

**Theoretische und experimentelle Untersuchungen
zu einem permanentmagneterregten Transversalfluß-
Synchronlinearmotor in Sonderbauform**

Von der Fakultät IV-Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Verleihung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

vorgelegt von
Dipl.-Ing. Wan-Tsun Tseng
aus Taiwan

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Kai Strunz

1. Bericht: Prof. Dr.-Ing. U. Schäfer

2. Bericht: Prof. Dr.-Ing. R. Hanitsch

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 03. Juli 2008

Berlin 2008

D83

Abstract

Dipl.-Ing. Wan-Tsun Tseng

Theoretische und experimentelle Untersuchungen zu einem permanentmagneterregten Transversalfluss-Synchronlinearmotor in Sonderbauform

Schlagwörter : Transversalflussmotor (TFM) , Vorschubkraft , Rastkraft

In dieser Arbeit wurde ein permanentmagneterregter, synchroner Linearantrieb mit Transversalflusskonzept in Sonderbauform behandelt. Dieser synchrone TFM-Linearmotor weist eine hohe Vorschubkraft und sehr spezielle Bauweise auf. Zur Überprüfung der theoretischen Berechnungen wurde ein Prototyp mit Transversalflusskonzept ausgelegt und aufgebaut. Gemäß theoretischen Berechnungen und nach experimentellen Untersuchungen konnte nachgewiesen werden, dass der entwickelte synchrone TFM-Linearmotor gemäß vorgestellter Funktions- und Bauweise für Handhabungsaufgaben in industrieller Anwendung eingesetzt werden kann.

Die Minimierung der Rastkraft ist eine wichtige Aufgabe bei der Entwicklung dieses PM-Linearantriebs. Die Techniken zur Reduzierung der Rastkraft wurden vorgestellt. Eine Methode zur Reduzierung der Rastkraft wurde in dieser Arbeit zur Anwendung gebracht, wobei die geometrische Zuordnung zwischen Permanentmagneten und Translator betrachtet wurde, um eine einfache Fertigung der Maschine zu gewährleisten. Deshalb spielt die Bestimmung der Translatorpolteilung τ_R eine zentrale Rolle. Eine ungünstige Wahl der Translatorpolteilung kann eine große Rastkraft verursachen. Die Translatorpolteilung wurde zunächst für experimentelle Untersuchungen jeweils zu 17,5 mm ($= 5\tau_M/6$) und 28,0 mm ($= 4\tau_M/3$) bestimmt, wobei $\tau_R = 17,5$ mm die bessere Wahl darstellt. Wegen des Abbruchs von Material von einigen Zahnköpfen bei der erstmaligen Montage des Translators ($\tau_R=17,5$ mm) ist die Translatorpolteilung nachträglich auf 28,0 mm festgesetzt worden. Diese ungeeignete Translatorpolteilung führt zu einer höheren Rastkraft. Um die Rastkraft auf weniger als 5 N zu reduzieren, wird vorgeschlagen, für die Translatorpolteilung $5\tau_M/6$ zu wählen.

Das Ergebnis bestätigt sich, dass ein direkter Linearantrieb nach dem vorgestellten Transversalflusskonzept eine hohe Vorschubkraft von ca. 290 N erzielen kann. Die Antriebskraft des synchronen TFM-Linearmotors könnte nach Erhöhung der Remanenz des Permanentmagnetmaterials (bisher $B_r=1,05$ T), bei vollständiger Kraftwirkfläche des Zahnkopfs (Verbesserung des Fertigungsprozesses) sowie ohne Feldabfall zwischen den Einzelmagneten (Blockpolmagnet statt Einzelpolmagnete) weiter erhöht werden.

Durch die experimentellen Untersuchungen sind die Betriebsdaten und Kennlinien des synchronen TFM-Linearmotors bestätigt worden. Aufgrund der begrenzten Hublänge von nur 188,0 mm konnten die Daten und Kennlinien nur mit einer Betriebsgeschwindigkeit bis 0,63 m/s aufgenommen werden. Gemäß den Messergebnissen weist der synchrone TFM-Linearmotor einen guten Wirkungsgrad und einen guten Leistungsfaktor auf.

Abstract

Dipl.-Ing. Wan-Tsun Tseng

Theoretical und experimental investigation of a permanent magnet excited transverse flux synchronous linear motor by special construction

Keyword : transverse flux motor (TFM) , thrust , cogging force

A permanent magnet(PM) excited synchronous linear device with transverse flux concept(TFM linear motor) in a special form was studied in this dissertation. This synchronous TFM linear motor shows a high thrust and very special construction. In order to check the theoretical calculation, a prototype was designed and built. According to theoretical calculation and experimental investigation, it could be proved that the developed TFM linear motor can be used in industrial operation.

The minimization of the cogging force is an important task in the development of this PM TFM linear motor. Techniques to minimize the cogging force were introduced. One of the techniques was applied in this dissertation. In order to guarantee the simple manufacturing of the machine, the arrangement between the permanent magnet pole pitch τ_M and the translator pole pitch τ_R was considered. Therefore, the determination of τ_R plays a central role. An unsuitable selection of τ_R can create a large cogging force. For experimental investigation the translator pole pitch was set at 17.5 mm ($= 5\tau_M/6$) and 28.0 mm ($= 4\tau_M/3$) respectively, of which $\tau_R = 17.5$ mm is the better choice. Because of damage of the tooth head at the translator during the first mounting ($\tau_R = 17.5$ mm) of the motor, the translator pole pitch was fixed at 28.0 mm. But, this unsuitable selection created a higher cogging force.

The test result has confirmed that a directly operated linear motor according to introduced transverse flux concept can achieve a high thrust of about 290 N. This thrust of the synchronous TFM linear motor can be further increased by higher remanence of permanent magnet (till now $B_r=1.05$ T), a fully effective area of tooth head to create thrust (i.e. improving the manufacturing process) and without field reduction between the single permanent magnets (using block pole magnets instead of single pole magnets).

The operation data and characteristic curve of the synchronous TFM linear motor were confirmed by experimental investigation. Due to the limited drive length only for 188.0 mm, this data and characteristic curve could only be obtained up to a drive speed of 0.63 m/s. Results show that the synchronous TFM linear motor features a good efficiency and power factor.

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter und Doktorand am Fachgebiet Elektrische Maschinen/Antriebe und Erneuerbare Energien im Institut für Energie- und Automatisierungstechnik an der Technischen Universität Berlin. Die Arbeit wurde in Zusammenarbeit mit der Firma Janke Engineering GmbH/Berlin durchgeführt.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Rolf Hanitsch gilt mein besonderer Dank, ohne dessen Betreuung und Unterstützung diese Forschung nicht hätte realisiert werden können. Herrn Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer, dem Leiter des Fachgebiets, möchte ich herzlich für die Diskussionen und die Inhaltkorrektur dieser Arbeit und seine Tätigkeit als 1. Berichtler danken. Herrn Prof. Dr.-Ing. Kai Strunz danke ich für die Übernahme des Vorsitzes im Prüfungsausschuss.

Mein Dank gilt allen Mitarbeitern im Fachgebiet Elektrische Maschinen/Antriebe und Erneuerbare Energien. Vor allem möchte ich Herrn Dr.-Phil. Thomas Wörther für die unermüdliche Deutschkorrektur der Dissertation und Herrn Dipl.-Ing. Matthias Centner für die anregenden Diskussionen zur Arbeit danken. Für die Anfertigung von Prototypbauteilen danke ich Herrn Jürgen Federspiel, Herrn Dirk Fischer sowie Herrn Winfried Wutke. Den Familien aus der chinesischen christlichen Gemeinde für die Ermutigung und Mithilfe gilt ebenso mein Dank. Hier möchte ich die Familien Dürr, Tsao, Shi sowie die Freundinnen Yun-Ying und Annika nennen.

Die Dissertation möchte ich meiner Mutter und meinem verstorbenen Vater widmen. Meinen Geschwistern Hsiu-Man und Shu-Chi, insbesondere meinem zweiten älteren Bruder Yung-Chang und meiner Schwägerin Wen Hsing, möchte ich für die große Geduld und die Unterstützung tief von Herzen danken.

Inhaltverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Direkte Linearantriebe.....	1
1.2	Elektrische Maschinen nach dem Transversalflusskonzept.....	3
2	Stand der Technik von Transversalflusskonzept	4
2.1	Entwicklungsgeschichte der TFM.....	4
2.2	Topologie der TFM.....	7
2.2.1	U-Kernform.....	7
2.2.2	E-Kernform.....	10
2.2.3	Kreuz-Kernform.....	10
2.3	Spezifische Daten der TFM.....	11
3	Permanentmagnet–Material	13
3.1	Magnetische Werkstoffe.....	13
3.1.1	Weichmagnetische Werkstoffe.....	15
3.1.2	Hartmagnetische Materialien.....	16
3.2	Entmagnetisierungskurve und magnetische Parameter.....	17
3.2.1	Entmagnetisierungskurve.....	17
3.2.2	Magnetische Parameter.....	19
3.3	Merkmale der verschiedenen Dauermagnete und ihre Anwendungen.....	20
3.3.1	AlNiCo- Magnet.....	20
3.3.2	Hartferritmagnet.....	21
3.3.3	Seltenerdmete.....	21
4	Analyse der Rastkraft von permanentmagneterregten Linearmaschinen	23
4.1	Entstehung der Rastkraft.....	23
4.2	Technik zur Reduzierung der Rastkraft.....	28
4.2.1	Variation der Remanenz von Permanentmagnet.....	28

4.2.2	Möglichst konstante Reluktanz im Luftspalt.....	29
4.2.3	Geometrische Anordnung von Nuten oder Magnet.....	29
4.3	Theoretische Berechnung der Rastkraft von TFM-Linearmotor.....	31
4.3.1	Konstruktiver Aufbau.....	31
4.3.2	Magnetkreis und Ersatzschaltbild.....	33
4.3.3	Magnetische Induktion im Luftspalt.....	36
4.3.4	Ermittlung der theoretischen Rastkraft.....	39
4.3.5	Einfluss von Maschinenparametern auf die Rastkraft.....	45
5	Ermittlung und Optimierung der magnetischen Schubkraft.....	51
5.1	Allgemeines.....	51
5.2	Schubkraft am Einzelzahnkopf.....	53
5.2.1	Schubkraft am Zahnkopf Nr. 1.....	53
5.2.2	Schubkraft am Zahnkopf Nr. 2.....	56
5.2.3	Schubkraft am Zahnkopf Nr. 3.....	58
5.3	Resultierender Schubkraftbelag.....	62
5.4	Einfluss von Maschinenparametern auf die Schubkraft.....	64
5.5	Welligkeit der Schubkraft.....	71
6	Konstruktion und Bauteile des Prototyps.....	74
6.1	Konstruktive Gestaltung.....	74
6.2	Bau des Translators (Primärteil).....	75
6.2.1	Kernsatzteil.....	75
6.2.2	Wicklungen.....	79
6.3	Bau des Ständers (Sekundärteil).....	81
6.4	Führungssystem.....	83
6.4.1	Kraftkomponenten des Translators.....	83
6.4.2	Führungswelle und Kugellager.....	85
7	Experimentelle Untersuchungen.....	89
7.1	Auslegungsparameter der Maschine.....	89
7.2	Messung der Motordaten.....	90
7.2.1	Widerstand und Induktivität der Translatorwicklung.....	90

7.2.2	Messung der Induktion des Permanentmagneten im Luftspalt.....	92
7.3	Kraftmessung.....	93
7.3.1	Kalibrierung.....	93
7.3.2	Messaufbau.....	94
7.3.3	Rastkraft-Messung.....	95
7.3.4	Schubkraft-Messung.....	95
7.4	Thermische Betrachtung.....	98
7.4.1	Wärmeleitung.....	100
7.4.2	Wärmeübergang durch Konvektion.....	101
7.4.3	Wärmeübergang durch Strahlung.....	103
7.4.4	Berechnung und Messung der Übertemperatur des Linearmotors...104	
7.5	Verluste und Wirkungsgrad.....	106
7.5.1	Verluste.....	106
7.5.2	Wirkungsgrad.....	108
8	Zusammenfassung.....	111
	Literaturverzeichnis.....	113
	Anhang	
	Verwendete Formelzeichen.....	119

Kapitel 1

Einleitung

Bei der Energieumwandlung spielen die elektrischen Maschinen schon seit den Erfindungen von Faraday und Siemens eine große Rolle. Sie haben die Aufgabe, mechanische Energie in elektrische oder elektrische Energie in mechanische umzuformen. Als diese Technik entwickelt wurde, ließ sie sich zuerst überwiegend als rotierende elektrische Maschinen realisieren. In der praktischen Anwendung gibt es viele Einsatzgebiete für lineare Antriebe, wie z. B. Linear-Generator bei Transrapid in der Magnetschnellbahn[1]-[3]. Das bedeutet, daß viele Bewegungen in der Automatisierungstechnik linear sind, womit reine Translationen gemeint sind. Zur Realisierung werden Linearantriebssysteme eingesetzt.

