper
$R_i$	Widerstand des Stranges i
$U$	Umfang des Rotors einer rotierenden Synchronmaschine
$U_i$	Spannung des Stranges i
$U_{ZK}$	Zwischenkreisspannung
$V$	Volumen
$v$	Geschwindigkeit
$W_m$	magnetische Energie
EMK	elektromotorische Kraft
KBK	Kupplungs-Brems-Kombination





# Kapitel 1

## Einleitung

Der Linearmotor wurde als eine Möglichkeit der elektromechanischen Energiewandlung kurz nach der drehenden elektrischen Maschine erfunden [1]. Eine erfolgreiche technische Anwendung wurde jedoch erst in den 50er Jahren mit den Hochgeschwindigkeitszügen, deren berühmtestes Beispiel der Transrapid ist, entwickelt. Auch heute spielt der Linearmotor trotz einiger unbestreitbarer Vorteile eine untergeordnete Rolle in dem großen Markt der elektrischen Maschinen.

In den letzten Jahren ist durch die bessere Verfügbarkeit von neuen Magnetwerkstoffen, insbesondere den Selten-Erden-Magneten und durch die rapide Entwicklung auf dem Halbleitermarkt, die eine schnelle und kostengünstige Regelung eines Drehfeldes ermöglicht, die permanent erregte Synchronmaschine in den Fokus von neu entwickelten elektrischen Maschinen geraten. Dieses Motorprinzip lässt sich auch in der Linearmotortechnik anwenden und führt zu leistungsstarken linearen Antrieben.

In der Industrie werden Linearmotoren heutzutage hauptsächlich bei Transportsystemen und vereinzelt in Positionierantrieben in Werkzeugmaschinen oder bei anderen Positionieraufgaben eingesetzt. Dabei werden vorwiegend planare Linearmotoren verwendet, die direkt z.B. einen Kreuztisch für die Werkstück- bzw. Maschinenpositionierung antreiben. Ein weiterer Anwendungsfall sind sogenannte Pick-and-Place Anwendungen, wo durch einen linearmotorgetriebenen Greifer Werkstücke bewegt werden. Die Anforderungen an solch einen Linearmotor bestehen im Wesentlichen aus einer hohen Positioniergenauigkeit bei sehr hoher Verfahrgeschwindigkeit und Dynamik.

In anderen möglichen industriellen Anwendungen, bei denen eine Kraft oder eine Vorschubbewegung in linearer Richtung benötigt wird, hat der Linearmotor kaum Verbreitung gefunden. Je nach geforderter Kraft und Dynamik werden hier vorwiegend pneumatische, hydraulische oder Spindelantriebe verwendet.

## 1.1 Motivation

Die hier vorgestellte Arbeit ist in Kooperation mit einem Industrieunternehmen entstanden. Das Ziel des Projektes ist die Neuentwicklung eines Linearmotorsystems für eine Nennkraft im Bereich von 500 bis 9000 Newton. Eine umfangreiche Marktanalyse vor Beginn des Projektes hat jedoch gezeigt, dass in diesem Kraftbereich nur vereinzelt Prototypen existieren, die für einen Serieneinsatz nicht geeignet sind.

Der zu entwickelnde Motor soll als Stelleinheit für eine sogenannte Kupplungs-Brems-Kombination (KBK) eingesetzt werden, die in Pressen zur Blechumformung benötigt wird, um den Pressenstößel auf das Schwungrad einzukuppeln und nach dem Pressenvorgang wieder abzubremsen. Ein Foto einer aufgeschnittenen KBK ist in Abbildung 1.1 zu sehen. Die Presse, die über den Abtriebsflansch mit der KBK verbunden ist, wird entweder über



**Abbildung 1.1:** Aufbau einer Kupplungs-Brems-Kombination (Quelle: Ortlinghaus Werke GmbH)

die Kupplungslamellen mit der Antriebswelle gekoppelt, oder über die Bremslamellen abgebremst. Bisher erfolgt der Antrieb der KBK hydraulisch.

Die KBK ist aus Sicherheitsgründen mit Federn ausgestattet, die im Ruhezustand des Antriebes die Bremse betätigen. Der Antrieb muss daher bei jedem Pressenvorgang zuerst gegen die Federkraft die Bremse lösen und anschließend eine zusätzliche genau definierte Kraft aufbringen, mit der die Kupplungsscheiben aufeinander gedrückt werden, um die Abtriebscheibe zu beschleunigen. Die Höhe der Kraft bestimmt dabei durch die Reibschlussbedingung direkt die Beschleunigung der Abtriebscheibe und damit des Pressenstößels. Nach Beendigung der Beschleunigung muss die Kraft auf einen Maximalwert weiter erhöht werden, um ein Durchrutschen der Kupplung während des eigentlichen Pressenvorganges zu verhindern. Die Kennlinie der Kraft über der Position ist dadurch deutlich nichtlinear.

## 1.2 Stand der Technik

In den letzten Jahren sind viele Untersuchungen im Bereich der Linearmotortechnik durchgeführt worden. An der RWTH Aachen und an der Universität Paderborn sind einige Dissertationen zum Thema der Linearmotoren als Transportsystem entstanden, wobei in Aachen hauptsächlich Synchronmaschinen und in Paderborn doppelt gespeiste Asynchronmaschinen zum Einsatz gekommen sind. *Reuber* konzipiert in [2] einen Synchronlinearmotor für ein berührungsloses Transportsystem und berechnet die Antriebskraft eines beispielhaften Systems. *Evers* und *Brakensiek* stellen in [3, 4] weitere Untersuchungen zu diesem Transportsystem an und präsentieren umfangreiche Messungen und Simulationen an einem Prototypen. Die hier verwendeten Linearmotoren haben eine planare Bauform.

Die theoretischen Grundlagen zur Auslegung von eisenbehafteten Linearmotoren legte *Heltinger* in [5] mit der Vorstellung eines umfangreichen Berechnungsverfahrens der Induktivitäten eines Langstatorlinearmotors. Außerdem stellte er die Berechnung der Schubkraft mit Hilfe des Strombelages und der magnetischen Flussdichte vor. Auch hier wurde sich dabei jedoch auf einen planaren Linearmotor beschränkt.

Einen zylindrischen Polysolenoid-Linearantrieb entwickelte *Ausderau* in [6]. Der Antrieb ist, wie die in dieser Arbeit vorgestellte Maschine, eine permanenterregte Synchronmaschine, allerdings verfügt sie über einen axial magnetisierten Läufer und eine zweiphasige solenoide Statorwicklung. Die maximale Dauerkraft des Motors beträgt lediglich 23 N.

In [7] werden eine Übersicht über zylindrische Linearmotoren gegeben und einfache Berechnungsansätze vorgestellt. Die elektromagnetischen Felder einer solchen Maschine werden umfassend in [8] behandelt.

*Wang, Jewell* und *Howe* stellen in [9] die Grundlagen zur Analyse und Auslegung von Permanentmagnetlinearmaschinen vor. In dieser Arbeit werden die Feldverläufe von Rotor und Stator von verschiedenen Motorgeometrien untersucht. Dabei werden sowohl analytische Betrachtungen als auch eine numerische Feldberechnung durchgeführt. In [10] führen die gleichen Autoren die Optimierung einer Linearmaschine durch und stellen einen Vergleich zwischen verschiedenen Magnetisierungsrichtungen im Läufer vor. In [11] beschränken sie sich schließlich auf die Optimierung einer Linearmaschine mit einem radial magnetisierten Läufer.

Es existieren auch einige internationale und europäische Patente zum Linearmotor. *Oswald* verfügt über ein Patent [13] für einen zylindrischen Linearmotor mit ringförmigen Spulen in Nuten. Neben diesem gibt es eine Vielzahl weiterer Patente mit solenoiden Wicklungen (z.B. [14]), die auf Grund des besonderen Statoraufbaus des hier vorgestellten Motors nicht zur Anwendung kommen sollten. *Keller* besitzt jedoch ein Patent [12] für einen Linearantrieb mit sternförmig angeordneten Spulenkörpern. Dieser Antrieb besitzt jedoch nur einen axialen Permanentmagneten und soll damit elektrische Energie aus einer Strömungsturbine erzeugen. Auch dieses Patent sollte daher nicht anwendbar sein.

### 1.3 Aufgabenstellung

Die Literaturstudie hat ergeben, dass lineare Antriebe mit einer sehr hohen Kraft zum Zeitpunkt dieser Arbeit nicht als industriell einsetzbares Produkt existieren. Eine Ausnahme dazu sind lineare Transportsysteme und einzelne Prototypen von Linearaktuatoren.

In dieser Arbeit soll ein elektrischer Linearantrieb entwickelt werden, der über ähnliche mechanische Eigenschaften des vorhandenen hydraulischen Antriebes verfügt und gleichzeitig die Vorteile der Regelbarkeit eines elektrischen Motors besitzt. Er soll in dem in Kapitel 1.1 dargestellten Beispiel der Kupplungs-Brems-Kombination eingesetzt werden können.

Als Antriebskonzept wird ein zylindrischer Synchronlinearmotor gewählt, da ein Spindeltrieb wegen der unerwünschten Selbsthemmung nicht eingesetzt werden kann. Der Motor muss je nach Baugröße über eine Kraft von 500 bis 9000 Newton verfügen. Vor dem Hintergrund einer industriellen Anwendung soll der Motor kostengünstig produzierbar sein. Die Regelung des Motors soll mit einem Standard-Servovumrichter möglich sein.

### 1.4 Aufbau der Arbeit

Nach einer Einführung in die Linearmotortechnik in Kapitel 2 mit einer Darstellung des aktuellen Standes der Technik, wird in Kapitel 3 die Entwicklung der Linearmotorkonstruktion beschrieben. Ein wesentlicher Aspekt der Konstruktion ist dabei die Auslegung der Spulen und der Magnete des Läufers. In Kapitel 4 wird der analytische Ansatz zur Berechnung der Kraft abgeleitet. Um die Einflüsse der notwendigen Vereinfachungen im analytischen Modell zu reduzieren und die absolute Genauigkeit zu erhöhen, wird ein Modell mit Hilfe der numerischen Feldberechnung aufgestellt. Kapitel 5 befasst sich mit der Optimierung des Motors durch eine sukzessive Anpassung der Geometrieparameter. In folgenden Kapitel 6 wird die Regelung des Motors beschrieben, wozu ein kostengünstiger speziell angepasster Positionssensor entwickelt wird. Um den Betrieb der Maschine mit der vorgeschalteten Regelung simulieren zu können, wird ein mathematisches Motormodell aufgestellt. Kapitel 7 beschreibt den Aufbau eines ersten Prototypen sowie die durchgeführten Messungen zur Bestimmung der Kraft und Dynamik des Motors.

# Kapitel 2

## Grundlagen der Linearmotortechnik

Lineare Antriebstechnik wird in vielen Bereichen der Industrie, zum Beispiel im Werkzeugmaschinenbau, der Logistik und Verkehrstechnik angewendet. Dabei wird häufig die mit einem herkömmlichen rotatorisch aufgebauten Motor erzeugte Drehbewegung über Rollen, Gewindestangen oder ähnlichem in eine lineare Bewegung umgesetzt. Der Linearmotor hat in vielen dieser Anwendungsfälle zum Teil deutliche Vorteile [2],[83]:

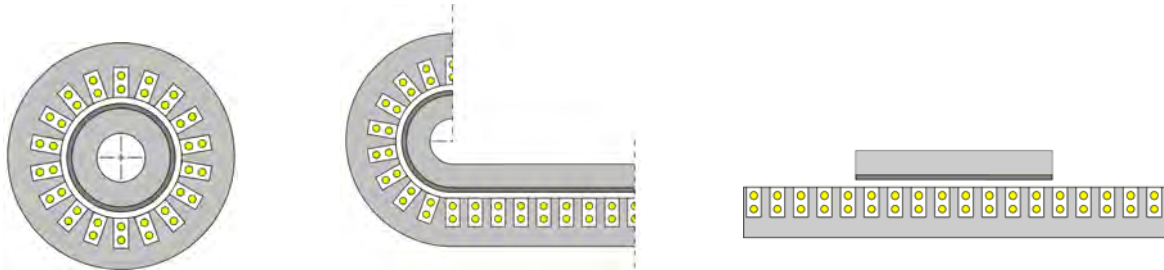
- Es sind keine Getriebe oder andere mechanische Bauteile zur Wandlung der rotatorischen Bewegung in die Linearbewegung erforderlich. Der Aufbau wird damit unter anderem wartungsärmer.
- Das Getriebe entfällt durch den Direktantrieb völlig und ermöglicht damit eine hochgenaue und schwingungsfreie Positionierung und Kraftübertragung.
- Es können hohe Kräfte übertragen werden, ohne die Reibschlussbedingung beachten zu müssen. Damit sind mit Linearantrieben höhere Beschleunigungen als z.B. mit Rollenantrieben möglich.
- Die Geräuschentwicklung ist im Allgemeinen kleiner als bei schnell drehenden rotatorischen Maschinen.
- In einigen Anwendungsfällen können die vorhandenen Normalkräfte zum Schweben verwendet werden.

Dem gegenüber stehen jedoch einige Nachteile, die bei der Auswahl des Antriebes berücksichtigt werden müssen:

- Linearantriebe sind Direktantriebe, die ohne Kraftübersetzung auskommen müssen. Die erzielbare Kraft ist wesentlich durch das Bauvolumen beschränkt, das daher bei höheren Kräften schnell ansteigt.
- Durch das Direktantriebskonzept haben Linearantriebe keine Selbsthemmung. Im Falle einer statischen Last ist daher im Stillstand eine zusätzliche externe Bremsvorrichtung einzubauen oder eine ständige Bestromung des Motors vorzusehen, was durch die Verluste zur zusätzlichen Energieumsetzung führt.

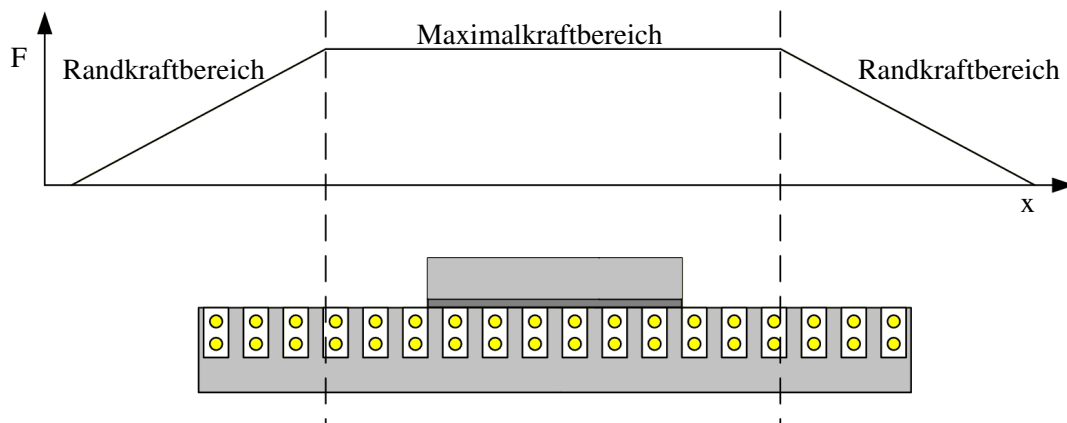
## 2.1 Bauformen von Linearmotoren

Jeder Linearmotor kann als abgerollte Version eines herkömmlichen rotatorischen Motors dargestellt werden. Dazu wird sowohl der Rotor als auch der Stator entlang der Rotationsachse aufgeschnitten und abgerollt (siehe Abbildung 2.1).



**Abbildung 2.1:** Transformation eines rotierenden Motors in einen Linearmotor.

Die entstehenden Teile bilden den Stator und den Läufer des Linearmotors. Um eine kontinuierliche Bewegung mit einer gleichbleibenden Kraft zu erzeugen, muss einer der beiden Teile um den maximalen Verfahrweg verlängert werden. Verlässt der bewegliche Teil des Linearmotors die Baulänge des stehenden Teils, reduziert sich die Kraft, da die kraftbildende Fläche entsprechend abnimmt (siehe Abbildung 2.2). Deswegen wird dies bei der



**Abbildung 2.2:** Kraftbereiche eines Linearmotors.

Konstruktion eines Linearmotors im Allgemeinen vermieden, zumal die Regelung in diesem Bereich erschwert wird. Es gibt jedoch Sonderbauformen für Spezialanwendungen, bei denen eine hohe Kraft nur auf einem kleinen Teil des Verfahrweges notwendig ist. In diesem Fall können durch das Ausnutzen genau dieser Eigenschaft Material und damit Kosten gespart werden.

### 2.1.1 Kurz- oder Langstator

Genauso wie eine rotierende Maschine als Innen- oder Außenläufer gebaut werden kann, ist dies beim Linearmotor als Lang- oder Kurzstator möglich (siehe Abbildung 2.3).

Dabei bezeichnet Stator im Gegensatz zu den rotierenden Maschinen nicht unbedingt den stehenden Teil, sondern den aktiven bestromten Teil des Motors. Bei Bauformen, bei denen beide Teile des Motors bestromt sind, wie z.B. der doppelt gespeisten Asynchronmaschine, wird im Allgemeinen der Teil mit der größeren Leistung als Stator bezeichnet.[2].

Der Kurzstatormotor hat also ein kleineres aktives Teil, das sich bezogen zum längeren passiven Teil bewegt. Diese Bauform wird häufig bei kleineren Transportsystemen eingesetzt, da es eine preisgünstige passive Schiene benötigt, worauf das aktive Fahrzeug sich bewegt. Die Langstatorausführung wird dagegen bei großen Transportsystemen bevorzugt, da der Energietransport zum Fahrzeug entfallen kann, wenn die Schiene der aktive Teil des Motors ist. Dies wird zum Beispiel beim Transrapid eingesetzt.

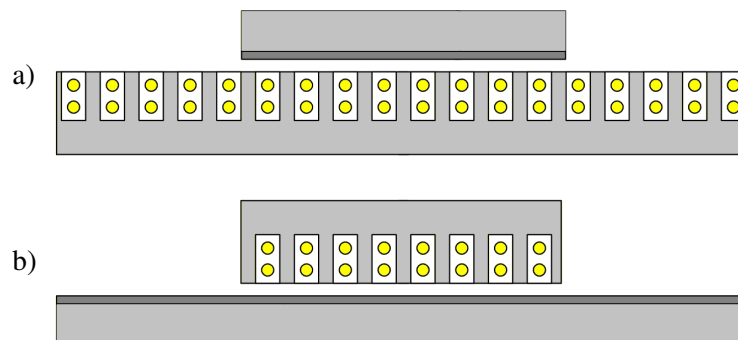


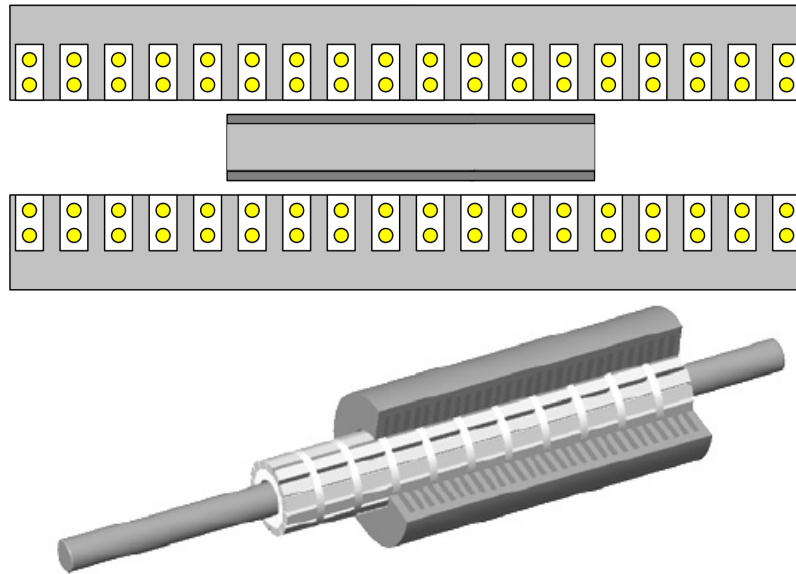
Abbildung 2.3: a) Langstator und b) Kurzstator.

### 2.1.2 Einzelkamm-, Doppelkamm- und Solenoidmotor

Der Stator und der Läufer des Linearmotors können zueinander geometrisch verschieden angeordnet sein. Die gebräuchlichsten planaren Bauformen sind der Einzelkamm- (siehe Abbildung 2.3) und der Doppelkammmotor und in Zylinderform der Solenoidmotor (siehe Abbildung 2.4).

Beim Einzelkammmotor liegt der Stator auf der Reaktionsschiene einseitig auf bzw. schwebt darüber. Die Kraftübertragung geschieht ausschließlich durch diese Bedeckungsfläche. Beim Doppelkammmotor befindet sich dagegen die Reaktionsschiene zwischen den beiden Hälften des Stators. Dies hat zur Folge, dass die Schubkraft im Optimalfall verdoppelt wird, wohingegen Normalkräfte kompensiert werden können. Es treten jedoch seitliche Ablenkkräfte auf, da sich der Motor in einem instabilen Gleichgewicht befindet [2].

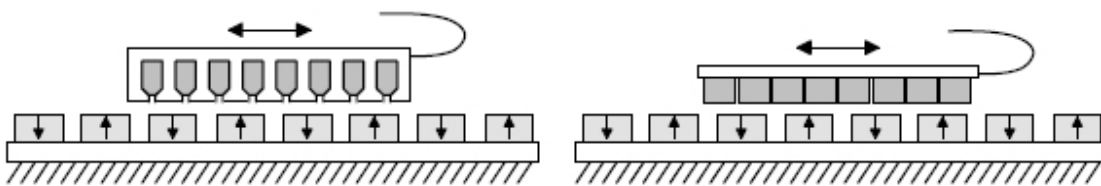
Der Solenoidmotor ist symmetrisch aufgebaut und hat einen zylinderförmigen passiven Teil, der sich in dem Hohlzylinder des Stators bewegt. Durch diese Symmetrie kann der Motor



**Abbildung 2.4:** StandardbaufORMen von Linearmotoren. Oben der Doppelkammotor, unten der Solenoidmotor.

idealerweise normalkraftfrei aufgebaut werden, was jedoch in der Realität auf Grund von Fertigungstoleranzen nicht vollständig erreicht werden kann.

Alle Bauformen können sowohl genutet als auch ungenutet ausgeführt werden. Die genuteten Bauformen weisen eine höhere Kraftdichte auf, sind jedoch in der Konstruktion aufwendiger. Die Wicklungen liegen dabei in den Aussparungen der eisenhaltigen Zähne, die den Fluss führen. Die Spulen selbst befinden sich dadurch im feldfreien Raum (siehe Abbildung 2.5). Demgegenüber sind bei der ungenuteten Ausführung die Spulen im zeitlich veränderlichen Feld, wodurch die Spulenverluste ansteigen.



**Abbildung 2.5:** Genuteter (links) und ungenuteter (rechts) Aufbau des Stators[6].

## 2.2 Wirkungsarten des Linearmotors

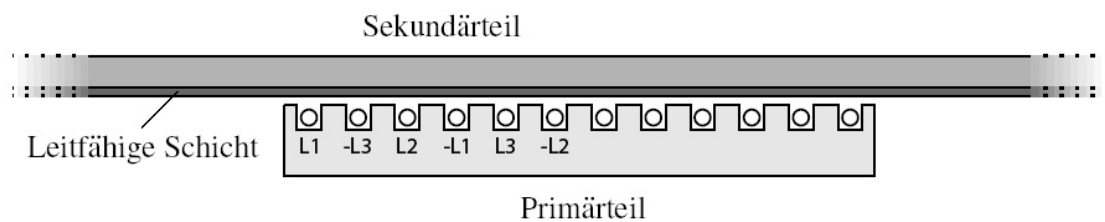
Genau wie rotierende Maschinen lassen sich auch Linearmotoren in Asynchron-, Synchron- und Gleichstrommaschinen aufteilen. Sie können in den klassischen Bauformen oder als



Sondermaschinen wie Reluktanz- und Schrittmotoren ausgeführt werden, die jedoch keine große Marktposition haben.

### 2.2.1 Lineare Asynchronmaschine

Der Asynchronmotor ist sicherlich der am meisten untersuchte Linearmotor (z.B. [15, 16, 17]). Er besteht aus dem aktiven Stator mit einer oder mehreren Drehstromwicklungen. In den meisten Fällen ist dieser als geblechtes Jochpaket ausgeführt. Der Läufer besteht überwiegend aus einem Eisenrückschluss mit einer aufgetragenen gut leitfähigen Schicht. Statt dieser Schicht können auch Kurzschlussstäbe ähnlich einer Käfigläufermaschine verwendet werden. Im Betrieb wird durch den eingepprägten Drehstrom im Luftspalt eine magnetische



**Abbildung 2.6:** Kurzstatorasynchronmaschine mit Sekundärteil als passive Schiene mit einer zusätzlichen leitfähigen Schicht.

Wanderwelle erzeugt, die im Läufer Spannungen induziert. Das durch den entstehenden Rotorstrom erzeugte magnetische Wanderfeld läuft mit derselben Geschwindigkeit wie die Statorwelle. Durch die gegenseitige Wirkung dieser Magnetfelder findet eine Kraftübertragung in transversaler und tangentialer Richtung statt.

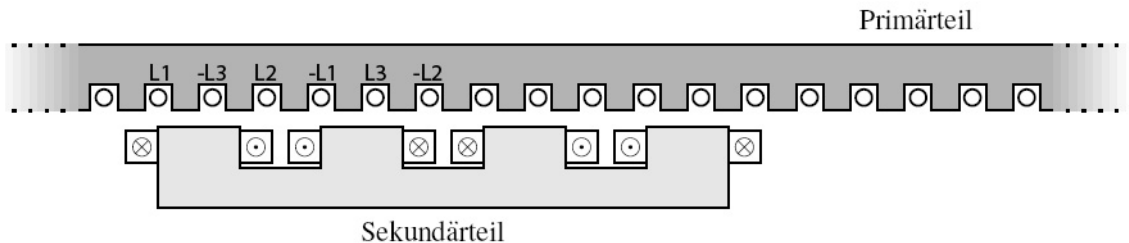
Die Asynchronmaschine besitzt aus magnetischer Sicht einen großen Luftspalt, da die leitfähige Schicht, die im Allgemeinen aus Kupfer oder Aluminium besteht, dem magnetischen Luftspalt hinzugerechnet werden muss. Aus diesem Grund verschlechtert sich der Wirkungsgrad dieser Maschine im Gegensatz zu anderen Ausführungsarten. Die Vorteile der Asynchronmaschine sind der einfache kostengünstige Aufbau und die Möglichkeit der umrichterlosen Ansteuerung, da die Maschine beim Anlegen eines Drehfeldes selbständig anläuft.

### 2.2.2 Lineare Synchronmaschine

Die Synchronmaschine zeichnet sich dadurch aus, dass das Sekundärteil einer im Stator erzeugten Wanderwelle mit der gleichen Geschwindigkeit folgt. Synchronlinearmotoren werden in den meisten Fällen wie z.B. dem Transrapid als Langstator mit einem fremderregten Sekundärteil ausgeführt. Primär- und Sekundärteil werden als geblechte Jochpakete ausgeführt, in denen die Drehstrom- bzw. Erregerwicklung liegen. Durch die starke Erregung kann trotz eines relativ großen Luftspaltes eine hohe Leistungsdichte, die im Bereich der

rotierenden Maschinen liegt, erreicht werden. Die bei diesem Konstruktionsprinzip ebenfalls vorhandenen Normalkräfte können zum Schweben des Sekundärteils auf der Schiene benutzt werden.

Der große Nachteil dieses Prinzips ist die zur Erregung notwendige Energieversorgung des Sekundärteils und die aufwendige Konstruktion von beiden Motorteilen.



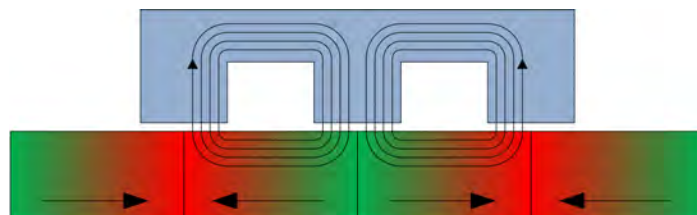
**Abbildung 2.7:** Langstatorsynchronmaschine mit Erregung im Sekundärteil.

Das Sekundärteil des Synchronlinearmotors kann statt der Erregerwicklungen auch mit Permanentmagneten ausgeführt werden. Dadurch wird eine leistungslose aktive Erregung erreicht, die jedoch nicht gesteuert werden kann. Es ist durch die fehlende Steuerung der Erregung jedoch nicht mehr möglich, die Normalkräfte zum Schweben auszunutzen. Ebenfalls nachteilig wirkt sich eine Permanenterregung in einem großen Luftspalt aus, da das Magnetmaterial diesem hinzugerechnet werden muss. Aus diesem Grund ist ein hochenergetisches Magnetmaterial notwendig, das erst durch die Entwicklung der Selten-Erden Magnete verfügbar geworden ist.

Die Läufermagnete können in verschiedenen Magnetisierungsrichtungen angeordnet sein. Möglich sind die axiale und die radiale Magnetisierung sowie eine Mischform aus beiden, die sogenannte Halbach-Magnetisierung.

### Axiale Magnetisierung

Die axiale Magnetisierung, wie in Abbildung 2.8 gezeigt, ist bei permanenterregten Linearmaschinen kleiner Leistung die meist eingesetzte Bauform. Der Läufer ist eisenlos und besteht nur aus Magnetmaterial, das entweder direkt verklebt ist oder in einer nichtmag-



**Abbildung 2.8:** Prinzipielle Feldverläufe bei axialer Magnetisierung.

netischen Hülle liegt. Dadurch ist insbesondere bei kleinen Solenoidmotoren ein günstiger Aufbau möglich.

### Radiale Magnetisierung

Die radiale Magnetisierung benötigt im Gegensatz zur axialen einen Eisenrückschluss. Die Magnete werden daher mit wechselnder Polarität auf den Eisenträger aufgebracht (siehe Abbildung 2.9)

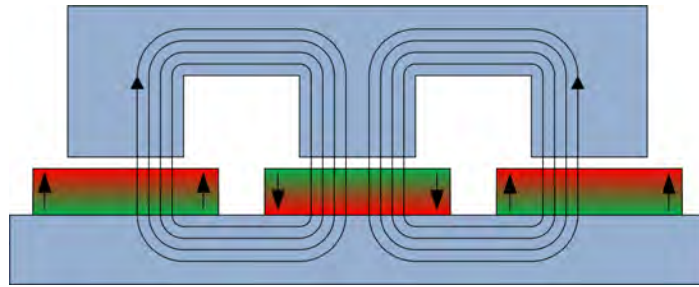


Abbildung 2.9: Prinzipielle Feldverläufe bei radialer Magnetisierung.

### Halbach-Magnetisierung

Die Halbach-Magnetisierung besteht abwechselnd aus axialen und radialen Magneten. Die elektromagnetischen Eigenschaften dieser Magnetisierungsform sind besser, jedoch ist sie durch den komplizierten Aufbau sehr teuer in der Herstellung.

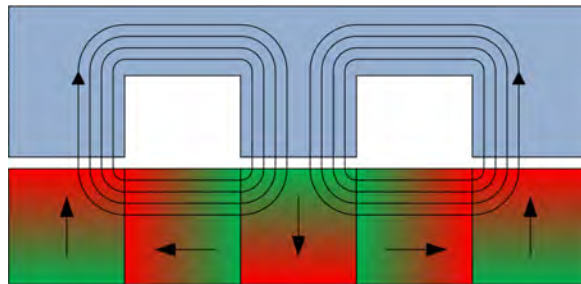


Abbildung 2.10: Prinzipielle Feldverläufe bei einer Halbach-Magnetisierung.

Die optimale Magnetisierungsart hängt vom Anwendungsfall und von den Umgebungsbedingungen ab. An Hand der schematischen Feldbilder in Abbildung 2.8 und 2.9 ist zu erkennen, dass die radiale Magnetisierung bei dünnen Magneten zu kürzeren Feldlinien im Magnetmaterial führt. Da die magnetische Leitfähigkeit im Eisen um den Faktor 1000

höher ist, kann damit eine Wirkungsgradsteigerung erreicht werden. In [10] sind die verschiedenen Magnetanordnungen untersucht worden, die auszugsweise in Tabelle 2.1 zusammengefasst sind. Die axiale Magnetisierung hat nach dieser Untersuchung bezogen auf

	Kraftdichte	Magnetmaterial pro Länge
radiale Magnetisierung	$2,25 \cdot 10^5 \frac{\text{N}}{\text{m}^3}$	$9,26 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
axiale Magnetisierung	$2,58 \cdot 10^5 \frac{\text{N}}{\text{m}^3}$	$1,3 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
Halbach-Magnetisierung	$2,34 \cdot 10^5 \frac{\text{N}}{\text{m}^3}$	$8,94 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$

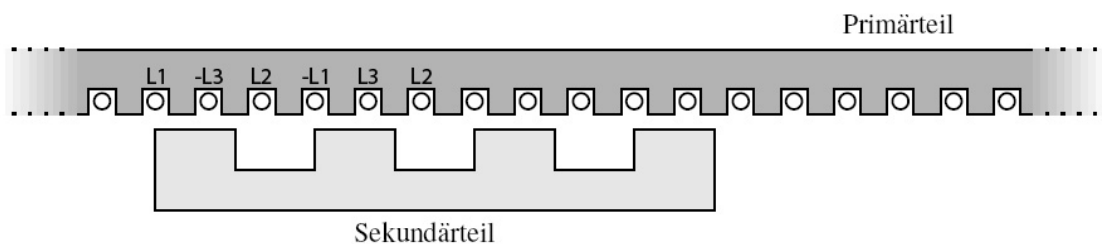
**Tabelle 2.1:** Vergleich der Magnetanordnungen. (Quelle:[10])

die radiale Magnetisierung eine um 14,6% höhere Kraftdichte pro Kubikmeter Motorvolumen. Das benötigte Magnetmaterial pro Kubikmeter Motorvolumen ist aber um 40,4% höher. Bei gleicher Menge Magnetmaterial hat also eine radial magnetisierte Maschine ca. 22,5% mehr Kraft. Da das Magnetmaterial durch seine im Vergleich zu Stahl sehr hohen spezifischen Kosten für den Preis der Maschine entscheidend ist, ist die radial magnetisierte Maschine ökonomisch vorteilhaft.

Die Regelung der linearen Synchronmaschine wird durch die Änderung der Frequenz der einspeisenden Ströme erreicht. Dabei muss eine Steuerung sicherstellen, dass die Änderungen in der Frequenz des Drehfeldes nicht zu groß werden, da sonst das Sekundärteil außer Tritt gerät und stehen bleibt. Daher ist bei Synchronantrieben immer ein Umrichter erforderlich, um einen frequenzvariablen Betrieb zu ermöglichen [83].

### 2.2.3 Reluktanzmaschine

Die Reluktanzmaschine beruht ebenfalls auf dem Prinzip der Synchronmaschine, stellt aber auf Grund der unterschiedlichen Kraftentwicklung eine eigenständige Maschinenform dar. Die Kraftentwicklung beruht auf dem Unterschied der magnetischen Leitfähigkeit des Se-



**Abbildung 2.11:** Eine Ausführung der Reluktanzmaschine.

kundärteils, zum Beispiel der Zähne und Nuten. Wesentlicher Parameter für die Kraftentwicklung ist dabei das Verhältnis des magnetischen Leitwertes zwischen Nut und Zahn. Ein Luftspalt zwischen Primär- und Sekundärteil hat dadurch einen großen Einfluss auf die Kraftentwicklung. Bei Linearmaschinen ist der Luftspalt im Allgemeinen größer als

bei rotatorischen Maschinen, was zu einer relativ geringen Kraftdichte dieses Motortyps führt. Sinnvoll einsetzbar ist die Reluktanzlinearmaschine nur als Kurzstatorvariante, da die Schiene als Sekundärteil kostengünstig gefertigt werden kann.

## 2.3 Relation zwischen Rotations- und Linearmotor

Die wichtigsten Kenngrößen zur Umrechnung von rotierenden Maschinen in lineare Maschinen befinden sich in Tabelle 2.2. Mit diesen Beziehungen lassen sich, mit einigen Einschränkungen, die Modelle von herkömmlichen Maschinen auch bei Linearmaschinen anwenden. Die mathematische Modellierung der beiden Maschinenarten ist sehr ähnlich und

Rotationsmotor	Linearmotor	Umrechnung
Trägheitsmoment $J_{\text{Motor}}$	Bewegte Masse $m_{\text{Motor}}$	$J_{\text{Motor}} = m_{\text{Motor}} * \tau_p^2 / \pi^2$
Motordrehzahl $n_{\text{Motor}}$	Geschwindigkeit $v_{\text{Motor}}$	$n_{\text{Motor}} = v_{\text{Motor}} / 2 / \tau_p$
Drehmoment $M_{\text{Motor}}$	Vorschubkraft $F_{\text{Motor}}$	$M_{\text{Motor}} = \tau_p / \pi * F_{\text{Motor}}$
Polpaarzahl $p$	Polweite $\tau_p$	$p = 1$
Drehmomentenkonstante $K_M$	Kraftkonstante $K_F$	$K_M = K_F * \tau_p / \pi$

**Tabelle 2.2:** Bezug der Kenngrößen von Rotations- und Linearmotoren.

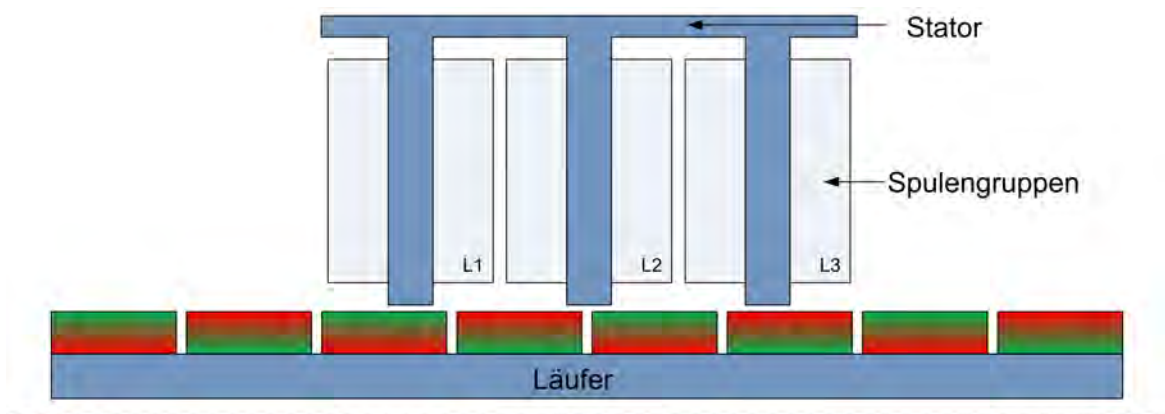
kann mit Hilfe von Schaltbildern beschrieben werden. Diese werden in den folgenden Kapiteln ausführlich behandelt.