1.1 Direkte Linearantriebe

Lineare Bewegungen sind in der verarbeitenden Industrie oft zu sehen. Produktionsmaschinen, Handhabungssysteme, Fördertechnik und Roboter sind typische Anwendungsgebiete. In diesen Einsatzgebieten lassen sich die linearen Bewegungen mit verschiedenen Antriebsprinzipien realisieren. Es gibt drei wichtige Prinzipien, nämlich das elektromagnetische, das pneumatische sowie das hydraulische. Das elektromagnetische Prinzip wird weiter in dieser Arbeit behandelt.

Elektromagnetische Linearantriebe können als Direktantrieb oder als Antrieb mit Getriebe (indirekt) realisiert werden. In Abb. 1.1 und 1.2 sind die beiden Systeme

dargestellt. Beim linearen Direktantrieb führt der Läufer (Translator) eine lineare Bewegung aus. Die Maschine ist direkt an die Last gekoppelt. Die elektromagnetische Kraft wirkt damit unmittelbar auf das zu treibende Objekt. Der Antrieb mit Getriebe erfolgt fast ausschließlich mit rotierenden elektrischen Maschinen, deren rotatorische Bewegungen meistens in translatorische Bewegungen mit Hilfe von Mechanismen umgewandelt werden.

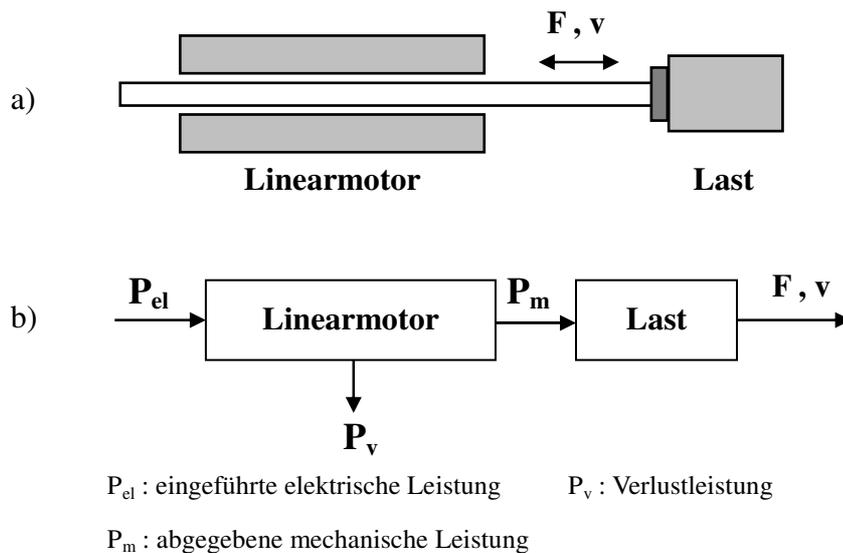


Abb. 1.1 : Linearer Direktantrieb : a) Schema ; b) Leistungsfluß

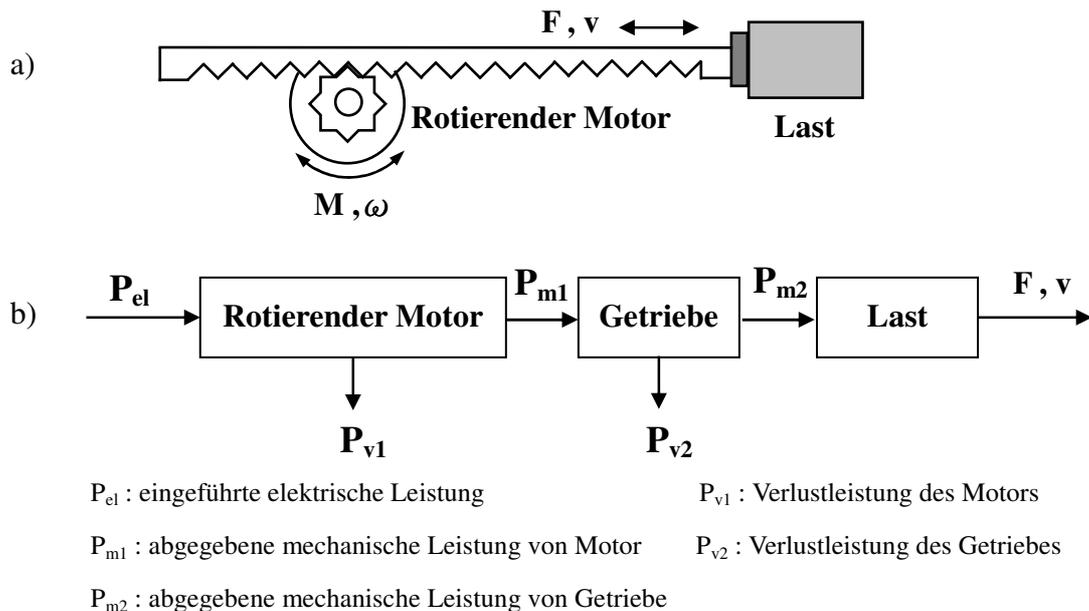


Abb. 1.2 : Linearer Antrieb mit Getriebe : a) Schema ; b) Leistungsfluß

Aus Abb. 1.1 und 1.2 ist zu erkennen, daß sich beim Antrieb mit einem linear wirkenden Antriebsmotor (Linearmotor) die Vorteile in bezug auf die Anzahl der Verlustquellen und trägen Massen bzw. Trägheitsmomente auswirken. Der lineare Direktantrieb erweist sich somit als eine günstige Voraussetzung für den Gesamtwirkungsgrad und das dynamische Verhalten des Systems.

1.2 Elektrische Maschinen

nach dem Transversalflußkonzept

Die Entwicklung der elektrischen Maschinen nach dem Transversalflußkonzept ist schon über 100 Jahre alt [4,5]. Mit der fortschreitenden Entwicklung von elektrischen Bauelementen und von neuen Materialien hat diese Technik erst seit ca. 30 Jahren an Bedeutung gewonnen. Sie ist deshalb im Fachgebiet „Elektrische Maschinen“ relativ neu. Diese Technik ermöglicht eine Erhöhung der Ausnutzung des magnetischen Kreises, die mit herkömmlichen Maschinen in Longitudinalfeld- oder Axialfeldbauweise bisher nicht möglich war. Die Kraftbildung in elektrischen Maschinen läßt sich aus der räumlichen magnetischen Feldenergieänderung im Luftspalt berechnen. Um die Kraftdichte zu erhöhen, werden die Maschinen mit hohen Polzahlen bzw. kleinen Polteilungen gebaut. Nach Untersuchungen von H. Weh liegt die optimale Polteilung ungefähr zwischen 5 mm und 20 mm [6,7]. Eine derartige Polteilung ist aber bei üblichen Drehstrommaschinen praktisch nicht realisierbar, weil der notwendige Platzbedarf für Erreger- bzw. Ankerwicklung nicht ausreichend ist. Jedoch läßt sich das Problem durch einen magnetischen Kreis mit transversaler Flußführung lösen. Die Feldanordnung von konventionellen und transversalen Maschinen wird in Abb. 1.3 dargestellt.

Das Transversalflußkonzept läßt sich auch bei linearer Antriebstechnik entwickeln. Die geometrische Konstruktion der Linearmaschinen nach dem Transversalflußkonzept ist sehr unterschiedlich und vom Einsatzgebiet abhängig. Obwohl es viele verschiedene Topologien der Linearmotoren nach transversalem Prinzip gibt, haben sie das gleiche Ziel, die Schubkraft zu erhöhen und die Verluste zu

minimieren. Um die Kupferverluste zu reduzieren, werden die Linearmotoren, besonders bei Leistung kleiner als 5 kW, vorzugsweise als Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung konzipiert. Darüber hinaus kann der Wirkungsgrad durch verlustarmes Dynamoblech erhöht werden.

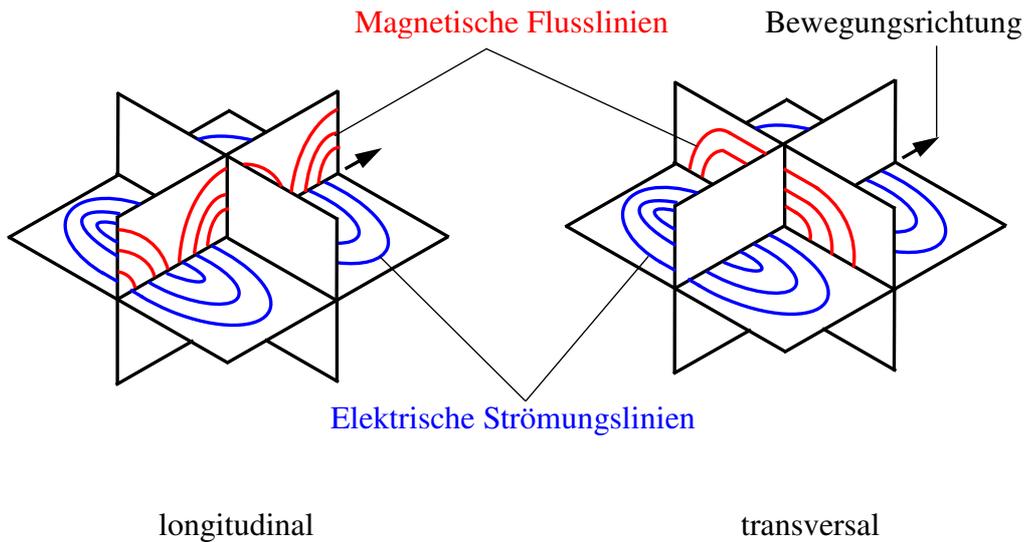


Abb.1.3: Flußverlauf in einer longitudinalen und einer transversalen Maschine in Schema[70]

Motortyp	Kraftdichte (N/cm ²)	Leistungsdichte (kW/kg)	Wirkungsgrad
Gleichstrommaschine	1,0	0,25	0,87
Asynchronmaschine	1,5	0,4	0,9
Transversalflussmaschine	8,0	1,8	0,93

Tabelle 1.1 : Datenvergleich zwischen Gleichstrom-, Asynchron- und Transversalflussmaschine mit Leistung von 20 bis 30 kW [8]

Ein Datenvergleich zwischen Gleichstrom-, Asynchron- und Transversalflussmaschinen ist Tabelle 1.1 zu entnehmen. Gemäß Tabelle 1.1 zeigen permanentmagneterregte Maschinen nach dem Transversalflußkonzept die folgenden wesentlichen Vorteile [8]-[10][67] :

- geringeres Gewicht,
- kleineres Volumen,
- höhere Kraftdichte,
- besserer Wirkungsgrad.

Aus diesen Gründen wird in der vorliegenden Arbeit versucht, einen permanentmagneterregten Transversalfluß-Synchrolinearmotor als Direktantrieb für ein Handhabungssystem zu entwickeln. Die ursprüngliche Forschungsidee wurde von der Firma Janke Engineering GmbH/Berlin an uns herangetragen. Die Forschungsschwerpunkte der Arbeit sind folgende:

- Feldberechnung und Dimensionierung der Maschine,
- Bau des Prototyps,
- Messtechnische Untersuchungen.

Es werden die Aufgaben zur Minimierung der Rastkraft und zur Maximierung der Schubkraft besonders behandelt.

Kapitel 2

Stand der Technik von Transversalflussmaschinen

Die Transversalflussmaschine (TFM) stellt eine relativ neue Entwicklung auf dem Gebiet der elektrischen Maschinen dar. Mit ihrer Anwendung wurde in den späten 80er Jahren des vergangenen Jahrhunderts begonnen, z. B. als Antriebsmotor für elektrische Busse in der Verkehrstechnik [11],[12]. Obwohl die Technik der TFM schon weit vorangeschritten ist, wird die Fertigung der TFM von vielen Firmen als zu kompliziert angesehen. Dieser Grund hält viele Firmen davon ab, solche Maschinen zu produzieren. Trotzdem wird diese Technik heutzutage noch in verschiedenen Universitäten und Instituten in vielen Ländern weiter entwickelt.