# Kapitel 3

## Auslegung des Linearmotors

Der hier vorgestellte neu entwickelte Linearmotor hat, wie der Solenoidmotor, eine runde Bauform, unterscheidet sich jedoch in der Statorbauart erheblich. Der Stator ist ebenfalls zylindrisch aufgebaut, die Spulen liegen jedoch nicht in der gleichen Achse um den inneren Kern des Motors gewickelt, sondern sind einzeln auf Wickelkörpern sternförmig um den Rotor herum angeordnet. Jeweils acht dieser Spulen sind elektrisch an der gleichen Phase des Drehstromsystems angeschlossen und erzeugen somit gemeinsam ein radiales Magnetfeld. Diese Spulenform ermöglicht eine sehr kostengünstige Herstellbarkeit, da diese getrennt vom Motor auf einzelnen Wickelkörpern gefertigt werden und bei der Montage nur auf die Spulenkerne aufgeschoben werden müssen. Ein Nadelwickler ist somit nicht erforderlich.

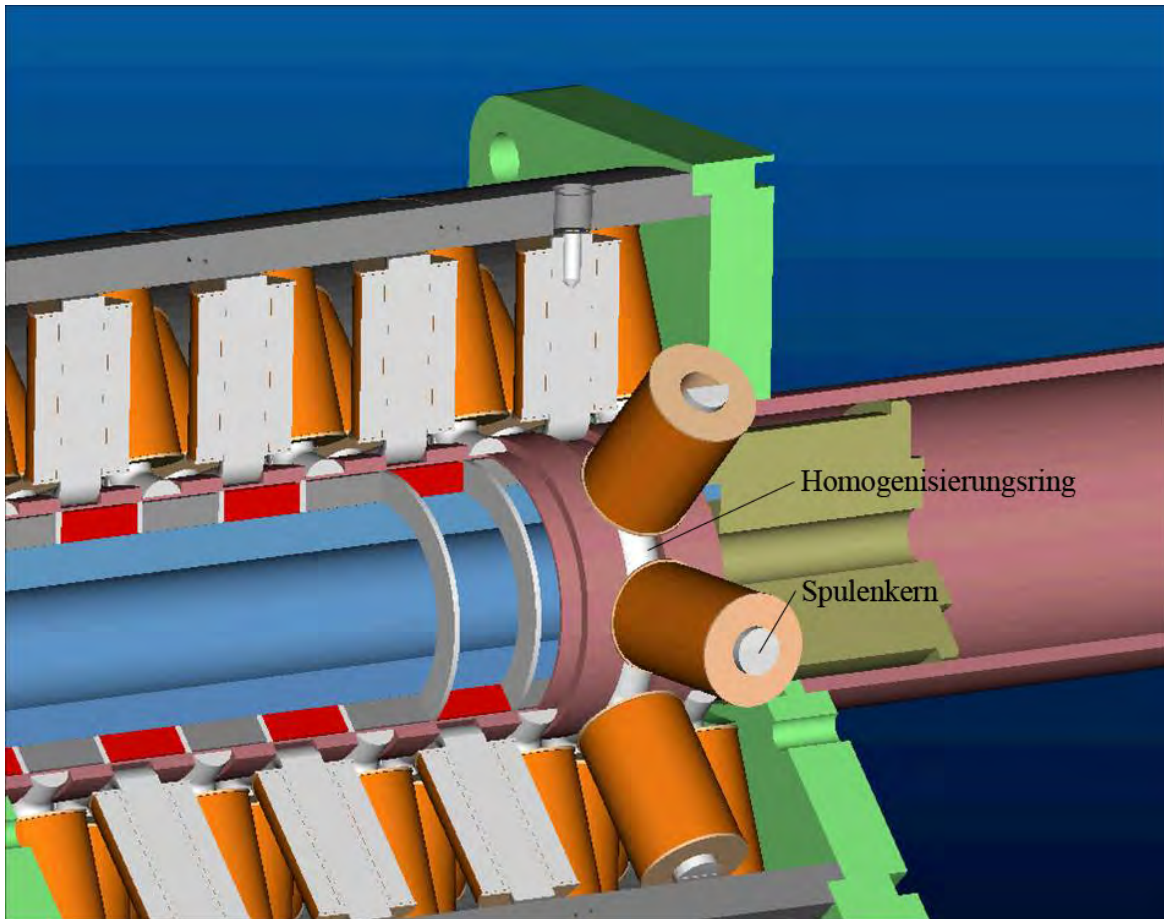


**Abbildung 3.1:** Schnitt durch den Linearmotor.

Abbildung 3.1 verdeutlicht in einem Schnittbild schematisch den Aufbau des Motors. Dargestellt ist ein Statorsegment mit drei Spulengruppen, die an die einzelnen Phasen des Drehstromsystems des speisenden Umrichters angeschlossen sind. Der Linearmotor kann aus einer nahezu beliebigen Anzahl solcher Drehstromsegmente im Stator aufgebaut werden, die die Länge des Stators und damit bei gleichem Durchmesser die maximale Leistung des Motors bestimmen.

Der Läufer besteht aus einem Eisenrohr, auf das ringförmige Magnete, die abwechselnd radial magnetisiert sind, aufgeschoben sind. Getrennt werden diese durch dünne Ringe aus Kunststoff. An den Enden des Läuferrohres werden die Magnetringe durch Verschraubungen eingespannt. Die Lagerung des Rotors geschieht an den beiden Enden der Maschine zum Beispiel durch Gleitlager, die sich in einem Rohr bewegen. Der Läufer ist um den benötigten Verfahrweg länger als der Stator und ist komplett mit den abwechselnd magnetisierten Permanentmagneten bestückt. Die axiale Symmetrieachse befindet sich in der Abbildung am unteren Bildrand, wobei der Rotor auch innen hohl sein kann.

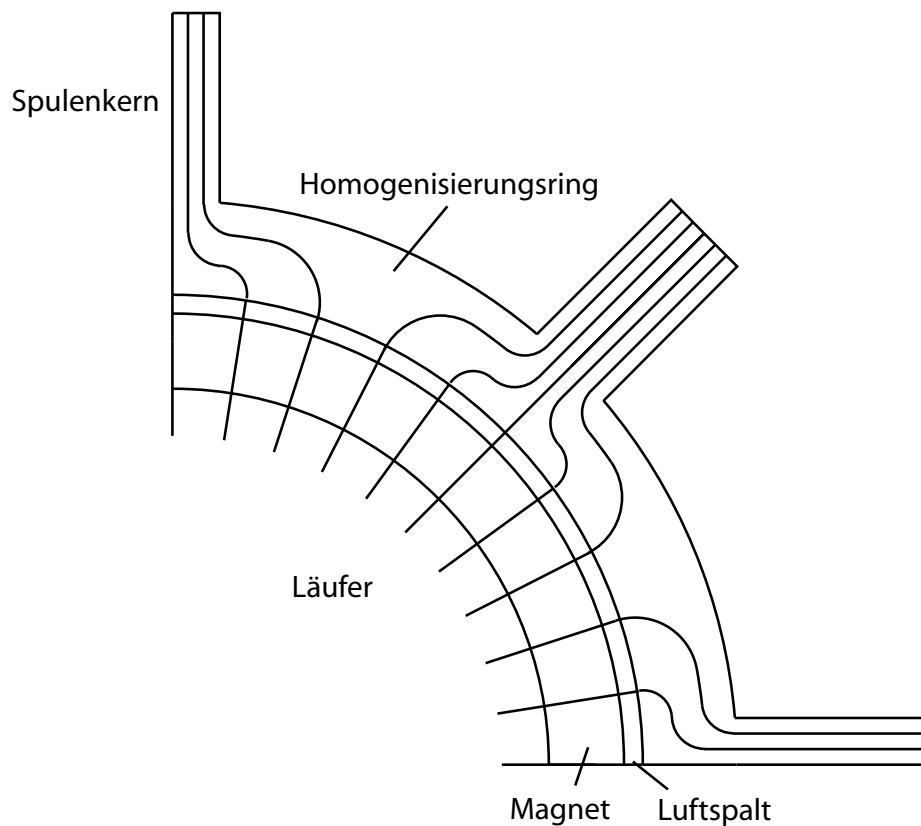
Abbildung 3.2 zeigt einen dreidimensionalen Schnitt durch den Motor mit der Positionierung der braun dargestellten Spulen. In der Mitte der Spulen befinden sich Eisenkerne, die mit einem sogenannten Homogenisierungsring um den Läufer herum abgeschlossen sind. Alle Spulen, die auf einem gemeinsamen Ring montiert sind, bilden einen magnetischen Pol des Motors.



**Abbildung 3.2:** Konstruktion des Linearmotors.



Der schematisierte Feldverlauf innerhalb der Eisenkerne und Homogenisierungsringe ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Durch die Verbreiterung des Eisenmaterials am Abschluss der



**Abbildung 3.3:** Schematischer Feldverlauf innerhalb der Eisenkerne und Homogenisierungsringe.

Spulenkern bildet sich ein nahezu radiales Magnetfeld über den gesamten Umfang des Luftspaltes und der Magneten aus. Die Magnetfeldlinien schließen sich in die Zeichnungsebene hinein innerhalb der Läufer- und Statorrohre zur nächsten Spulengruppe.

### 3.1 Dimensionierung der Magnete

In Permanentmagnetantrieben finden sich im Wesentlichen zwei Arten von Magneten. Im günstigen Marktsegment, wo keine hohe Leistung sondern eher das Preis-Leistungsverhältnis eine größere Rolle spielt, werden überwiegend keramische Werkstoffe (Ferrite) eingesetzt, weil diese günstig zu produzieren sind. Im Hochleistungsbereich werden hauptsächlich Neodym-Eisen-Bor-Magnete (NdFeB) verwendet. Auf Grund ihrer hohen Remanenzinduktion haben sich in diesem Anwendungsbereich die Selten-Erden-Materialien gegenüber Eisen-Aluminium-Nickel-Kobalt (AlNiCo) und keramischen Werkstoffen durchgesetzt.

Bei der Auswahl des Magnetmaterials spielen einige Faktoren eine grundlegende Rolle [3, 91]:

1. Die Remanenzinduktion ist für die spätere Kraftentwicklung des Motors entscheidend. Die Flussdichte des Erregerfeldes und damit auch die Schubkraft ist direkt proportional zur Remanenzinduktion, weshalb sie für die Güte der Maschine eine entscheidende Rolle spielt.
2. Die Koerzitivfeldstärke entscheidet über das maximale magnetische Gegenfeld, das das Material noch nicht irreparabel schädigt (siehe Kapitel 3.1.1). Damit hat auch diese Größe einen direkten Einfluss auf die Leistung des Motors, da auch die Schubkraft direkt proportional zur magnetischen Feldstärke des Stators ist.
3. Die Temperaturstabilität ist ebenfalls sehr wichtig, da bei steigender Temperatur die Remanenzinduktion und die Koerzitivfeldstärke abnimmt. Ab einer bestimmten Grenztemperatur verliert der Magnet sogar vollständig seine dauermagnetischen Eigenschaften.
4. Zuletzt ist auch die Verfügbarkeit ein wichtiges Kriterium, was sich wiederum im Preis widerspiegelt.

Für den hier untersuchten Motor wird das Nedy-Eisen-Bor-Material BMN-30H von der Firma Bomatec verwendet, das über folgende Daten verfügt:

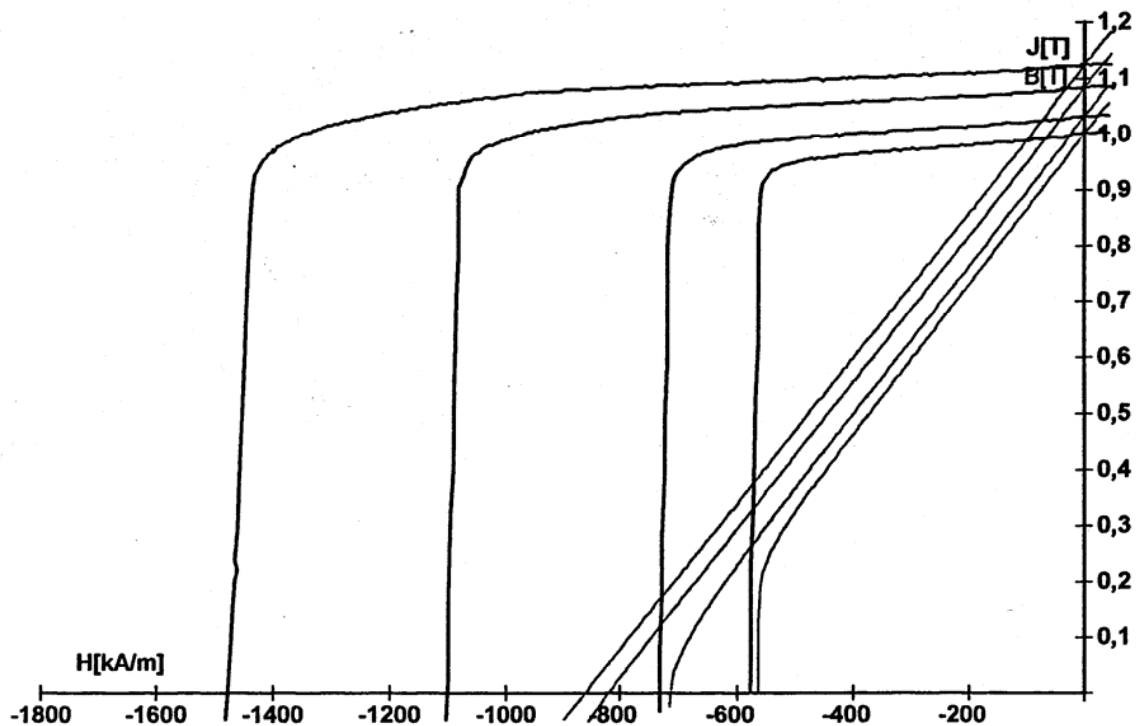


Abbildung 3.4: Kennlinie der verwendeten NdFeB-Magnete für eine Temperatur von 20, 60, 100 und 120°C. (Quelle: Fa. Bomatec)

**Remanenzinduktion  $B_{\text{rem}}$ :** 1,08-1,14 T

**Koerzitivfeldstärke  $H_{\text{cB}}$ :** 786-812 kA/m

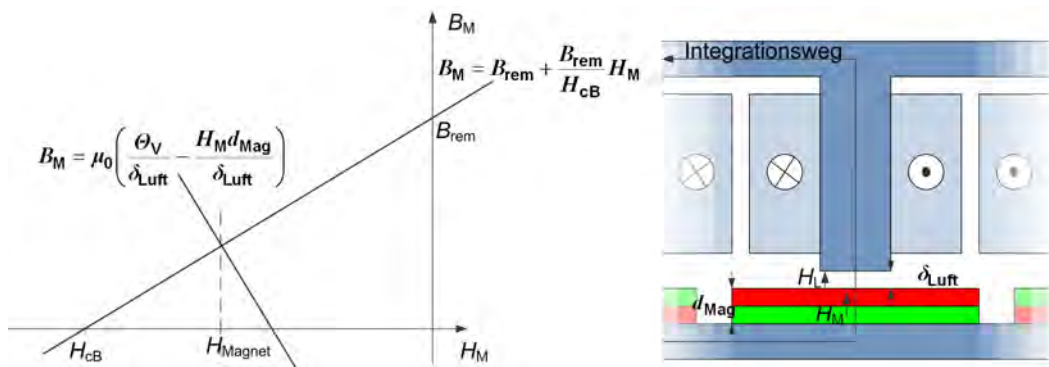
**Energiedichte  $(BH)_{\text{max}}$ :** 223-239 kJ/m<sup>3</sup>

**Max. Einsatztemperatur:** 120 °C

Abbildung 3.4 zeigt die Magnetisierungskennlinie bei vier Temperaturen. Ab einer Temperatur von 120 °C besteht die Gefahr der irreparablen Schädigung.

### 3.1.1 Berechnung der Entmagnetisierungsgrenze

Um eine Entmagnetisierung der Permanentmagnete zu verhindern, ist es erforderlich, dass das magnetische Feld, das dem permanentmagnetischen Feld entgegenwirkt, einen bestimmten Wert nicht überschreitet. Diese Entmagnetisierungsschwelle wird im Folgenden berechnet. Die magnetische Feldstärke  $H$ , die direkt an dem Magneten anliegt, muss zu jeder Zeit unterhalb der Koerzitivfeldstärke  $H_{\text{cB}}$  liegen. Selbst kürzeste Überschreitungen können zur teilweisen Entmagnetisierung führen.



**Abbildung 3.5:** Aufstellen des magnetischen Integrationsweges zur Ermittlung der Entmagnetisierungsgrenze.

Zur Berechnung der magnetischen Feldstärke, die durch den Stator verursacht wird, kann das Durchflutungsintegral entlang des in Abbildung 3.5 rechts gezeigten Weges herangezogen werden. Für den Näherungsfall ( $\mu_{\text{Fe}} \rightarrow \infty$ ) ergibt sich für den magnetischen Fluss einer Spule folgende Gleichung:

$$\Theta = H_M d_{\text{Mag}} + H_L \delta_{\text{Luft}} \quad (3.1)$$

Aus der Stetigkeit der Normalkomponente von  $B$  und aus der Beziehung  $B_M = \mu_0 \mu_r H_L$  für  $\mu_r = 1$  ergibt sich die Geradengleichung

$$B_M = \mu_0 \left( \frac{\Theta}{\delta_{\text{Luft}}} - \frac{H_M \cdot d_{\text{Mag}}}{\delta_{\text{Luft}}} \right) \quad (3.2)$$

an der Grenzfläche zwischen Magnet und Luftspalt.

Diese Gerade wird, wie in Abbildung 3.5 rechts gezeigt, in das B-H Diagramm des Magneten eingetragen und der Schnittpunkt ermittelt. Vereinfachend wird dafür die Kennlinie mit der Geradengleichung

$$B_{\text{Mag}} = B_{\text{rem}} + \frac{B_{\text{rem}}}{H_{\text{cB}}} H_{\text{Mag}} \quad (3.3)$$

linearisiert. Die maximal auftretende magnetische Feldstärke kann somit durch Umformen ermittelt werden:

$$H_{\text{Mag}} = \frac{\mu_0 \frac{\Theta_V}{\delta_{\text{Luft}}} - B_R}{\frac{B_R}{H_{\text{cB}}} - \frac{\mu_0 d_{\text{Mag}}}{\delta_{\text{Luft}}}} \leq H_{\text{cB}} \quad (3.4)$$

Um die Entmagnetisierungsschwelle einzuhalten, muss diese, wie oben beschrieben, zu je-der Zeit unter der Koerzitivfeldstärke  $H_{\text{cB}}$  bleiben.

Die bei der Bewegung des Läufers auftretenden Wirbelströme in den Magneten führen ebenfalls zur Erzeugung eines magnetischen Feldes. Dessen Größe ist jedoch im untersuchten Motor gering und wird daher nicht weiter betrachtet.

## 3.2 Dimensionierung der Spulen

Die Spulen des Stators sind, wie bereits in Kapitel 3 beschrieben, als Einzelspulen ausgeführt. Jede Spule hat daher einen eigenen Wickelkörper, um den der Spulendraht gewickelt ist und der anschließend auf den Eisenkern geschoben wird. Abbildung 3.6 zeigt einen Wickelkörper des ersten Prinzipmodells mit dem aufgewickelten Spulendraht. Nach



**Abbildung 3.6:** Aufbau einer Spule des Prinzipmodells.

dem Bewickeln wird die Spule mit einem selbstverschweißenden Band umwickelt, um sie mechanisch zu schützen. Außerdem ist der Draht mit sogenanntem Backlack beschichtet, der nach einer Erhitzung für ein Verkleben mit benachbarten Drähten sorgt und dadurch zusätzliche Stabilität bewirkt.

Durch eine erste überschlägige Rechnung zur Festlegung der Konstruktionsparameter ist eine notwendige Durchflutung von  $\Theta = 650 \text{ A}$  pro Spule ermittelt worden. Im dynamischen Fall erhöht sich diese auf  $\Theta = 2000 \text{ A}$ , um die erforderliche Beschleunigungskraft zur Verfügung zu stellen.

Zunächst wird davon ausgegangen, dass alle Spulen auf einem Homogenisierungsring elektrisch in Reihe geschaltet werden. Pro Spule steht dann bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 540 \text{ V}$  maximal eine Spannung von  $45 \text{ V}$  zur Verfügung, die zum maximalen Stromfluss im dynamischen Fall eingesetzt werden kann. Die mittlere Drahtlänge einer Windung auf dem verwendeten Wickelkörper beträgt bei einem Außenradius von  $r_a = 18 \text{ mm}$  und einem Innenradius von  $r_i = 12,5 \text{ mm}$ :

$$l_m = 2 \cdot \left( \frac{r_a - r_i}{2} + r_i \right) \cdot \pi = 76,2 \text{ mm} \quad (3.5)$$

Für die angegebene Durchflutung kann somit der Drahtdurchmesser berechnet werden:

$$d_{cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot \Theta \cdot \rho_{cu} \cdot l_m}{\pi \cdot U}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 2000 \text{ A} \cdot 0,02108 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 0,0762 \text{ m}}{\pi \cdot 45 \text{ V}}} \approx 0,30 \text{ mm} \quad (3.6)$$

Die Anzahl der Windungen ergibt sich aus der zur Verfügung stehenden Fläche im Wickelkörper dividiert durch den Querschnitt des Drahtes, der für diese Berechnung als quadratisch angenommen wird. Durch den runden Draht kann bei optimaler (maschinellem) Wicklung der Spulenraum etwa 8% besser ausgenutzt werden, was bei späterer maschineller Fertigung berücksichtigt werden muss.

$$N = \frac{26,5 \text{ mm} \cdot 11,75 \text{ mm}}{(0,335 \text{ mm})^2} = 2775 \quad (3.7)$$

Durch den Draht einer Spule fließt damit nach der Beziehung

$$I = \frac{\Theta}{N} \quad (3.8)$$

im statischen Fall der Strom von  $234 \text{ mA}$  und im dynamischen Fall der Maximalstrom von  $720 \text{ mA}$ . Die dadurch entstehende Stromdichte des Leiters liegt bei  $3,25 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  bzw.  $10,19 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ , die zur thermischen Auslegung des Motors zugrunde gelegt wird.

### 3.2.1 Verschaltung der Spulengruppen

Die Spulengruppen, die im Prinzipmodell aus jeweils acht einzelnen Wicklungen bestehen, können sowohl in einer Reihen- als auch in einer Parallelschaltung geschaltet werden. Die durch den Umrichter zu liefernde Spannung, die zum Aufbau des Magnetfeldes und zum Überwinden der Spuleninduktivität erforderlich ist, kann dadurch an den Anwendungsfall angepasst werden. Ist ein schneller Feldaufbau für eine hohe Dynamik und Beschleunigung erforderlich, können alle Spulen oder einzelne Spulengruppen parallel geschaltet werden. Dadurch wird jedoch der benötigte Strom, der durch den Umrichter zur Verfügung gestellt

werden muss, entsprechend höher. Durch diese Eigenschaft ist die Maschine mit identischen Teilen nur durch eine andere Schaltung der Wicklung in der Dynamik anpassbar.

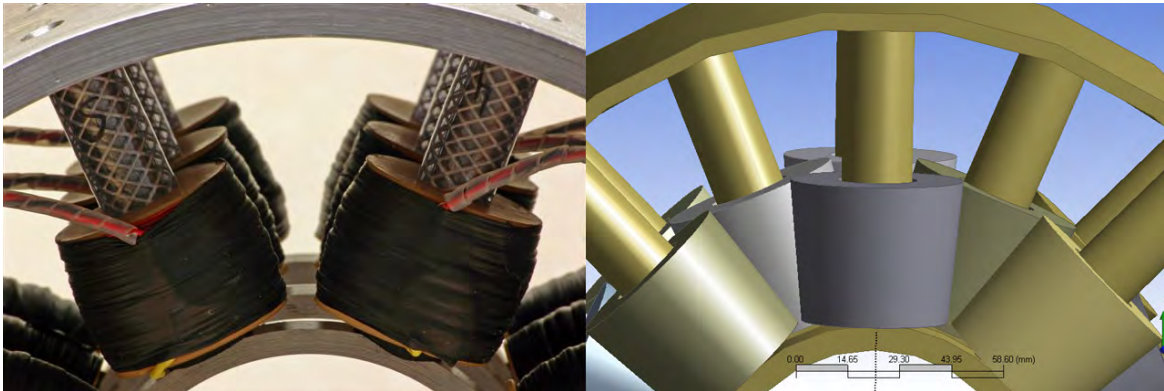
Tabelle 3.1 stellt die Möglichkeiten dar, wie ein Ring geschaltet werden kann, um das Verhalten der Maschine zu beeinflussen.

Schaltungsart	Gesamtimpedanz	benötigter Umrichterstrom	Dynamik
alle Spulen in Reihe	$8 \cdot Z$	$I_1$	gering
je 2 Spulen parallel	$4 \cdot Z$	$2 \cdot I_1$	mittel
je 4 Spulen parallel	$2 \cdot Z$	$4 \cdot I_1$	hoch
alle 8 Spulen parallel	$Z$	$8 \cdot I_1$	sehr hoch

**Tabelle 3.1:** Tabelle der verschiedenen Möglichkeiten, die Spulen eines Ringes zu schalten.

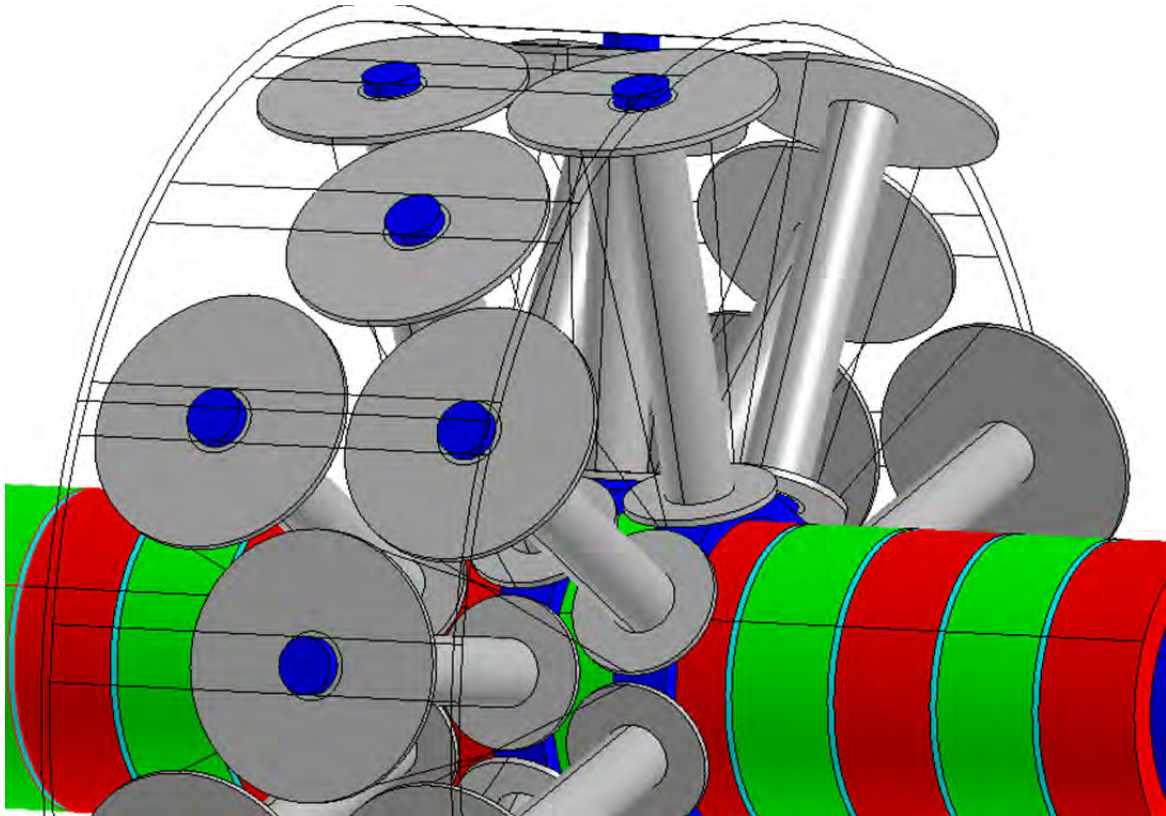
### 3.2.2 Optimierung der geometrischen Spulenanordnung

Im ersten Funktionsmuster sind die Spulen wie im Bild 3.7 links in einer Reihe angeordnet. Das nutzt den verfügbaren Spulenraum nur zu einem geringen Teil aus. Um dies zu optimieren, werden diese zueinander versetzt angeordnet, wie in dem Bild rechts dargestellt. Dadurch können die Spulen mit den Homogenisierungsringen enger zusammenrücken oder die Wickelkörper einen größeren Durchmesser bekommen. Der Freiraum über den Spulen ist zum Einsetzen einer zweiten Lage an Spulen freigehalten worden.



**Abbildung 3.7:** Anordnung der Spulen beim Funktionsmodell links und wechselweise Anordnung der Wickelkörper rechts.

Um den vorhandenen Raum innerhalb des Statorrohres noch besser auszunutzen, werden die Spulen nicht, wie bei den bisherigen Betrachtungen, zylinderförmig bewickelt, sondern die beiden Flanken des Wickelkörpers unterschiedlich groß gemacht. Dadurch werden die Spulen leicht kegelförmig gewickelt. In Abbildung 3.8 ist die größtmögliche Ausnutzung des vorhandenen Raumes dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass sowohl die obere



**Abbildung 3.8:** Optimierung der Wickelkörper.

Seitenwand des Wickelkörpers als auch die untere Seitenwand jeweils an die benachbarten Spulen heranreichen. Diese optimierte Spulenform wird in den weiteren Prototypen verwendet.





# Kapitel 4

## Berechnung der Motorkraft

Seit der Erfindung der elektrischen Maschine wird versucht, diese in mehr oder weniger genauen analytischen Modellen zu berechnen. Das Problem dabei ist, dass immer einzelne Näherungen getätigt werden müssen und eine Vielzahl von Störgrößen vernachlässigt werden. Das wird durch empirisch ermittelte Korrekturfaktoren ausgeglichen, die jedoch nur für die bekannten Maschinenformen existieren und hinreichend verifiziert sind.

Für die hier neu entwickelte Maschinenform kann daher eine analytische Berechnung nur grundlegende Abhängigkeiten erfassen und grobe Näherungen der zu erwartenden Ergebnisse liefern. Bei einer neuen Konstruktion, für die noch keine detaillierten Modelle vorliegen, bietet sich neben dem analytischen Ansatz die Anwendung von numerischen Verfahren der Feldberechnung wie zum Beispiel mit der finiten Elemente Methode an. Damit kann die hier vorliegende komplizierte Anordnung auf numerischem Wege berechnet werden.

In diesem Kapitel wird sowohl eine analytische Näherung abgeleitet als auch eine numerische Feldberechnung durchgeführt.

### 4.1 Prinzipielle Krafterzeugung von Synchronlinearmaschinen

In einer Synchronmaschine, unabhängig ob in linearer oder in rotatorischer Bauform, treten die elektromagnetische Kraft  $F_{el}$ , die Reluktanzkraft  $F_{Re}$  und die Rastkraft  $F_{Ra}$  auf. Diese Kräfte können in einem linearen System durch die Änderung der magnetischen Energie ausgedrückt werden [3],[91].

$$\vec{F} = \frac{dW_m}{dx} \vec{e}_x \quad (4.1)$$

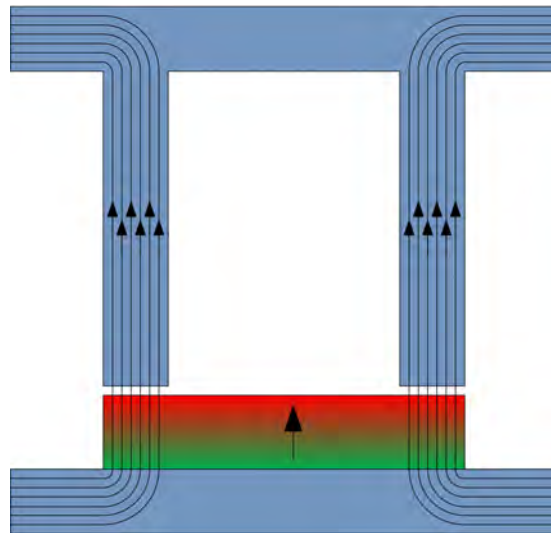
$$W_m = \frac{1}{2} \iiint \frac{1}{\mu_0 \mu_r} B^2 dV \quad (4.2)$$

Zur Vereinfachung der nachfolgenden Rechnungen werden dabei sämtliche Streuflüsse ver-

nachlässigt und die Permeabilität im Eisen wird als sehr groß angenommen. Dadurch wird die gesamte magnetische Energie im Luftspalt umgesetzt.

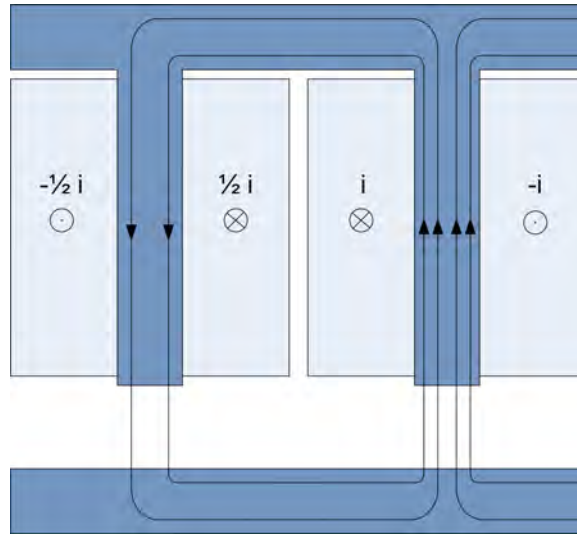
### 4.1.1 Entstehung der elektromagnetischen Kraft

Durch die Einspeisung mit einem Drehstromsystem der dreiphasig angeordneten Statorwicklung wird eine Wanderwelle erzeugt. Der Läufer folgt durch die angebrachten Permanentmagnete dieser Wanderwelle, was zu einer Kraftentwicklung führt. Um die Ausbildung des magnetischen Feldes im Motor zu verdeutlichen, werden nachfolgend die an einer ausgesuchten Position vorherrschenden Feldverläufe dargestellt.



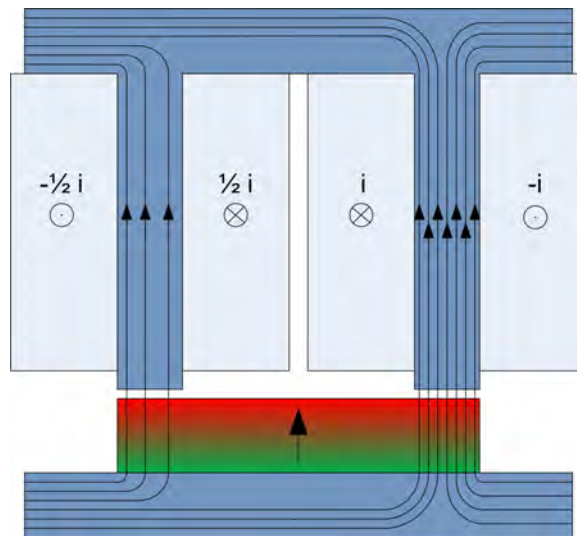
**Abbildung 4.1:** Magnetischer Fluss, der durch einen Permanentmagneten hervorgerufen wird.

In Bild 4.1 ist der magnetische Fluss, verursacht durch die Permanentmagnete des Läufers, dargestellt. Vereinfachend ist hier nur ein Magnet, der unter zwei Statorzähnen liegt, berücksichtigt. Bei mehreren Magneten oder einem anderen Verhältnis zwischen Polteilung und Magnetbreite würden sich die Flüsse der jeweiligen Magnete überlagern.



**Abbildung 4.2:** Magnetischer Fluss, der durch die bestromten Spulen hervorgerufen wird.

Bild 4.2 zeigt den magnetischen Fluss, der durch die Bestromung der Spulen erzeugt wird. Hierbei ist der Phasenwinkel von  $0^\circ$  des elektrischen Drehstromsystems dargestellt, bei dem durch eine Spule der volle Strom (rechts) und durch die anderen beiden Spulen jeweils der halbe Strom in die entgegengesetzte Richtung fließt. Dargestellt ist nur die linke der beiden Spulen.



**Abbildung 4.3:** Resultierender magnetischer Fluss durch die Überlagerung beider Teilflüsse.

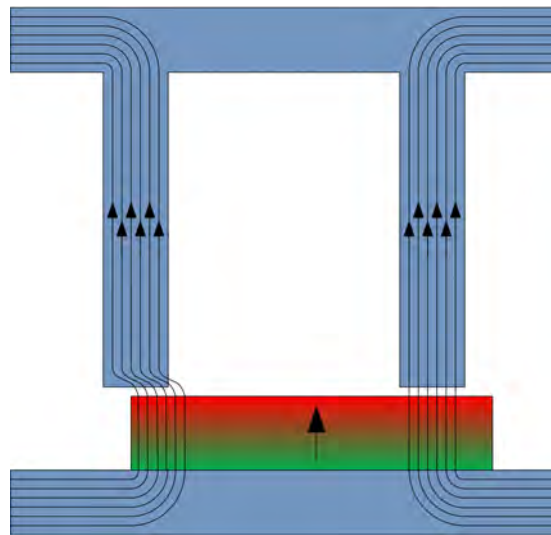
In Bild 4.3 werden die magnetischen Flüsse der beiden vorhergehenden Bilder überlagert. In dem linken Schenkel des Stators sind die Flüsse, die durch die Permanentmagneten und durch die Spule verursacht werden, entgegengesetzt, was zu einer teilweisen Aufhebung des Flusses in diesem Schenkel führt. In dem rechten addieren sich diese zu einem höheren Gesamtfluss und damit bei gleicher Fläche zu einer höheren Flussdichte. Da die magnetische Energie proportional zum Quadrat der Flussdichte ist, ist diese im rechten Schenkel

höher. Durch das Prinzip, dass das System in einen Zustand minimaler Energie strebt, wird eine Kraft erzeugt, die den Läufer nach rechts bewegt.