2.1 Entwicklungsgeschichte der TFM

Das erste Patent für die TFM wurde vom Chefsingenieur W. M. Morday der Brush Company im Jahr 1895 in U.S.A. beantragt [6],[13]. 1904 meldete Heinrich Andree mit dem Titel „Wanderfeldmotor mit beweglichem induzierendem Teil“ ein deutsches Patent an [14]. Die Erfindung bezieht sich auf Wanderfeldmotoren mit festliegendem Anker und beweglichem Primärteil, welcher den Anker zweiseitig umschließt, also ein linearer Induktionsmotor. Es ist vermutlich der erste Linearmotor nach dem Transversalkonzept. 1971 stellten E. R. Laithwaite und andere Wissenschaftler einen Linearmotor mit transversalem Fluß vor [15]. In [15] wurden verschiedene

Konstruktionen der TFM präsentiert. Die Forschung versuchte, einen neuen Linearantrieb für Hochgeschwindigkeiten in der Rad-Schiene-Technik zu finden.

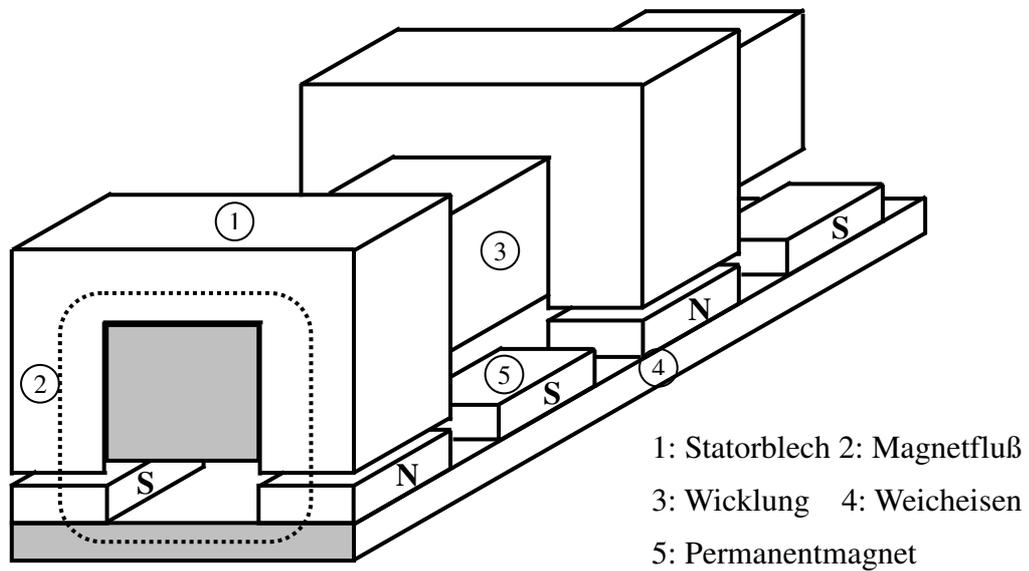
Durch die Weiterentwicklung der elektronischen Bauelemente, wie z. B. Transistoren, IGBT, GTO, Thyristoren, und die Verbesserung der Technik von Dauermagneten wurden viele wissenschaftlichen Aufsätze seit den 80er Jahren zum Thema „Transversalfluß Permanentmagnet Maschinen“ veröffentlicht. Die meisten davon behandeln aber rotierende Maschinen. Nur wenige Aufsätze betreffen lineare TFM. Im Jahr 1996 entwickelten H. Weh und D. H. Kang eine Transversalfluß-Linearmaschine mit Permanentmagnet-Erregung für den schienengebundenen Verkehr [16]. Die Erforschung der Transversalfluß-Linearmaschine im Schienenverkehr, besonders bei der Magnetschnellbahn, wird heute weiter verfolgt [17],[18],[21]. Die lineare TFM wird jedoch zur Zeit noch nicht in der Bahntechnik angewendet. Ab 2000 bis heute bemühen sich viele Wissenschaftler um die Entwicklung eines Lineargenerators nach dem Transversalflußkonzept mit Permanentmagnet-Erregung. Solche Lineargeneratoren werden beispielsweise für die Umwandlung von Wellenenergie zu elektrischer Energie in der Ostsee geplant [19],[20].

2.2 Topologie der TFM

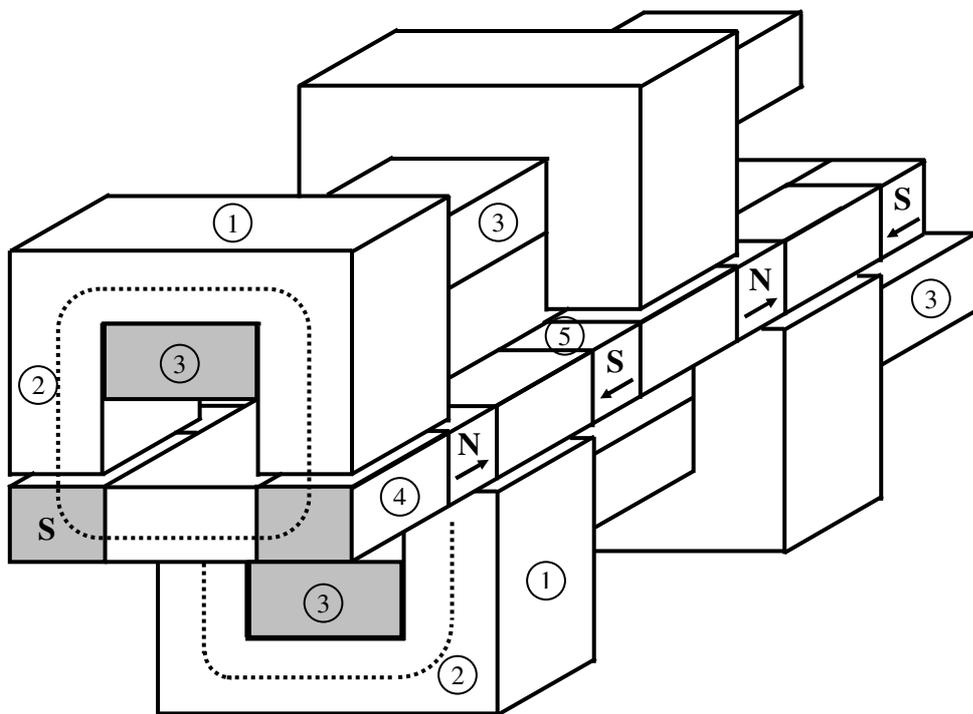
Wie in Kapitel 1.2 erwähnt wurde, gibt es viele Topologien der TFM, sowohl für rotierende Maschinen als auch für lineare Maschinen. Die geometrische Konstruktion ist sehr wichtig für die TFM bei der Anordnung des Magnetkreises. Von den bisher entwickelten TFM kann zusammengefaßt werden, daß es zwei Grundtypen der Topologie gibt. Sie werden wie folgt beschrieben.

2.2.1 U-Kernform

Die meisten TFM wurden mit U-Kernform (oder auch C-Kernform genannt) für den Magnetkreis konstruiert. Die Topologien des U-Kerns sind in Abb. 2.1 und Abb. 2.2 dargestellt. Abb. 2.1 zeigt eine TFM mit einseitiger und doppelseitiger PM-Erregung [21,67]. Abb. 2.2 stellt den U-Form-Magnetkreis einer asynchronen Linear-TFM dar.

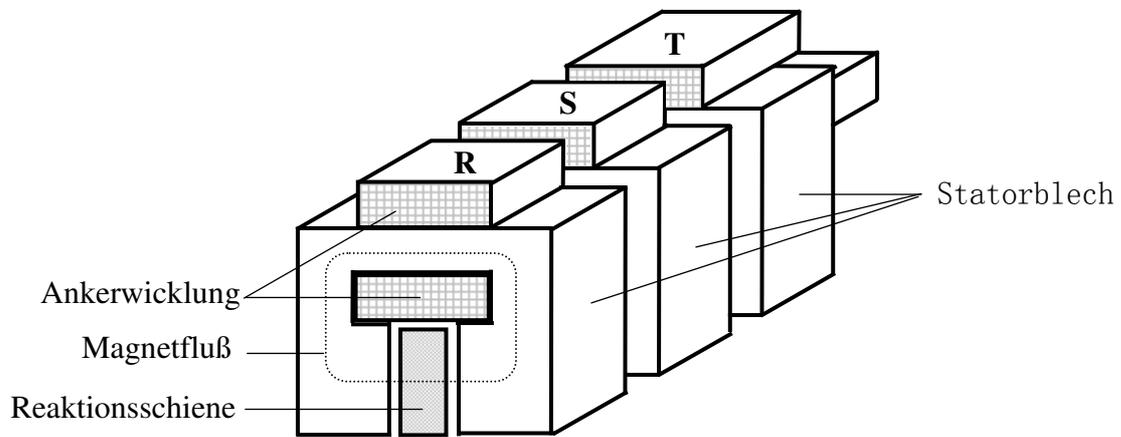


a : einseitige Anordnung

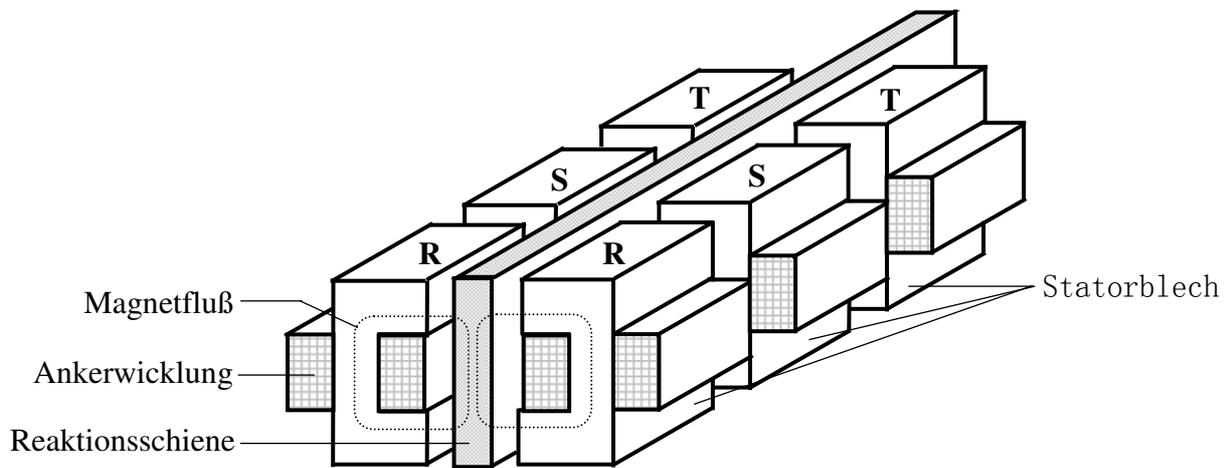


b : doppelseitige Anordnung

Abb. 2.1 : U-Kernform Magnetkreis einer synchronen TFM mit PM-Erregung



a : einseitige Anordnung



b : doppelseitige Anordnung

Abb. 2.2 : Asynchrone Linear-TFM mit C-Form Kernblech

2.2.2 E-Kernform

Aus dem U-Kern wurde eine weitere Topologie einer TFM entwickelt, nämlich die E-Kernform. Die vereinfachte Magnetkreiskonfiguration ist schematisch in Abb. 2.3 dargestellt. Diese Anordnung bietet die Möglichkeit, mehrere Ankerwicklungen in das Statorblech einsetzen zu können. Das heißt, daß der wirkende Magnetfluß im Luftspalt erhöht werden kann. Darüber hinaus kann die Schubkraft der linearen Maschine verbessert werden. Die Idee dieser Konstruktion stammt aus „Transformatortechnik“.