#### 4.1.2 Entstehung von Rastkräften

Rastkräfte werden durch die Permanentmagneten verursacht und sind unabhängig von einer Bestromung der Spulen. Verlässt ein Permanentmagnet die Polfläche des Statorpols, vergrößert sich durch die kleiner gewordene Bedeckungsfläche der magnetische Widerstand. Um den Zustand der minimalen Energie wiederherzustellen, wird eine Kraft erzeugt, die dieser Bewegung entgegengesetzt ist. Bei kontinuierlicher Bewegung des Läufers wechseln die Rastkräfte für einen Magneten bei jedem Statorzahn das Vorzeichen, je nachdem ob sich der Zahn dem Magneten annähert oder entfernt.

Abbildung 4.4 zeigt die Verschiebung des Magneten nach rechts, wodurch die linke Bedeckungsfläche des Statorpols stark vermindert wird. Auf den beweglichen Läufer mit dem Magneten wird eine Kraft nach links angreifen, um diesem Zustand entgegenzuwirken.



**Abbildung 4.4:** Verlauf der magnetischen Feldlinien, die eine Rastkraft hervorrufen.

Bei einer Motorkonstruktion mit einem unterschiedlichen Abstand der Statorzähne und der Magnete können die Rastkräfte der einzelnen Magnete sich teilweise eliminieren, so dass ihr Einfluss auf die Gesamtkraft des Motors vermindert wird. Bei dem hier vorliegendem Motor wirken die Spulenkerne mit den Homogenisierungsrings wie Zähne einer klassischen Maschine. Durch eine unterschiedliche Polteilung können daher die Rastkräfte reduziert werden.

### 4.1.3 Entstehung von Reluktanzkräften

Reluktanzkräfte entstehen durch den unterschiedlichen magnetischen Widerstand im magnetischen Kreis, der durch die Bestromung der Statorspulen aufgebaut wird. Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, kann dies in dem untersuchten Linearmotor, dessen Läufer sich über die Länge nicht verändert, nur dadurch zustande kommen, dass der Läufer über das Ende des Stators hinaus fährt. Da das kein gültiger Zustand des Motors ist, der außerdem durch die Lagerung des Läufers verhindert wird, werden Reluktanzkräfte hier nicht weiter betrachtet.

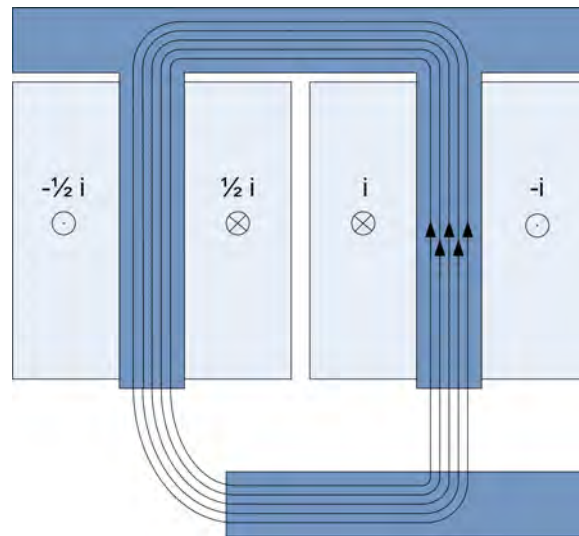


Abbildung 4.5: Verlauf der magnetischen Feldlinien, die eine Reluktanzkraft hervorrufen.

## 4.2 Analytischer Ansatz zur Berechnung der Schubkraft

Die Schubkraft elektrischer Synchronlinearmaschinen kann analog zur Umfangskraft rotierender Maschinen nach [21] und [5] wie folgt berechnet werden. Für den eisenbehafteten Synchronlinearmotor kann die Kraft durch ein Integral der tangentialen ( $H_t(x, t)$ ) und normalen Komponente ( $H_n(x, t)$ ) der magnetischen Feldstärke im Luftspalt über der Eisenbreite ( $b_{Fe}$ ) und des dreifachen Spulenabstandes ( $3\tau_{St}$ ) errechnet werden:

$$F_x(x, t) = \mu \int_0^{b_{Fe}} \int_0^{3\tau_{St}} H_t(x, t) \cdot H_n(x, t) dx dy \quad (4.3)$$

Bei der Integration wird durch den Einsatz der Homogenisierungsringe ausgenutzt, dass die Feldverteilung im Luftspalt gleichmässig ist (siehe Kapitel 3). Dabei wird angenommen, dass die wirksame Breite von Statorblech und Erregermagnet gleich ist. Dies ist bei dem hier vorliegendem zylinderförmigen Aufbau nicht gegeben. Auf Grund des geringen Luftspaltes und des dazu verhältnismässig großen Radius des Läufers kann dennoch diese Beziehung

genutzt werden, indem für weitere Berechnungen mit dem mittleren Luftspaltumfang als Eisenbreite  $b_{FE}$  gerechnet wird.

Die Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke im Luftspalt kann durch Anwendung des Durchflutungsgesetzes bestimmt werden:

$$H_t(x, t) = A(x, t) - H_{t,Fe}(x, t) \quad (4.4)$$

$A(x, t)$  ist der Strombelag. Wenn die nichtlinearen Sättigungseffekte des Eisens vernachlässigt werden können ( $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$ ), kann  $H_{t,Fe}(x, t)$  in der Formel 4.4 weggelassen werden. Damit ist

$$H_t(x, t) = A(x, t) \quad (4.5)$$

Die Normalkomponente der magnetischen Induktion lässt sich direkt durch die magnetische Feldstärke im Luftspalt ausdrücken:

$$B_n(x, t) = \mu_0 \cdot H_n(x, t) \quad (4.6)$$

Unter Berücksichtigung des zylindrischen Aufbaus und damit des konstanten Umfanges des Luftspaltes lässt sich die Kraft mit der folgenden Gleichung ausdrücken:

$$F_x(x, t) = b_{Fe} \int_0^{3\tau_{St}} A(x, t) \cdot B(x) dx \quad (4.7)$$

Die Integration wird über drei Spulengruppen durchgeführt, da ein Längenmodul genau einem Drehstromsystem mit drei Statorzähnen entspricht. Die magnetische Induktion  $B(x)$  ist nicht mehr zeitlich abhängig, da diese durch die Permanentmagneten erzeugt wird. Die Kraft des Linearmotors ist damit nur noch von dem Strombelag des Stators und der magnetischen Induktion des Rotors abhängig, die in den folgenden Unterkapiteln bestimmt werden.

### 4.2.1 Bestimmung des Statorstrombelages eines Längenmoduls

Bei dem hier untersuchten Linearmotor besteht der Stator aus diskret gewickelten Spulen, die auf die Zähne, die als runde Spulenkerne ausgeführt sind, aufgeschoben sind. Näheres zum Aufbau des Motors befindet sich in Kapitel 3. Diese Art der Wicklung kann, auf den rotorischen Synchronmotor bezogen, als eine Art von Zweischichtwicklung angesehen werden, da sich auf jeder Seite des Zahns zwei unterschiedliche Spulenseiten, die Ströme unterschiedlicher Phasenzugehörigkeit führen, befinden.

Um die Statorstrombeläge zu berechnen, ist es sinnvoll, die Ströme in einer Nut zusammenzufassen und sie entlang der Nut vereinfachend als gleichverteilt anzusehen.

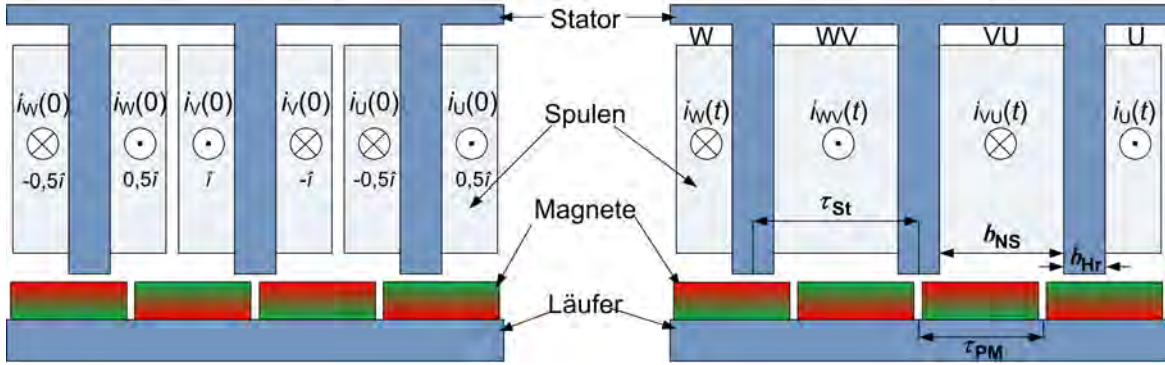


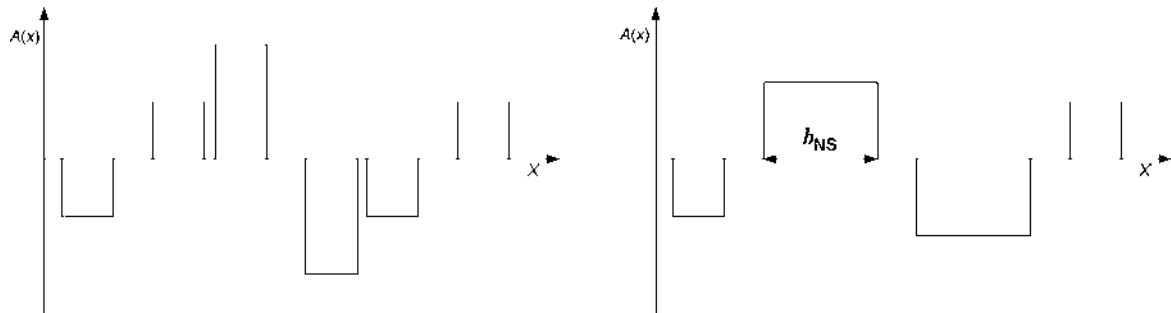
Abbildung 4.6: Zusammenfassung der Ströme pro Pol.

In Abbildung 4.6 ist beispielhaft ein Drehstromsystem mit den drei Spulen dargestellt, das zu einem festen Zeitpunkt  $t=0$  gespeist wird. In diesem Zeitpunkt ist der Strom durch die Spule  $v$  genau doppelt so groß wie der Strom durch die anderen Spulen  $u$  und  $w$ . Im rechten Teilbild von Abbildung 4.6 werden die Ströme in jeder Nut zu den Rechengrößen  $i_w(t)$ ,  $i_{wv}(t)$ ,  $i_{vu}(t)$ ,  $i_u(t)$  zusammengefasst.

$$\begin{aligned}
 i_w(t) &= \hat{i} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{wv}(t) &= \hat{i} \cdot \left[-\cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_0 t)\right] \\
 i_{vu}(t) &= \hat{i} \cdot \left[-\cos(\omega_0 t) + \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\
 i_u(t) &= -\hat{i} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Der sich ergebene Statorstrombelag kann mathematisch als abschnittsweise definierte Funktion dargestellt werden.

$$A(X) = \begin{cases} \frac{i_w(t) \cdot n}{b_{NS}} & \text{für } 0 < x \leq \frac{1}{2} \cdot b_{NS} \\ \frac{i_{wv}(t) \cdot n}{b_{NS}} & \text{für } \frac{1}{2} \cdot b_{NS} + b_{HR} < x \leq \frac{3}{2} \cdot b_{NS} + b_{HR} \\ \frac{i_{vu}(t) \cdot n}{b_{NS}} & \text{für } \frac{3}{2} \cdot b_{NS} + 2 \cdot b_{HR} < x \leq \frac{5}{2} \cdot b_{NS} + 2 \cdot b_{HR} \\ \frac{i_u(t) \cdot n}{b_{NS}} & \text{für } \frac{5}{2} \cdot b_{NS} + 3 \cdot b_{HR} < x \leq \frac{6}{2} \cdot b_{NS} + 3 \cdot b_{HR} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.9}$$



**Abbildung 4.7:** Verteilung des Statorstrombelages der einzelnen Spulen (links) und der zusammengefassten Rechengröße (rechts) über der Nutbreite.

Die vorstehend definierten Strombeläge lassen sich als eine stetige Funktion unter Verwendung einer Fourierreihe entwickeln [22]:

$$A(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ a_n \cdot \cos \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{St}} x \right) + b_n \cdot \sin \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{St}} x \right) \right] \quad (4.10)$$

Nach der Berechnung der Fourier-Koeffizienten

$$a_0 = \frac{2}{3\tau_{St}} \int_{-1,5\tau_{St}}^{1,5\tau_{St}} A(x) dx \quad (4.11)$$

$$a_n = \frac{2}{3\tau_{St}} \int_{-1,5\tau_{St}}^{1,5\tau_{St}} A(x) \cdot \cos \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{St}} x \right) dx \quad (4.12)$$

$$b_n = \frac{2}{3\tau_{St}} \int_{-1,5\tau_{St}}^{1,5\tau_{St}} A(x) \cdot \sin \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{St}} x \right) dx \quad (4.13)$$

lässt sich die Fourier-Reihe des Statorstrombelages wie folgt angeben:



$$\begin{aligned}
A(x, t) &= \frac{b_{\text{NS}} \cdot w_{\text{S}}}{3\tau_{\text{St}} \cdot b_{\text{NS}}} \cdot \left( \frac{1}{2} i_{\text{W}}(t) + i_{\text{WV}}(t) + i_{\text{VU}}(t) + \frac{1}{2} i_{\text{U}}(t) \right) \\
&+ \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{w_{\text{S}}}{n \cdot b_{\text{NS}} \cdot \pi} \cdot \left( i_{\text{W}}(t) \cdot \left[ \sin \left( -\frac{1}{3} n\pi \cdot \left( 2 - \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) - \sin(-n\pi) \right] \right. \right. \\
&+ i_{\text{WV}}(t) \cdot \left[ \sin \left( -\frac{1}{3} n\pi \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) - \sin \left( \frac{1}{3} n\pi \cdot \left( \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} - 2 \right) \right) \right] \\
&+ i_{\text{VU}}(t) \cdot \left[ \sin \left( \frac{1}{3} n\pi \cdot \left( 2 - \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) - \sin \left( \frac{1}{3} n\pi \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right] \\
&+ i_{\text{U}}(t) \cdot \left[ \sin(n\pi) - \sin \left( \frac{1}{3} n\pi \left( 2 + \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) \right] \left. \right\} \\
&\cdot \cos \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{\text{St}}} x \right) \\
&+ \frac{w_{\text{S}}}{n \cdot b_{\text{NS}} \cdot \pi} \cdot \left( i_{\text{W}}(t) \cdot \left[ \cos \left( -\frac{1}{3} n\pi \cdot \left( 2 - \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) - \cos(-n\pi) \right] \right. \\
&+ i_{\text{WV}}(t) \cdot \left[ \cos \left( -\frac{1}{3} n\pi \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) - \cos \left( \frac{1}{3} n\pi \cdot \left( \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} - 2 \right) \right) \right] \\
&+ i_{\text{VU}}(t) \cdot \left[ \cos \left( \frac{1}{3} n\pi \cdot \left( 2 - \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) - \cos \left( \frac{1}{3} n\pi \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right] \\
&+ i_{\text{U}}(t) \cdot \left[ \cos(n\pi) - \cos \left( \frac{1}{3} n\pi \left( 2 + \frac{b_{\text{Hr}}}{\tau_{\text{St}}} \right) \right) \right] \left. \right\} \\
&\cdot \sin \left( n \frac{2\pi}{3\tau_{\text{St}}} x \right) \left. \right\} \tag{4.14}
\end{aligned}$$

Aus der Fourier-Reihe lässt sich nun auch das Oberwellenspektrum des Statorstrombelages angeben. Neben der Grundwelle liefert auch die zweite Oberwelle einen erheblichen Beitrag zum Statorstrombelag (siehe Abbildung 4.8).

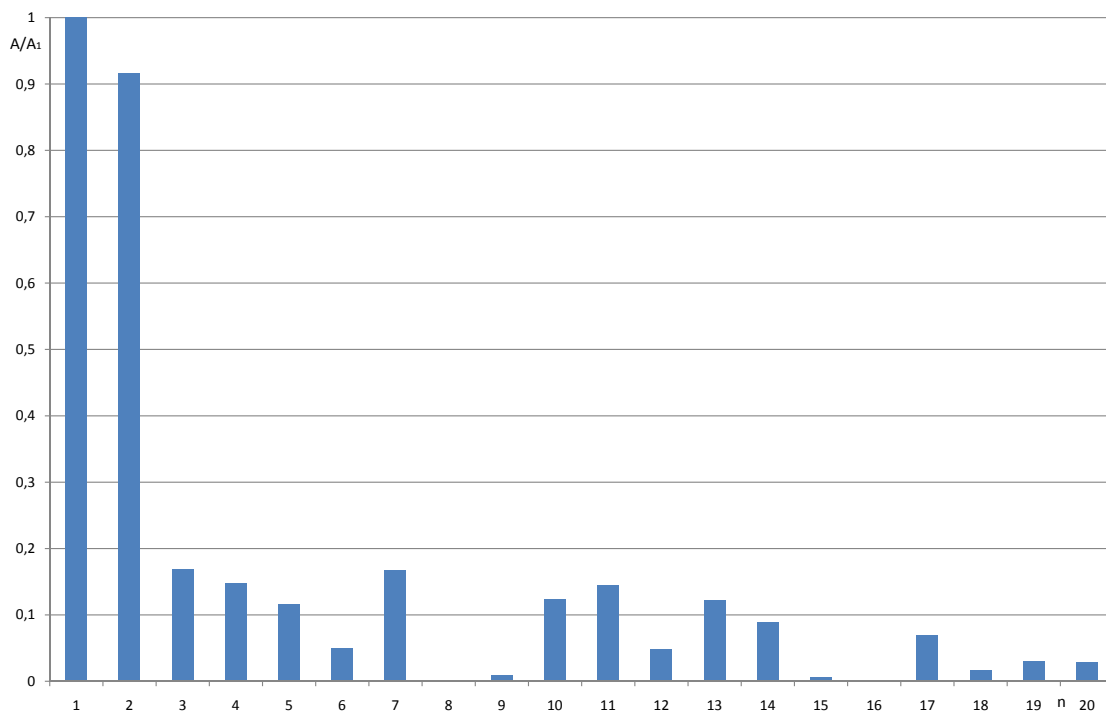


Abbildung 4.8: Amplitudenspektrum des Statorstrombelages eines Längenmoduls.

## 4.2.2 Bestimmung der magnetischen Induktion des Rotors

Zur Bestimmung der magnetischen Induktion des Rotors muss zunächst die Feldverteilung der Permanentmagnete bestimmt werden. Direkt an der Oberfläche der Magnete kann diese durch ein rechteckförmiges Feld mit der maximalen Amplitude  $\hat{B}$  angenähert werden, das sich über die ganze Magnetoberfläche erstreckt. Zwischen den Magneten, deren Polarität sich jeweils umkehrt, wird die Feldstärke in radialer Richtung als Null angenommen. Durch die geringe axiale Länge der Distanzstücke zwischen den Magneten  $l_{Dr}$  kann dies ohne großen Fehler angenähert werden. Das entstehende Feld zweier Magnete ist idealisiert in Abbildung 4.9 dargestellt.

Die Grundwellenamplitude der Luftspaltinduktion an der Statoroberfläche  $B_1$  lässt sich nach [23] berechnen:

$$\hat{B}_1 = \frac{4}{\pi} B_R \cdot \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \frac{\tanh(k \cdot d_{Mag})}{\mu_r \sinh(k \cdot k_C \cdot \delta_{Luft}) + \cosh(k \cdot k_C \cdot \delta_{Luft}) \tanh(k \cdot d_{Mag})} \quad (4.15)$$

Dabei ist:

- $B_R$  die Remanenzflussdichte
- $\alpha$  die Polbedeckung

$$\alpha = \frac{l_{Mag}}{\tau_{PM}} \quad (4.16)$$

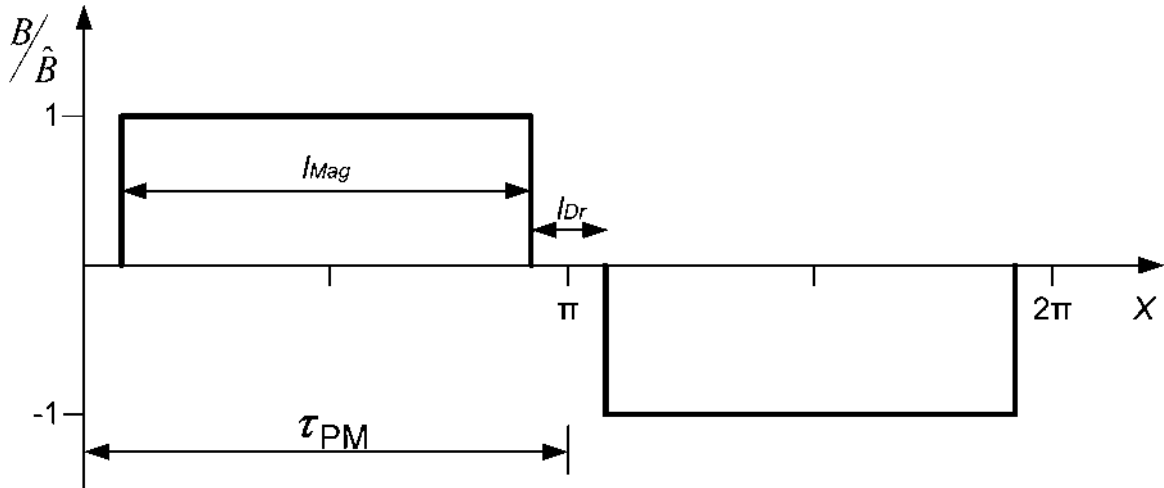


Abbildung 4.9: Feldverteilung der Permanentmagneten.

- $k$  die Wellenzahl

$$k = \frac{\pi}{\tau_{PM}} \quad (4.17)$$

- $k_C$  der Carterfaktor

$$k_C = \frac{\tau_{St}}{\tau_{St} - \delta_{Luft} \cdot \frac{\left(\frac{b_{NS}}{\delta_{Luft}}\right)^2}{5 + \frac{b_{NS}}{\delta_{Luft}}}} \quad (4.18)$$

- $\delta_{Luft}$  die Dicke des Luftspaltes,
- $d_{Mag}$  die Dicke der Magnete

Die Maximalamplitude der Grundwelle der Luftspaltinduktion berechnet sich damit zu  $\hat{B}_1 = 0,94T$ . Für die Grundwelle ergibt sich somit ebenfalls nach [23] die Gleichung:

$$B_1(x) = \frac{4}{\pi} \cdot \hat{B}_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{l_{Dr}}{\tau_{PM}}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau_{PM}}x\right), \quad (4.19)$$

Für die gesamte Luftspaltinduktion kann wieder eine Fourierreihe entwickelt werden, die sich mit  $\nu = 2n + 1$  und  $n = 0, 1, 2, \dots$  auf folgende Form reduziert:

$$B(x) = \frac{4 \cdot \hat{B}}{\pi} \cdot \sum_{\nu} \left[ \frac{1}{\nu} \cdot \cos\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{l_{Dr}}{\tau_{PM}}\right) \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{\tau_{PM}}x\right) \right] \quad (4.20)$$

Für den hier entwickelten Prototypen werden Magnete mit folgenden Daten verwendet:

- Remanenzflussdichte  $B_R = 1,1 T$
- relative Permeabilität  $\mu_r = 1,1$

- Dicke der Magnete  $d_{Mag} = 9 \text{ mm}$
- Dicke des Luftspaltes  $\delta_{Luft} = 2 \text{ mm}$

Mit diesen Daten ergibt sich das in Abbildung 4.10 dargestellte Oberwellenspektrum.

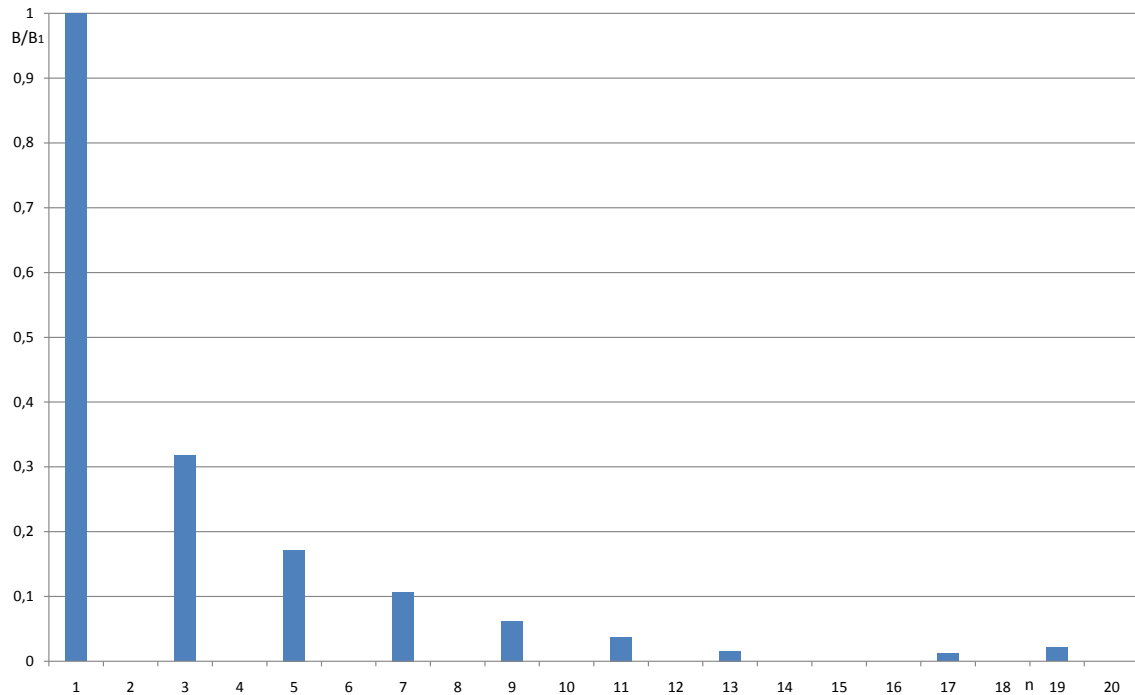


Abbildung 4.10: Amplitudenspektrum der Luftspaltinduktion des Rotors.

### 4.2.3 Ergebnis der analytischen Kraftberechnung

Mit Hilfe der oben gezeigten Beziehungen für den Statorstrombelag und der magnetischen Induktion des Rotors kann die Schubkraft des Linearmotors für den Prototypen berechnet werden. Abbildung 4.11 zeigt die berechnete Kraft für ein Längenmodul des Linearmotors mit einer Durchflutung von 600 Amperewindungen. Die Kraft beträgt 280 bis 330 N und weist eine geringe Oszillation auf.

Diese analytisch hergeleitete Kraft kann auf Grund der Vielzahl an Vereinfachungen und Näherungen nur für einen ersten Entwurf herangezogen werden.

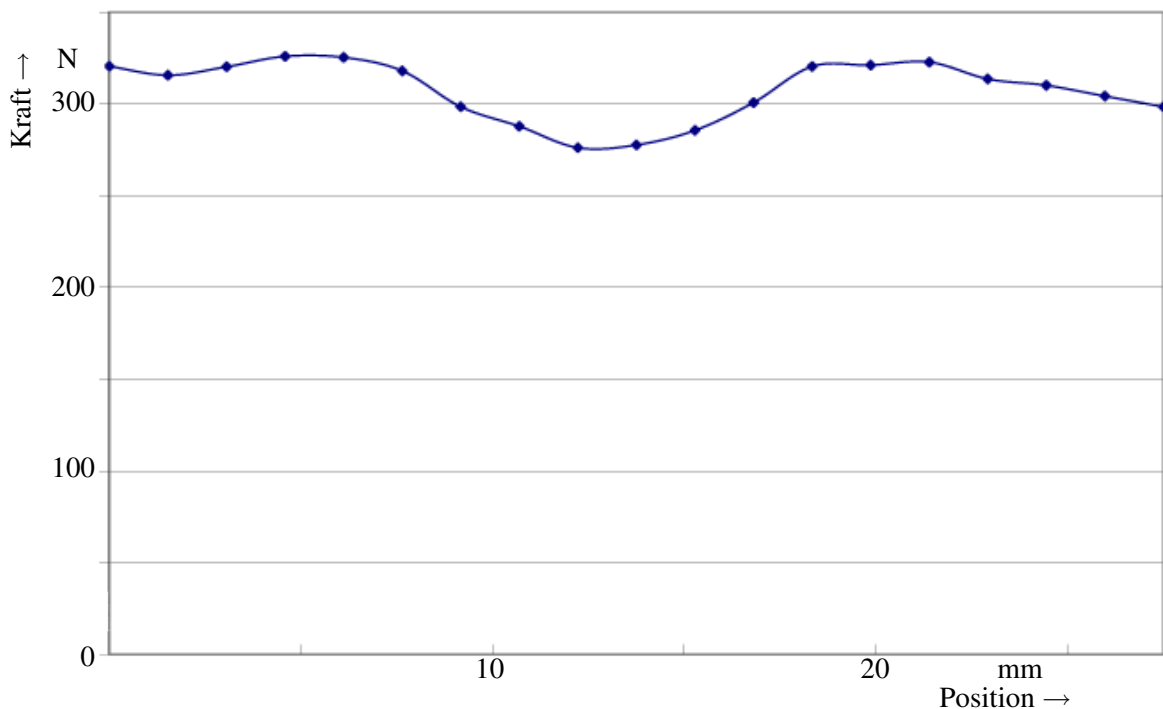


Abbildung 4.11: Analytisch berechnete Schubkraft.

### 4.3 Numerische Feldberechnung

Um möglichst genaue Verläufe der magnetischen Induktion sowie der auf den Rotor wirkenden Kraft zu erhalten, wird der untersuchte Linearmotor mit Hilfe der numerischen Feldberechnung betrachtet. Dadurch können die Einflüsse des diskreten Aufbaus der Statorpole und der Homogenisierungsringe sowie die Endeffekte erfasst werden. Da die hier untersuchte Motorart vorwiegend als Stellantrieb mit Haltefunktion angewandt wird, interessiert insbesondere das quasistationäre Verhalten. Das dynamische Verhalten der Maschine zwischen den einzelnen Haltepositionen spielt sich nur in wenigen Millisekunden ab und ist für die Funktion des Motors von untergeordneter Bedeutung.

Die Simulation des Linearmotors wird mit der Methode der finiten Elemente mit dem Programm ANSYS in den Versionen 9 bis 11 durchgeführt. Mit diesem FEM-Programm lassen sich statische und dynamische Berechnungen sowie Strukturoptimierungen oder Stabilitätsberechnungen durchführen.

Der theoretische Hintergrund der finiten-Elemente-Methode ist in vielen Publikationen bereits hinreichend beschrieben und wird daher in dieser Arbeit nicht thematisiert.

Für den Erstentwurf ist ein 2D-Modell des Motors vollkommen ausreichend und gegenüber einem 3D-Modell vorzuziehen, da es erheblich weniger Knoten enthält und daher die Rechenzeit signifikant geringer ist. Bei der Reduktion auf zwei Dimensionen geht allerdings der besondere Aufbau mit den sternförmig angeordneten Spulen verloren, weshalb Optimierungsberechnungen, die die Auswirkungen eben dieser Spulenordnung zum Ziel haben, in 3D durchgeführt werden müssen.

Bei der Erstellung des Modells müssen noch Entscheidungen über die Vernetzung und Auswahl der Elementtypen und Materialeigenschaften getroffen werden.

### 4.3.1 Aufbau eines 2D-Modells

Abbildung 4.12 zeigt das Modell eines Längenmoduls mit einem entsprechend längeren Läufer. Durch die Rotationssymmetrie ist nur eine Hälfte des Motors modelliert. Die gewonnenen Ergebnisse werden vom Simulationsprogramm automatisch auf das komplette Modell umgerechnet. Nach dem Aufbau der Geometrie wird den einzelnen Flächen die entsprechenden Materialeigenschaften zugewiesen. Die Spulen werden durch die eingepprägten Stromdichten erfasst. In der Abbildung 4.12 sind die Metallteile rot dargestellt. Die Spulen sind gelb und die Magnete grün gezeichnet.

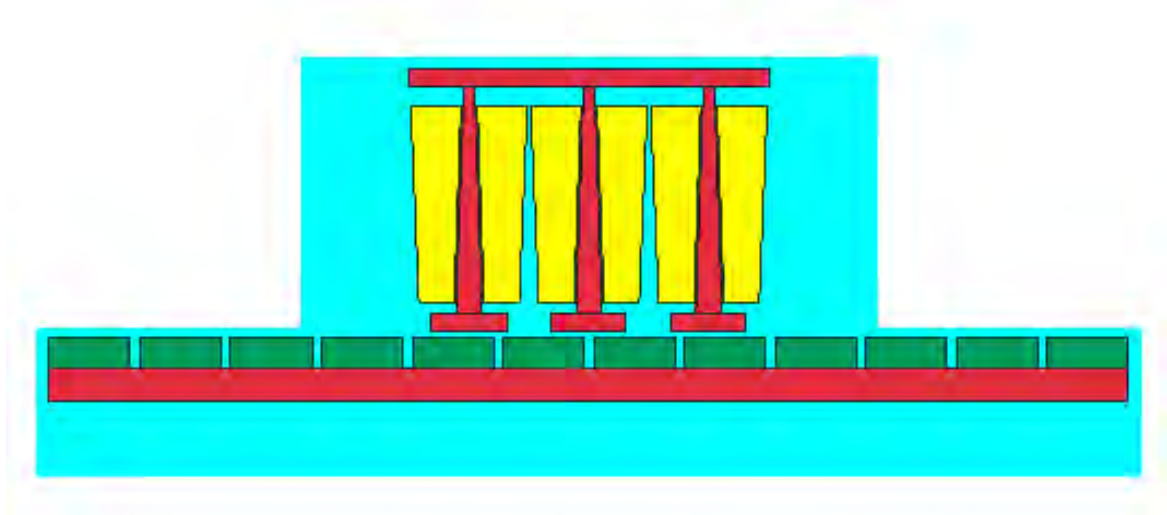


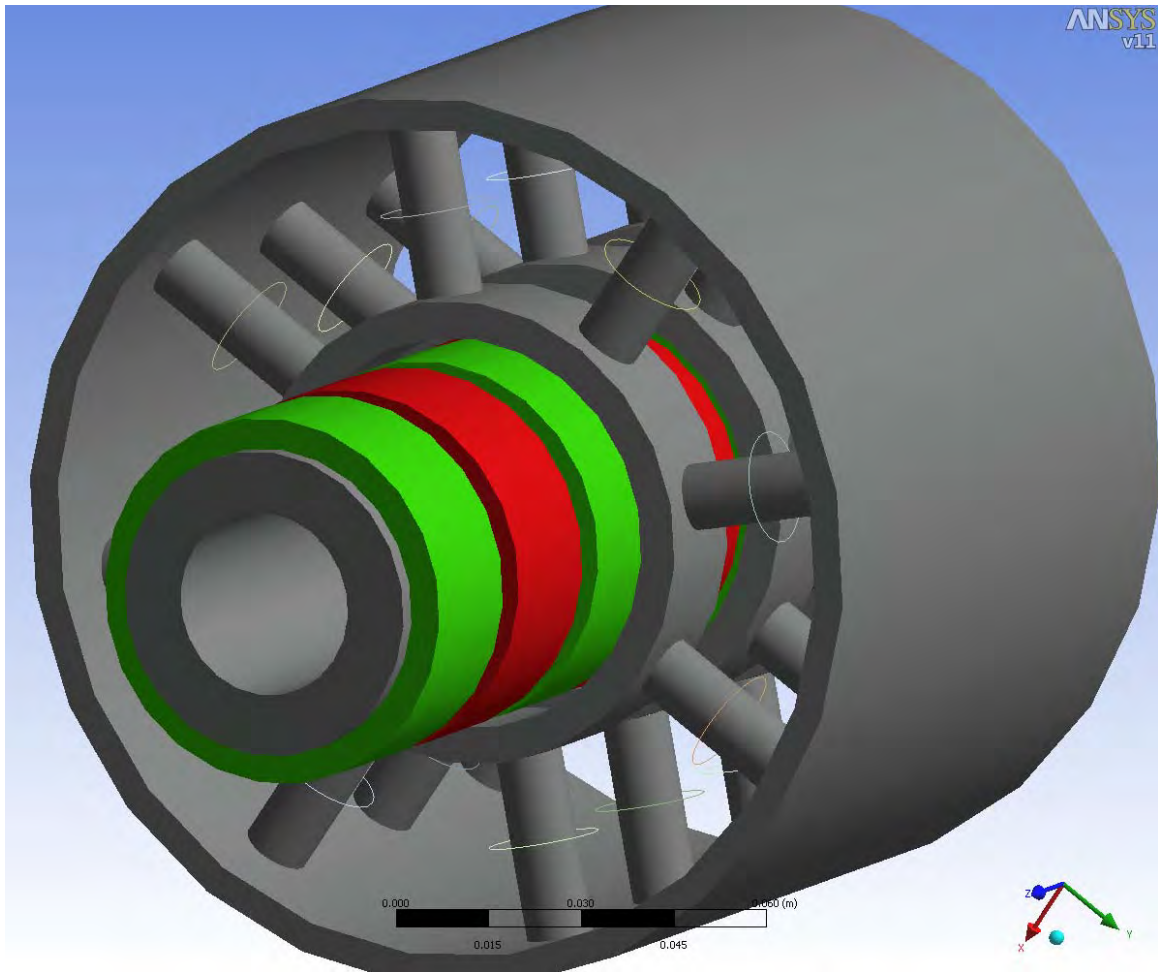
Abbildung 4.12: 2D-Modell des Linearmotors.

Auf Grund der zweidimensionalen Modellierung müssen einige Bauteile des Linearmotors deutlich vereinfacht und auf eine virtuelle Ersatzfläche umgerechnet werden. Die Spulenkern, die in der Realität zylinderförmig aufgebaut sind, werden hier als Scheiben, die zum oberen Rand des Motors spitz zulaufen, abgebildet, da proportional zum Umfang der Maschine der Metallanteil mit steigendem Radius abnimmt. Die versetzte Anordnung der Spulen kann in einer 2D-Darstellung ebenfalls nicht erfasst werden, da sich die Spulen überlapen würden. Um dennoch realitätsnahe Ergebnisse zu bekommen, müssen die Stromdichten auf die virtuellen Ersatzflächen umgerechnet werden.

### 4.3.2 Aufbau eines vollständigen 3D-Modells

Für eine präzise Berechnung des Motors reicht das 2D-Modell nicht aus. Deshalb ist es sinnvoll, ein vollständiges 3D-Modell zu erstellen, um die Feld- und Kraftverteilung unter

Berücksichtigung der besonderen Motorgeometrie zu berechnen.