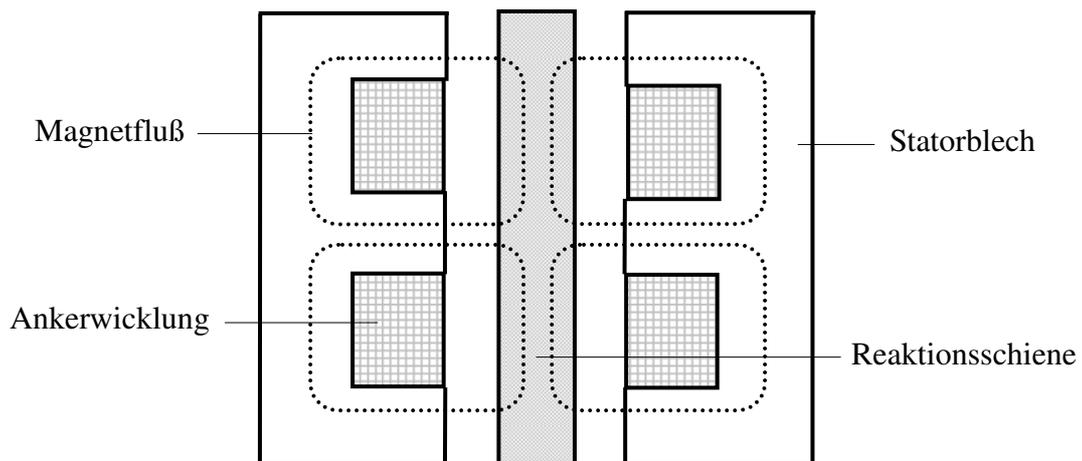


Abb.2.3 : Asynchrone Linear-TFM mit E-Kernform

2.2.3 Kreuz-Kernform

Es gibt noch eine andere Magnetkreiskonfiguration einer Linear-TFM, die bis jetzt noch nicht in der Veröffentlichung vorgestellt wurde. Die Topologie dieser Maschine für den Magnetkreis wird als Kreuzform (siehe Abb. 2.4) dargestellt. Diese Bauform hat im Querschnitt vier geschlossene Magnetkreise. In der vorliegenden Arbeit wird diese Bauform einer Linear-TFM untersucht.

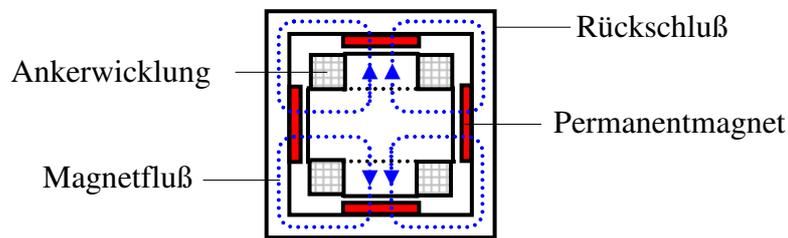


Abb. 2.4 : Kreuz-Kernform des Magnetkreises einer synchronen Linear-TFM mit PM-Erregung

2.3 Spezifische Daten der TFM

Durch die seit Jahren durchgeführte Entwicklung der TFM-Technik zeigt sich der Erfolg bei der Anwendung in der Industrie. Man bezeichnet TFM als „Elektrische Maschinen mit hoher Kraftdichte“ wegen ihrer unkonventionellen Anordnung des Magnetkreises. Einige PM-TFM sind mit Kraftdichte von 120 kN/m^2 entwickelt worden[22,68]. Praktische Anwendungen der TFM gibt es in verschiedenen Bereichen, wie z. B. in der Bahntechnik, bei Schiffsantrieben, der Wellenergienutzung. Die Leistung der TFM mit PM-Erregung ist für die Zukunft mit 20 MW geplant. Die berechneten Daten einer großen PM-TFM sind der Tabelle 2.1 zu entnehmen.

Nennleistung	MW	20
Drehzahl	r.p.m.	180
Polpaarzahl		65
Frequenz	Hz	195
Phasenzahl		16
Spannung	V	5000
PM-Material		NdFeB
Kraftdichte	kN/m^2	120
Leistungsdichte	kW/kg	0,513

Tabelle 2.1 : Spezifische Daten einer 20 MW PM-TFM für den Schiffsantrieb [22]

Bezeichnung		ASM	SRM	TFM
Polpaarzahl		1	3	22
Drehzahl	r.p.m	940	1232	570
Frequenz	Hz	49	82	209
Luftspaltlänge	mm	1	1	1,2
Volumen	l	53,2	44,0	22,3
Wirkungsgrad		0,9	0,93	0,976

ASM : Asynchronmotor

SRM : Switched-Reluctance-Motor

TFM : Transversalflußmotor

Tabelle 2.2 : Vergleich von verschiedenen 75 kW bürstenlosen Motoren
(Voith Turbo GmbH & Co. KG, Heidenheim) [12]

Ein Datenvergleich zwischen Switched-Reluktanz- Asynchron- und Transversalflussmotor ist in der Tabelle 2.2 dargestellt [12]. Die Leistung der Maschinen beträgt 75 kW. Die Maschinen werden als Generatoren in dieselektrischen Bussen eingesetzt. Aus Tabelle 2.2 kann man ersehen, daß die TFM-Maschinen das kleinste Bauvolumen hat. Das ist ein wesentlicher Vorteil der TFM. Mit dieser positiven Eigenschaft ist die TFM in Antriebssystemen mit beschränktem Einsatzraum günstiger.

Kapitel 3

Permanentmagnet-Material

Im Vergleich mit den konventionell feldwicklungserregten Maschinen besitzt die PM-erregte Maschine wesentliche Vorteile [23]:

- keine elektrischen Verluste bei der Erregung, was einen besseren Wirkungsgrad bedeutet,
- höhere Kraftdichte (oder Leistungsdichte),
- höhere Induktion im Luftspalt,
- einfachere Konstruktion bzw. Bauform.

Aus diesen Gründen ist die Tendenz bei der Herstellung der permanentmagneterregten Maschine immer steigend, insbesondere beim Bedarf nach kleinen PM-Motoren, die in Computer-, Büro-, Automatisierungstechnik und in medizinischen Geräten eingesetzt werden. Deshalb ist es auch wichtig, besonders bei der Forschung und Entwicklung, die verschiedenen PM-Materialien zu kennen, weil sie verschiedene Möglichkeiten für den Entwurf und die Antriebe bieten.

3.1 Magnetische Werkstoffe

Die magnetischen Werkstoffe werden anhand ihrer Koerzitivfeldstärke in „weich“ und „hart“ unterschieden, siehe Abb. 3.1. Bei weichmagnetischen Werkstoffen ist die Hystereseschleife sehr schmal im Vergleich zu den Hartmagneten. Als Unterscheidungskriterium der beiden Werkstoffe gilt etwa [24] :

$H_c < 1\text{kA/m}$	Weichmagnetischer Werkstoff,
$H_c > 30\text{ kA/m}$	Hartmagnetischer Werkstoff.

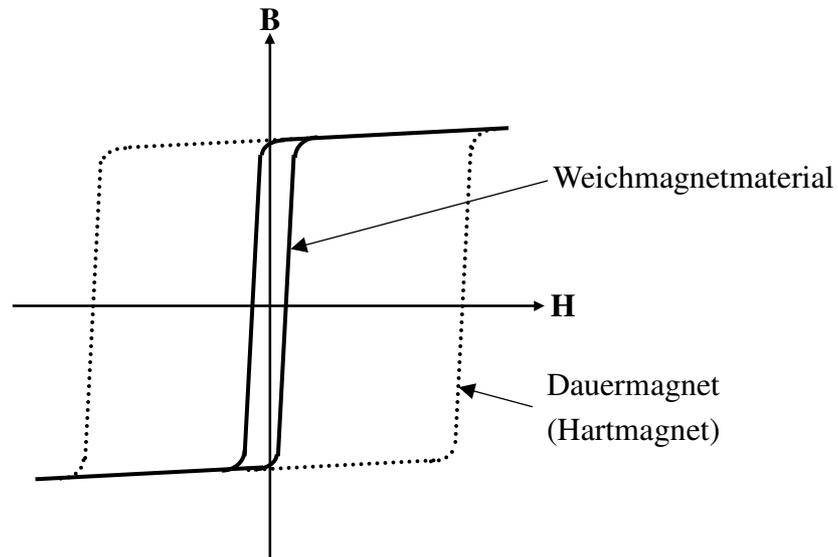


Abb. 3.1 : Vergleich der Hystereseschleifen von Weich- und Hartmagnetmaterial

Im wesentlichen besteht der Magnetkreis einer elektrischen Maschine aus drei Teilen: der magnetischen Spannungsquelle, dem magnetischen Flußweg und dem Luftspalt, siehe Abb. 3.2. Bei PM-Maschinen werden Dauermagnete, auch Hartmagnete genannt, als magnetische Spannungsquelle und Eisenmaterial, auch weichmagnetisches Material genannt, als magnetischer Flußweg eingesetzt. Die Eigenschaften der magnetischen Werkstoffe beeinflussen den Charakter des Motors.

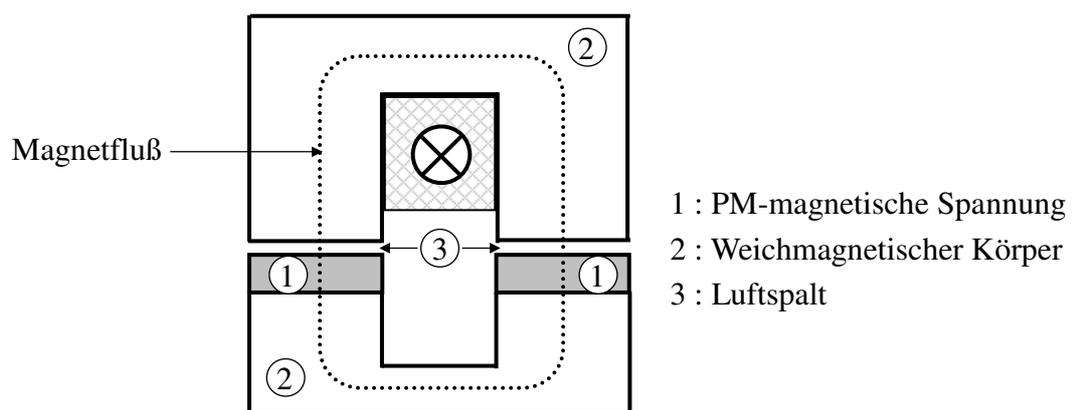


Bild 3.2 : Magnetkreis mit PM-Magnet im Schema

3.1.1 Weichmagnetisches Material

Die weichmagnetischen Materialien besitzen eine ziemlich hohe relative Permeabilität μ_r , die viel größer als 1 ist. Beispielsweise hat ein Eisenmetall mit 0,2 % Unreinheit die relative Permeabilität bei ca. 6000. Einige Eisen-Metallegierungen erreichen die relative Permeabilität sogar bis 10^6 [25]. Wegen der hohen relativen Permeabilität sind die weichmagnetischen Materialien sehr wichtig für elektromagnetische Energiewandler. Außer der Permeabilität gibt es ein weiteres bedeutendes Merkmal des Weichmagneten, nämlich die Hystereseschleife. Die Form und Größe der Hystereseschleife wird durch Remanenz B_r und Koerzitivfeldstärke H_c gegeben. Die Koerzitivfeldstärke bestimmt die Breite, die Sättigung begrenzt die Höhe der Schleife. Die Hystereseschleifenform ist vom Werkstoff abhängig. Abb. 3.3 stellt die verschiedenen Formen der Hystereseschleife dar.

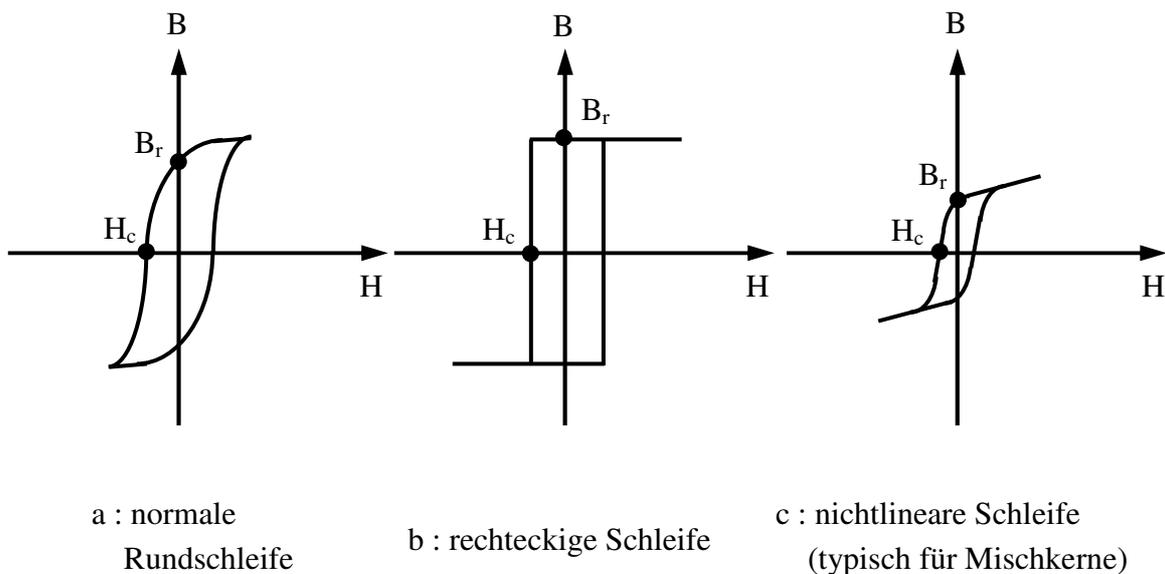


Abb. 3.3 : Formen der Hystereseschleife

Der Flächeninhalt der Hystereseschleife beeinflusst die Eisenverluste, die im wesentlichen aus den Hysterese- und den Wirbelstromverlusten bestehen. Die Hystereseverluste werden hauptsächlich durch die Koerzitivfeldstärke (Schleifenbreite) und die Aussteuerung (Höhe der Schleife) bestimmt. Die Wirbelstromverluste hängen entscheidend vom spezifischen elektrischen Widerstand des Materials und von der Proben- bzw. Blechdicke ab. Um die Verluste zu reduzieren, wird die Hystereseschleife für elektrische Maschinen immer so klein wie möglich

gewählt. Aus dieser Kurzvorstellung können die Anforderungen an die Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen bei der Anwendung in elektrischen Maschinen abgelesen werden[26] :

- hohe Permeabilität,
- niedrige Koerzitivfeldstärke,
- kleine elektrische Leitfähigkeit,
- hohe Sättigung.