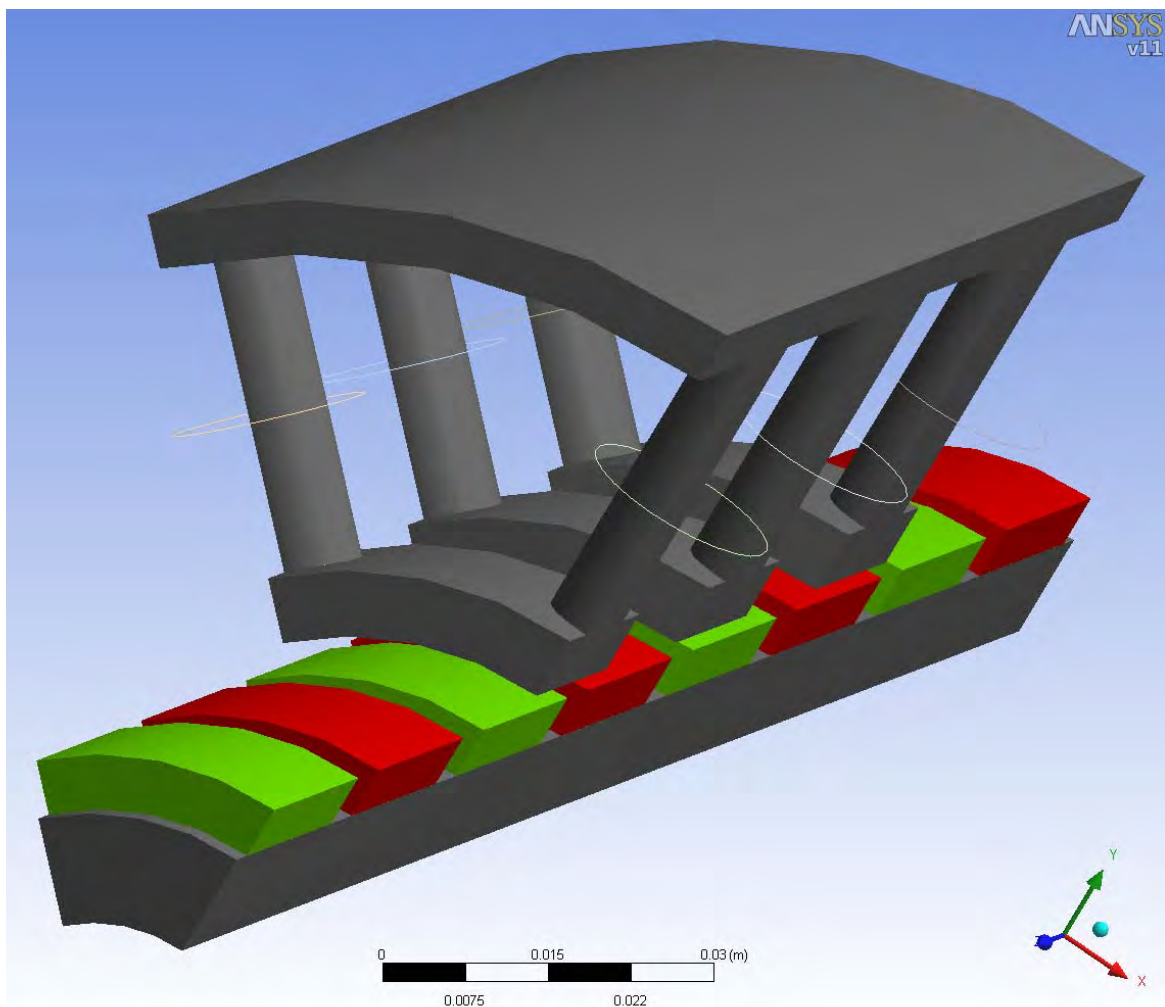
**Abbildung 4.13:** Vollständiges 3D-Modell des untersuchten Linearmotors.

Das in Abbildung 4.13 dargestellte Modell umfasst sowohl den Läufer als auch den Stator des Linearmotors. Die Permanentmagnete sind je nach Magnetisierungsrichtung in rot bzw. in grün dargestellt und befinden sich direkt auf dem Eisenrohr des Läufers. Das Eisen des Läufers und des Stators ist in grau dargestellt. Die Spulen sind in diesem Modell nur durch Linienleiter, die um die Spulenkern des Stators gelegt sind, modelliert. Einflüsse durch den Wicklungsaufbau werden hier vernachlässigt.

### 4.3.3 Reduktion des 3D-Modells auf ein Achtel des Statorumfangs

Die Abbildungen des Vollmodells geben ein vollständiges und anschauliches Bild der Feldverläufe der Maschine, was eine Hilfe beim Verständnis des neuartigen Motors ist. Die hierfür benötigten Rechenzeiten sind jedoch sehr lange, sodass für die Optimierung der Auslegung das Modell auf ein Achtel des Motorumfangs reduziert wird. Dies ist auf Grund der Symmetrie in tangentialer Richtung zulässig. Dazu wird das Modell genau durch zwei

Spulenkern geschnitten. Die erhaltenen Ergebnisse werden auf den vollen Umfang hochgerechnet.



**Abbildung 4.14:** Achtermodell des untersuchten Linearmotors.

Wie beim Vollmodell sind auch beim Achtermodell die Spulen nur durch Linienleiter um die Spulenkern modelliert.

### 4.3.4 Vernetzung

Die Simulationsumgebung Ansys kann ein vorgegebenes Modell vollautomatisch vernetzen, was jedoch nur für sehr einfache Modelle gute Ergebnisse liefert. Die automatisierte Vernetzung kann jedoch gut genutzt werden, wenn die Maschenweite in den relevanten Bereichen manuell angepasst wird. Diese Vorgehensweise wird hier angewendet.

Der Luftspalt zwischen Läufer und Stator wird bei den hier dargestellten Simulationen mit einer Weite von 0,25 mm vernetzt, wobei die Schrittweite der Kontaktfläche auf Grund der



möglichen Verschiebung auf 1 mm gesetzt wird. Dadurch bleiben bei einer Verschiebung in der Schrittweite von 1 mm die Gitternetzlinien konstant. Die übrigen Teilbereiche werden mit einer Maschenweite von 1 bzw. 2 mm versehen. Das 2D-Modell erhält dadurch etwa 45000 Knoten.

### 4.3.5 Auswahl der Elementtypen

Die unterschiedlichen Bereiche des Modells erfordern eine angepasste Auswahl des jeweiligen Elementtyps, da jeder Typ besondere Eigenschaften hat, die sich für die hier gestellte Aufgabe eignen. Die metallischen Flächen des Stators und des Läufers werden mit dem Typ PLANE13 aufgebaut, da dieser Rotationssymmetrische Strukturen nachbilden kann. Außerdem kann ihm eine nichtlineare magnetische Materialeigenschaft zugewiesen werden.

Die Verschiebungsfläche zwischen Stator und Läufer wird mit dem Elementtyp TARGE169<sup>1</sup> und CONTA172<sup>1</sup> modelliert, da diese Typen eine Positionsverschiebung erfassen können. Sie ermöglichen eine einfache Modellierung der Kontaktfläche und konvergieren sehr gut. Der an dieser Stelle benötigte Rechenaufwand ist gering.

### 4.3.6 Zuweisung von Materialeigenschaften

Bei der Zuweisung der Materialeigenschaften ist für die hier beschriebene stationäre Simulation im Wesentlichen die magnetische Permeabilität relevant. Für die nichtmagnetischen Werkstoffe wird eine relative Permeabilitätszahl von  $\mu_r = 1$  eingestellt. Das Magnetmaterial erhält  $\mu_r = 1,1$  und für die Nachbildung der permanentmagnetischen Eigenschaften ein  $B_{\text{rem}} = 1,1$  T und eine Koerzitivfeldstärke von  $H_{\text{cB}} = 800 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$  (siehe Kapitel 3.1). Dem Eisenmaterial wird die in Abbildung 4.15 dargestellte B-H Kennlinie, die dem Material ST37-2 entspricht, zugewiesen.

### 4.3.7 Auswertung der Feldbilder

Um ein besseres Verständnis der Feldverläufe zu erhalten, werden die Flussdichten im Stator und im Läufer in dem folgenden Beispiel vorerst getrennt dargestellt.

In Abbildung 4.16 ist das reduzierte Modell für den Zustand der Felderregung durch die Permanentmagneten dargestellt. Die Spulen sind nicht stromführend und die angezeigte Flussdichte entsteht ausschließlich durch die Permanentmagneten. Die Magnete erzeugen eine Flussdichte in radialer Richtung, die durch die Spulenkern und das Statorrohr geführt wird. Das mittlere Statorsegment wird kaum durchflossen, da es in diesem Beispiel genau zwischen zwei Permanentmagneten liegt.

---

<sup>1</sup>Ansys Definition für eine 2D Oberfläche, die einen Kontakt zu einer anderen Oberfläche modelliert.

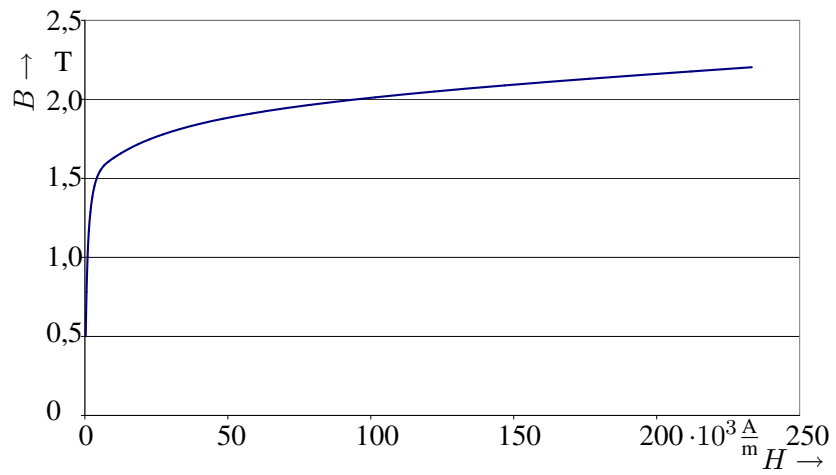


Abbildung 4.15: B-H Kennlinie von dem verwendeten Stahl ST37-2.

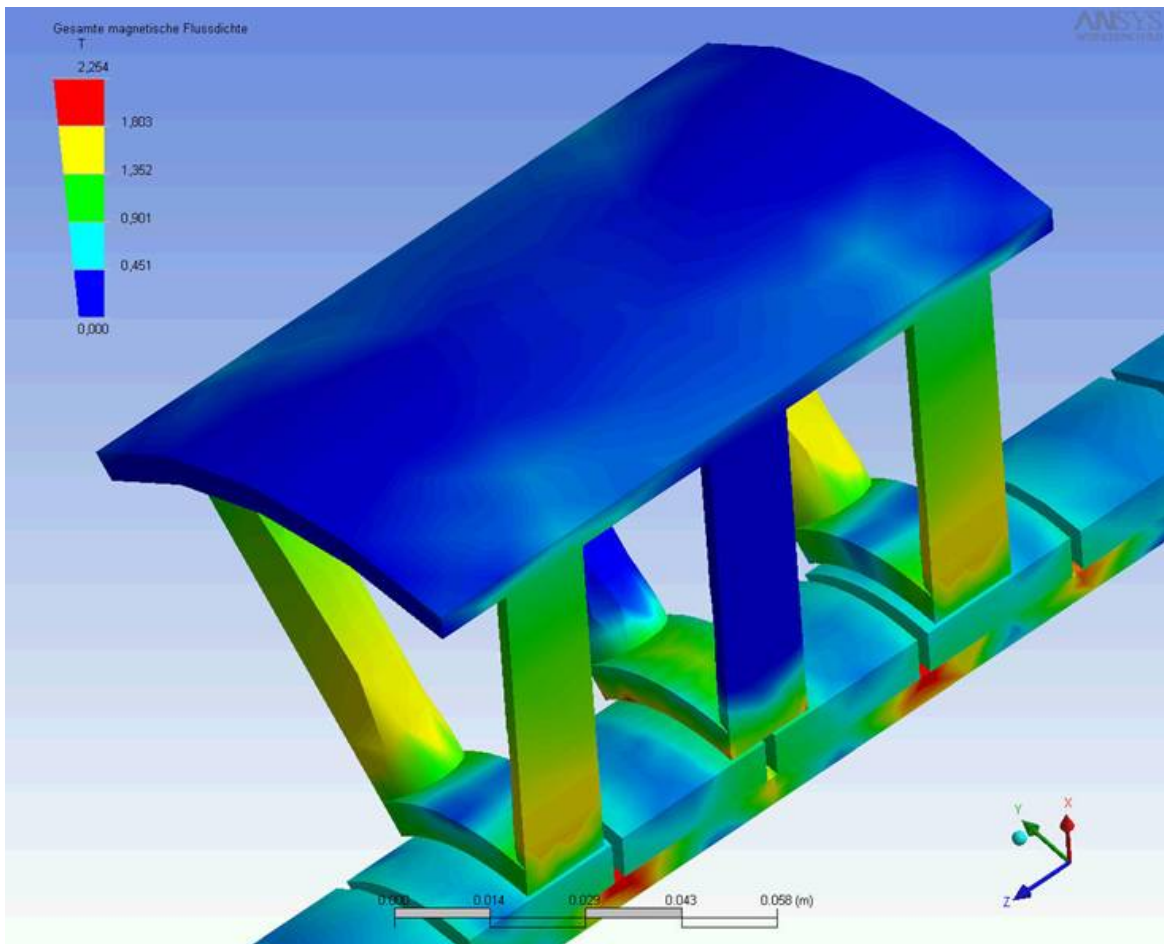
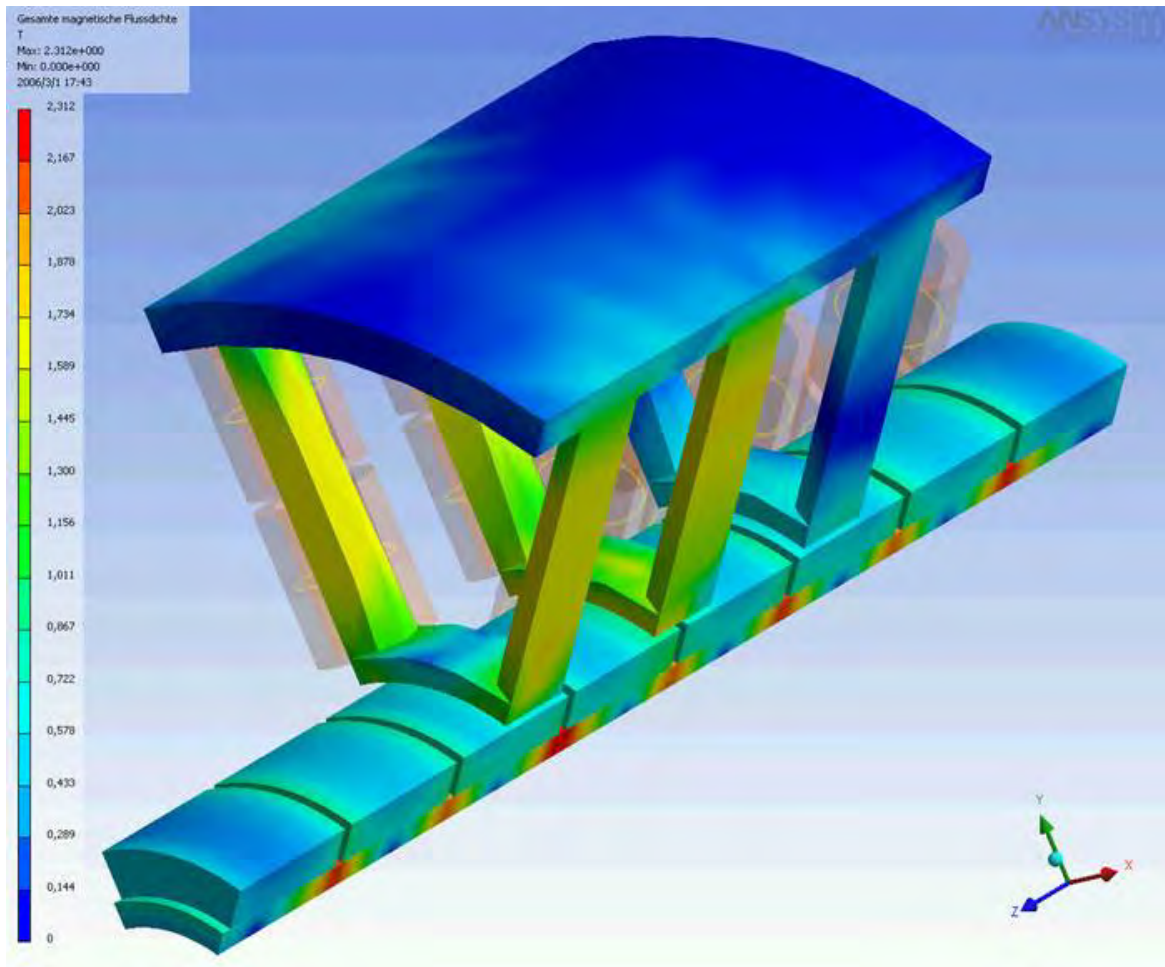


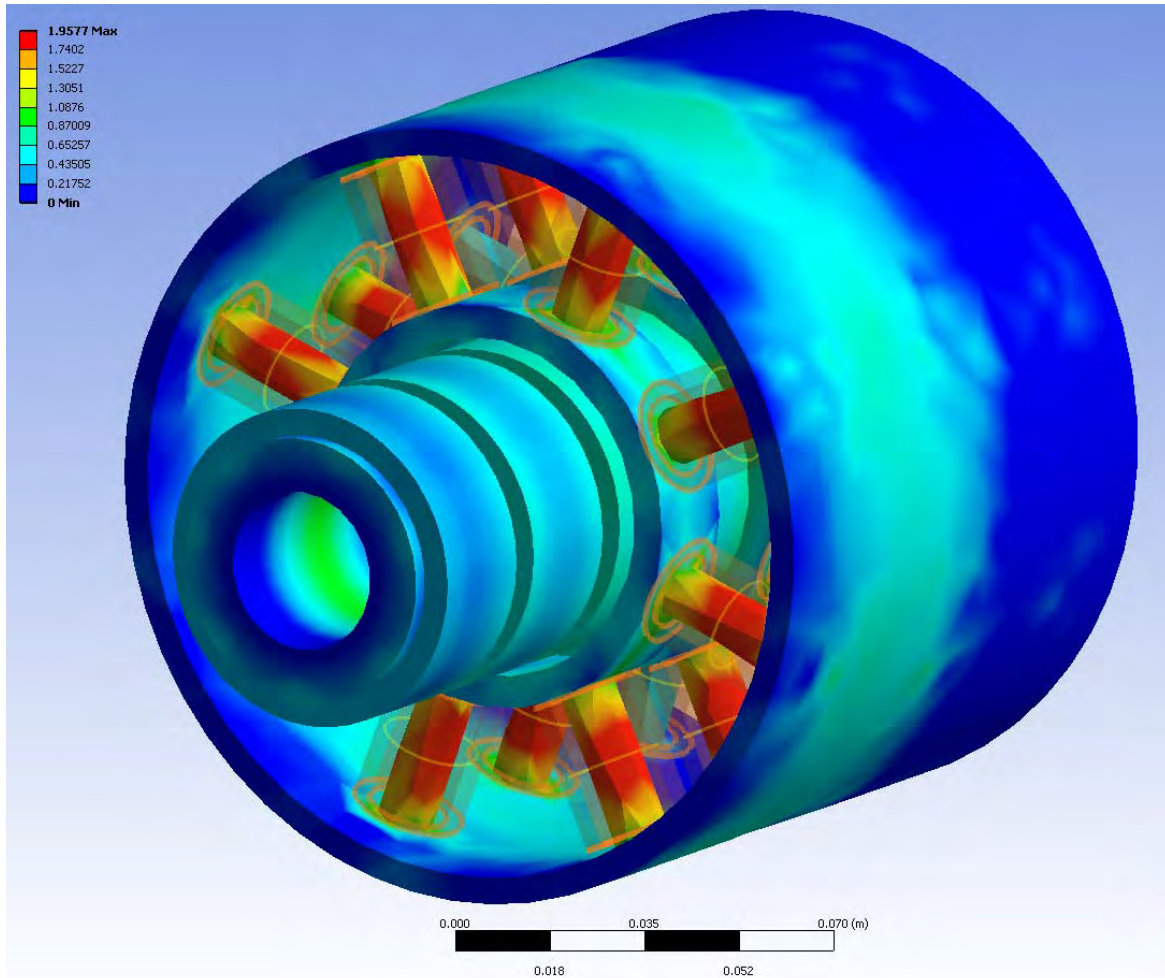
Abbildung 4.16: Magnetische Flussdichte in einem Achtel-Modell ohne Bestromung.



**Abbildung 4.17:** Magnetische Flussdichte in einem Achtel-Modell mit stromdurchflossenen Spulen.

In Abbildung 4.17 ist der Betrag der Flussdichte, der nur durch eine Bestromung des Stators erzeugt wird, gezeigt. Die Magnete sind für diese Abbildung als zusätzliche Luftvolumina simuliert. Außerdem ist der Zeitpunkt des Drehstromsystems so ausgewählt, dass die Phasen L1 und L2 den betragsmässig gleichen Strom führen. In der Abbildung entspricht die Phase L1 der linken Spulengruppe.

Die höchste Flussdichte tritt auch hier im Läuferrohr zwischen zwei Magneten auf, was den Schluss nahelegt, dass dieses in dem gezeigten Beispiel zu dünn gewählt wurde. Es ist deutlich zu erkennen, dass das Maximum der Flussdichte im Stator in den Kernen der Spulen zu finden ist. Die anderen Bauelemente sind dagegen nur schwach durchflutet.



**Abbildung 4.18:** Flussdichteverlauf des 3D-Modells bei Überlagerung von Läufer- und Statorfluss.

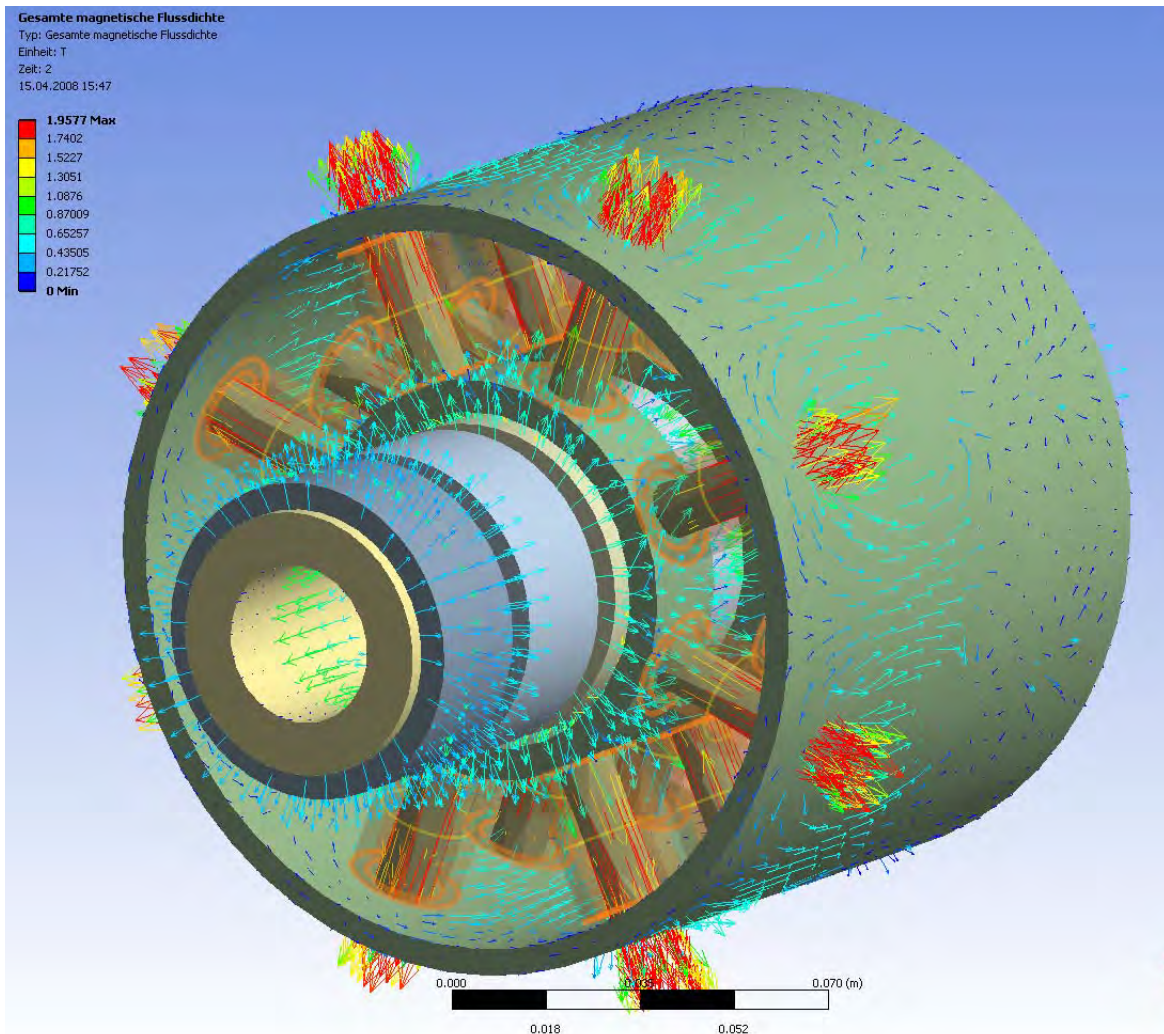
Abbildung 4.18 zeigt den Betrag der überlagerten Flussdichte aus Läufer und Stator im Kompletmodell. In dem hier dargestellten Beispiel haben auch bei der Überlagerung die Spulenkerne der Phasen L1 und L2 die betragsmässig höchste Flussdichte.

Die dargestellten Felder überlagern sich zu einem Gesamtfeld, das sich über die Zeit verändert.



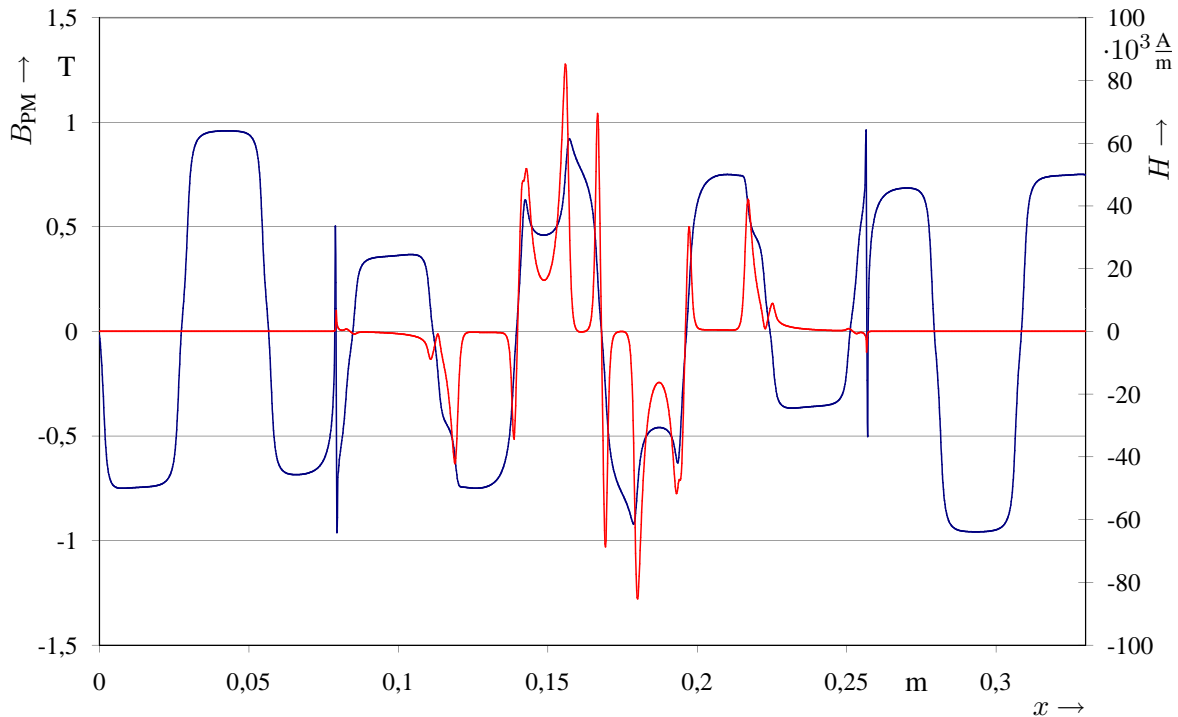
Zur Verdeutlichung der Flussrichtung kann die Flussdichte auch in vektorieller Darstellung angezeigt werden (siehe Abbildung 4.19). Die Farbe und Länge der Pfeile gibt den Betrag der magnetischen Flussdichte an.

In dem dargestellten Zeitpunkt des Drehstromsystems tritt die magnetische Flussdichte von den vorderen Spulenkernen über das Statorrohr fast vollständig in die mittleren Spulenkern ein.



**Abbildung 4.19:** Richtungsdarstellung des Flussdichteverlaufes des 3D-Modells bei Überlagerung von Läufer- und Statorfluss.

Für die weitere Auswertung ist der Betrag des Rotorstrombelages und die magnetische Feldstärke, die durch den Stator im Luftspalt verursacht wird, entscheidend. Abbildung 4.20 zeigt den Verlauf der magnetischen Durchflutung des Rotors in blau und der magnetischen Feldstärke im Luftspalt in rot.



**Abbildung 4.20:** Verlauf der magnetischen Induktion (blau) und der magnetischen Feldstärke (rot) im Luftspalt.

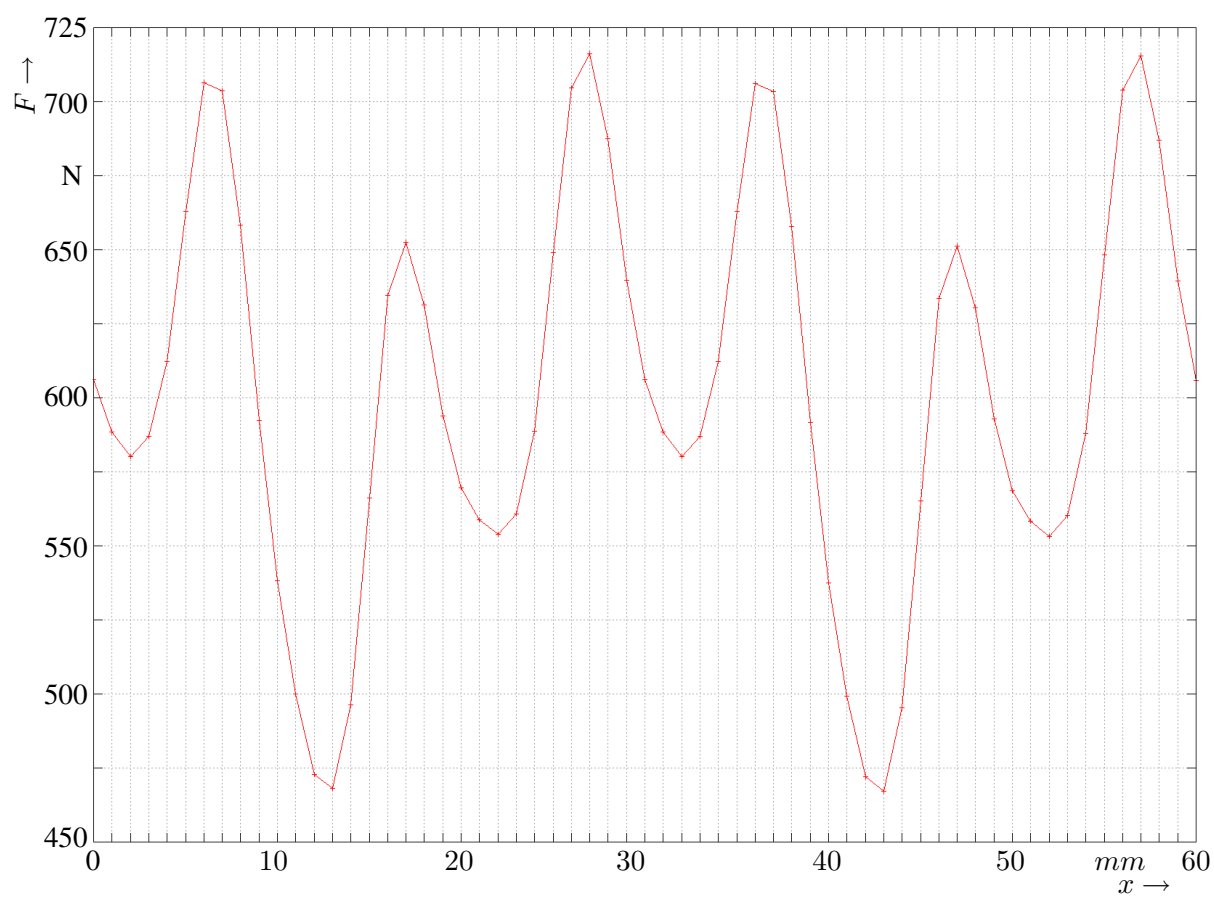
### 4.3.8 Kraftberechnung

Zur Berechnung der Kraft des Linearmotors wird in dem FEM-Programm Ansys unter anderem die Methode der virtuellen Verschiebung genutzt, die z.B. in [24] beschrieben wird. Diese eignet sich nach [25] und [26] besonders gut für die Kraftberechnung von elektrischen Maschinen.

In Abbildung 4.21 ist die mit dieser Methode berechnete Kraft als Aneinanderreihung von quasistationären Zuständen dargestellt. Dabei wird sowohl das Statorfeld als auch der Läufer in Schritten von einem Millimeter über die gesamte Polbreite verschoben und in jeder Position die statische Schubkraft errechnet. Die Verschiebung des Statorfeldes erfolgt durch die Anpassung der Statorströme.

Aus diesem Diagramm lässt sich die maximale Kraft und die Schwankungsbreite der Kraft ermitteln, die der Linearmotor erzielen kann.

Weitere Ergebnisse der Kraftberechnung sind in Kapitel 7 im Vergleich zu den realen Messungen am Prototyp dargestellt.



**Abbildung 4.21:** Durch die Methode der virtuellen Verschiebung errechnete Kraft bei konstanter Bestromung und Verschiebung des Läufers.





# Kapitel 5

## Optimierungen der Konstruktion

Die Optimierung des Linearmotors geschieht unter Zuhilfenahme der numerischen Feldberechnung und der analytischen Abschätzung, die in Kapitel 4 beschrieben ist. Nach erfolgter Optimierung wird der Linearmotor, wie in Kapitel 7 beschrieben, als Prototyp aufgebaut.

Hauptziele der Optimierung sind:

- maximale Nutzkraft bei gleichzeitig minimalen Rastkräften.
- Die Nutzkraft muss möglichst über den gesamten Verfahrweg des Linearmotors ohne große Welligkeit zu erzielen sein.

Des Weiteren können noch einige Nebenoptimierungsziele, geordnet nach ihrer Priorität, definiert werden:

- Einsatz einer möglichst geringen Menge an Magnetmaterial, da dies den höchsten spezifischen Preis hat.
- Bestmögliche Ausnutzung des vorhandenen Bauraumes.
- Nutzung von genormten Bauteilkosten bei den Eisenteilen, damit möglichst wenig mechanische Bearbeitung erforderlich ist.
- Möglichst gute Ausnutzung des Eisenmaterials nahe der magnetischen Sättigung.

Als Optimierungsparameter können alle geometrischen Abmessungen verwendet werden. Insbesondere eignen sich zur Optimierung folgende Parameter, da diese einen wesentlichen Einfluss auf die Leistung des Motors haben:

- Abstand der Magnete und der Magnetzwischenräume
- Dimensionierung der Homogenisierungsringe und der Spulenkern
- Größe des Luftspaltes

Ein zusätzlicher Freiheitsgrad ist die Dimensionierung und Ausführung der Spulen.

Um die optimalen Konstruktionsparameter zu finden, wird mit dem erstellten FEM-Simulationsmodell die Kraft auf den Läufer bei maximalem Strom ermittelt. Da die Maximalkraft des Linearmotors auf Grund der unterschiedlichen Polteilungsverhältnisse zwischen Läufer und Stator jedoch nicht über den gesamten Verfahrweg des Läufers konstant ist, reicht es nicht aus, diese an einer festen Position zu berechnen. Aus diesem Grund wird für jeden berechneten Konstruktionsparameter die Kraft an allen Läuferpositionen im Abstand von einem Millimeter über die Statorlänge eines Modules berechnet.

Bei der Bewertung wird ein besonderer Fokus auf die minimale Kraft gelegt, da nur diese Kraft über den gesamten Verfahrweg aufgebracht werden kann und damit entscheidend über das Haltevermögen des Motors ist. Die Schwankungsbreite der Kraft über der Läuferposition ist ebenfalls von den Konstruktionsparametern abhängig und wird gleichzeitig optimiert.

Bei den folgenden Optimierungsrechnungen wird für jeden einzelnen Parametersatz die statische Haltekraft für den gesamten Verfahrbereich des Linearmotors in Schritten von einem Millimeter berechnet. Von diesen Kraftwerten wird jeweils nur das absolute Minimum in die folgenden Diagramme übernommen. Die dargestellten Kurven stellen daher die Kraft dar, die über den gesamten Verfahrbereich mindestens gehalten werden kann.

## 5.1 Breite der Magnete

Als erster Optimierungsschritt wird die Breite der Magnete und ihr Abstand zueinander auf dem Läufer betrachtet.

Der Abstand der Statorspulen zueinander ist, wie in Kapitel 3.2.2 beschrieben, bereits auf eine optimale Ausnutzung des vorhandenen Raumes optimiert worden. Mit der Breite der Magnete ( $b_{PM}$ ) und ihrem Abstand wird gleichzeitig die Polteilung ( $\tau_{PM}$ ) des Motors, analog wie in den rotierenden Maschinen, festgelegt (siehe Abbildung 5.1).

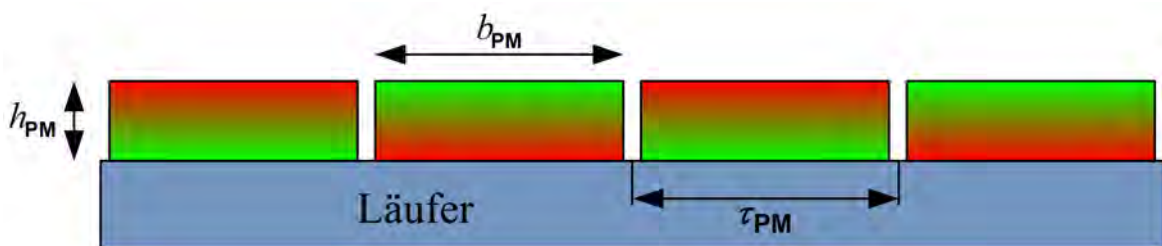
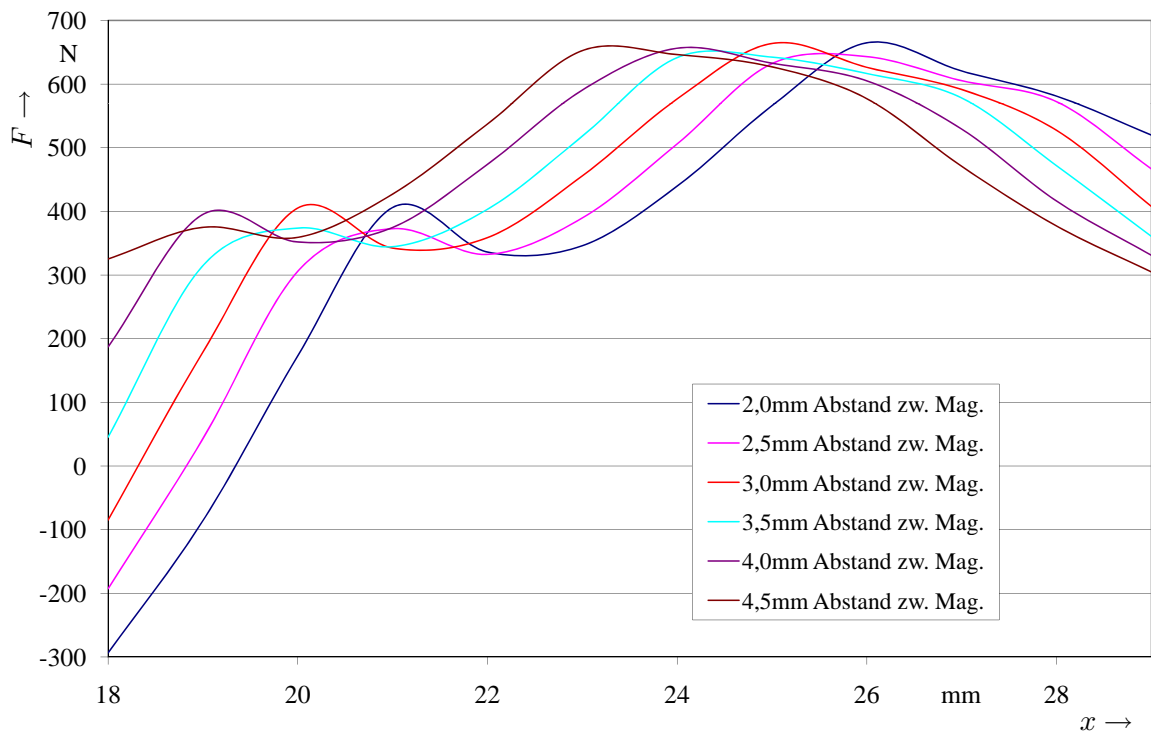


Abbildung 5.1: Abmessungen der Magnete.

Abbildung 5.2 zeigt die Kraft, die der Linearmotor über den gesamten Verfahrweg aufbringen kann, aufgetragen über der Magnetbreite bei unterschiedlichem Magnetabstand. Beide Parameter zusammen bestimmen den Abstand der Hauptpole der Magneten zueinander.



**Abbildung 5.2:** Maximalkraft über der Magnetbreite abhängig von dem Magnetabstand zueinander.

Es ist zu erkennen, dass die erreichbare Maximalkraft kaum von dem Magnetzwischenraum abhängt. In den dargestellten Simulationen wird jedoch mit einer konstanten magnetischen Durchflutung gerechnet. Bei großem Magnetzwischenraum konzentriert sich daher die magnetische Durchflutung stärker in dem vorhandenen Magnetmaterial, was zu einer stärkeren Ausnutzung des Materials führt. Um auf einem begrenzten Bauraum möglichst viel Kraft zu erzeugen, ist es also sinnvoll, den Magnetabstand klein zu wählen. Aus fertigungstechnischen Gründen ist es jedoch schwierig, diesen kleiner als 3 mm auszuführen, da die Magnete sonst mit der Hand nicht mehr auf dem Läufer angebaut werden können. Aus diesem Grund wird der Magnetabstand auf 3 mm festgelegt.

Die Breite der Magnete bei einem Abstand zueinander von 3 mm ist laut Abbildung 5.2 bei 25 mm optimal. In dem Diagramm ist es auffällig, dass die Kurven bei den unterschiedlichen Magnetabständen sich einander sehr ähneln und um einen festen Wert zueinander verschoben sind. Wird die simulierte Kraft statt über der Magnetbreite über der Summe von Magnetbreite und Magnetabstand aufgetragen, wird deutlich, dass die Kurven annähernd übereinander liegen (siehe Abbildung 5.3).

Die Summe aus Magnetbreite und Abstand bestimmt in Verbindung mit dem Abstand der Statorspulen das Polteilungsverhältnis des Motors. Bei der Dimensionierung des Prototypen wird ein Abstand der Statorspulen von 37 mm festgelegt. Für den hier ermittelten optimalen Abstand der Magnethauptpole von 28 mm ergibt sich eine Polteilung von ca. 4 Magneten zu 3 Spulen.

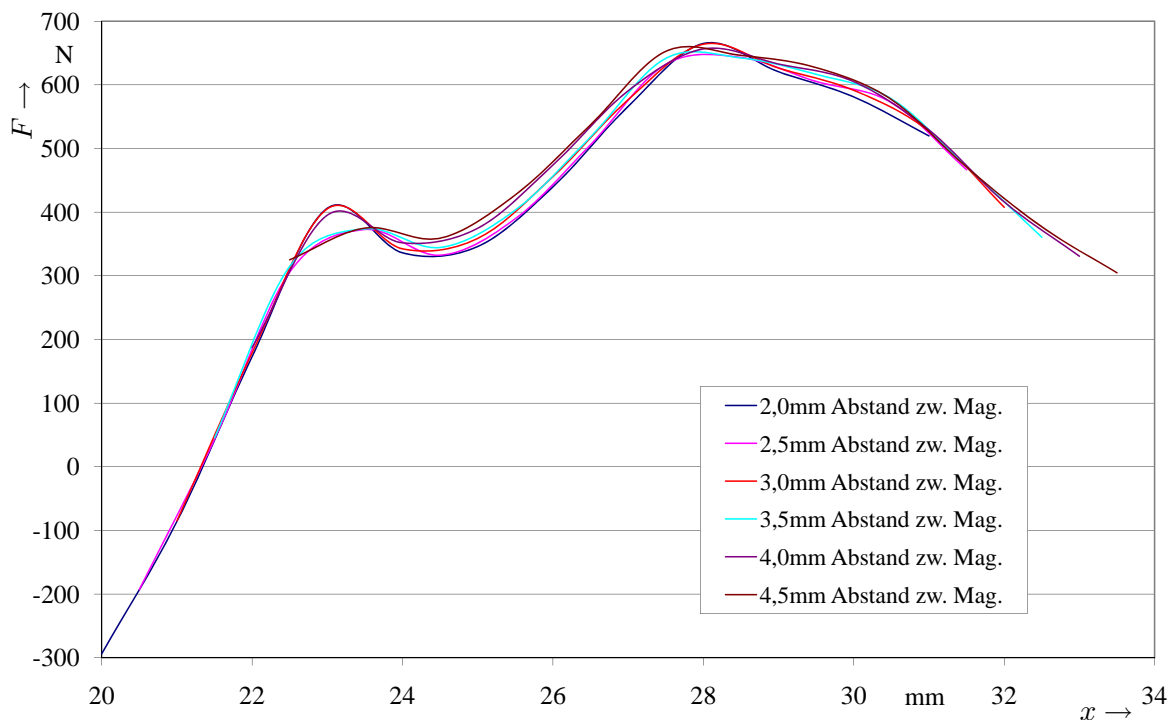


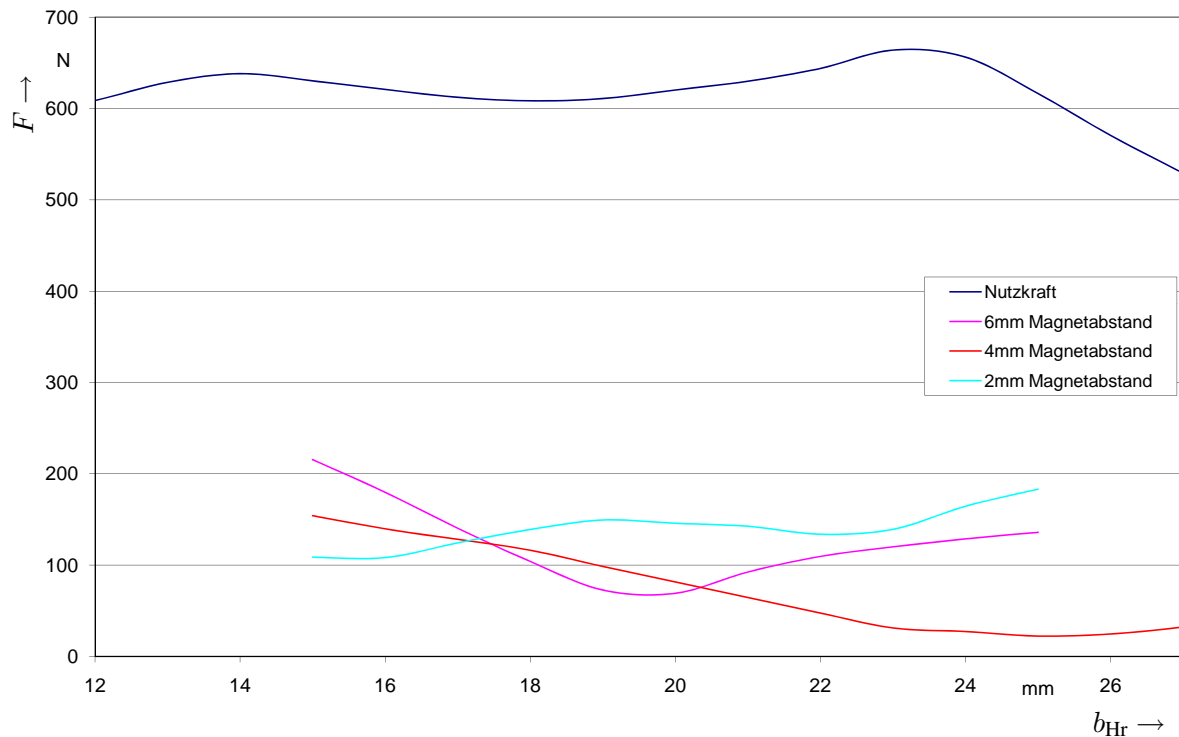
Abbildung 5.3: Maximalkraft über der Polteilung.

Dieses Polteilungsverhältnis wird bei rotierenden Maschinen häufig eingesetzt, um Rastkräfte zu minimieren. Bei Linearmaschinen ist es jedoch nicht unbedingt notwendig, die Polteilung als ganzzahliges Vielfaches auszulegen.

## 5.2 Homogenisierungsringe

Die Homogenisierungsringe schließen die unteren Enden der Spulenkern ab und führen zu einer Vereinheitlichung des magnetischen Flusses über die gesamte Spulengruppe (siehe Kapitel 3). Die Dicke dieser Ringe ergibt sich hauptsächlich aus den Anforderungen an die mechanische Steifigkeit, da die gesamte Kraft in dieser Konstruktion des Motors von den Ringen und den Spulenkernen in das äußere Statorrohr eingeleitet werden muss. Aus den Überschlagsrechnungen wird daher die Dicke auf 7 mm festgelegt. Bei dieser Dicke befindet sich der Ring nicht in Sättigung, so dass die Kraft des Motors nicht beeinflusst wird.

Die Abhängigkeit der Maximalkraft von der Breite der Homogenisierungsringe ist in Abbildung 5.4 dargestellt. Außerdem sind die Rastkräfte bei unterschiedlichen Magnetabständen aufgetragen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Breite der Ringe auf die Maximalkraft fast keinen Einfluss hat. Da die Ringe sich nicht in Sättigung befinden, war dies auch nicht zu erwarten. Der Abstand zwischen den Magneten hat für die Nutzkraft ebenfalls keinen Einfluss, weshalb nur eine Kurve mit einem Magnetabstand von 4 mm dargestellt ist.

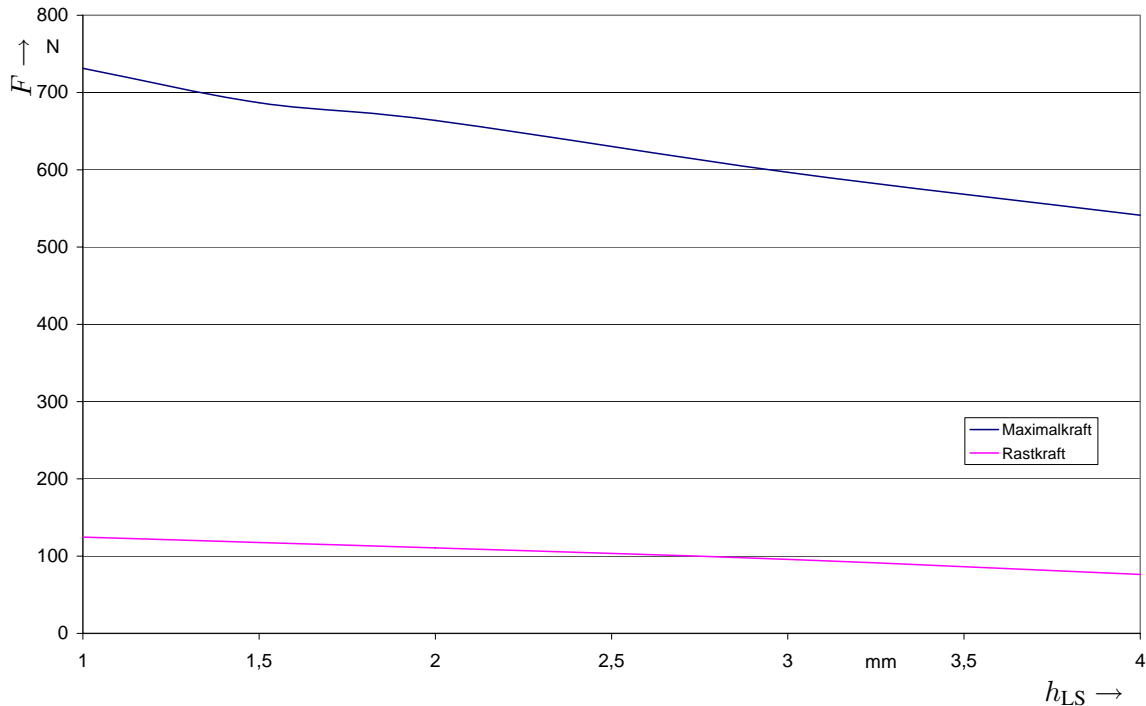


**Abbildung 5.4:** Maximale Nutzkraft und Rastkraft bei 2, 4 und 6mm Magnetabstand über der Breite der Homogenisierungsringe.

Die Homogenisierungsringbreite hat jedoch einen deutlichen Einfluss auf die Rastkraft des Motors, was durch die unterschiedliche Polteilung zu erklären ist. Zum Beispiel ist bei einer Breite von 23 mm sowohl die Nutzkraft in einem lokalen Maximum, als auch die Rastkraft bei 4 mm Magnetabstand relativ gering. Aus diesem Grund wird für den Prototypen eine Homogenisierungsringbreite von 23 mm gewählt.

### 5.3 Benötigter Luftspalt

Der Luftspalt zwischen Läufer und Stator bestimmt maßgeblich die Kraft des Linearmotors, da dieser der größte magnetische Widerstand darstellt. Für die Betrachtung des magnetischen Kreises ist dem effektiven Luftspalt die Höhe der Magnetringe zuzurechnen, da diese eine relative Permeabilität ähnlich der Luft besitzen. Die Maximalkraft des Motors ist in Abbildung 5.5 abhängig von der physikalischen Luftspaltbreite (also ohne Berücksichtigung der Magnethöhe) aufgezeichnet. Wie es zu erwarten ist, nimmt die Nutzkraft mit größer werdendem Luftspalt rapide ab. Die Rastkraft nimmt ebenfalls mit größerem Luftspalt ab, was durch die geringere magnetische Feldstärke im magnetischen Kreis erklärt werden kann. Es ist auf Grund der großen Abnahme der Nutzkraft wünschenswert, den Luftspalt so klein wie möglich zu wählen.



**Abbildung 5.5:** Maximale Nutz- und Rastkraft über der Breite des Luftspaltes.

Für die Auslegung des Prototypen wird ein Luftspalt von 2 mm gewählt, was hauptsächlich durch die Fertigungstoleranzen der handgearbeiteten Teile bestimmt wird. Außerdem ist für die Lagerung des Motors ein gewisse Toleranz einzuplanen. Bei maschinell gefertigten Teilen in einer späteren Serienfertigung kann der Luftspalt eventuell reduziert werden.

## 5.4 Flussführende Metallteile

Um eine möglichst hohe Nutzkraft zu erreichen, sollen die übrigen flussführenden Teile

- Trägerrohr
- Außenrohr
- Spulenkern

so dimensioniert werden, dass sie beim Nennbetrieb gerade außerhalb der Sättigung liegen.

Für das Außenrohr wird beim Prototypen aus diesen Gründen eine Wandstärke von 10 mm gewählt.

Die Spulenkern erreichen die Sättigung bei ca. 22 mm Durchmesser, weshalb dieser Wert gewählt wird.

Für das Trägerrohr wird jedoch aus Kostengründen eine Sättigung in Kauf genommen und beim Prototypen eine Wandstärke von 10 mm gewählt, obwohl der Bereich der Sättigung an

allen Stellen des Rohres erst bei einer Stärke von 14 mm verlassen wird. Eine Wandstärke von 10 mm ist aber aus Kostengründen vorzuziehen, da dies ein Normteil darstellt und damit problemlos kostengünstig zu beschaffen ist.

Für die Rastkraft spielen diese Teile keine wesentliche Rolle, da sie den magnetischen Fluss, der durch die Permanentmagneten verursacht wird, kaum beeinflussen.

## 5.5 Gemometriedaten des optimierten Linearmotors

Die kompletten Abmessungen des optimierten Prototypen sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst:

Parameter	Abmessung
Luftspalt	2 mm
Polteilung des Läufers	28 mm
Magnetbreite	25 mm
Magnetdicke	9 mm
Breite der Homogenisierungsringe	23 mm
Dicke der Homogenisierungsringe	7 mm
Dicke des Trägerrohrs	10 mm
Außendurchmesser Trägerrohr	66 mm
Spulenkerndurchmesser	22 mm
Gehäuseaußendurchmesser	300 mm

**Tabelle 5.1:** Tabelle der optimierten Abmessungen des Prototypen.



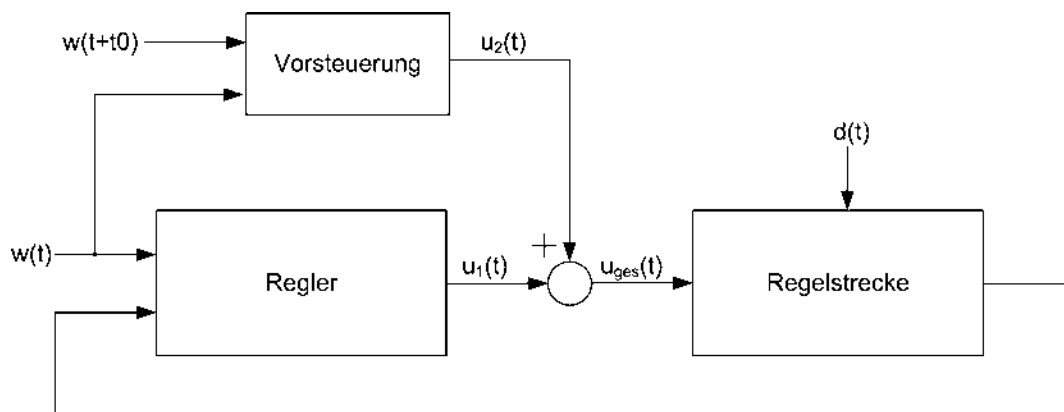


# Kapitel 6

## Regelung des Linearmotors

Die Regelung des Linearmotors erfolgt mit einer dreistufigen Kaskadenregelung, bestehend aus Positions-, Geschwindigkeits- und Stromregler. Diese Regelkaskade ist in dem standard-Servoumrichter „ServoOne“ der Firma Lust Drivetrionics integriert, der allerdings auf die besonderen Gegebenheiten des Linearmotors angepasst werden musste.

Bei einer Kaskadenregelung ist es erforderlich, dass die inneren Regelkreise über eine kleinere Zeitkonstante als die äußeren Regelkreise verfügen. Bei der eingesetzten dreistufigen Kaskade, die den Standard für Servomotoren darstellt, ist der Regelkreis für die benötigte Dynamik zu langsam. Eine Erniedrigung der Zeitkonstante der äußeren Regler führt jedoch zu einem ungewollten Schwingen des Motors. Aus diesem Grund wird eine Vorsteuerung nach Abbildung 6.1 hinzugefügt, die direkt unter Umgehung der äußeren Regler auf die

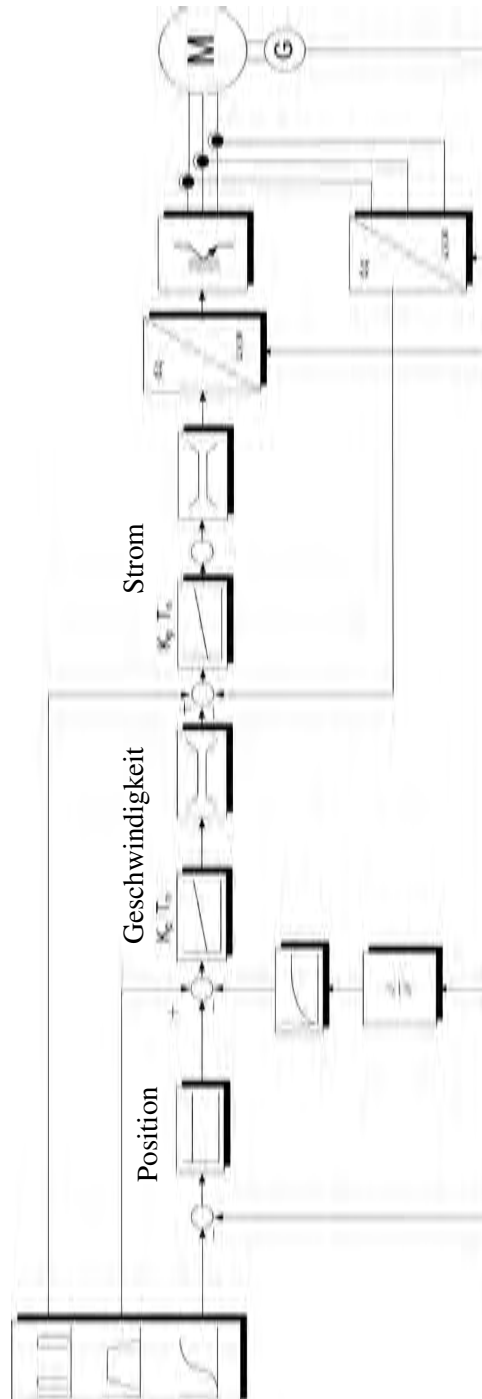


**Abbildung 6.1:** Blockschaltbild einer Vorsteuerung.

inneren Regelkreise einwirkt. Dazu muss die Regelstrecke hinreichend bekannt sein, was in diesem Fall gegeben ist. Der äußere Positionsregler muss durch die Vorsteuerung nur noch die Störgrößen ausregeln.

## 6.1 Regelstruktur des eingesetzten Servoumrichters

Die komplette Regelstruktur des modifizierten Servoumrichters ist in Abbildung 6.2 dargestellt.



**Abbildung 6.2:** Blockschaltbild der gesamten Regelstruktur des eingesetzten Servoumrichters.

Der linke Eingangsblock beinhaltet die Sollwertgenerierung, der auch eine Vorsteuerung für alle drei Regelkaskaden darstellt. Es wird zeitgleich zum Positionssollwert ein Geschwindigkeits- und Stromsollwert an die untergeordneten Regler übergeben. Diese Vorsteuerwerte werden dem Stellwert des jeweils übergeordneten Reglers aufaddiert.

Der Positionsregler besteht aus einem einfachen P-Regler, wobei der Geschwindigkeits- und Stromregler aus jeweils einem PI-Regler bestehen. Für den Positionsregler ist ein integraler Anteil nicht erforderlich, da die untergeordneten Regler bereits ausreichend integrierendes Verhalten besitzen, um die bleibende Regelabweichung auszuregeln.

Die Stellgröße der Regelkaskade ist der q-Anteil des Stromes, der die Kraft im Motor bewirkt. Der d-Anteil wird vom Stromregler dauerhaft zu Null geregelt. Nach der Rücktransformation in ein rotierendes Koordinatensystem werden die Steuersignale mit Hilfe der Raumzeigermodulation als pulsweitenmodulierte Signale auf die Halbleiter gegeben.

Die Zustandsrückführung für die einzelnen Regler geschieht zum einen durch eine dreiphasige Strommessung und zum anderen durch eine Positionsbestimmung des Läufers. Das Geschwindigkeitssignal wird ebenfalls aus dem Positionssignal durch einen Differenzierer mit einem nachgeschalteten Glättungsglied gewonnen.

## 6.2 Positionsmessung des Läufers

Wie schon aus dem oben beschriebenen Blockschaltbild hervorgeht, ist die Lagebestimmung des Läufers für die Regelung von großer Bedeutung. Sie wird nicht nur als Zustandsrückführung benutzt, sondern ist auch für die Transformation der d,q-Koordinaten in das rotierende Koordinatensystem und umgekehrt erforderlich. Der Umrichter muss daher zu jedem Zeitpunkt die Position des Läufers relativ zum Stator kennen.

Bei herkömmlichen drehenden und vermehrt auch Linearmaschinen werden zur Positionsbestimmung im Wesentlichen optische oder magnetische Weg- bzw. Winkelgeber eingesetzt. Diese liefern dem Umrichter ein differentiell analoges Sinus- und Cosinus-Signal, wodurch die Winkelbestimmung des Läufers durch folgende Tangens-Beziehung bestimmbar wird.

$$\alpha = \arctan \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \quad (6.1)$$

Dieses Übertragungsverfahren wird genutzt, da es eine Plausibilitätskontrolle über die Beziehung  $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$  und durch die Analogübertragung eine verzögerungsfreie Übermittlung des Winkelsignals ermöglicht. Im Umrichter werden die Signale nach dem Blockschaltbild in Abbildung 6.3 ausgewertet.

Zur Bestimmung der Groblage werden die Nulldurchgänge des Sinus- und Cosinussignals je nach Drehrichtung positiv oder negativ gezählt. Die Drehrichtung kann durch das Vorzeichen der Phasenverschiebung der beiden Signale ermittelt werden. Zur Feinauswertung werden die beiden Analogsignale mit einer Auflösung von 12 Bit digitalisiert und der Arcustangens bestimmt.

Kommerziell sind viele verschiedene lineare Lagegeber erhältlich, die über eine Auflösung

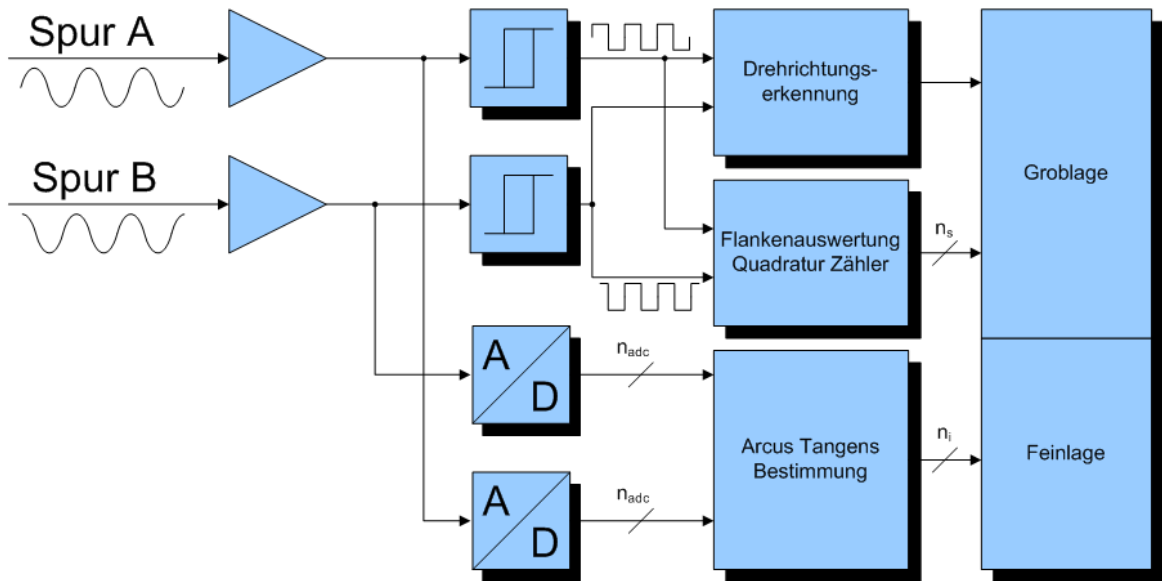


Abbildung 6.3: Eingangsschaltung der Positionserkennung.

von bis zu  $10 \mu\text{m}$  verfügen. Für einen Serieneinsatz ist so ein Sensor jedoch unwirtschaftlich. Aus diesem Grund wurde ein eigener auf die besondere Bauform des Motors angepasster Sensor entwickelt [72, 74].

### 6.2.1 Messprinzip des entwickelten Sensors

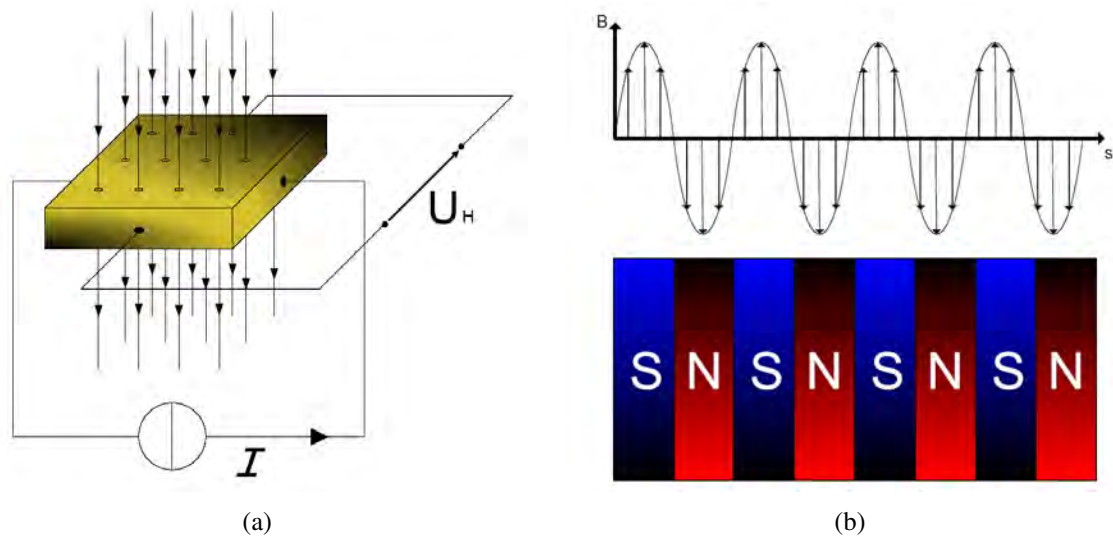
Der Positionssensor nutzt das Hallprinzip nach Abbildung 6.4 (a) aus. Ein Leitermaterial wird von einem konstanten Strom  $I$  orthogonal zur Richtung des magnetischen Feldes durchströmt. Durch die Lorentzkraft

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (6.2)$$

erfahren die Ladungsträger eine Kraft orthogonal zu dem magnetischen Fluss und zur Stromrichtung. Dadurch kann zwischen den Seiten des Leitermaterials eine Potentialdifferenz  $U_H$  gemessen werden. Die Spannung ist nach Gleichung 6.3 proportional zur magnetischen Feldstärke.

$$U_H = \frac{1}{n \cdot q} \cdot \frac{I \cdot B_{\perp}}{d} \quad (6.3)$$

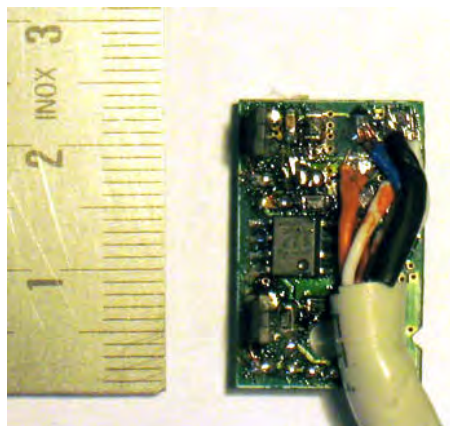
Die Permanentmagnete im Läufer erzeugen ab einem gewissen Abstand, wie in Abbildung 6.4 (b) gezeigt, ein nahezu sinusförmiges Fernfeld. Um die Position des Läufers zu bestimmen, wird die Amplitude des magnetischen Feldes des Läufers an zwei Punkten bestimmt. Diese müssen genau eine halbe effektive Magnetbreite auseinanderliegen, damit die gemessenen Signale nach der entsprechenden Aufbereitung direkt ein Sinus- und Cosinussignal ergeben. Bei dem aufgebauten Prototyp mit einer Magnetbreite von 30 mm liegen zwischen den beiden Hall-Elementen 15 mm.



**Abbildung 6.4:** Messprinzip der Positionserfassung unter Ausnutzung des Halleffektes (a) und des sinusförmigen Fernfeldes (b).

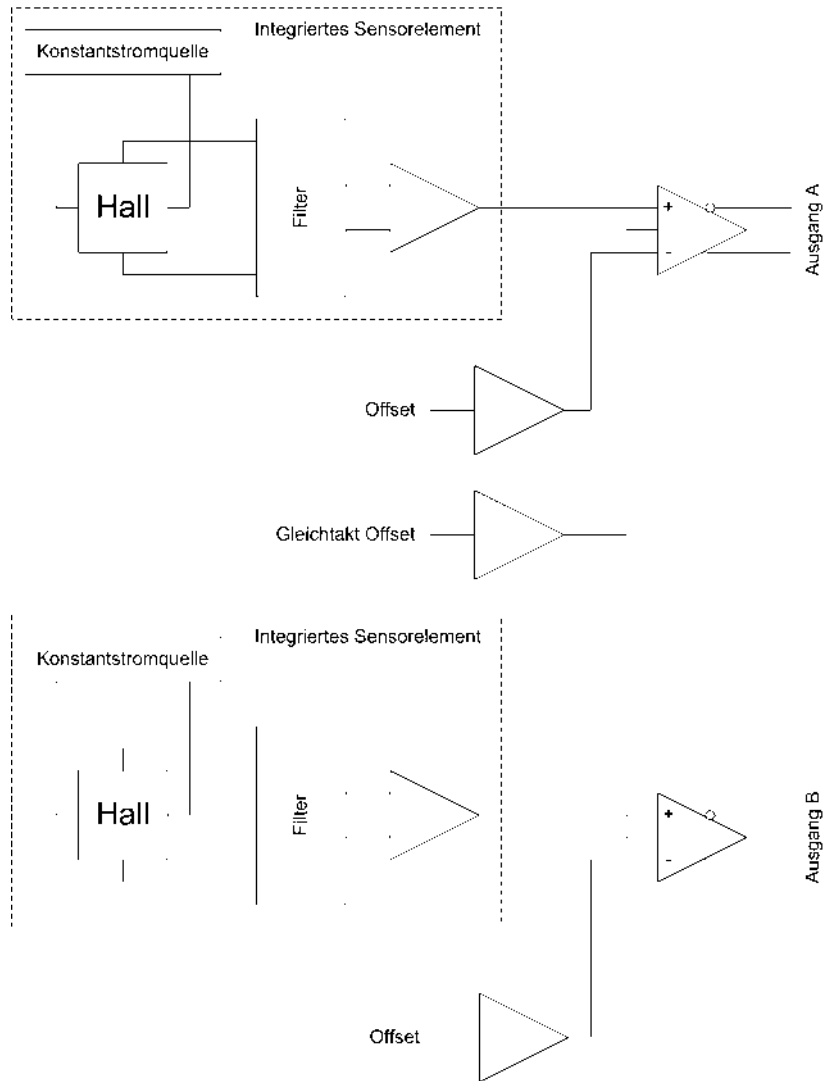
### 6.2.2 Aufbau des Positionssensors

Der Positionssensor kann auf Grund einer sehr übersichtlichen Schaltung auf der in Abbildung 6.5 dargestellten Platine mit einer Größe von lediglich 25 x 15 mm aufgebaut werden, die neben den Sensoren die Signalaufbereitung enthält.



**Abbildung 6.5:** Abbildung mit Größenmaßstab des eingesetzten Positionssensors.

Das Blockdiagramm ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Der Positionssensor besteht aus zwei Hallensensoren, die jeweils einen programmierbaren Signalverstärker mit einer integrierten Filterstruktur besitzen. Auf Grund dieser Eigenschaft der Sensoren kann die eigentliche Schaltung sehr einfach ausfallen. Die Ausgangssignale der Hallensensoren werden über jeweils einen Operationsverstärker in ein differentielles Signal gewandelt und mit einem konstanten Offset von 2,5 V versehen.



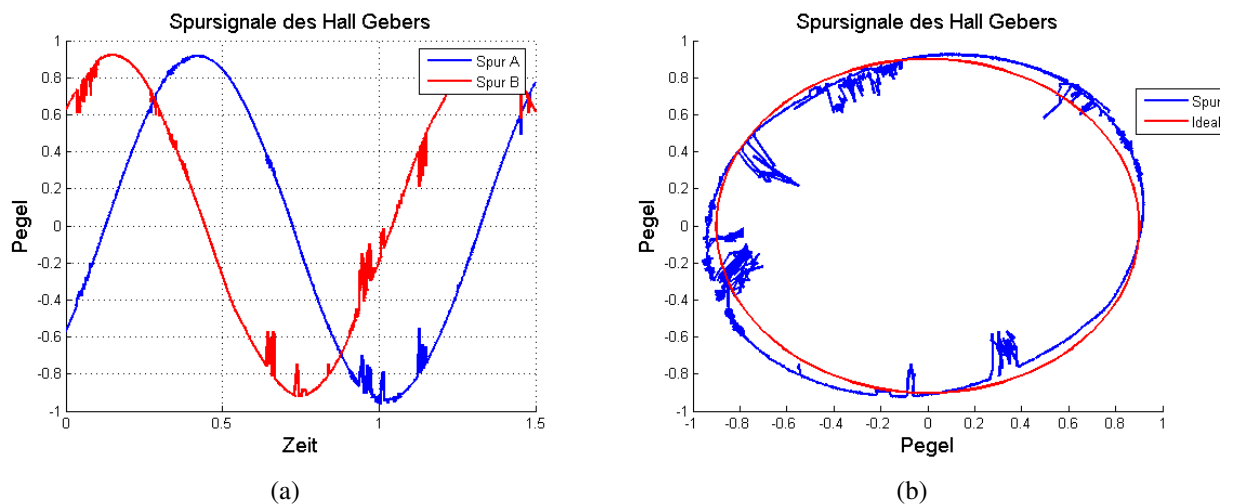
**Abbildung 6.6:** Blockschaltbild des Positionssensors.