In dieser Arbeit wird der weichmagnetische Werkstoff Somaloy 500, der von der schwedischen Firma Höganäs hergestellt wurde, für den Bau des Linearmotors eingesetzt. Die Daten von Somaloy 500 werden in Kapitel 5 behandelt.

3.1.2 Hartmagnetische Materialien

Nach der Kurzvorstellung der weichmagnetischen Werkstoffe wird nun kurz über die hartmagnetischen Werkstoffe gesprochen. Die Hartmagnete werden auch „Dauermagnet“ oder „Permanentmagnet“ genannt. Im Gegensatz zu den weichmagnetischen Werkstoffen soll ein Dauermagnet seinen Zustand möglichst lange und unverändert halten. Das heißt, die Entmagnetisierungs- und Ummagnetisierungsprozesse sowie die Bildung von unmagnetisierten Bereichen müssen soweit wie möglich verhindert werden.

Wie bei den weichmagnetischen Werkstoffen ist auch bei hartmagnetischen Werkstoffen die Hystereseschleife die wesentliche Kennlinie. Auf dieser Kennlinie wird in der Regel nur der im 1. und 2. Quadranten liegende Teil der Entmagnetisierungskurve betrachtet. Die Entmagnetisierungskurve wird anschließend in Kapitel 3.2.1 behandelt. Im allgemeinen wird ein „guter“ Dauermagnet mit folgenden wichtigen Kenngrößen bezeichnet:

- nicht zu kleine Remanenz,
- hohe Koerzitivfeldstärke,
- möglichst kleine Steigung der Entmagnetisierungskurve,
- hohes Energieprodukt.

3.2 Entmagnetisierungskurve und magnetische Parameter

3.2.1 Entmagnetisierungskurve

Die Berechnungsgrundlagen eines Dauermagneten basieren auf der Entmagnetisierungskurve (Abb. 3.4). Die Endwerte der Entmagnetisierungskurve B_r (Remanenz) und H_c (Koerzitivfeldstärke) kennzeichnen die wichtigsten magnetischen Eigenschaften eines Dauermagneten.

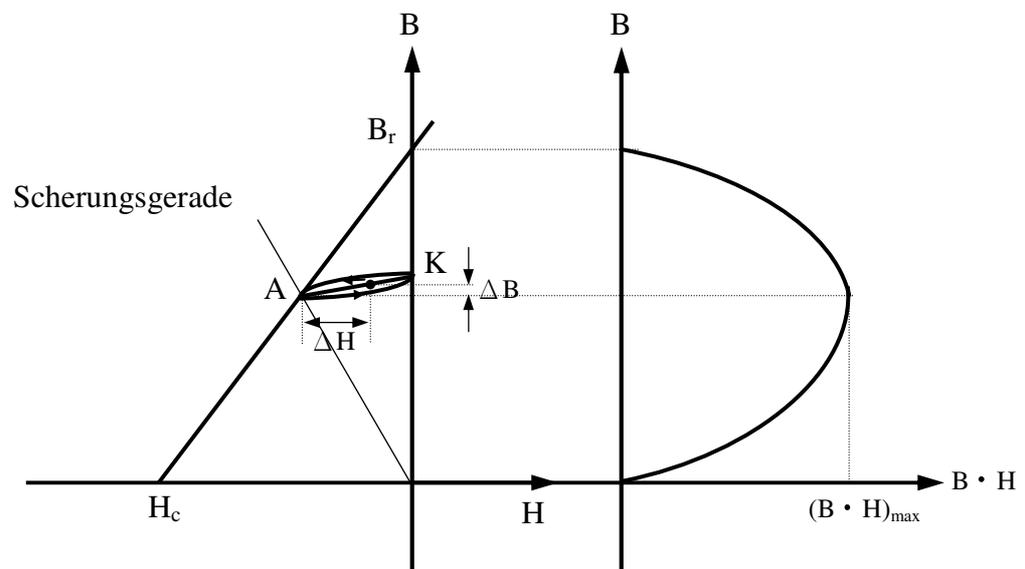


Abb. 3.4 : Entmagnetisierungskurve und Energieprodukt in Schema

Durch die Entmagnetisierungskurve zeigt sich das dynamische Verhalten eines Dauermagneten. Wenn man ein von außen angelegtes Feld (z. B. Ankerfeld) zu einem Permanentmagneten aussteuert, entsteht eine rückläufige Schleife, deren Fußpunkt (siehe Abb. 3.4 Punkt A) normalerweise auf der Entmagnetisierungskurve liegt. Diese kleine Schleife kann als eine Gerade AK angenähert werden. Die Steigung der Geraden wird nach DIN 50470 definiert als permanente Permeabilität (recoil magnetic permeability) [27] :

$$\mu_{\text{rec}} = \Delta B / \Delta H. \quad (3.1)$$

Die Entmagnetisierungskennlinie kennzeichnet das dynamische Verhalten eines Dauermagneten und ist von Material abhängig, insbesondere für den Anfangswert B_r und Endwert H_c . Abb. 3.5 zeigt die Entmagnetisierungskurven von unterschiedlichen Dauermagneten.

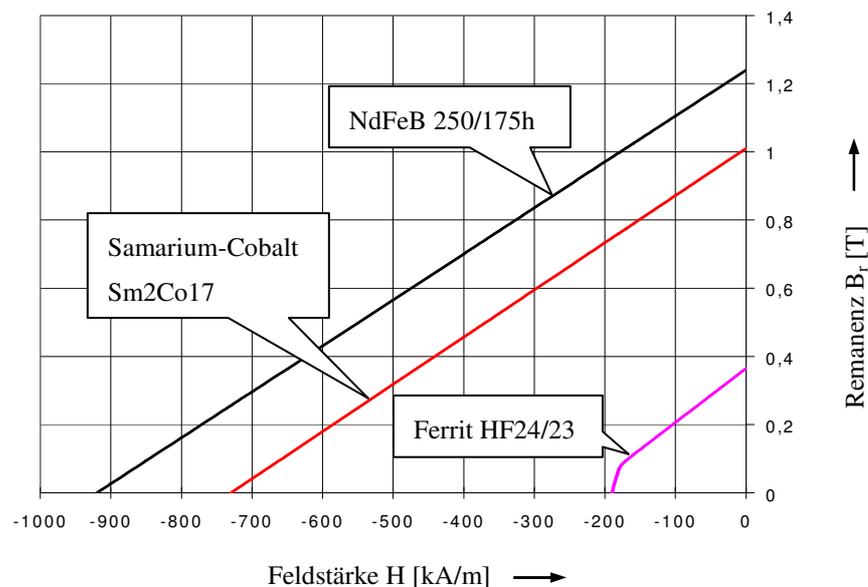


Abb. 3.5 : Vergleich der Entmagnetisierungskurve von unterschiedlichen PM-Materialien bei 20°C [30] (Magnetfabrik Schramberg GmbH & Co., Schramberg)

Die Dauermagnete reagieren empfindlich auf Temperaturänderungen. Die Entmagnetisierungskurve kann erheblich durch die Temperatur beeinflusst werden. Wenn die Arbeitstemperatur des Magneten steigt, werden die Remanenz und die Koerzitivfeldstärke reduziert. Die Temperaturbeeinflussung von Remanenz und Koerzitivfeldstärke bei Seltenerdmaterialien kann durch Gl. (3.2) und (3.3) beschrieben werden [29].

$$B_r = B_{r20} \left[1 + \frac{\alpha_B}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right] \quad (3.2)$$

$$H_c = H_{c20} \left[1 + \frac{\alpha_H}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right] \quad (3.3)$$

Davon ist ϑ_{PM} die Temperatur des Magneten, B_{r20} und H_{c20} sind die Remanenz

und Koerzitivfeldstärke bei 20°C. α_B und α_H sind die Temperaturkoeffizienten für B_r und H_c . Die Temperaturbeeinflussung auf die Entmagnetisierungskennlinien von NdFeB ist in Abb. 3.6 dargestellt. Typische Werte sind: $B_r=1,13$ T; $H_{cB}=860$ kA/m; $(B \cdot H)_{\max} = 240$ kJ/m³ [31].

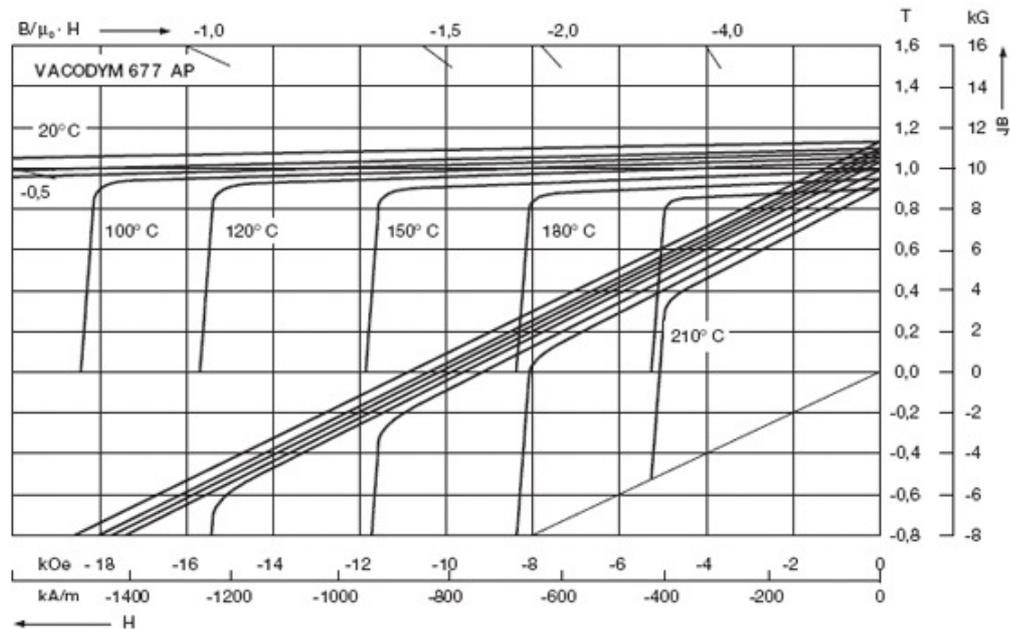


Abb. 3.6 : Temperatureinfluß auf die Entmagnetisierungskennlinien
(Vacuumschmelze GmbH, Hanau) [31]

3.2.1 Magnetische Parameter

Im allgemeinen läßt sich die Beziehung zwischen der Induktion \mathbf{B} , der magnetischen Feldstärke \mathbf{H} , der Polarisation \mathbf{J} und der Magnetisierung \mathbf{M} eines Dauermagneten wie Gl. (3.4) beschreiben.

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{J} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (3.4)$$

Davon ist μ_0 die magnetische Permeabilität (Feldkonstante) und ihre Größe lautet :

$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m. μ_r ist die relative Permeabilität und ist vom Material abhängig [28].

Die Eigenschaften der Dauermagnete sind durch viele Parameter wie, z. B. B_r , H_c , μ_r und $(B \cdot H)_{\max}$ charakterisiert. In der Tabelle 3.1 sind die wichtigsten Parameter und Kenndaten der verschiedenen Dauermagnete beispielhaft dargestellt.

Werkstoff		Ferritmagnet	Seltenerd magnet	
		HF 30/26	Sm ₂ Co ₁₇ 190/160h	NdFeB 300/125h
Energieprodukt	kJ/m ³	31,5	215	330
$(B \cdot H)_{\max}$	MGOe	3,9	27	41,5
Remanenz B_r	mT	405	1060	1320
Temp. Koeff. α_B	%/k	-0,2	-0,03	-0,11
Koerzitivfeldstärke	kA/m	260	790	950
H_c	kOe	3,33	9,9	11,9
Temp. Koeff. α_H	%/k	0,3	-0,19	-0,6
Dichte ρ	g/cm ³	4,85	8,3	7,5
Curie-Temperatur	°C	450	825	330
Max. Betriebstemperatur	°C	250	350	130

Tabelle 3.1 : Kenndaten verschiedener Dauermagnete [30]

3.3 Merkmale der verschiedenen Dauermagnete und ihre Anwendungen

3.3.1 AlNiCo-Magnet

Die wichtigsten Vorteile von AlNiCo-Magneten sind die hohe Remanenz und die sehr gute Wärmebeständigkeit von bis zu 520°C. Mit diesen Vorteilen verfügt der Dauermagnet über eine hohe Induktion im Luftspalt unter Hochtemperaturumgebung. Jedoch ist seine Koerzitivfeldstärke ziemlich klein (mittlerer Wert von etwa 100kA/m), und er kann dadurch nur ein geringes maximales Energieprodukt $(B \cdot H)_{\max}$ liefern [29]. Das bedeutet auch, daß sich AlNiCo- Dauermagnete sehr leicht magnetisieren und entmagnetisieren lassen. Aus diesem Grund werden AlNiCo-Magnete heutzutage für PM-Motoren nur selten eingesetzt.

3.3.2 Hartferritmagnet

Ferritmagnete können isotrop gefertigt werden. Es sind zwei Arten dieser Magnete zu unterscheiden, nämlich Barium- und Strontiumferritmagnete. Ferritmagnete besitzen eine höhere Koerzitivfeldstärke als AlNiCo, ca. zwischen 200 bis 300 kA/m. Leider haben sie aber eine niedrigere Remanenz von ca. 0,35 bis 0,4 T. Die maximale Einsatztemperatur erreicht bei diesen Magneten 300°C [30]. Die Vorteile dieser Ferritmagnete sind ihre kostengünstige Herstellung sowie ihr hoher elektrischer Widerstand (keine Wirbelstromverluste). Die Magnete werden aufgrund ihrer kleinen Remanenz und geringen Koerzitivfeldstärke in der Regel nur für die Motorleistung kleiner als 1 kW eingesetzt.

3.3.3 Seltenerd magnete

Durch die Entwicklung der Dauermagnettechnik in den letzten 30 Jahren ist es gelungen, Dauermagnete mit hohem Energieprodukt herzustellen. Im Vergleich zu herkömmlichen Magneten beruhen diese wesentlich leistungsfähigeren Magnete hauptsächlich auf intermetallischen Verbindungen aus Seltenerdmetallen, z.B. Samarium (Sm), Neodym (Nd) und Übergangsmetallen, z. B. Cobalt (Co), Eisen (Fe). Die erste Generation der Seltenerd magnete ist SmCo_5 und wurde in den sechziger Jahren entdeckt. Sie haben als Vorteile hohe Remanenz und Koerzitivfeldstärke, ein hohes Energieprodukt, eine lineare Entmagnetisierungskurve sowie niedrige reversible Temperaturkoeffizienten von B_r und H_c . Die Betriebstemperatur reicht bis zu 350°C. Mit diesen Vorteilen sind diese Dauermagnete günstig für den Einsatz zum Bau elektrischer Maschinen hoher Leistungsdichte. Die neuste Generation dieser Magnetfamilie ist NdFeB (Neodym Eisen Bor), deren magnetische Eigenschaften noch besser sind als SmCo_5 . Jedoch sind NdFeB-Magnete gegen Temperatur und Korrosion sehr empfindlich. Normalerweise können sie nur bei Raumtemperatur betrieben werden. Durch die Weiterentwicklungen der Werkstoffe wurden die zwei oben genannten Probleme in den letzten Jahren schon verbessert, so daß die NdFeB-Magnete unter normalen Einsatzbedingungen ohne zusätzlichen Oberflächenschutz eingesetzt werden können und die maximale Betriebstemperatur auf bis zu 250°C erhöht wurde [31]. Ein Datenvergleich von SmCo_5 und NdFeB läßt sich Tabelle 3.2 entnehmen.

Eigenschaft	Sm ₂ Co ₅			NdFeB		
	Vacomax 240HR	Vacomax 225HR	Vacomax 240	Vacodym 633HR	Vacodym 362TP	Vacodym 633AP
Remanenz B _r T	1,12	1,10	1,05	1,35	1,3	1,26
Koerzitivfeldstärke H _c kA/m	730	820	720	1040	1005	965
Energieprodukt (B·H) _{max} kJ/m ³	240	225	210	350	325	305
Temp. Koeff. α _B %/°C	-0,035	-0,035	-0,035	-0,105	-0,130	-0,105
Temp. Koeff. α _H %/°C	-0,16	-0,19	-0,16	-0,55	-0,61	-0,54
Dichte ρ kg/m ³	8400	8400	8400	7700	7600	7700
Permanente Permeabilität μ _{rec}	1,39	1,34	1,34	1,05	1,05	1,06
Curie-Temperatur °C	800	800	800	330	330	330
Max. Betriebstemperatur °C	300	350	300	110	100	120

Tabelle 3.2 : Datenvergleich zwischen SmCo₅ und NdFeB [31]

Die NdFeB-Magnete eröffnen umfangreiche Anwendungsgebiete in der Industrie, insbesondere für die Entwicklung und den Bau elektrischer Maschinen mit hoher Leistungsdichte bzw. hoher Effizienz. In dieser Arbeit wird der Bau des Motors mit Einsatz von NdFeB-Magneten durchgeführt, die von der Firma IBS-Magnet/Berlin hergestellt wurden. Die Kennwerte sind Tabelle 3.3 zu entnehmen.

Energie- produkt (BxH) _{max}	Remanenz B _r	Koerzitiv- feldstärke (T=20°C)		Relative remanente Permeabilität	Max. Einsatz- temperatur	Dichte	Curie- Tempe- ratur
		_B H _c	_J H _c				
kJ/m ³	T	kA/m	kA/m	-	°C	g/cm ³	°C
223-239	1,05-1,12	780-836	>1350	1,33-1,38	100-120	7,4	310

Tabelle 3.3: Kenndaten des für den TFM-Linearmotor eingesetzten NdFeB-Magneten [65]

Kapitel 4

Analyse der Rastkraft von permanentmagneterregten Linearmaschinen

4.1 Entstehung der Rastkraft

Die durch PM erregten Linearmaschinen besitzen mehrere Vorteile, die in Kapitel 3 schon erwähnt wurden. Jedoch haben sie auch Nachteile. Ein wesentlicher Nachteil der PM erregten Linearmaschinen ist die sogenannte „Rastkraft“. Die Rastkraft ist eine magnetische Störkraft, die durch die Wechselwirkung zwischen den Permanentmagneten des Sekundärteils und dem Nuteisen des Primärteils (oder umgekehrt) entsteht.

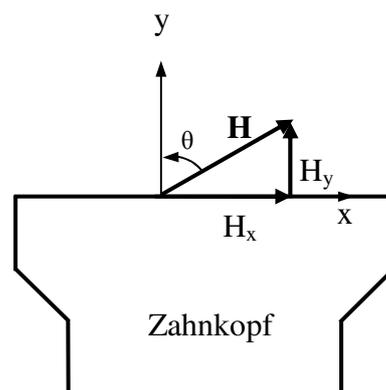


Abb. 4.1.1 Das magnetische Feld und ihre Feldkomponenten auf der Oberfläche eines Zahnkopfs

Betrachtet wird ein magnetisches Feld auf der Oberfläche von einem Zahnkopf, wie in Abb. 4.1.1 dargestellt. Das Magnetfeld wird von einem Dauermagneten erzeugt. Die Kraft auf dem Zahnkopf wird durch den Magneten bestimmt, und sie kann in vertikale und tangentiale Komponenten aufgeteilt werden. Die normale Kraftkomponente kann durch die symmetrische Konstruktion des Aufbaus eliminiert werden. Die tangentiale Kraftkomponente wird dann als „Rastkraft“ definiert.

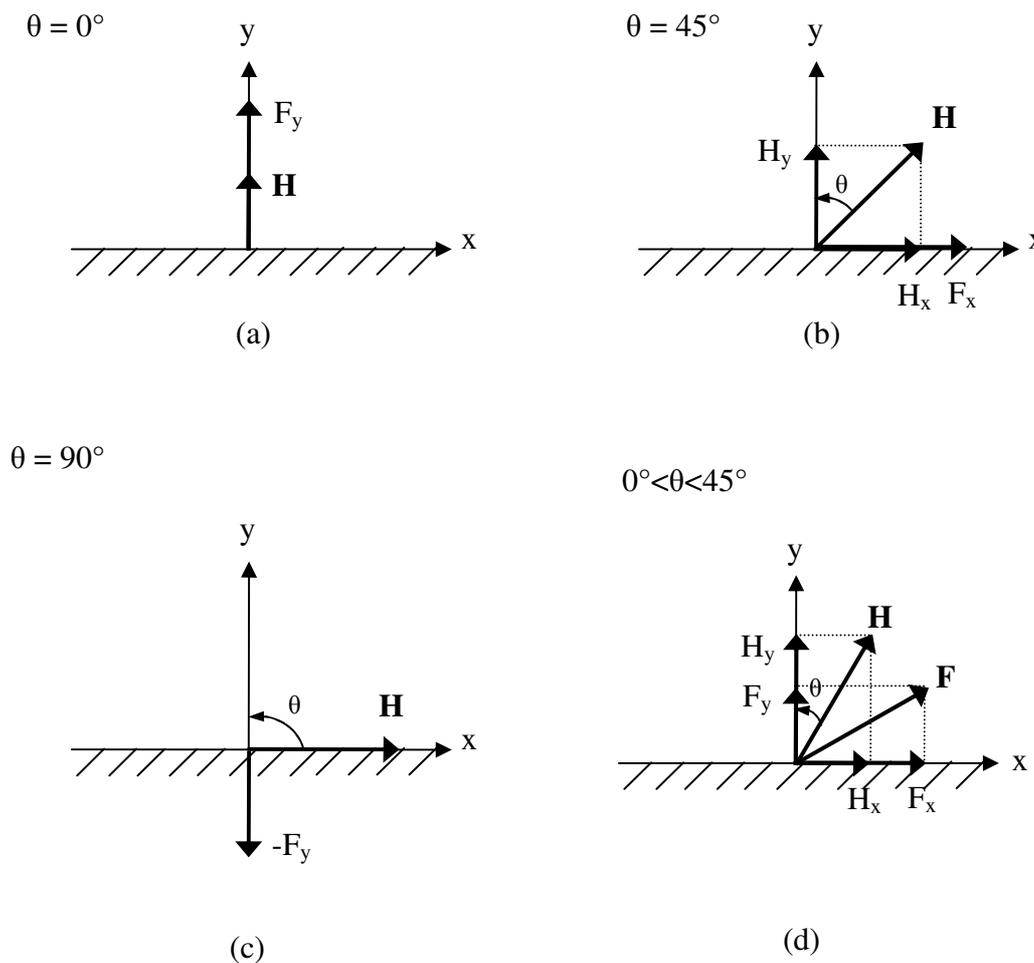


Abb. 4.1.2 : Von Feldvektor abhängige Kraftkomponenten

a : vertikale Ziehkraft

b : tangentiale Kraft

c : vertikale Druckkraft

d : vertikale und tangentiale Kraft

Ob die beiden Kraftkomponenten gleichzeitig auftreten, hängt von der Richtung des Magnetfeldes auf dem Zahnkopf ab. Das magnetische Feld auf der Oberfläche des Zahnkopfs kann durch die Analyse des Maxwell'schen Spannungstensors [32] in vier

Feldvektoren zusammengefasst werden. Diese vier speziellen Fälle werden mit Abb. 4.1.2 erläutert:

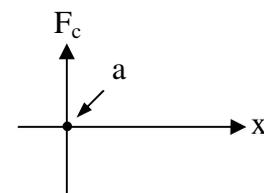
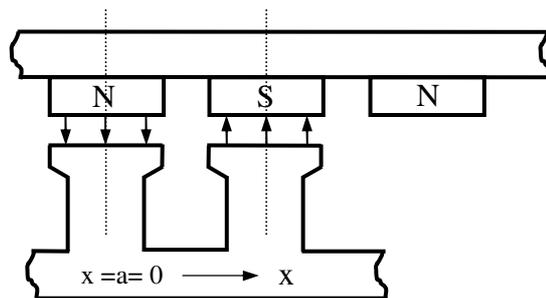
- Wenn $H_x = 0$ und $H_y \neq 0$ ($\theta=0^\circ$, θ definiert als der Winkel zwischen Magnetfeld und y-Achse) sind, kommt nur die positiv vertikale Kraft (Ziehkraft) vor (Abb. 4.1.2a).
- Wenn $H_x = H_y \neq 0$ ($\theta=45^\circ$) ist, tritt dann nur die tangentielle Kraft auf (Abb. 4.1.2b).
- Wenn $H_x \neq 0$ und $H_y = 0$ ($\theta=90^\circ$) ist, existiert die negativ vertikale Kraft (Druckkraft) (Abb. 4.1.2c).
- Wenn $H_x \neq H_y \neq 0$ ($0^\circ < \theta < 45^\circ$ oder $45^\circ < \theta < 90^\circ$) ist, werden die beiden Kraftkomponenten F_n und F_x gleichzeitig hervorgerufen (Abb. 4.1.2d).