Der Preis des Sensors liegt bei weniger als einem Sechzigstel des Referenzlagegebers und ist damit vernachlässigbar gering.

### 6.2.3 Messsignale der Hall-Sensoren beim Prototyp

Die Messsignale des Positionssensors sind in Abbildung 6.7 dargestellt. Die Sinus- und Cosinusform ist deutlich zu erkennen, jedoch an mehreren Stellen von Störungen überlagert. Diese Störstellen befinden sich immer an der gleichen Position innerhalb des Sinusverlaufes und werden durch die Bestromung der am nächsten zum Sensor liegenden Spule verursacht. Wird der Läufer des Linearmotors durch eine externe Kraft durch den unbestromten Motor bewegt, ist der Verlauf störungsfrei.

In Abbildung 6.7 b) werden die Sinusspur auf der Y-Achse und die Cosinusspur auf der



**Abbildung 6.7:** Ungefilterte Spursignale bei motorischem Betrieb des Linearmotors.

X-Achse aufgetragen. Bei einem störungsfreien Verlauf ergibt sich ein Kreis, der in rot eingezeichnet ist. In dieser Darstellung ist die leichte ovale Verformung zu sehen, die auf eine nicht ganz genaue Positionierung der beiden Sensorelemente hindeutet. In diesem Fall liegen die Hall-Sensoren etwas zu dicht beieinander.

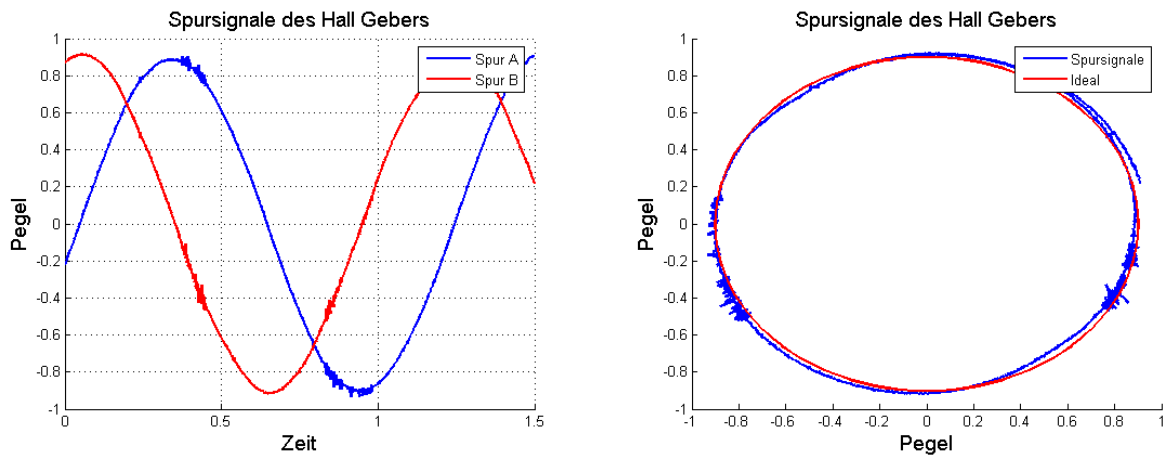
## 6.2.4 Verbesserung der Messsignale

Zur Verbesserung der Störuneempfindlichkeit des Gebersystems werden zum ersten sämtliche Leitungen und der eigentliche Geber mit einer Abschirmung versehen, um Störeinstrahlungen zu vermeiden. Außerdem wird das im Umrichter abgetastete Signal mit einem PT1-Filter gefiltert, was ebenfalls hochfrequente Störungen unterdrückt. Die damit verbundene Phasenverschiebung muss jedoch in der weiteren Regelung beachtet werden und kann im ungünstigsten Fall zu Instabilitäten der Regelschleife führen. Das gefilterte Signal ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Die Annäherung an den idealen Kreis bei deutlicher Verminderung des Störrippels ist sichtbar.

Zur weiteren Verbesserung kann eine Korrekturtabelle eingeführt werden, in der vorherbestimmte Werte abgelegt werden. Hieraus kann eine Korrektur des Sensorsignals im Umrichter erfolgen. Die Tabelle muss dabei allerdings unter Zuhilfenahme eines genaueren Sensors erstellt werden, der für die Inbetriebnahme ebenfalls am Motor installiert werden müsste.

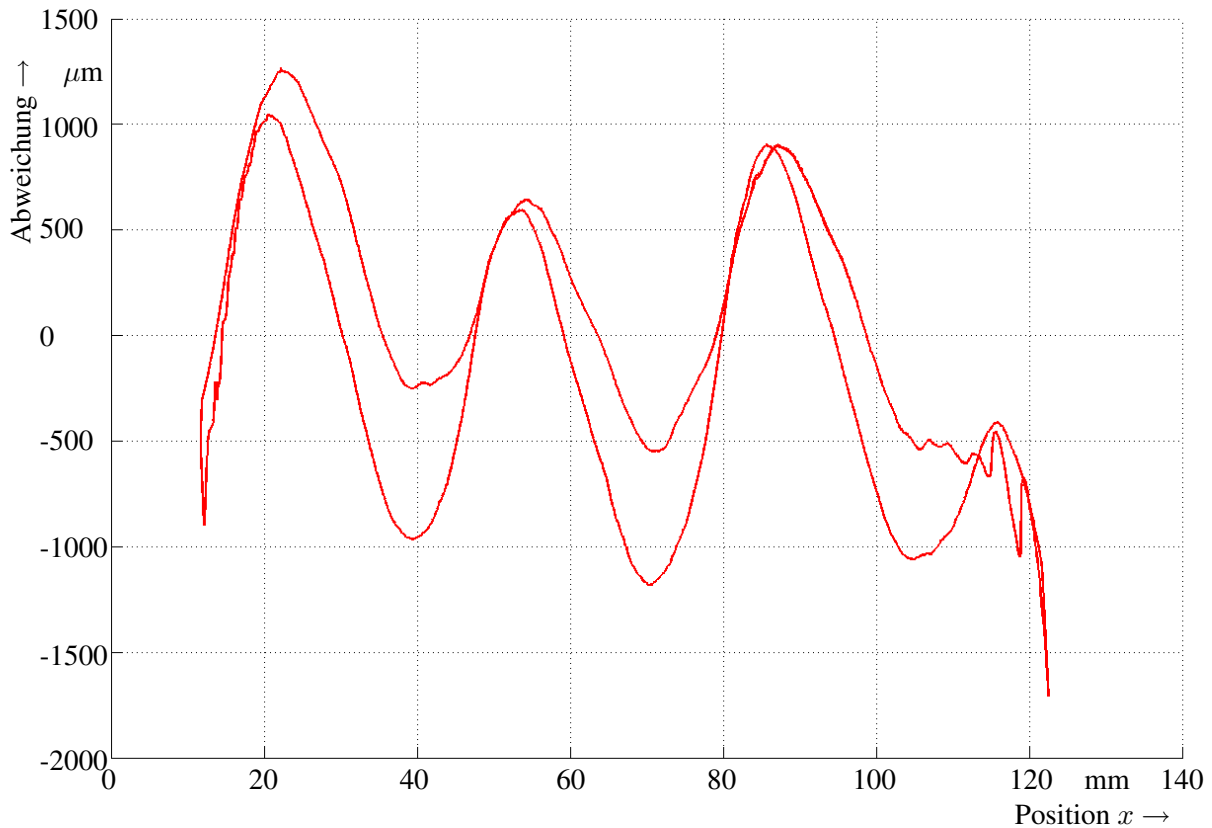
## 6.2.5 Erreichbare Genauigkeit

Zur Überprüfung der Genauigkeit des Positionssensors wird mit einem externen optischen Sensor die Position zusätzlich zu dem eigenen Sensor während einer Fahrt über den kompletten Verfahrbereich in beide Richtungen vermessen. Die erreichbare Positioniergenauigkeit ohne Korrekturtabelle liegt bei etwas weniger als einem Millimeter. In Abbildung 6.9 ist



**Abbildung 6.8:** Gefilterte Spursignale bei motorischem Betrieb des Linearmotors.

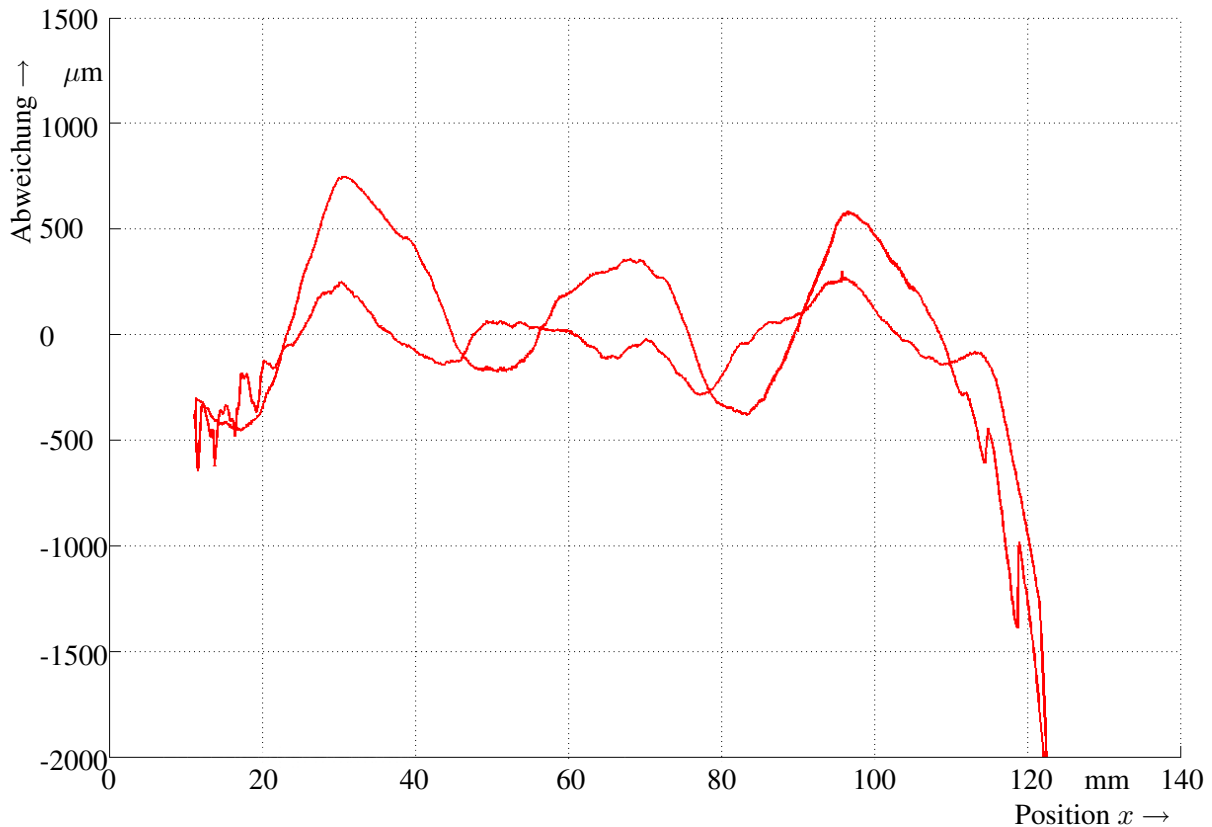
die Abweichung des Positionssignales zu dem Referenzsignal dargestellt. In der X-Achse ist die absolute Position, die über den genauen Referenzsensor gemessen wurde, aufgetragen. Die y-Achse umfasst die Abweichung in Mikrometern. Das dargestellte Messsignal stellt eine Verfahrbewegung über den kompletten Aussteuerbereich in beide Richtungen dar. Die untere Kurve stellt den Hinweg und die obere Kurve den Rückweg dar.



**Abbildung 6.9:** Abweichung zwischen dem ermittelten Lagesignal und der absoluten Lage des Läufers ohne Verwendung der Korrekturtabelle.



Bei eingesetzter Korrekturtabelle mit 23 Stützstellen, die vorher mit dem Referenzsensor ermittelt wurde, liegt die Genauigkeit bei etwa 0,7 mm (siehe Abbildung 6.10). Am rechten Rande des Verfahrbereiches verlässt der Sensor den Bereich der Magnete, und das Positionssignal wird daher unbrauchbar. Dies lässt sich durch zusätzliche Magnete im Läufer oder durch eine andere Position des Sensors einfach kompensieren.



**Abbildung 6.10:** Abweichung zwischen dem ermittelten Lagesignal und der absoluten Lage des Läufers unter Verwendung der Korrekturtabelle.

Die absolute Genauigkeit lässt sich an dem Diagramm 6.11 ablesen, das die Position des Läufers über die Zeit darstellt. In blau ist das optische Referenzlagesignal und in grün das Positionssignal des eigenen Sensors dargestellt. Die Abweichung ist optisch nur an den oberen Umkehrpunkten sichtbar, an denen die Magnete den Messbereich des Sensors verlassen. Im übrigen Bereich ist die Abweichung vernachlässigbar.

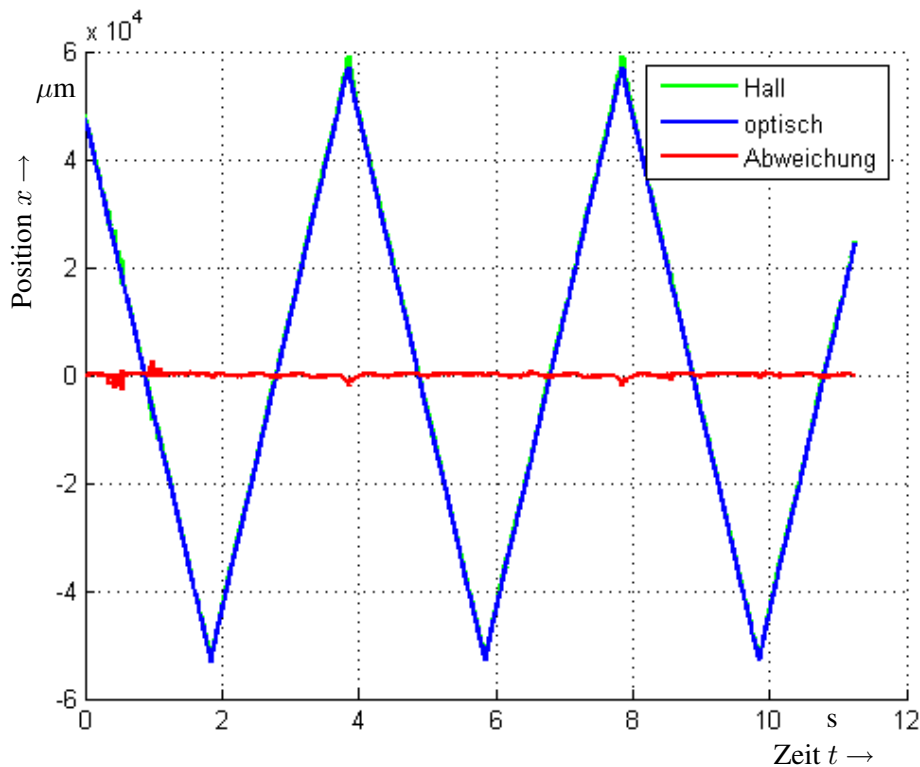


Abbildung 6.11: Positionssignal der Messschaltung nach Filterung.

### 6.3 Mathematisches Modell des Linearmotors

Um das transiente Verhalten des aufgebauten Linearmotors mit der in Kapitel 6.1 vorgestellten Regelung untersuchen zu können, muss ein mathematisches Modell erstellt werden, das die elektromagnetischen Eigenschaften des Motors möglichst genau abbildet. In Matrixschreibweise kann es in der Spannungsgleichung (6.4) und der Bewegungsgleichung (6.5) ausgedrückt werden. Dieses Modell ist für einige Einschränkungen gültig. Bei Ableitung dieses Modells wurden vereinfachende Annahmen getroffen:

- Der Läufer ist zylindrisch und wird mit konstantem Strom  $i_R$  gespeist.
- Der Ständer ist mit einer 3-strängigen Wicklung ausgeführt.
- Die magnetische Leitfähigkeit im Ständer und Läufer ist zeitlich und räumlich konstant. Die Sättigung wird nicht berücksichtigt.
- Es wird nur die Grundwelle des magnetischen Feldes betrachtet.

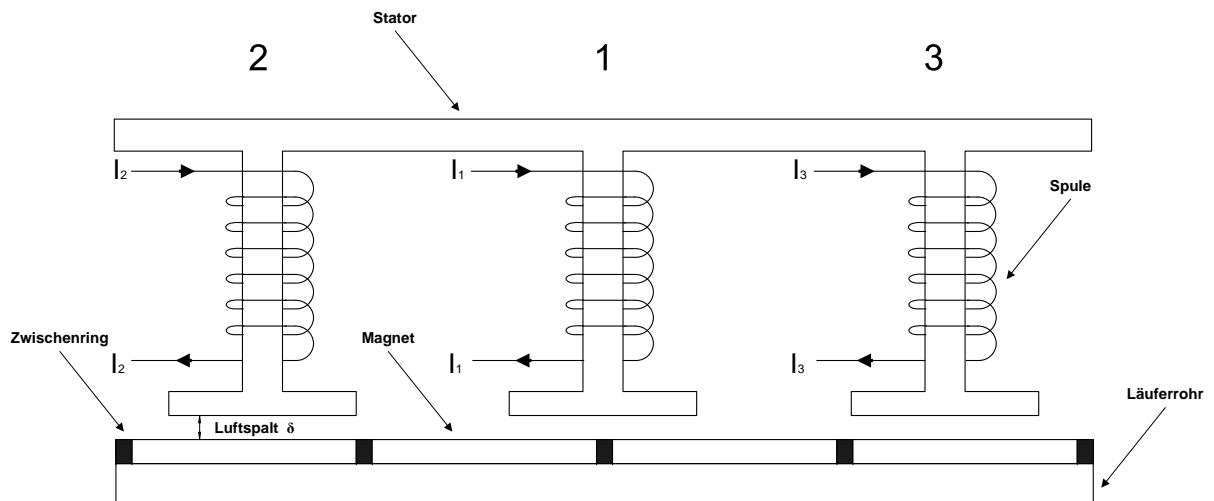
Ausgangsbasis des Parkschen Modells ist das System von Differentialgleichungen für den Stator und Rotor im nicht transformierten Raum bei dem die einspeisenden Statorspannungen normale Drehstromspannungen sind und die magnetischen Kopplungen zwischen den einzelnen Wicklungen von dem Verdrehwinkel und somit von der Zeit abhängig sind [18].

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1r} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{2r} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{3r} \\ M_{r1} & M_{r2} & M_{r3} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_r \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$\theta \frac{d^2 \varphi}{dt^2} + D \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_1 & i_2 & i_3 & i_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{d\varphi} \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1r} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{2r} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{3r} \\ M_{r1} & M_{r2} & M_{r3} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_r \end{bmatrix} + M \quad (6.5)$$

Hierbei sind die Eigeninduktivitäten des jeweiligen Stranges mit  $L_n$  und die Koppelinduktivitäten zwischen zwei Strängen mit  $M_{nm}$  bezeichnet.  $R_n$  bezeichnen die ohmschen Anteile der Wicklungen.

Vorbereitend für die Parksche Transformation müssen für das oben genannte Modell der Synchronmaschine alle Eigen- und Koppelinduktivitäten der Spulen im Stator und Rotor der Maschine bestimmt werden. Abbildung 6.12 zeigt den schematischen Querschnitt des



**Abbildung 6.12:** Schematischer Aufbau des modellierten Motors.

oberen Motorteils mit den Wicklungen des Stators und der Läuferanordnung mit den Permanentmagneten. Durch die rotationssymmetrische Anordnung der Spulen um den zylindrischen Läuferkern genügt es, jeweils eine Spule für die Phasen  $L_1$  bis  $L_3$  zu betrachten.

### 6.3.1 Berechnung der Modellparameter

Für den vorliegenden Motor sind keine Literaturquellen bekannt, aus denen die Induktivitäten direkt bestimmt werden können. Daher werden die prinzipiellen Beziehungen zum besseren Verständnis vorerst analytisch abgeleitet. Hierbei kann auf die Berücksichtigung von Randeffekten zunächst verzichtet werden. In einem zweiten Schritt werden die Induktivitäten mit Hilfe der numerischen Feldberechnung bestimmt, womit alle Geometrieeffekte und Materialeigenschaften erfasst werden können.

#### Selbstinduktivitäten der Statorwicklung

Für die Selbstinduktivitäten gelten unter der Voraussetzung eines konstanten  $\mu_r$  und keiner lokalen Sättigung:

$$L_1 = L_2 = L_3 \quad (6.6)$$

Die Selbstinduktivität  $L$  ist definiert als der Proportionalitätsfaktor zwischen dem magnetischen Fluss und dem verursachenden Strom. Bei einer Spule mit  $n$  Windungen und dem Leiterstrom  $I_1$  beträgt die Induktivität:

$$L = \frac{n \cdot \Psi}{I_1} \quad (6.7)$$

Der magnetische Fluss ist über die Fläche und die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  bestimmt.

$$\Psi = n \cdot \phi = n \cdot \iint_A \vec{B} d\vec{A} \quad (6.8)$$

Bei einer angenommenen gleichmäßigen Verteilung der magnetischen Induktion über der kompletten Fläche des Spulenkerns  $A$  und einer senkrechten Ausrichtung auf diese Fläche, vereinfacht sich Gleichung 6.8 zu:

$$\Psi = n \cdot A \cdot |\vec{B}| \quad (6.9)$$

Aus dem Durchflutungsgesetz

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = n \cdot I_1 \quad (6.10)$$

und dem linear angenommenen Zusammenhang  $\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_r \mu_0}$  kann die magnetische Flussdichte im Eisen und in Luft gemäß Gleichung 6.11 berechnet werden.

$$\int_0^{l-2h_{LS}} \frac{\vec{B}}{\mu_0 \mu_r} d\vec{l}_1 + 2 \int_0^{h_{LS}} \frac{\vec{B}}{\mu_0} d\vec{l}_2 = n \cdot I_1 \quad (6.11)$$

Der Anteil des Luftspaltes mit der Höhe  $h_{LS}$  wird mit dem Faktor 2 versehen, da der magnetische Fluss diesen zweimal durchdringen muss. Der erste Term aus Gleichung 6.11 ist gegenüber dem zweiten um mehr als den Faktor 1000 kleiner und kann daher in der weiteren

Betrachtung vernachlässigt werden. Unter Berücksichtigung, dass der Betrag der magnetischen Induktion entlang des Luftspaltes sich nicht verändert, vereinfacht sich die Gleichung 6.11 zu

$$|\vec{B}| = \frac{n \cdot I_1 \cdot \mu_0}{2 \cdot h_{LS}} \quad (6.12)$$

Eingesetzt in Gleichung 6.9 und 6.7 ergibt sich die Näherung für die Selbstinduktivität:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot A}{2 \cdot h_{LS}} \quad (6.13)$$

Mit den Daten des entworfenen Prototypen

- Windungszahl:  $n = 2700$
- Luftspalthöhe:  $h_{LS} = 11 \text{ mm}$
- Luftspaltfläche:  $A = 695,29 \text{ mm}^2$

errechnet sich die Induktivität der Spulen zu  $L = 289,37 \text{ mH}$ .

### Berechnung der Koppelinduktivitäten

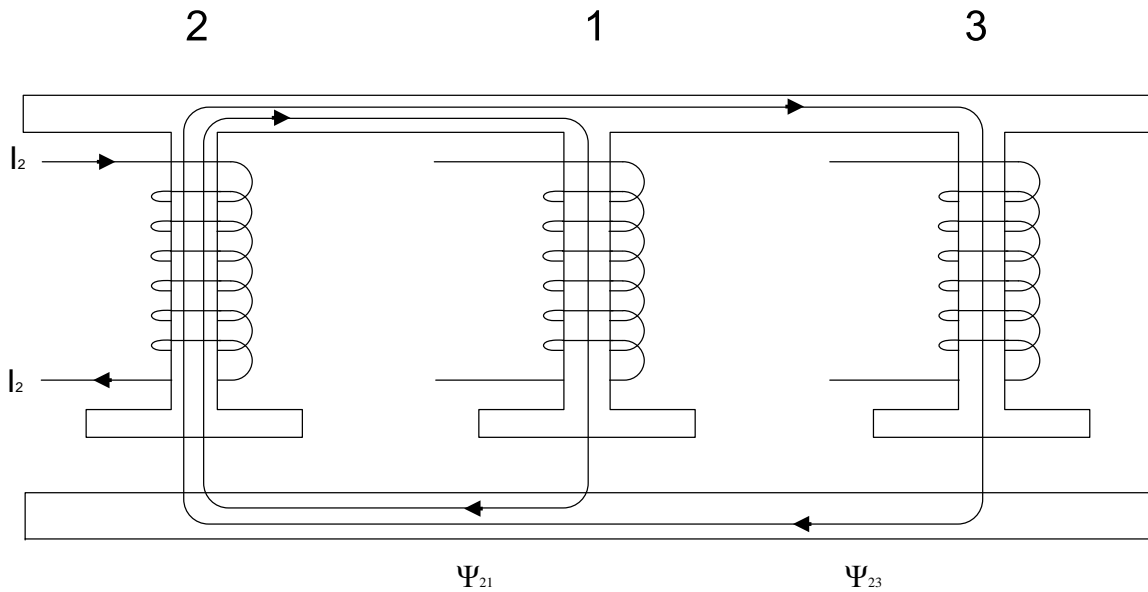
Bei der analytischen Betrachtung der Selbstinduktivitäten wurde angenommen, dass die Eisenkerne eine unendlich große Permeabilität haben, was für die reale Maschine nicht zutrifft. Um dennoch den Sättigungszustand in der Maschine zu berücksichtigen, werden im Parkschen Gleichungssystem die dort als konstant angenommenen Eigen- und Koppelinduktivitäten für einen fest vorgegebenen Sättigungszustand vorausberechnet. Diese Vorgehensweise ist üblich, um nachträglich über die Parameteranpassung die Sättigung zu berücksichtigen.

Die Berechnung der Koppelinduktivitäten geschieht durch eine Bestromung der Phase  $L_2$  und einer anschließenden Bestimmung der eingekoppelten Flüsse in die Phasen  $L_1$  und  $L_3$ . Die schematische Aufteilung des Flusses bei Erregung der Phase  $L_2$  ist in Abbildung 6.13 dargestellt. Dieser Vorgang wird für jede Phase wiederholt.

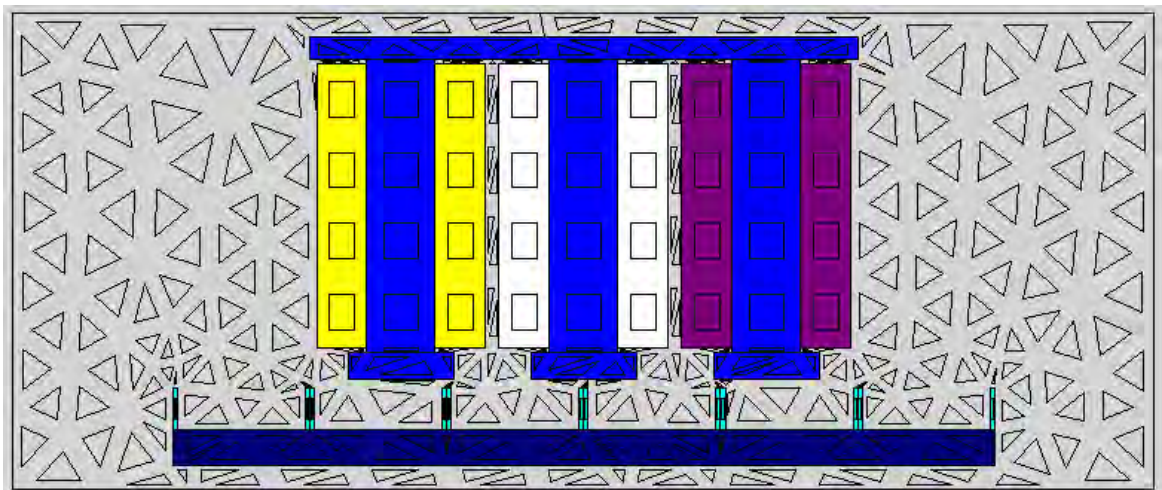
Die numerischen Feldberechnungsverfahren ermöglichen die Bestimmung der Induktivitäten für jeden Sättigungszustand. Daher wird bei der Ermittlung der Eigen- und Koppelinduktivitätsmatrix auf das Programm FEMAG zurückgegriffen.

Das Modell in Abbildung 6.13 wird nach dem geometrischen Aufbau vernetzt, den Gebieten werden die magnetischen Parameter zugewiesen und anschließend die hier gelb markierte Spule bestromt. Das fertige bereits vermaschte Simulationsmodell ist in Abbildung 6.14 dargestellt.

Zur Berechnung wird der Läufer um  $\pm 10 \text{ mm}$  um die dargestellte Lage verfahren, da sich die Koppelinduktivitäten zwischen Stator und Läufer über die Position ändern. Für jeden Schritt wird die komplette Induktivitätsmatrix berechnet. Durch diese Vorgehensweise lassen sich die Funktionen der einzelnen Induktivitäten über den Verfahrensweg ermitteln. Da der Läufer



**Abbildung 6.13:** Schematischer Aufbau der Spulen mit dem Eisenkern bei Bestromung von  $I_2$ .



**Abbildung 6.14:** Vernetztes Modell des Linearmotors in FEMAG.

keine ausgeprägte magnetische Unsymmetrie besitzt, sind die funktionellen Änderungen nur gering. Es ergibt sich für den Prototypen an der betrachteten Position die Ergebnismatrix  $[M]$ :

$$[M] = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1r} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{2r} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{3r} \\ M_{r1} & M_{r2} & M_{r3} & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 341,05 & -201,91 & -99,63 & 2,31E-05 \\ -201,91 & 454,86 & -216,55 & -1,64E-05 \\ -99,63 & -216,55 & 356,98 & -6,93E-06 \\ 0,02 & -0,016 & -0,008 & 1,46E-07 \end{bmatrix} mH$$

Die unterschiedliche Kopplung zwischen den einzelnen Spulen resultieren aus den verschiedenen Weglängen des Flusses im gesättigten Eisen und somit durch unterschiedliche ma-

agnetische Widerstände für die einzelnen Flussmaschen.

### 6.3.2 Umrechnung der Permanentmagnete in eine äquivalente Luftspule

Da der untersuchte Motor eine permanent erregte Linearmaschine ist, müssen die Magnete des Rotors in eine äquivalente Spule umgerechnet werden, um das gebräuchliche Windungsmodell einer Synchronmaschine verwenden zu können.

Der Arbeitspunkt der Permanentmagnete wird im Allgemeinen so gewählt, dass die Magnetisierungskennlinie in seiner Umgebung als linear angenommen werden kann. Abbildung 6.15 zeigt einen typischen magnetischen Kreis bestehend aus einem Permanentmagneten mit der Höhe  $h_{PM}$  und dem Eisenjoch mit der Luftspalthöhe  $h_{LS}$ .

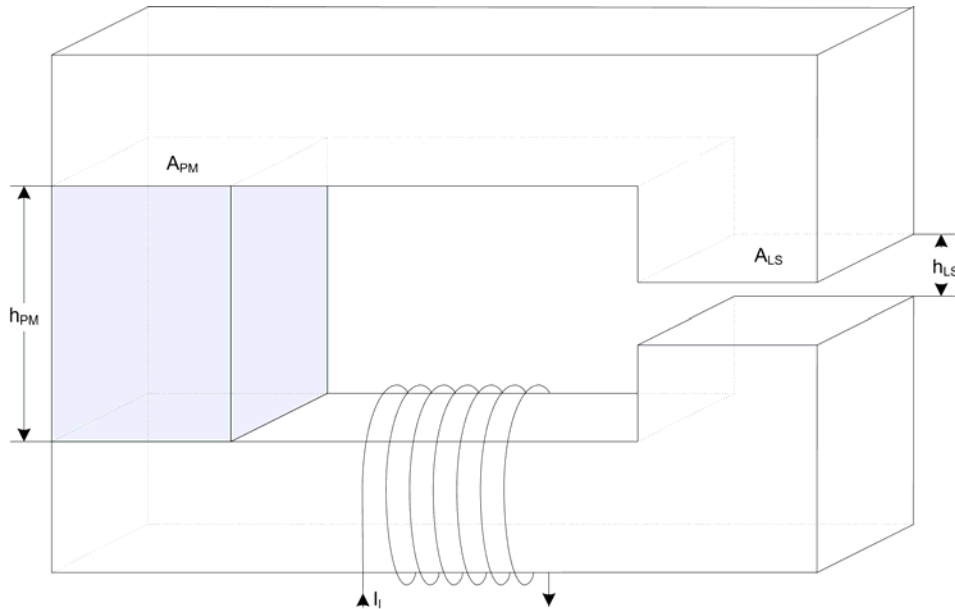


Abbildung 6.15: Magnetischer Kreis mit elektrischer Erregung.

Für die magnetische Flussdichte des Permanentmagneten gilt nach [19]:

$$B_{PM} = B_R - \mu_0 \cdot \mu_{PM} \cdot H_{PM} \quad (6.14)$$

Unter der Annahme der vernachlässigbaren Eisenjoche ( $\mu_{FE} \rightarrow \infty$ ) ergibt sich aus dem Durchflutungsgesetz die Gleichheit der magnetischen Spannungsabfälle über dem Permanentmagneten und dem Luftspalt.

$$H_{LS} \cdot h_{LS} = H_{PM} \cdot h_{PM} \quad (6.15)$$

Bei vernachlässigbarer Streuung und auf Grund der Stetigkeit des magnetischen Flusses ist der magnetische Fluss durch den Permanentmagneten und durch den Luftspalt gleich.

$$B_{LS} \cdot A_{LS} = B_{PM} \cdot A_{PM} \quad (6.16)$$

Aus Gleichung 6.14 eingesetzt in Gleichung 6.16 unter Zuhilfenahme von Gleichung 6.15 folgt:

$$B_{LS} = \frac{B_R \cdot h_{PM}}{\frac{A_{LS}}{A_{PM}} \cdot h_{PM} + \mu_{PM} \cdot h_{LS}} \quad (6.17)$$

Somit kann die magnetische Flussdichte und damit bei bekannter Geometrie der magnetische Fluss im Luftspalt einer permanenterregten Maschine im Leerlauf ermittelt werden.

Für eine Ersatzdarstellung mit Ersatzwicklung gilt für die Durchflutung:

$$\Theta = H_{LS} \cdot h_{LS} + H_M \cdot h_M \quad (6.18)$$

Mit den Gleichungen 6.17 und 6.18 ergibt sich die elektrische Ersatzdurchflutung:

$$\Theta = B_{LS} \cdot \left( \frac{h_M}{\mu_M} + h_{LS} \right) \cdot \frac{1}{\mu_0} \quad (6.19)$$

Die Gleichung des magnetischen Kreises kann unter Verwendung von 6.19 gemäß Gleichung 6.17 umgeformt werden:

$$B_{LS} \cdot \left( \frac{h_{PM}}{\mu_{PM}} + h_{LS} \right) \cdot \frac{1}{\mu_0} = B_R \cdot \frac{h_{PM}}{\mu_0 \mu_{PM}} \quad (6.20)$$

Aus den Gleichungen 6.19 und 6.20 lässt sich die äquivalente Durchflutung  $\Theta$  angeben.

$$\Theta = B_R \cdot \frac{h_{PM}}{\mu_0 \mu_{PM}} \quad (6.21)$$

Die Magnethöhe wird dabei der wirksamen Luftspalthöhe  $h_i$  zugeschlagen:

$$h_i = \frac{h_{PM}}{\mu_{PM}} + h_{LS} \quad (6.22)$$

Für den Prototypen mit den Daten

- Luftspalthöhe  $h_{LS} = 2 \text{ mm}$
- Magnetdicke  $h_{PM} = 9 \text{ mm}$
- Remanenzinduktion  $B_R = 1 \dots 1,1 \text{ T}$
- Permeabilität des Magneten  $\mu_{PM} = 1,05 \dots 1,1$

kann die Durchflutung wie folgt bestimmt werden:

$$\Theta = 1 \text{ T} \cdot \frac{9 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{12,54 \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 1,1} = 6514,18 \text{ A} \quad (6.23)$$



Der Ersatzluftspalt beträgt:

$$h_i = \left( \frac{9 \text{ mm}}{1,1} + 2 \text{ mm} \right) = 10,18 \text{ mm} \quad (6.24)$$

Über die in Kapitel 6.3.1 abgeleitete Beziehung 6.13 kann nun die Induktivität einer Ersatzspule bestimmt werden. Dabei wurde die Windungszahl  $n = 1$  angenommen.

$$L_{\text{PM}} = \frac{12,56 \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 695,29 \text{ mm}^2}{10,18 \text{ mm}} = 86,05 \text{ nH} \quad (6.25)$$

### 6.3.3 Umrechnung des rotatorischen Modells in ein translatorisches Modell

Das bisher dargestellte Modell ist für eine rotierende permanenterrregte Synchronmaschine entwickelt worden. Um dieses auf eine Linearmaschine anwenden zu können, muss die Bewegungs- und Momentengleichung auf eine lineare Verschiebung umgerechnet werden.