Das magnetische Feld im Luftspalt hat in der Regel eine vertikale und eine tangentielle Komponente , wenn es sich am Rand des Magneten oder Zahnkopfs befindet. Das bedeutet auch, dass die Reluktanz an diesen Orten nicht gleichmäßig ist. Durch die Interpretation von Abb. 4.1.2a bis Abb. 4.1.2d kann festgestellt werden, warum die Rastkraft von PM erregten Maschinen in der Regel am Rand des Magneten oder am Zahnkopfs auftritt.

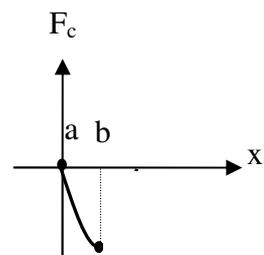
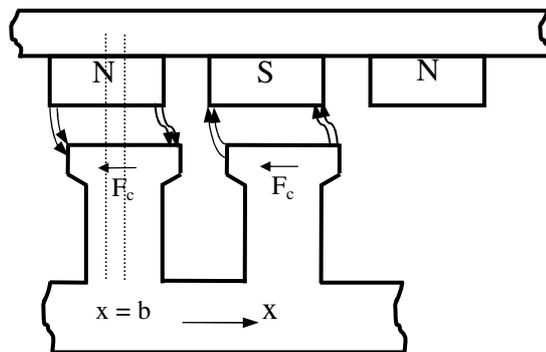
Die Rastkraft ist eine periodische Funktion und wiederholt sich über einer Nutteilung oder Magnetpolteilung [33,34]. Die Rastkraft ist von der Translatorposition abhängig. Der Translator versucht, in eine stabile Position zu geraten, wo keine Rastkraft vorkommt. Diese Situation tritt dann auf, wenn die Mittellinien von Magnet und Zahnkopf zusammenfallen. Außer dieser Ortslage gibt es noch eine andere Position, bei der auch keine Rastkraft auftritt, und zwar wenn sich der Zahnkopf genau in der Mitte der zwei nebeneinander stehenden Magnete (Nord- und Südpol) befindet. Der Läufer bleibt allerdings nicht auf diesem Punkt, obwohl es keine Rastkraft gibt. Der Verlauf der Rastkraft von einer Periode wird mit Hilfe der Abb. 4.1.3a-e beschrieben [35,36].

Während sich der Translator bewegt, tritt die Rastkraft erst auf, wenn die geometrische Mittellinien von Zahnkopf und Magnet nicht mehr zusammenfallen. In den Positionen a, c und e entsteht keine Rastkraft, wobei die Punkte a und e eine stabile Position aufweisen. Der Punkt c ist jedoch eine instabile Position, obwohl die Rastkraft auf dieser Position gleich Null ist. Neben diesen Punkten tritt jeweils eine

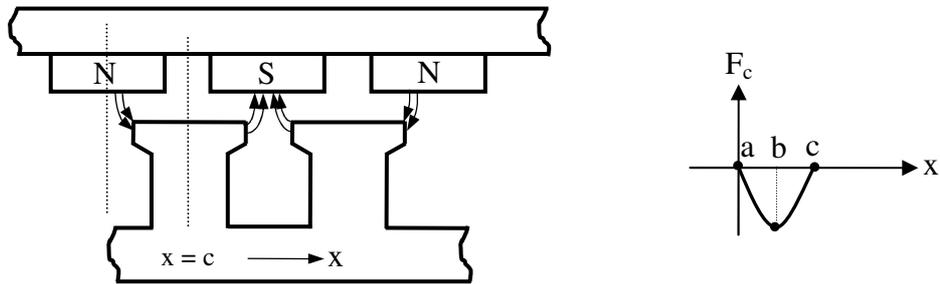
negative und positive Rastkraftzone auf. Eine negative Rastkraft entsteht, wenn der magnetische Fluss den Zahnkopf gegen die Bewegungsrichtung (hier nach rechts definiert) zieht. Positive Rastkraft kommt dagegen vor, wenn der Zahnkopf durch den magnetischen Fluss in die Bewegungsrichtung gedrückt wird.



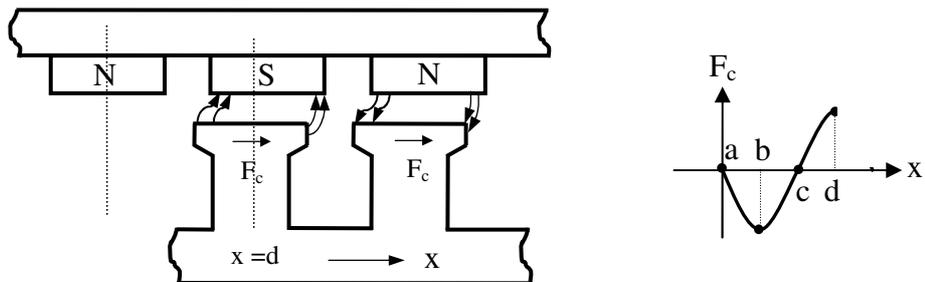
(a)



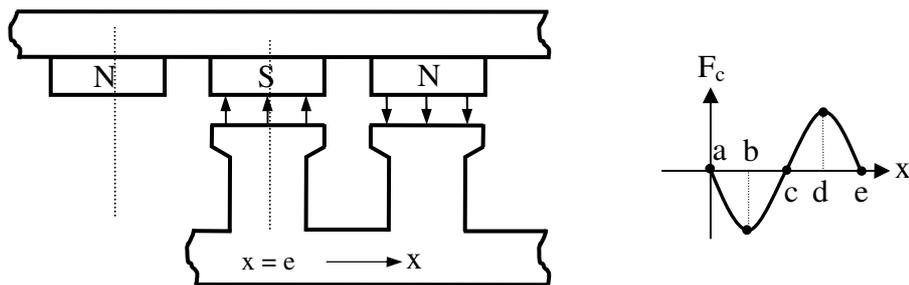
(b)



(c)



(d)



(e)

Abb. 4.1.3: Periodische Rastkraft

- a: stabile Position ($F_c=0$) b: negative maximale Rastkraft
 c: unstable Position ($F_c=0$) d: positive maximale Rastkraft
 e: stabile Position ($F_c=0$)

4.2 Technik zur Reduzierung der Rastkraft

Die Anforderungen an die Steuerung von PM-erregten Linearmotoren werden immer höher, z.B. bei der Positionierung. Die Rastkraft kann zur Kraftwelligkeit führen, wodurch die Ansteuerung der Maschine erschwert wird. Um die Ansteuerung zu optimieren, ist die Unterdrückung der Rastkraft ein wichtiges Thema für PM-erregten Linearmaschinen.

In mehreren wissenschaftlichen Studien wurden verschiedene technische Methoden zur Reduzierung der Rastkraft bzw. des Rastmomentes vorgestellt. Sie beeinflussen die Minimierung der Rastkraft unterschiedlich. Die Rastkraft entsteht durch die Änderung der magnetischen Co-Energie im Luftspalt. Sie kann gemäß Gl.(4.2.1) errechnet werden[43,49] und ist von der Translatorposition in der Bewegungsrichtung (als x-Achse definiert) abhängig.

$$F_c(x) = -\frac{1}{2} \Phi_g^2 \frac{\partial R}{\partial x} \quad (4.2.1)$$

Dabei sind Φ_g der Fluß im Luftspalt, R die Reluktanz im Luftspalt und x die Position des Translators. Gemäß dieser Gleichung können alle Lösungswege zur Reduzierung der Rastkraft in drei Möglichkeiten zusammengefaßt werden:

- Verkleinerung des Flusses im Luftspalt,
- Möglichst konstante Reluktanz im Luftspalt,
- Bester Entwurf der geometrischen Anordnung von Nuten und/oder Magneten.

Diese drei Prinzipien werden anschließend mit ihren Vor- und Nachteilen vorgestellt.

4.2.1 Variation der Remanenz von Permanentmagnet

Die magnetischen Flüsse am Rand des Magneten spielen für die Beeinflussung der Rastkraft eine wichtige Rolle. Nach Gl.(4.2.1) kann man ersehen, dass die Rastkraft $F_c(x)$ quadratisch proportional zu dem magnetischen Fluss Φ_g ist. Um eine kleinere Rastkraft zu erzielen, müssen die magnetischen Flüsse verringert werden. Zur Verringerung des Magnetflusses im Luftspalt gibt es zwei Möglichkeiten. Erstens, die Remanenz B_r vom Permanentmagnet könnte kleiner gewählt werden. Zweitens, der Luftspalt könnte vergrößert werden. Beide Methoden können den Spitzenwert der

Rastkraft innerhalb von einem bestimmten Bereich beeinflussen[35]. Ihr Vorteil ist, diese Methoden sind einfach zu verwirklichen. Dagegen wird durch diese Methoden gleichzeitig die Schubkraft verkleinert. Das bedeutet auch, dass die Leistung der Maschine reduziert wird. Wegen dieses Konflikts zwischen Rast- und Schubkraft kommt diese Methode nicht als eine optimale Lösung zur Bekämpfung der Rastkraft in Frage.

4.2.2 Möglichst konstante Reluktanz im Luftspalt

Gemäß Gl.(4.2.1) kann man ersehen, wenn die magnetische Reluktanz im Luftspalt konstant bleiben könnte, sollte die Rastkraft theoretisch auf Null reduziert werden. Damit wäre die Rastkraft total verschwunden. Wegen der Nuten im Stator oder Läufer kann die magnetische Reluktanz im Luftspalt leider nicht konstant bleiben. Um die Reluktanz nicht zu ändern, wird versucht, die Nuten oder Magnete schräg zu konstruieren. Die Schrägung des Magneten ist jedoch kostenaufwändig und wird in der Praxis selten angewendet. Die andere Maßnahme, nämlich die Nutschrägung im Stator oder im Läufer, ist das meist angewendete Verfahren zum Minimieren der Rastkraft. Der Vorteil der Schrägung der Nuten ist die bessere Wirkung zur Reduzierung der Rastkraft. Die Studien [39,42] haben gezeigt, wenn die Schrägung mit einer Nutteilung durchgeführt wurde, kann die Rastkraft auf ein niedriges Niveau (0,2% der Nennkraft) gesenkt werden. Diese Technik hat jedoch den Nachteil, dass die Fertigung der weichmagnetischen Konstruktionsteile komplizierter geworden ist. Diese Technik zur Reduzierung der Rastkraft wurde nicht in dieser Arbeit nicht angewendet.

4.2.3 Geometrische Anordnung von Nuten oder Magneten

Neben den beiden vorgestellten Methoden gibt noch eine andere Möglichkeit zur Unterdrückung der Rastkraft. Die Überlegung dieser weiteren Möglichkeit geht von zwei Ansätzen aus. Erstens, die Minimierung der Rastkraft zielt nicht auf den einzelnen Nutenkopf, sondern auf die resultierende Rastkraft, indem die Ortslage zwischen Nuten und Magneten passend gewählt wird [38,41,45,46]. Das Prinzip verkleinert die einzelne Rastkraft am Nutenkopf nicht (siehe Abb.4.2.1 und Abb.4.2.2).