Die Polteilung ist über den Umfang bzw. über den Radius der Maschine definiert.

$$U = 2 \cdot \pi \cdot r = 2 \cdot p \cdot \tau_p \Rightarrow r = \frac{p \cdot \tau_p}{\pi} \quad (6.26)$$

Die Kraft  $F$  des Linearmotors lässt sich aus dem Drehmoment der rotierenden Maschine und dem Rotorradius ableiten:

$$F = \frac{M}{r} = \frac{M \cdot \pi}{\tau_p \cdot p} \quad (6.27)$$

Für das Drehmoment gilt:

$$M_{\text{el}} = p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (6.28)$$

Durch Einsetzen erhält man die Kraft der Linearmaschine. Die Polpaarzahl kürzt sich bei dieser Gleichung heraus und ist nur noch indirekt über die Gesamtinduktivität enthalten.

$$F_{\text{el}} = \frac{\pi \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d)}{\tau_p} \quad (6.29)$$

Die Geschwindigkeit des Läufers kann direkt aus der Frequenz des speisenden Drehfeldes errechnet werden:

$$v = 2 \cdot \tau_p \cdot f \quad (6.30)$$

Die Massenträgheit  $\theta$  wird direkt durch die Masse des Rotors  $m_{\text{Rotor}}$  ersetzt. Damit lassen sich für den Synchronlinearmotor Gleichungen nach Park aufstellen:

$$U_d = i_d R_1 + L_1 \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi v_z}{\tau_p} L_1 i_q \quad (6.31)$$

$$U_q = i_q R_1 + L_1 \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi v_z}{\tau_p} (L_1 i_d + \Psi_{\text{PM}}) \quad (6.32)$$

$$F_{\text{el}} = \frac{\pi}{\tau_p} (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (6.33)$$

$$m_{\text{Rotor}} \cdot \frac{dv_z}{dt} = F_{\text{el}} - F_L \quad (6.34)$$

In dem zylindrischen Läufer sind keine ausgeprägten Dämpferwicklungen untergebracht, so dass im transienten Zustand die Dämpfung nur durch die Wirbelströme in den Magneten sowie in dem Eisenzylinder erfolgen kann. Die hierbei auftretenden Ströme werden als sehr klein abgeschätzt, so dass für die Erstanalyse des Motors auf die Dämpferkreise verzichtet werden kann.

### 6.3.4 Aufbau des kompletten Wirkungsschemas

Für die in Kapitel 6.3.3 hergeleiteten Gleichungen 6.31 bis 6.34 lässt sich das in Abbildung 6.16 gezeigte Blockdiagramm der permanenten Synchronmaschine aufstellen. Dieses kann mit den in Kapitel 6 gezeigten Reglern zu einem Gesamtsystem zusammengefügt und direkt in Matlab/Simulink gelöst werden.

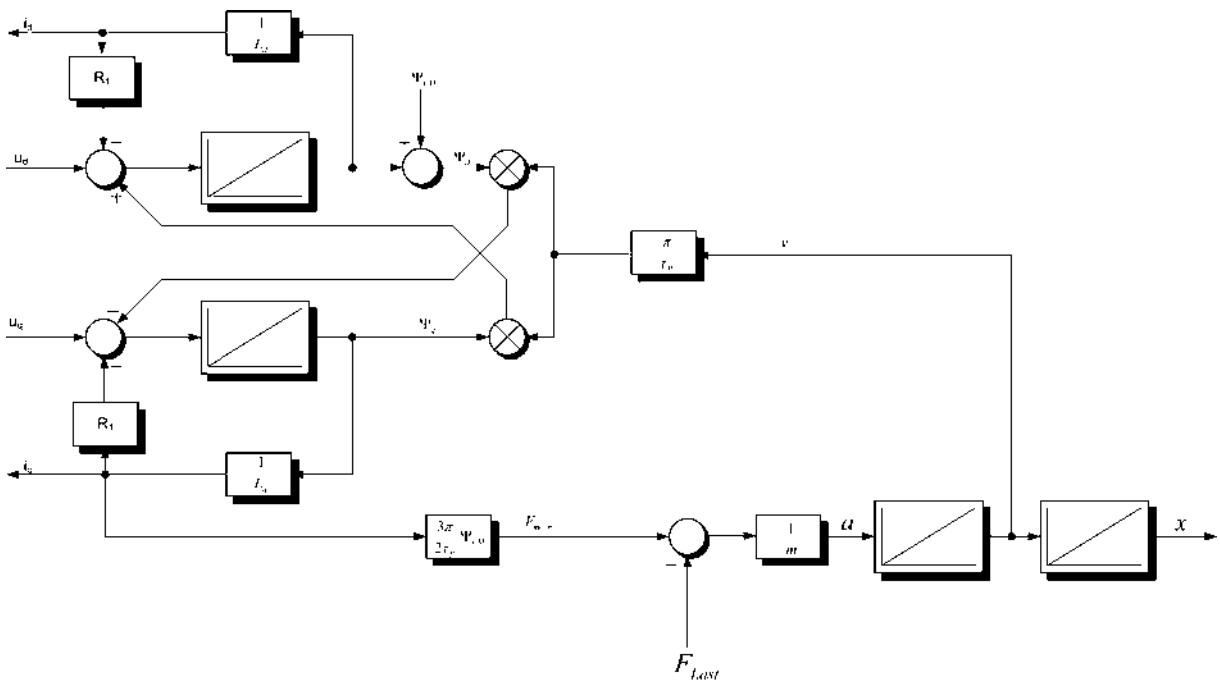


Abbildung 6.16: Schematische Darstellung des Modells einer permanenten Synchronmaschine.

## 6.4 Kraftkennlinie der Linearmaschine

Die Kraft des permanenten Synchronmotors ist in der allgemeinen Form nach Gleichung 6.33 von dem d- und q-Strom abhängig. Werden die magnetischen Flüsse nach der Park-Transformation über die Induktivitäten in d- und q-Richtung definiert,

$$\Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (6.35)$$

$$\Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_{PM} \quad (6.36)$$

kann die Gleichung 6.33 umgeformt werden.

$\Psi_{PM}$  ist der von dem Rotor eingekoppelte Fluss, der durch die Ersatzwicklung des Permanentmagneten generiert wird.

$$F_{el} = \frac{\pi}{\tau_p} \cdot (\Psi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q) \quad (6.37)$$

Bei dem hier betrachteten Linearmotor können bauartbedingt keine Reluktanzkräfte auftreten, da der Läufer aus einem glatten Eisenrohr besteht, das sich in axiale Richtung bewegt. Auf diesem Eisenrohr sind die Permanentmagnete nur aufgeschoben und durch nicht ferromagnetische Distanzstücke voneinander getrennt. Die Magnete haben eine Permeabilität, die ähnlich der Luft liegt, weshalb sie für die Betrachtung der Reluktanzkräfte vernachlässigt werden kann.

Aus diesem Grund sind die Eigeninduktivitäten der Statorwicklungen nicht abhängig von der Lage des Läufers.  $L_d$  kann daher mit  $L_q$  gleichgesetzt werden. Gleichung 6.37 vereinfacht sich damit zu:

$$F_{el} \simeq \frac{\pi}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q \quad (6.38)$$

Die komplette Kraft der Maschine ist daher direkt proportional zum Strom in q-Richtung und zum magnetischen Fluss der Permanentmagneten.

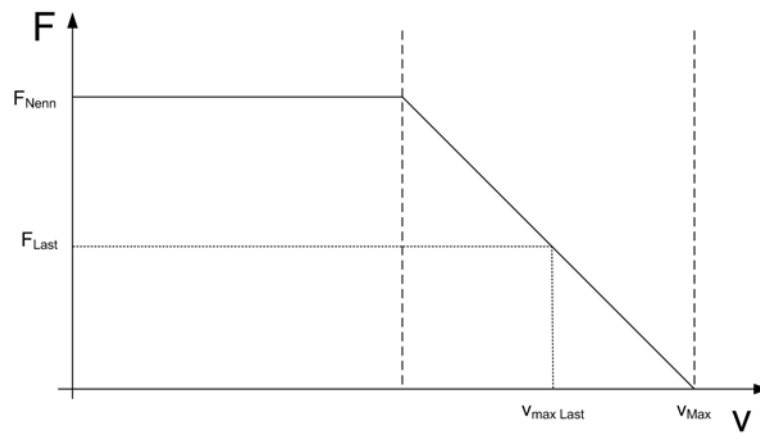
Aus obiger Gleichung geht noch keine Begrenzung der möglichen Verfahrensgeschwindigkeit hervor. Diese resultiert jedoch aus der Spannungsgleichung 6.32 für  $U_q$ , da in dieser ein Term enthalten ist, der von der Bewegungsgeschwindigkeit abhängig ist. Der magnetische Fluss der Permanentmagneten induziert in q-Richtung eine Spannung, die proportional zur Geschwindigkeit des Läufers ist. Diese Spannung wird gegenelektromotorische Kraft oder kurz gegen-EMK genannt.

Auf Grund dieser Gegenspannung kann der Motor nicht beliebig große Geschwindigkeiten fahren, da die Spannung  $U_q$  durch den Zwischenkreis des Umrichters und durch die Isolierungen des Motors begrenzt ist. Die Kraft des Motors wird ab einer Grenzgeschwindigkeit sinken, da die Spannung  $U_q$  nicht mehr ausreicht, um den vollen kraftbildenden Strom einzuprägen. Die Kraft-Geschwindigkeitskennlinie ist in Abbildung 6.17 dargestellt.

## 6.5 Kommutierungswinkelfindung

Beim Einschalten des Linearmotorsystems ist es erforderlich, dass der Umrichter die Position des Läufers kennt, um den Strom mit dem richtigen Kommutierungswinkel einzuprägen. Zu diesem Zweck werden bei Servoantrieben häufig Absolutwertgeber verwendet, die die Läuferposition zu jedem Zeitpunkt, auch nach dem ersten Einschalten, kennen. Steht kein absolutes Positionssignal zur Verfügung, muss der Kommutierungswinkel vom Servoumrichter erkannt werden. Dazu existieren verschiedene Verfahren [20].

Der hier verwendete Servoumrichter prägt zur Positionsfindung einen einstellbaren Strom für eine gewisse Zeit in den Motor ein. Der Läufer richtet sich daraufhin so aus, dass der



**Abbildung 6.17:** Erreichbare Kraft abhängig von der Geschwindigkeit des Läufers.

Strom in seiner d-Achse liegt. Anschließend wird der Stromzeiger um  $90^\circ$  gedreht, wobei überprüft wird, ob der Läufer sich entsprechend mitbewegt. Dies ist zur Kommutierungswinkelfindung nicht unbedingt erforderlich, dient aber zur Kontrolle, ob der Läufer sich ausgerichtet hat. Erkennt der Umrichter keine Bewegung um eine halbe Polteilung, wird eine Fehlermeldung ausgegeben. Bei Vorhandensein eines Absolutwertgebers ist das Ausführen dieser Kommutierungswinkelfindung nur beim ersten Inbetriebnehmen erforderlich.

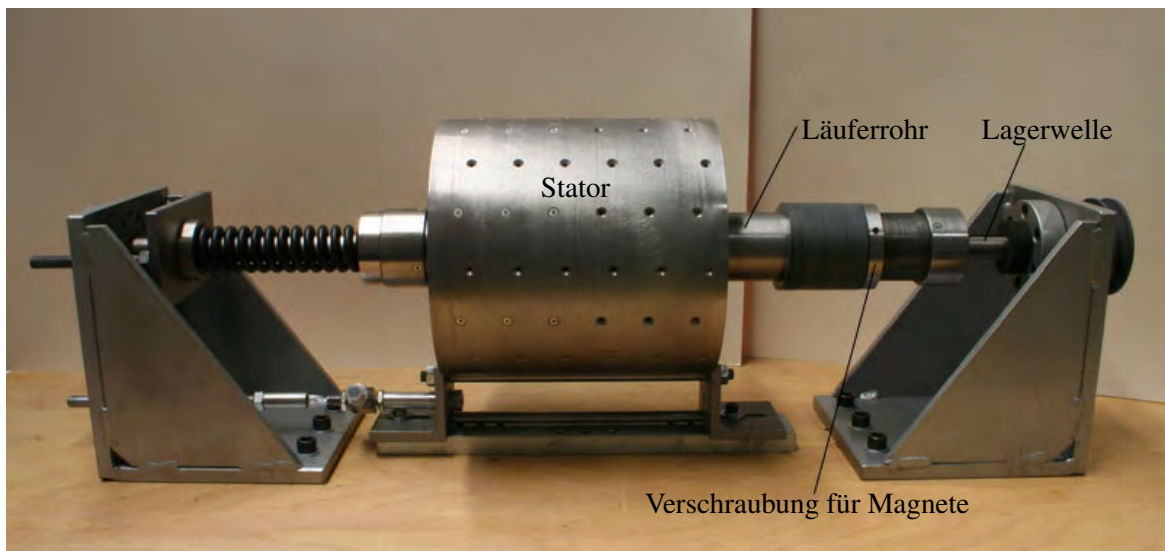
# Kapitel 7

## Aufbau eines Prototypen und Messungen

Mit den optimierten Konstruktionsparametern von Kapitel 3 ist ein erster Prototyp zum Nachweis der grundlegenden Funktion des Linearmotors gebaut worden. Außerdem werden mit ihm die Simulationsergebnisse experimentell überprüft.

### 7.1 Konstruktion des Prototypen

Der komplette Prototyp wird mit den dazugehörigen Messapparaturen auf einer Arbeitsplatte aufgebaut. Der mechanische Aufbau des Stators, Läufers und der Lagerung ist in Abbildung 7.1 zu sehen.

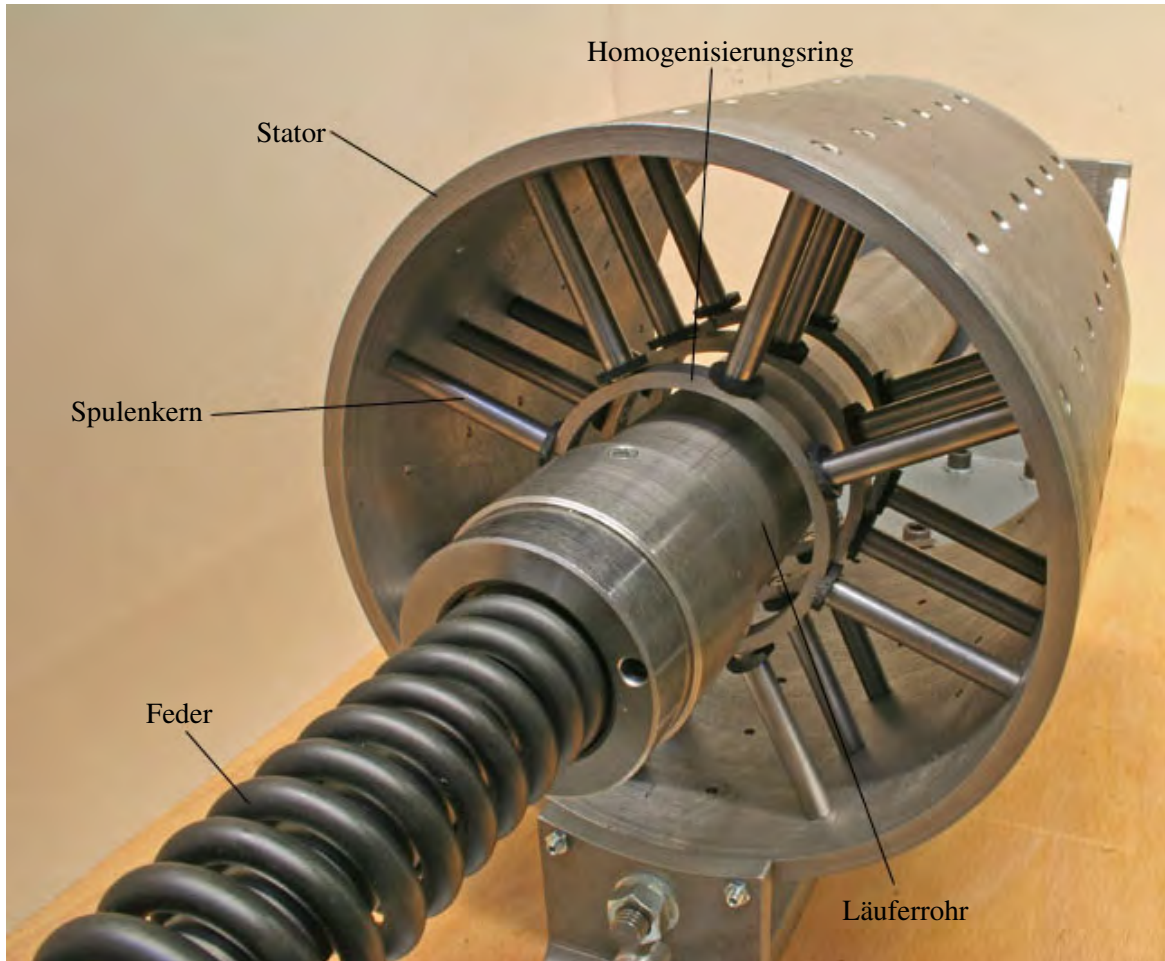


**Abbildung 7.1:** Mechanischer Gesamtaufbau des Prototypen.

In der Mitte ist das Statorrohr, in dem sich Bohrungen befinden, um die Sterne mit den aufgeschobenen Spulen einzuschrauben. Eingeschoben in den Stator befindet sich das Trä-

gerrohr des Läufers, auf das die Magneten aufgebracht und an beiden Seiten verschraubt werden. Innerhalb des Trägerrohrs befindet sich eine Vollwelle, die zur Lagerung des Läufers dient und an beiden Seiten des Prüfstandes mit Winkeln verankert ist. Die Lagerung des Läufers befindet sich komplett innerhalb der Rohres und besteht aus jeweils einem Lager an beiden Seiten.

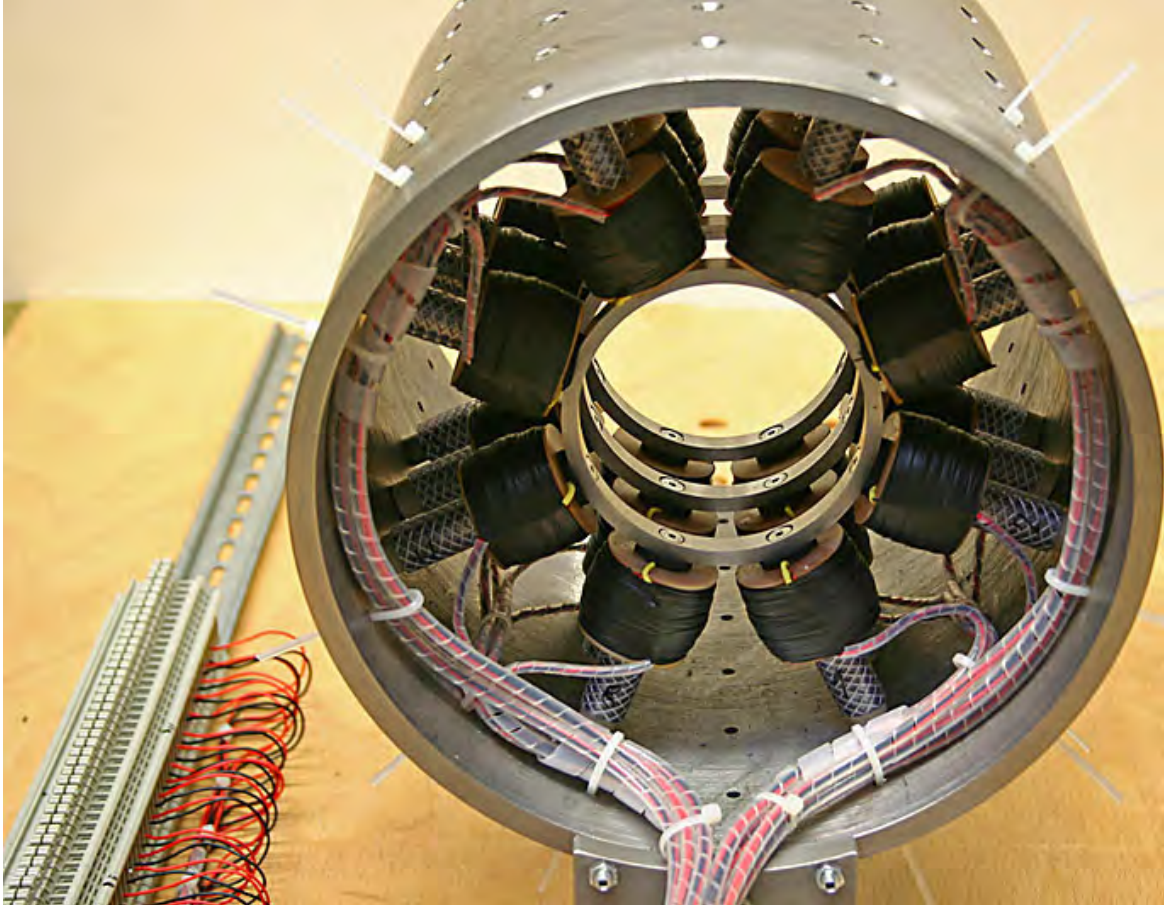
Abbildung 7.2 zeigt den mechanischen Aufbau des Prototypen von der Seite. Hier sind die



**Abbildung 7.2:** Seitenansicht des mechanischen Aufbaus.

Sterne mit den Spulenkernen für die Statorspulen deutlich zu erkennen. Die Sterne werden durch die Homogenisierungsringe zum Läufer hin abgeschlossen. Die Magnete sind noch nicht auf das Trägerrohr und die Spulen auf die Spulenkern aufgeschoben. Am vorderen Bildrand befindet sich eine Feder, die als Last für die Kraftmessung dienen soll.

Abbildung 7.3 zeigt den Stator des Motors mit montierten Spulen. Die hier gezeigte erste Version der Spulen ist noch nicht bauraumoptimiert und dient nur zum schnellen Nachweis der prinzipiellen Funktion des Motors.



**Abbildung 7.3:** Ansicht der Spulen im Statorrohr.

Am linken Bildrand befinden sich die Klemmen, mit deren Hilfe jede einzelne Spule elektrisch angeschlossen werden kann. Damit können verschiedene Reihen- und Parallelschaltungen der Spulengruppen untersucht werden.

Abbildung 7.4 zeigt den betriebsbereit aufgebauten Stator mit eingeschobenem Läufer. Der Stator ist auf diesem Bild bereits mit den bauraumoptimierten Spulen nach Kapitel 3.2.2 bestückt. Die schwarzen Magnete sind wechselweise mit dem Nord- bzw. Südpol nach außen auf das Läuferrohr aufgeschoben und verspannt worden. Der Luftspalt zwischen den Magneten und den Homogenisierungsrings ist deutlich zu sehen.



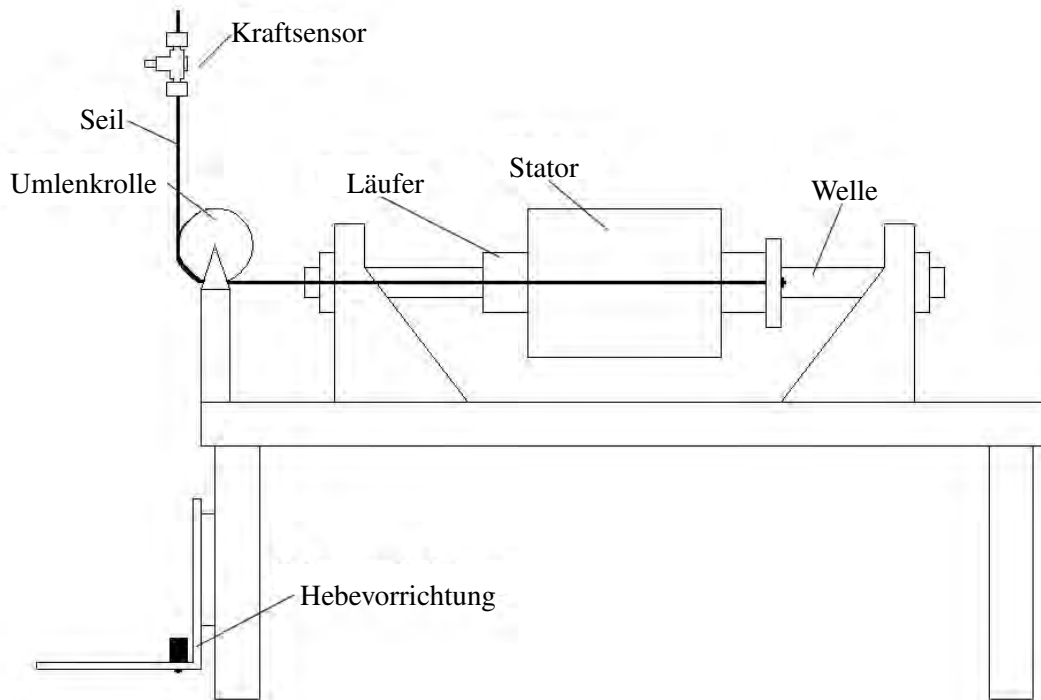


**Abbildung 7.4:** Montierter Prototyp mit bauraumoptimierten Spulen.



## 7.2 Messung der Rastkraft

Für die Kraftmessungen des Prototypen ist ein relativ aufwendiger Messaufbau erforderlich. Die Rastkraft wird mit dem Aufbau, der in Abbildung 7.5 dargestellt ist, durchgeführt. Der



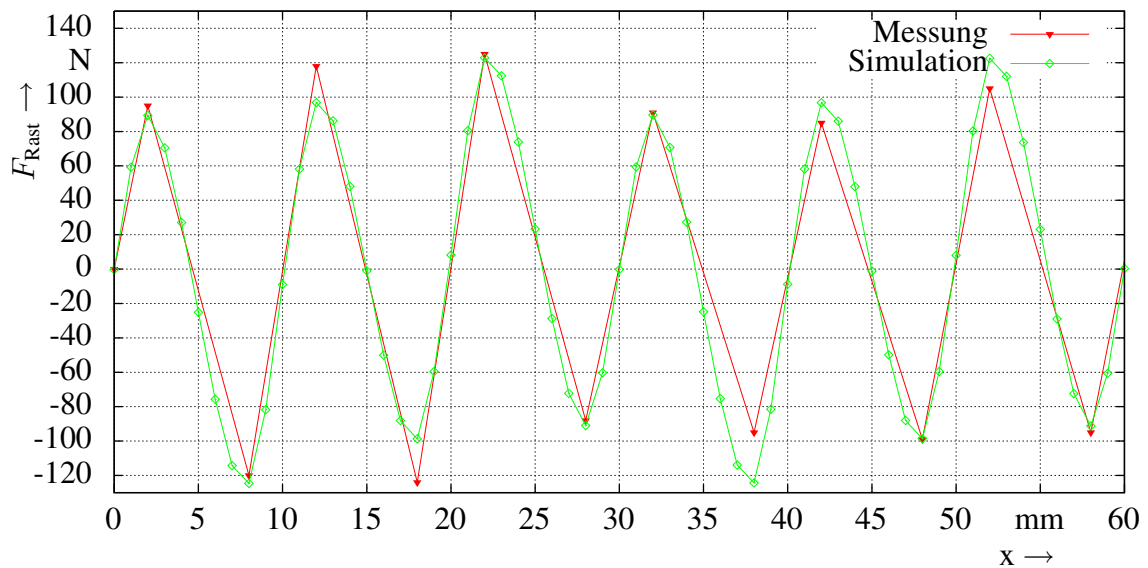
**Abbildung 7.5:** Konstruktion zur Messung der Rastkraft

eigentliche Kraftsensor, der auf der Basis von Dehnungsmessstreifen funktioniert, ist an einem Seil befestigt, das an einem Kran bzw. Flaschenzug aufgehängt ist. Die andere Seite des Sensors ist ebenfalls mit einem Seil verbunden, das über eine Umlenkrolle, die auf Höhe der Welle angeordnet ist, zum Läufer geführt und dort befestigt ist. Mit dem Kran bzw. Flaschenzug wird der Läufer langsam durch dem Stator gezogen und die benötigte Kraft aufgezeichnet. Durch die reine Zugbelastung können mit einer Messung nur die positiven bzw. negativen Maxima der Rastkraft gemessen werden, weshalb die Messung an beiden Seiten des Motors erfolgen muss, um den kompletten Verlauf zu ermitteln.

Um die Kräfte, die durch die Reibung der Lager zusätzlich auftreten, herausrechnen zu können, wird der gleiche Versuch ohne Magnete durchgeführt. Die konstante gemessene Reibungskraft wird von dem Messergebnis abgezogen.

Die in Abbildung 7.5 dargestellte Hebevorrichtung dient zur Belastung des Motors in eine Richtung, zum Beispiel um das thermische Verhalten zu messen. Dazu wird die Umlenkrolle umgekehrt und das Seil statt an dem Kraftsensor an der Hebevorrichtung befestigt. Anschließend wird mit einer Gewichtsbelastung der Motor betrieben, und das thermische

Verhalten aufgezeichnet.

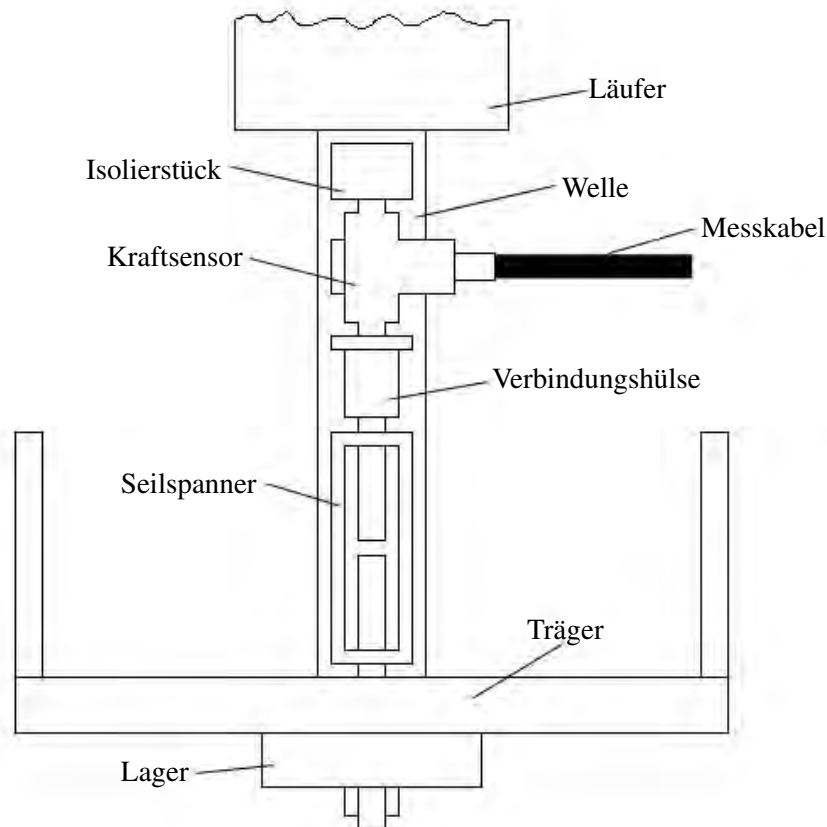


**Abbildung 7.6:** Gemessene und durch numerische Feldberechnung simulierte statische Rastkraft im Vergleich.

Die gemessene Rastkraft ist in Diagramm 7.6 abhängig von der Position des Läufers über den gesamten Verfahrensweg aufgezeichnet. Die rot gezeichnete Kurve ist die gemessene Kraft und in grün ist die nach Kapitel 4.3.8 simulierte Rastkraft aufgetragen. Es ist deutlich zu erkennen, dass Messung und Simulation sehr gut übereinstimmen, wobei auf Grund der Messmethode nur die Spitzen der Rastkraft mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden können. Der genaue Verlauf über den Weg außerhalb der Maxima ist bei der vorgesehenen Anwendung des Motors von untergeordneter Bedeutung. Die Amplitude der Messwerte liegt sowohl in positiver, als auch in negativer Richtung bei etwa 120 N. Der Abstand zweier gleichpolarisierter Maxima beträgt ca 10 mm.

### 7.3 Messung der statischen Haltekraft

Die Messung der statischen Haltekraft des Linearmotors geschieht mit dem gleichen Kraftsensor, der auch für die Rastkraft eingesetzt wird. Der Sensor ist jedoch, wie in Abbildung 7.7 dargestellt, direkt zwischen dem Läufer und der Befestigung an der Bodenplatte montiert. Dabei liegt der Sensor auf der Welle, auf der der Läufer sich bewegt. Über eine Verbindungs-

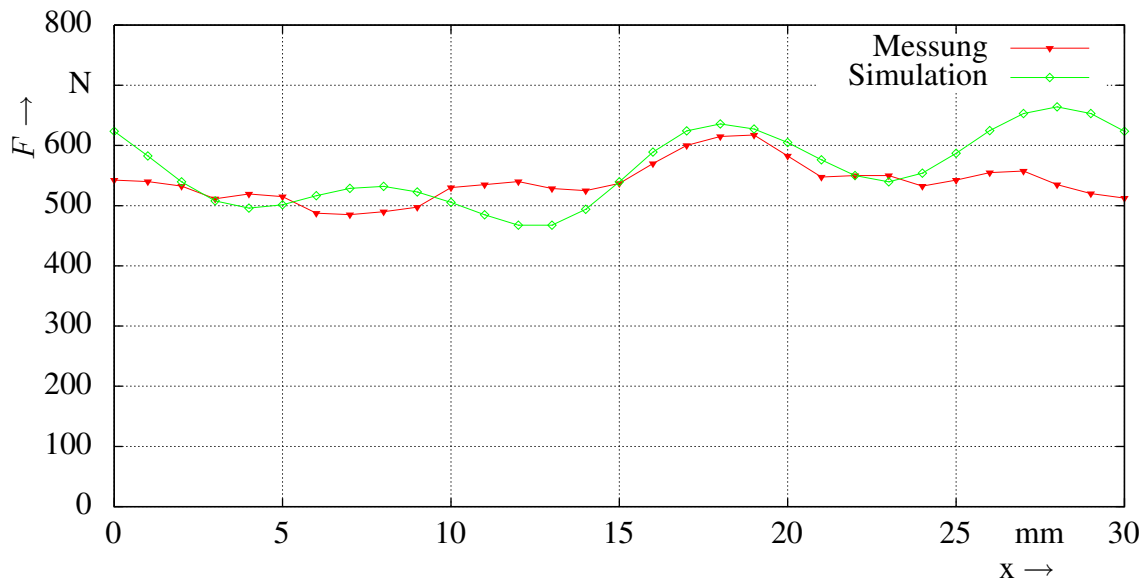


**Abbildung 7.7:** Messanordnung zur Schubkraftmessung (Sicht von oben)

hülse ist er mit einem Seilspanner verbunden, der durch seine zwei gegensätzlichen Gewinde durch Drehung des äußeren Teiles in der Länge stufenlos einstellbar ist. Damit kann die Kraft an jeder beliebigen Position des Läufers präzise gemessen werden.

Bei der Kraftmessung wird der Motor durch einen Umrichter angetrieben und positionsgeregelt langsam gegen den Kraftsensor gefahren. Bei einer weiteren Verschiebung der Sollposition hinter den Kraftsensor speist der Umrichter den maximalen Strom bei optimalem Kommutierungswinkel in den Motor ein. Die Kraft auf den Sensor entspricht somit der maximalen Motorkraft an der Position.

In Abbildung 7.8 ist die gemessene Kraft in rot und die simulierte Kraft in grün dargestellt. Die maximale Amplitude des Motors schwankt positionsabhängig zwischen 480 und 620 N. Die simulierte Kraft hat in weiten Teilen eine recht gute Übereinstimmung zur Messung.



**Abbildung 7.8:** Statische Haltekraft im Vergleich zwischen Simulation und Messung am Prototypen.

## 7.4 Messung der Geschwindigkeit

Zur Messung der maximalen Geschwindigkeit und gleichzeitig der maximalen Beschleunigung wird der Motor mit dem Umrichter ohne zusätzliche Last betrieben. Der begrenzende Faktor für die Beschleunigung ist die Induktivität der Statorwicklung und für die Geschwindigkeit die sogenannte gegen elektromotorische Kraft (gegen-EMK), die bereits in Kapitel 6.4 beschrieben ist.

In Abbildung 7.9 ist der Geschwindigkeitsverlauf des Motors abhängig von dem maximalen Statorstrom aufgetragen. Bei einem Strom von 100%, der als thermisch zulässiger Dauerstrom definiert wird, erreicht der Motor bei einer Fahrt über den begrenzten Verfahrweg eine Geschwindigkeit von etwa zwei Metern pro Sekunde. Die Beschleunigungsphase ist allerdings noch nicht abgeschlossen, was in einem weiteren positiven Gradienten der Kurve abgelesen werden kann. Auf Grund des sehr begrenzten Verfahrweges von etwa 300 mm muss der Motor zu dem Zeitpunkt  $t = 0,11$  s bereits wieder abgebremst werden. Bei einem höheren zulässigen Strom ist die maximale Kraft und damit auch Beschleunigung des Motors größer, wodurch bei 150% Strom eine Geschwindigkeit von 2,7 Metern pro Sekunde erreicht wird.

Die Ursache für den Verlauf dieser Kurven ist, wie in Abbildung 7.10 zu sehen, die Gegenspannung des Läufers. In blau ist der Sollstrom, der vom Regler vorgegeben wird, aufgetragen. In rot ist der tatsächliche Strom des Motors dargestellt, der nach einer Einschaltverzögerung bis auf den Sollstrom folgt. Die Geschwindigkeit des Läufers ist in grün aufgetragen. Ab einer Grenzfrequenz nimmt der Motorstrom trotz konstantem Sollstrom ab, was durch eine induzierte Gegenspannung zu erklären ist. Aus diesem Grund kann der Motor nicht weiter beschleunigen, und die Grenzfrequenz ist erreicht. Diese Ober-

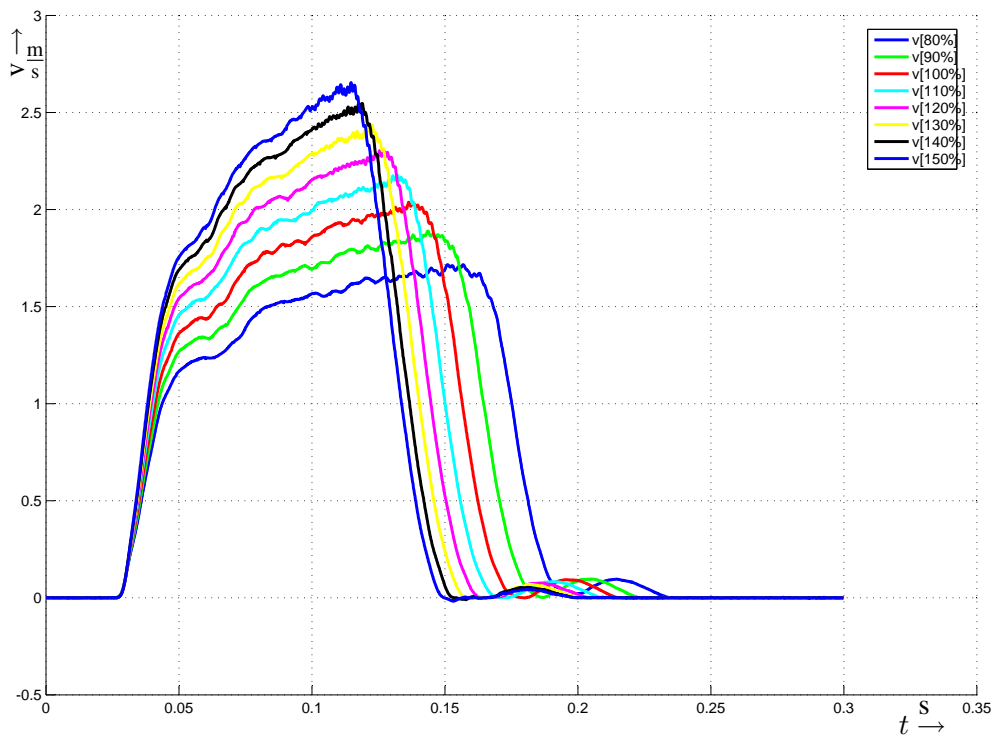


Abbildung 7.9: Geschwindigkeitsverläufe abhängig vom zulässigen Maximalstrom

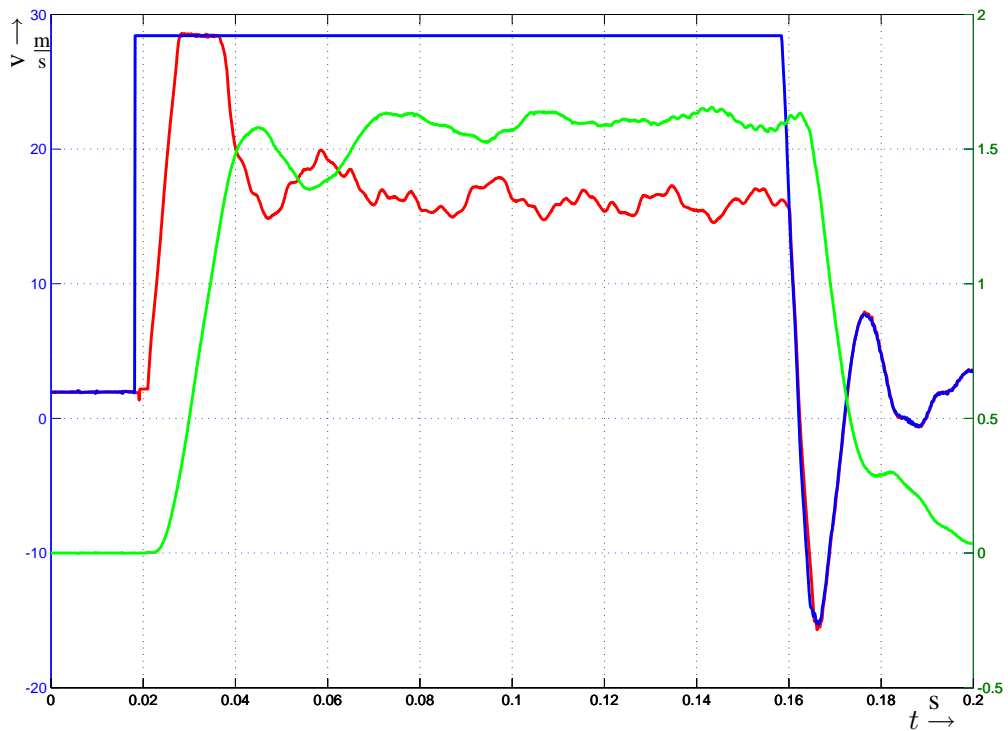
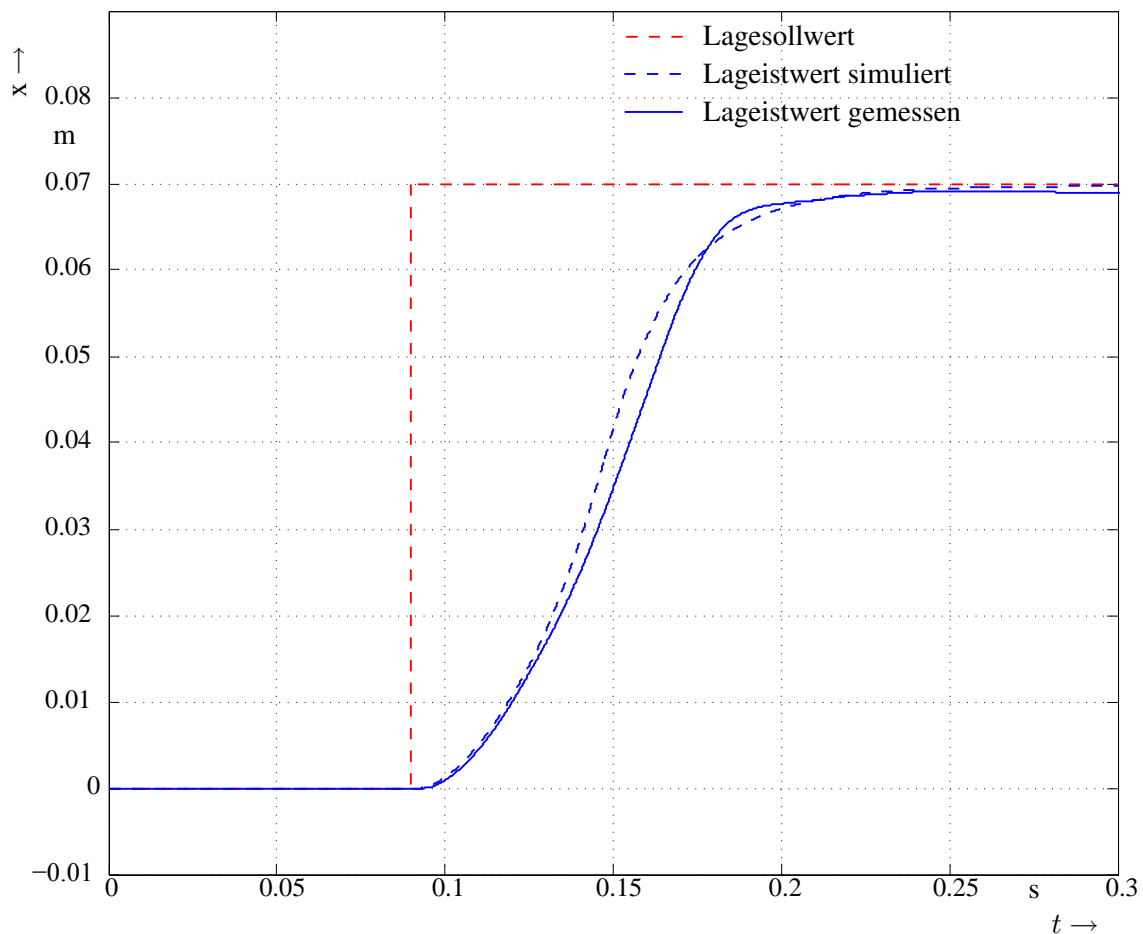


Abbildung 7.10: Motorsollstrom (blau), Motoristrom (rot) und Geschwindigkeit (grün) bei Erreichen der Spannungsgrenze

grenze, die durch die Gegeninduktion der Spulen gegeben ist, kann nur durch eine andere Spulendimensionierung verändert werden.

## 7.5 Vergleich des berechneten und gemessenen Motorverhaltens

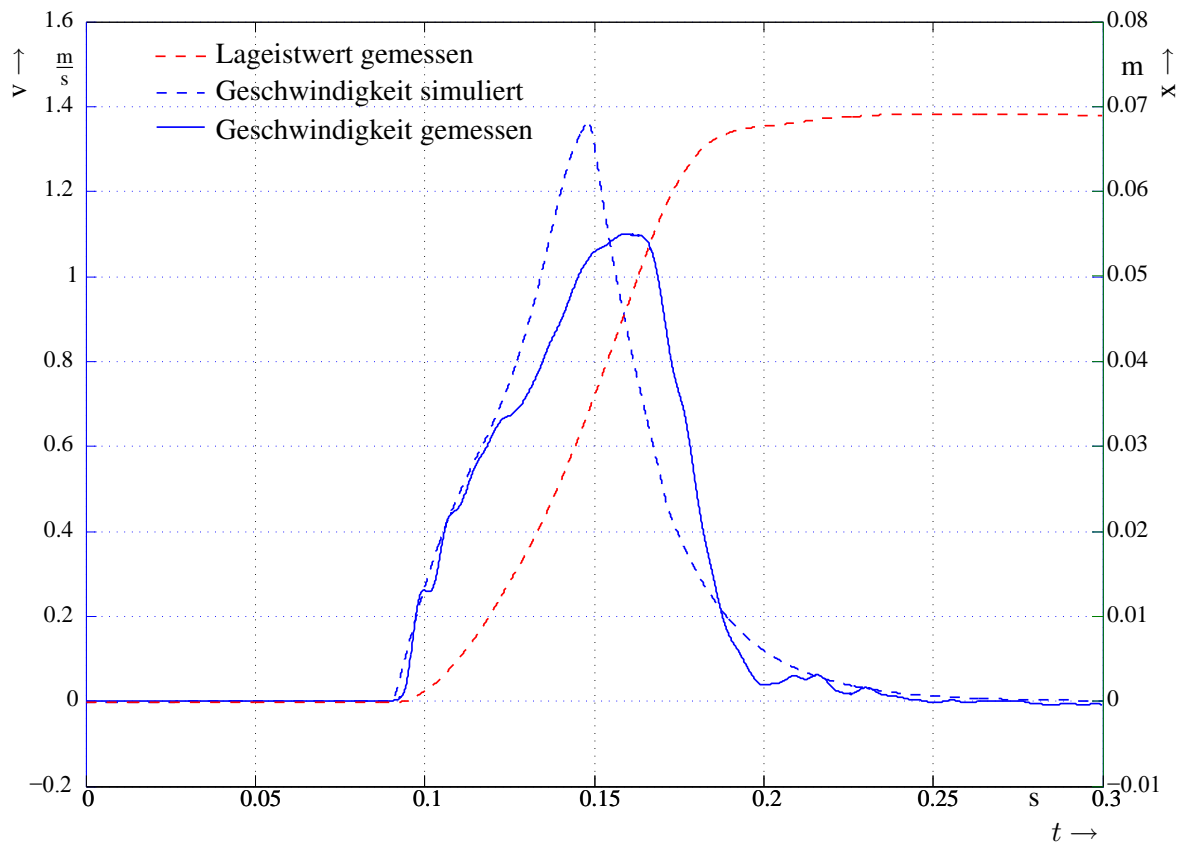
Die im Kapitel 6.3 abgeleiteten Differentialgleichungen des Motors wurden numerisch gelöst. Ergebnisse der Simulation sind die Zeitfunktionen der Statorströme, Schubkraft sowie Weg und Geschwindigkeit. Für die Bewertung des mathematischen Modells interessieren insbesondere der Statorstrom, der Positionsverlauf und die Geschwindigkeit, für die auch Messergebnisse am Prototypen vorliegen. Diese werden nachfolgend miteinander verglichen.



**Abbildung 7.11:** Berechneter und simulierter Positionsverlauf bei einer sprunghaftem Lageänderung

In Abbildung 7.11 ist die Position des Läufers in der Simulation und der Messung bei einer sprunghaftem Sollwertänderung von 70 mm dargestellt. Die Regelparameter, die für die Simulation verwendet wurden, sind identisch mit den im Umrichter eingestellten Parametern. Die beginnende Bewegung ist in Messung und Simulation sehr gut übereinstimmend. Bei der Abbremsung des Läufers ist jedoch der simulierte Verlauf weicher. Der stationäre Endwert wird nach ca. 90ms erreicht.

Bei der Betrachtung der Geschwindigkeiten in Abbildung 7.12 sind die Abweichungen vom Simulationsmodell und der Messung deutlicher. Die gemessene Geschwindigkeit erreicht



**Abbildung 7.12:** Simulierte und gemessene Geschwindigkeit

nur einen Maximalwert von ca. 1,1 m/s, wobei die Simulation 1,35 m/s erreicht. Bei der Beschleunigung des Prototypen ist deutlich ein Rippel zu sehen, der durch die Rastkräfte verursacht wird. In der Simulation sind diese Rastkräfte durch eine überlagerte angenähert sinusförmige Kraft dargestellt, die aus der numerischen Feldberechnung nach Kapitel 4.3.8 ermittelt wurde.

Unter Beachtung der starken Vereinfachung des Parkschen Modells ist die Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Verläufen sehr gut.





# Kapitel 8

## Zusammenfassung

Die hier vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Auslegung einer zylindrisch aufgebauten permanenterregten Synchronlinearmaschine. Die Besonderheit der vorgestellten Maschine ist das neuartige Stator-Konzept, bei dem die Spulen nicht in solenoiden Wicklungen, sondern als diskrete Einzelspulen angeordnet sind. Diese Spulen sind auf flussführenden Kernen radial um den zylindrischen Läufer herum angeordnet und in Gruppen zu je acht Spulen auf eine Phase des Drehstromsystems geschaltet. Zur Homogenisierung des Flusses im Luftspalt sind die Kerne jeder Spulengruppe mit einem Eisenring verbunden. Dieser besondere Aufbau des Stators ermöglicht eine sehr einfache und kostengünstige Herstellung der Spulen, da diese außerhalb des Motors gefertigt werden und erst zur Endmontage aufgeschoben werden können.

Der Läufer des Linearmotors besteht aus einem Eisenrohr, auf das radial magnetisierte ringförmige Magnete aufgeschoben werden. Eine Verklebung oder Laminierung ist nicht erforderlich. Sowohl Läufer als auch Stator der vorgestellten Maschine werden nicht geblecht, was wiederum einen Kostenvorteil gegenüber anderen Konstruktionen darstellt.

Zur Berechnung der Motorkraft wird sowohl ein einfaches analytisches Modell abgeleitet, als auch die numerische Feldberechnung verwendet. Mit Hilfe dieser Methoden wird anschließend die Konstruktion des Motors und die Auslegung der einzelnen Komponenten optimiert. Dabei wird ein Schwerpunkt auf die Maximierung der Schubkraft bei gleichzeitiger Minimierung der Rastkräfte gelegt.

Für die Regelung des Motors wird ein Servoumrichter verwendet, wozu ein Positionssensor entwickelt wird, der den besonderen konstruktiven Aufbau des Motors ausnutzt. In diesem Zusammenhang wird ein mathematisches Modell des Linearmotors abgeleitet, um das Regelverhalten des Motors zu simulieren.

Zur Verifikation der Motorkonstruktion und der aufgestellten Modelle wird ein Prototyp aufgebaut und umfassend vermessen. Die Messungen haben gezeigt, dass alle zu Beginn der Arbeit gestellten Anforderungen hervorragend erreicht wurden. Die angestrebte Schubkraft des Motors von 500 Newton wird nahezu über den gesamten Verfahrbereich erreicht. Die Simulationsergebnisse der entwickelten mathematischen Modelle erreichen eine gute Übereinstimmung mit den Messdaten.



# Literaturverzeichnis

- [1] G. Page  
*Linearer Schwingmotor für Lokomotiven*  
US-Patent Nr. 10480, 1851
- [2] Ch. Reuber  
*Berührungsloses Transportsystem mit Synchron-Linearantrieb*  
Dissertation RWTH Aachen, IEM; Shaker Verlag Aachen, ISBN: 3-8265-1291-X,  
1996
- [3] W. Evers  
*Entwicklung von permanenterregten Synchronlinearmotoren mit passivem Sekundärteil für autonome Transportsysteme*  
Dissertation RWTH Aachen, IEM; Shaker Verlag Aachen, ISBN: 3-8265-7468-0,  
2000
- [4] D. Brakensiek  
*Lineares Antriebssystem für ein magnetisch gelagertes Transportfahrzeug*  
Dissertation RWTH Aachen, IEM; Shaker Verlag, ISBN: 3-8322-2844-6, 2004
- [5] R. Hellinger  
*Theoretische Grundlagen zur Auslegung von eisenbehafteten Langstator-Lineararmotoren*  
Dissertation TU Berlin, 1983
- [6] D. Ausderau *Polysolenoid-Linearantrieb mit genutetem Stator*  
Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 15498, 2004  
<http://e-collection.ethbib.ethz.ch/show?type=diss&nr=15498>
- [7] N. Bianchi, S. Bolognani, D. D. Corte, F. Tonel  
*Tubular Linear Permanent Magnet Motors: An Overall Comparison*  
IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 39, Issue 2, Seiten 466- 474,  
2003
- [8] Z. Deng, I. Boldea, S. Nasar  
*Fields in Permanent Magnet Linear Synchronous Machines*  
IEEE Transactions on Magnetics, Volume 22, Issue 2, Seiten 107- 112, 1986

- [9] J. Wang, G. H. Hewell, D. Howe  
*A General Framework for the Analysis and Design of Tubular Linear Permanent Magnet Machines*  
IEE Transactions on Magnetics, Volume 35, Issue 3, Seiten 1986 -2000, 1999
- [10] J. Wang, G. H. Hewell, D. Howe  
*Design optimisation and comparison of tubular permanent magnet machine topologies*  
IEE Proceedings of Electric Power Applications, Volume 148, Issue 5, Seiten 456-464, 2001
- [11] J. Wang, D. Howe  
*Design Optimization of Radially Magnetized, Iron-Cored, Tubular Permanent-Magnet Machines and Drives Systems*  
IEEE Transactions on Magnetics, Volume 40, Issue 5, Seiten 3262-3277, 2004
- [12] J. Keller  
*Linearantrieb mit einem Hubanker*  
EU-Patent Nr. DE3824257C2, 1988
- [13] B. Oswald  
*Linearmotor*  
Oswald Elektromotoren GmbH, EU-Patent Nr. DE4217357C2, 1992
- [14] J. Hodapp  
*Linearmotor mit Primärteil und Sekundärteil*  
Fachhochschule Aachen, EU-Patent Nr. DE10315655A1, 2003
- [15] J. F. Gieras  
*Linear Induction Drives*  
Oxford University Press, ISBN: 0-19-859381-3, 1994
- [16] S. Y. von Wiley  
*Theory of Linear Induction Motor*  
Wiley, ISBN: 0-47-097090-1, 1973
- [17] G. Luda  
*Drehstrom - Asynchron - Linearantriebe. Grundlagen und praktische Anwendungen für industrielle Zwecke*  
Vogel Verlag und Druck, ISBN: 3-80-230627-9, 1981
- [18] T. S. Kulig  
*Skript zur Vorlesung Elektrische Antriebe und Mechatronik*  
Lehrstuhl für elektrische Antriebe und Mechatronik, Universität Dortmund, 2007
- [19] V. Bosch  
*Grundlagen der Maschinenberechnung am Beispiel einer permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Luftspaltmagneten*  
Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe der Universität Stuttgart; September 2000

- [20] H. Wertz  
*Automatisierte Inbetriebnahme der Drehzahlregelung für rotierende Direktantriebe mit hohen Rundlaufanforderungen*  
Shaker Verlag Aachen, ISBN:3-8322-4007-1, 2005
- [21] G. Müller  
*Elektrische Maschinen: Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen*  
VEB Verlag Technik, Berlin; ISBN: 3-8007-1392-6, 1990
- [22] L. Papula  
*Mathematische Formelsammlung*  
Vieweg Verlag ISBN 3-528-44442-8
- [23] H. Mosebach, W.-R. Canders  
*Average thrust of permanent magnet excited linear synchronous motors for different stator current waveforms*  
Proceedings ICEM 1998, Vol. 2, S. 851 - 856, Istanbul, 1998; [http://www.iem.ing.tu-bs.de/paper/2000/moseb\\_00.htm](http://www.iem.ing.tu-bs.de/paper/2000/moseb_00.htm)
- [24] R. Gollee  
*Modellierung und Simulation elektromagnetischer Aktoren*  
Dissertation Technische Universität Dresden; Universitätsverlag und Buchhandel Dresden ISBN 3-935712-91-X, 2003
- [25] S. Domack  
*Auslegung und Optimierung von permanenterregten Synchronmaschinen mittels Steuerverfahren und der Methode der finiten Elemente*  
Dissertation RWTH Aachen; Shaker Verlag Aachen ISBN: 3-8265-0291-4, 1994
- [26] D. Bochnia  
*Optimierung hochpoliger Dauermagnetmotoren unter Verwendung der Finiten Elemente Methode und der Evolutionsstrategie*  
Dissertation Technische Universität Chemnitz, 2001; [http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/2002/0108/data/bochnia\\_diss.pdf](http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/2002/0108/data/bochnia_diss.pdf)
- [27] I-U. Eun  
*Optimierung des thermischen Verhaltens von elektrischen Linearmotoren für den Einsatz in Werkzeugmaschinen*  
Shaker Verlag, ISBN 3-82-656848-6, 1999
- [28] D. Schröder  
*Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*  
Springer Verlag Berlin, ISBN 3-540-41994-2, 2001
- [29] H. Späth  
*Steuerverfahren für Drehstrommaschinen: Theoretische Grundlagen*  
Springer-Verlag Berlin, 1983

- [30] A. Basak  
*Permanent - Magnet DC Linear Motors*  
Oxford University Press, ISBN: 0-19-859392-9, 1996
- [31] J. F. Gieras, Z. J. Piech  
*Linear Synchronous Motors, Transportation and Automation Systems*  
CRC Press International, ISBN: 0-8493-1859-9, 1999
- [32] K. Hofer  
*Drehstrom-Linearantriebe für Fahrzeuge*  
VDE-Verlag, ISBN: 3-80-071943-6, 1993
- [33] P. K. Budig, G Müller  
*Drehstromlinearmotoren*  
Hüthig Verlag, 3. bearbeitete Auflage, ISBN: 3-77-850768-0, 1982
- [34] M. Reuter, S. Zacher  
*Regelungstechnik für Ingenieure*  
Vieweg Verlag, 11. korr. Auflage, ISBN: 3-52-805004-7, 2004
- [35] G. Müller, B. Ponick  
*Grundlagen elektrischer Maschinen. Elektrische Maschinen I*  
Wiley-VCH, 9., vollst. neu bearb. Aufl., ISBN: 3-52-740524-0, 2005
- [36] G. Müller; C. Groth  
*FEM für Praktiker Teil 1*  
ISBN 3-8169-1857-3
- [37] A. Kost  
*Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder*  
Springer-Verlag ISBN-3-540-55005-4
- [38] S. Soter  
*Linearaktuator*  
Deutsches Patent Nr. DE 10 2005 025 723.2
- [39] S. Soter  
*Linear Actuator*  
Internationales Patent Nr. WO/2006/076900
- [40] M. Henke, H. Grotstollen  
*Regelung eines Langstator Linearmotors für ein Spurgeführtes Bahnfahrzeug*  
Proceedings zur SPS/IPC Drives Nürnberg, Seiten 775-782, 1999
- [41] A. Baral  
*Theorie und Simulation positionsgeregelter Linearantriebe*  
7. Mechatronischer Workshop Kassel-Zittau September, 2005

- [42] G. Kratz  
*Der Linearmotor in der Antriebstechnik*  
Technische Mitteilung AEG-TELEFUNKEN Nr. 3, 1979
- [43] D. Zimmer, J. Böcker, A. Schmidt, B. Schulz  
*Direktantriebe passend ausgewählt - Elektromagnetische Direktantriebe im Vergleich*  
Antriebstechnik Direktantriebe Special Nr. 2 Seiten 2-6, 2005
- [44] G. Xiong, S. A. Nasar  
*Analysis of fields and forces in a permanent magnet linear synchronous machine based on the concept of magnetic charge*  
IEEE Transactions on Magnetics, Volume 25, Seiten 2713-2719, 1989
- [45] T. Mizuno, H. Yamada  
*Magnetic circuit analysis of a linear synchronous motor with permanent magnets*  
IEEE Transactions on Magnetics, Volume 28, Seiten 3027-3029, 1992
- [46] P. Pillay, R. Krishnan  
*Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motordrives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive*  
IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 25, Issue 2, Seiten 265-273, 1989
- [47] Y. Amara, J. Wang, D. Howe  
*Analytical prediction of eddy-current loss in modular tubular permanent-magnet machines*  
IEEE Transaction on Energy Conversion, Volume 20, Issue 4, Seiten 761-770, 2005
- [48] I.-S. Jung, J. Hur, D.-S. Hyun  
*3-D analysis of permanent magnet linear synchronous motor with magnet arrangement using equivalent magnetic circuit network method*  
IEEE Transactions on Magnetics, Volume 35, Issue 5, Part 2, Seiten 3736-3738, 1999
- [49] I. Boldea, S. Nasar  
*Linear electric actuators and generators*  
IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, Seiten 712-717, 1999
- [50] J. Wang, D. Howe, Z. Lin  
*Comparative Studies on Linear Motor Topologies for Reciprocating Vapor Compressors*  
Proceedings of Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07, Volume 1, Seiten 364-369, 2007
- [51] H.-Y. Choi, S.-Y. Jung, H.-K. Jung  
*Design and Manufacturing of Steel-Cored Permanent Magnet Linear Synchronous Motor for Large Thrust Force and High Speed*  
Recent Developments of Electrical Drives, Springer Verlag, ISBN 978-1-4020-4534-9, Seiten 295-306

- [52] C. Brecher  
*Vergleichende Analyse von Vorschubantrieben für Werkzeugmaschinen*  
Dissertation RWTH Aachen, 2002
- [53] C. Brunotto  
*Regelung und Identifizierung von Linearmotoren für Werkzeugmaschinen*  
Dissertation Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 2001
- [54] K. Schmid  
*Hochdynamische Antriebe für Greifer*  
Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 14592, 2002  
<http://e-collection.ethbib.ethz.ch/show?type=diss&nr=14592>
- [55] J. Weigel  
*Modellbildung und parameteradaptive hochdynamische Regelung eines permanenterregten Synchronlinearmotors*  
Dissertation Technische Universität Darmstadt, Shaker Verlag, ISBN: 3-83-223872-7, 2005
- [56] B. Gundelsweiler  
*Dimensionierung und Konstruktion von feinwerktechnischen elektrodynamischen Lineardirektantrieben*  
Dissertation Universität Stuttgart, ISBN: 3-92-238122-7, 2003
- [57] W. Philipp  
*Regelung mechanisch steifer Direktantriebe für Werkzeugmaschinen*  
Springer Verlag Berlin, ISBN: 3-540-55434-3, 1991
- [58] J. Van Goethem  
*Verlustarme magnetische Lagerung für ein Förderfahrzeug mit normalkraftbehaftetem Linearantrieb*  
Dissertation RWTH Aachen, IEM; Shaker Verlag, ISBN: 3-8322-3326-1, 2004
- [59] M. Platen  
*Entwicklung eines Synchron-Linearantriebs für ein vertikales Transportsystem*  
Dissertation RWTH Aachen, IEM; Shaker Verlag, ISBN: 3-8265-9011-2, 2001
- [60] M. Schäfer-Jotter  
*Beitrag zur Optimierung elektrotechnischer Geräte mit Hilfe der numerischen Feldberechnung*  
Dissertation Technische Hochschule Darmstadt, 1989
- [61] Ch. Schätzer  
*Ein Verfahren zur Optimierung bei elektrischen Maschinen mit Hilfe der numerischen Feldberechnung*  
Dissertation Technische Universität Darmstadt; Shaker Verlag Aachen ISBN: 3-8265-9992-6, 2001



[http://www.ew.e-technik.tu-darmstadt.de/publics/Diss\\_christoph.pdf](http://www.ew.e-technik.tu-darmstadt.de/publics/Diss_christoph.pdf)

- [62] H. Heinrichs  
*Graphische Datenverarbeitung bei FEM-Berechnungen von Maschinen: Interaktive Geometrierfassung u. Netzwerkstellung*  
Dissertation RWTH Aachen, 1981
  
- [63] R. Fürst  
*Anwendungsnahe Dimensionierung und meßtechnische Überprüfung von Langstator-LinearMotoren für Magnetschnellbahnen*  
Dissertation TU Berlin, 1993
  
- [64] O. Tarmoom  
*Beitrag zur Auslegung von Permanent-Magnet-Motoren für spezielle Einsatzgebiete dargestellt am Beispiel einer Versuchsmaschine*  
Dissertation TU Cottbus, 2006
  
- [65] I. Gröning  
*Magnetische Lagerung für ein autonomes Transportsystem mit normalkraftbehaftetem Linearantrieb*  
Dissertation RWTH Aachen, 2000
  
- [66] F. Rattei  
*Modulare Dauermagnetmaschine mit optimierter Feldführung*  
Dissertation Technische Universität München, 2001

**Eigene Veröffentlichungen**

- [67] R. Lach, S. Soter, R. Wegener  
*Experimental determination of systemeigenfrequencies on electrical drives*  
11th International Power Electronics and Motion Control Conferences – EPE-PEMC  
2004, Riga, Latvia, 2004
- [68] S. Soter, R. Wegener, J. Dopheide, B. Kiffer  
*Low Cost Vector Control for Permanent-Magnet-Synchronousmotor with only one DC-Link current Sensor for Pumping Application*  
International Electrical Machines and Drives Conference – IEMDC, San Antonio, Texas, USA, 2005
- [69] R. Wegener, S. Soter, T. Rösmann  
*Facility Employing Standard Converters for Testing DFIG Wind Generators up to 30kW*  
International Symposium on Industrial Electronics – ISIE, Montreal, Kanada, 2006
- [70] R. Wegener, S. Soter, T. Rösmann  
*Operation of Double Fed Induction Generators with Unmodified Low Cost Standard Converters*  
37th IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC, Jeju, Korea, 2006
- [71] R. Wegener, S. Soter, Ch. Deipenbrock  
*Sensorless Determination of the Exact Rotor Position of a Blocked Permanent Magnet Machine*  
Power Conversion Intelligent Motion Conference – PCIM China, Shanghai, China, 2006
- [72] R. Wegener, F. Senicar, Ch. Junge, S. Soter  
*Low Cost Position Sensor for Permanent Magnet Linear Drive*  
Seventh International Conference on Power Electronics and Drive Systems – PEDS, Bangkok, Thailand, 2007
- [73] S. Soter, R. Wegener  
*Development of Induction Machines in Wind Power*  
IEEE International Electrical Machines and Drives Conference – IEMDC, Antalya, Türkei, 2007
- [74] R. Wegener, S. Gruber, K. Nötzold, S. Soter  
*Optimization of a Low-Cost Position Sensor for a Permanent Magnet Linear Drive*  
Power Conversion Intelligent Motion Power Quality – PCIM China, Shanghai, China, 2008
- [75] R. Wegener, S. Gruber, K. Nötzold, F. Senicar, Ch. Junge, S. Soter  
*Development and Test of a High Force Tubular Linear Drive Concept with Discrete Wound Coils for Industrial Applications*  
2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, Kanada, 2008

**Während der Tätigkeit am Lehrstuhl für elektrische Maschinen und Mechatronik der Technischen Universität Dortmund betreute studentische Arbeiten**

- [76] J. Dopheide  
*Entwicklung einer feldorientierten Regelung für eine Heizungspumpe mit einem 3-phasigen, 4-poligen Permanent-Synchron-Motor*  
Diplomarbeit 2004
- [77] S. Schute  
*Entwicklung und Aufbau eines Mikrocontrollerbasierten Mess- und Datenaufzeichnungssystems*  
Studienarbeit 2004
- [78] O. Köster  
*Aufbau eines F-Praktikumversuches zur Mikrocontrollertechnik in der Leistungselektronik*  
Studienarbeit 2004
- [79] Ch. Deipenbrock  
*Sensorlose Bestimmung des Polradwinkels einer stehenden permanenterregten Synchronmaschine unter Verwendung eines DSP-gesteuerten Frequenzumrichters*  
Diplomarbeit 2005
- [80] T. Rösmann  
*Planung, Aufbau und Inbetriebnahme eines Versuchsstandes zur Untersuchung des Betriebsverhaltens einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine*  
Studienarbeit 2005
- [81] M. Freese  
*Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes zur Schrittmotoransteuerung mit Internetanbindung zur Bedienung und messtechnischen Auswertung*  
Studienarbeit 2005
- [82] Ch. Junge, K. Kreisch, K. Görner, K. Nötzold, M. Nigmann, S. Gruber, Th. Grürmann, T. Dammes  
*Entwicklung eines mikrocontrollergesteuerten Messsystems*  
Projektgruppe 2005
- [83] S. Gruber, Ch. Junge  
*Aufbau und Inbetriebnahme eines Linearaktuator-Prüfstandes mit Messwerterfassung und Auswertung*  
Studienarbeit 2006
- [84] M. Freese  
*Konzeption und Konstruktion eines Antriebssystems für Wasserpumpen mit einer permanenterregten Synchronmaschine*  
Diplomarbeit 2006

- [85] K. Nötzold  
*Implementierung mikrocontroller-basierter Ansteuerungsverfahren für Niederspannungs-Antriebsumrichter*  
Studienarbeit 2006
- [86] F. Senicar  
*Entwicklung von servoumrichterspezifischen Softwaremodulen für den Infineon TriCore TC1766*  
Studienarbeit 2006
- [87] F. Senicar  
*Entwicklung einer Hall Sensor basierten Lageerfassung für einen Linearmotor mit permanenterregten Sekundärteil*  
Studienarbeit 2006
- [88] Ch. Junge  
*Optimierung des Regelverhaltens eines umrichter-gesteuerten Linearaktuators durch Simulation mit Matlab/Simulink*  
Diplomarbeit 2006
- [89] K. Nötzold  
*Rechenzeitorientierte Implementierung vektorbasierter Regelverfahren für einen neu-entwickelten 3 Phasen Umrichter*  
Diplomarbeit 2006
- [90] S. Arslan  
*Optimierung eines Frequenzumrichters zur Polradlageerkennung einer festgebremsten permanenterregten Synchronmaschine*  
Diplomarbeit 2006
- [91] S. Gruber  
*Numerische und analytische Berechnung und Optimierung eines Linearaktuators*  
Diplomarbeit 2006
- [92] Ch. Junge, S. Gruber  
PC gestützte Meßdatenaufnahme und Verarbeitung mit Labview  
Seminar 2007
- [93] F. Senicar  
*Erweiterung, Optimierung und Test einer Standard-Regelkaskade für umrichter-ge-speiste Linearaktuatorsysteme*  
Diplomarbeit 2007
- [94] Ch. Kleinen  
*Entwurf und Aufbau einer USB-programmierbaren Schrittmotorsteuerung für Ströme bis 6A*  
Studienarbeit 2007

- [95] S. Wacker  
*Entwurf, Aufbau und Test einer Vorladeschaltung für den Spannungszwischenkreis eines Umrichters*  
Diplomarbeit 2007
- [96] A. Berns  
*Konzeption und Konstruktion einer Prüfvorrichtung für Sensoren der ADNS-Familie mit anschließender Qualifikation einer Stichprobe*  
Studienarbeit 2007
- [97] F. Senicar  
*Drehzahlerfassung über Beschleunigungssensoren für Windkraftanlagen*  
Diplomarbeit 2007
- [98] Th. Grürmann  
*Entwicklung einer Testplatine zur Untersuchung einer serverbasierten Datenverarbeitung und Ansteuerung von Maschinen und Prüfgeräten*  
Studienarbeit 2007
- [99] A. Taghipour Anvari, A. Bartsch, A. Uphues, F. Yesilay, A. Seack, H. Steins  
*Simulative und messtechnische Untersuchung verschiedener Pulsmuster für Wechselrichter*  
Projektgruppe 2008
- [100] Ch. Kleinen  
*Auslegung, Untersuchung und Optimierung einer alternativen IGBT Ansteuerung für den Fahrumrichter eines Flurförderfahrzeuges*  
Diplomarbeit 2008
- [101] A. Bartsch, A. Uphues  
*Aufbau und Inbetriebnahme von Kleinstumrichtern zum Vergleich von verschiedenen Mikrocontrollerarchitekturen*  
Studienarbeit 2008



# Index

- Absolutwertgeber, 83
- Ansys, 45
- axiale Magnetisierung, 18
  
- Backlack, 28
- Beschleunigung, 92
- BMN-30H, 26
  
- Carterfaktor, 43
  
- Doppelkammlinearmotor, 15
  
- Eigeninduktivität, 75
- Einzelkammlinearmotor, 15
- Eisenbreite, 38
- Eisenkern, 24
- Elementtyp, 49
- EMK, 83, 92
- Entmagnetisierung, 27
  
- FEM, 45
  
- gegen-EMK, 83, 92
- Gegeninduktion, 93
- Gegenspannung, 92
- Geschwindigkeit, 92
- Grenzgeschwindigkeit, 92
- Grundlagen, 13
- Grundwelle, 74
  
- Homogenisierungsring, 24, 30, 60, 86
  
- Induktion, 42
- Induktivitätsmatrix, 77
  
- Kaskadenregelung, 65
- Koerzitivfeldstärke, 49
- Kommutierungswinkelfindung, 83
- Koppelinduktivität, 75
- Korrekturfaktor, 33
- Kraft
  - Halte-, 91
  - Rast-, 36
  - Reluktanz-, 37
  - Schub-, 37, 91
- Kraftberechnung, 54
- Kraftkennlinie, 82
- Kraftmessung, 89–91
- Kurzstator, 15
  
- Lagerung, 24, 86
- Langstator, 15
- Linearmotor
  - Aufbau, 14
  - Grundlagen, 13
- Luftspalt, 61
- Luftspaltinduktion, 43
- Luftspaltumfang, 38
  
- Magnetabstand, 58
- Magnetauslegung, 25
- magnetische Induktion, 42
- Materialeigenschaften, 49
- Messaufbau, 89, 91
- Modell, 74
- Motorgleichung, 81
- Motorverhalten, 94
  
- Optimierung, 57
  
- Polteilung, 58
- Prototyp, 85
  
- radiale Magnetisierung, 19
- Rastkraft, 36, 89, 90
- Regelung, 66
- Reluktanzkraft, 37, 83
- Reluktanzmaschine, 20
  
- Selbstinduktivität, 76
- Solenoidmotor, 15

Spulenabstand, 58  
Spulenauslegung, 28  
Statorrohr, 85  
Statorstrombelag, 38  
Strommessung, 67  
Synchronmaschine, 17  
  
Trägerrohr, 86  
  
Vernetzung, 48  
Vorsteuerung, 65  
  
Wickelkörper, 23, 28  
  
Zustandsrückführung, 67  
Zweischichtwicklung, 38



## Lebenslauf

<b>Name</b>	Ralf Wegener
<b>Geboren am</b>	28. April 1977 in Unna
<b>Schulbildung</b>	1983 - 1987 Katharinen Grundschule Unna 1987 - 1989 Realschule I Unna 1989 - 1996 Geschwister Scholl Gymnasium Unna
<b>Zivildienst</b>	1996 - 1997 Deutsches Rotes Kreuz in Unna
<b>Studium</b>	10/1997 - 6/2002 Elektrotechnik an der Universität Dortmund Abschluss: Diplom
<b>Praktika</b>	1998 Firma Gelsenwasser AG Haltern 1999 Firma Eurowings Dortmund 2001 Firma Breimi Autoelektrik Kierspe
<b>Berufliche Tätigkeit</b>	1999 - 2001 Studentische Hilfskraft am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und elektrische Anlagen der Universität Dortmund  7/2002 - 12/2002 Wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und elektrische Anlagen der Universität Dortmund  seit 1/2003 Wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für elektrische Antriebe und Mechatronik der Universität Dortmund