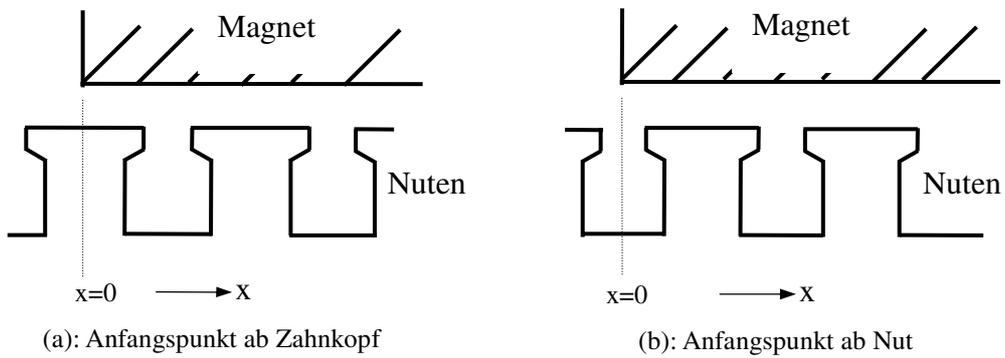


Abb.4.2.1: Reduzierung der gesamten Rastkraft durch die Wahl der Nutenlage zwischen Nuten und Magneten

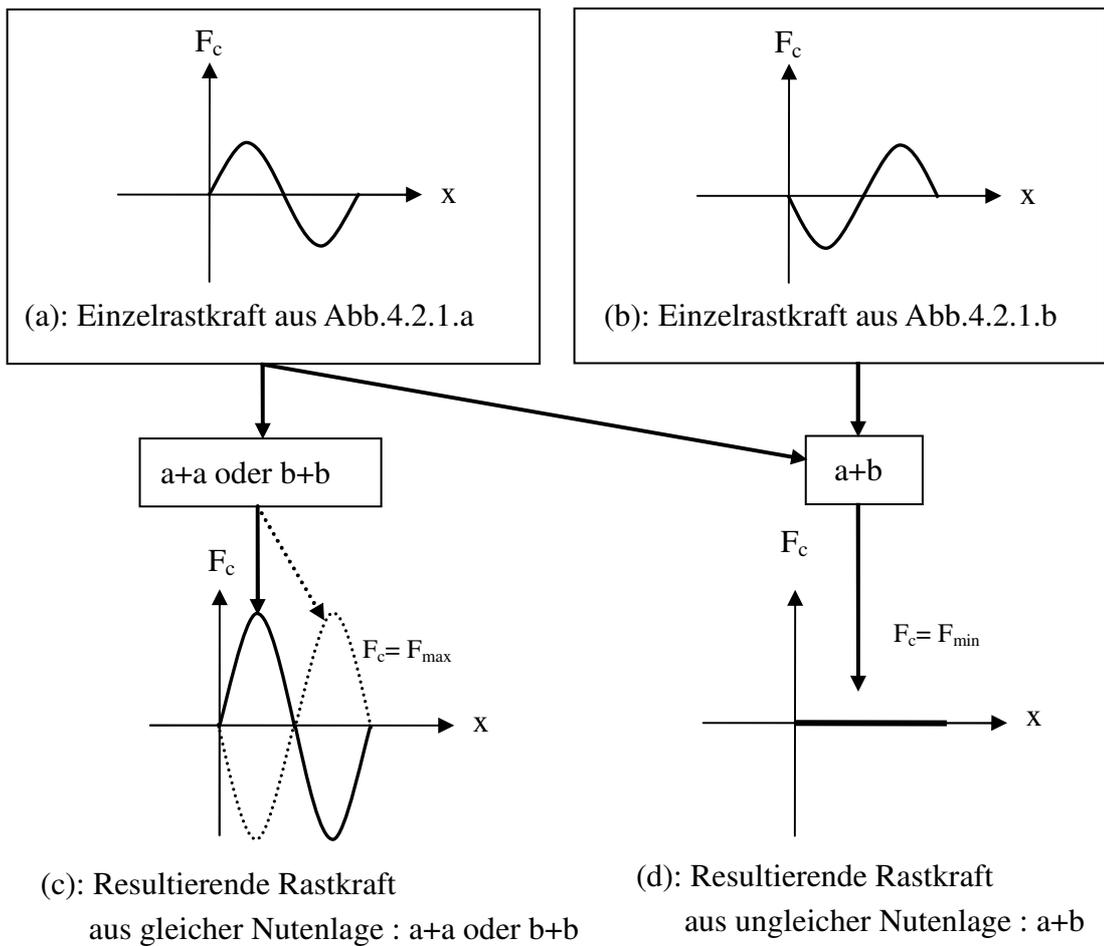


Abb.4.2.2: Resultierende Rastkraft aus verschiedenen Kombinationen der einzelnen Rastkräfte

Wenn die Nutenlage unten einem Magneten gleichmässig wie in Abb.4.2.1a oder Abb.4.2.1b gewählt wird, verstärkt sich die gesamte Rastkraft von einem einzelnen Nutenkopf ausgehend (siehe Abb.4.2.2c). Dagegen ist die resultierende Rastkraft theoretisch komplett zu eliminieren, indem die auf einen Magneten bezogene Nutenlage gleichzeitig aus Abb.4.2.1a und Abb.4.2.1b eingesetzt wird (Abb.4.2.2d).

Der zweite Lösungsansatz ist die Unterdrückung der Rastkraft am einzelnen Nutenzahnkopf. Zu diesem Thema gehören folgendes Maßnahmen, ein geeignetes Verhältnis von Nutteilung zu Magnetpolteilung (τ_N/τ_M), eine angepasste Nutenzahnbreite (b_N), Magnetpolbedeckungswinkel (θ_{Pd}) sowie Magnethöhe (h_M) [37,40,43,44]. Ein Beispiel für die Reduzierung der Rastkraft eines rotierenden PM-Motors durch Änderung der Nutenzahnbreite ist in Abb.4.2.3 gegeben. Die Rastkraft konnte in diesem Fall auf 20% reduziert werden [51].

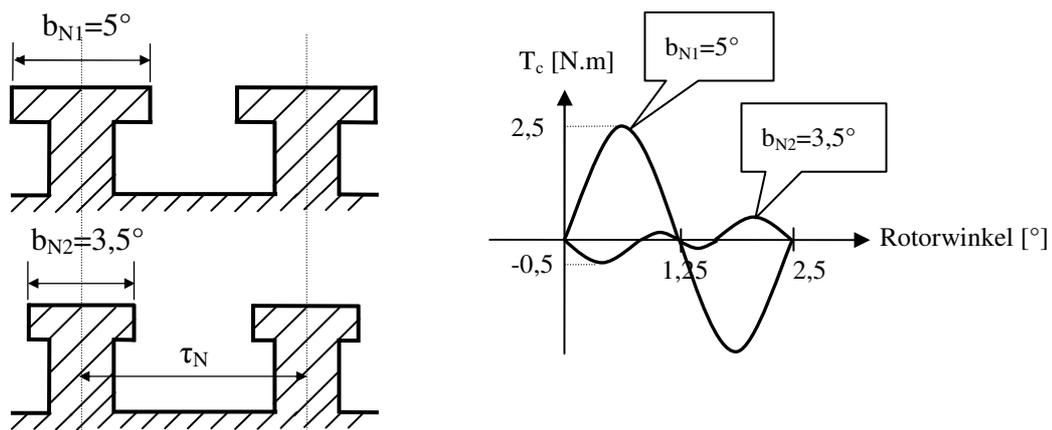


Abb.4.2.3: Reduzierung der Rastkraft am einzelnen Nutenzahnkopf durch Änderung der Nutenzahnbreite

4.3 Theoretische Berechnung der Rastkraft von TFM-Linearmotoren

4.3.1 Konstruktiver Aufbau

TFM-Maschinen weisen im Vergleich zu den konventionellen PM-Synchronmaschinen (Longitudinalfluss) eine transversale Flussführung auf. Der konstruktive Aufbau spielt deshalb eine wichtige Rolle für TFM-Maschinen. Eine

typische Konfiguration von TFM-Maschinen wurde in [10] vorgestellt. Die Stator-Ringwicklung wird umschlossen von einzelnen U-förmigen Stator-Jochteilen aus lamelliertem Dynamoblech. Diese führen den magnetischen Fluss im Rücken transversal, d.h. senkrecht zur Bewegungsrichtung des Läufers. Eine ähnliche Konstruktion gibt es auch bei einem TFM-Linearmotor. In [47] wird die Stator-Ringwicklung mit U-förmigen Rückschluss in die Bewegungsrichtung verlegt. Durch diese Anordnung verläuft der Magnetfluss transversal zu der Bewegungsrichtung.

Bei TFM-Linearmotoren sind verschiedene Bauformen zu unterscheiden. Neben den zwei oben erwähnten Bauformen gibt noch eine andere Konfiguration, die in dieser Arbeit behandelt wird. Das Prinzip des neuartigen PM-erregten TFM-Linearmotors ist in Abb. 4.3.1 dargestellt.

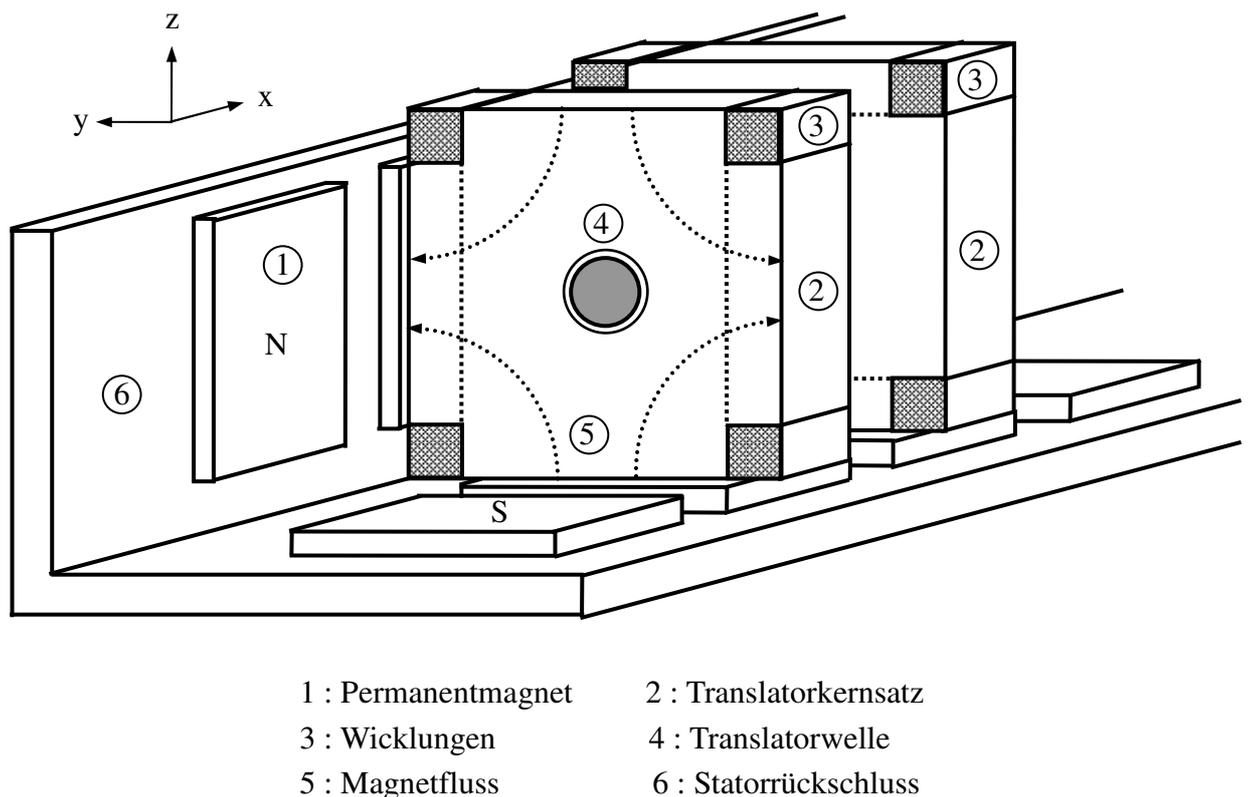


Abb. 4.3.1: Prinzipskizze eines TFM-Linearmotors
(50% des Stators sind nicht dargestellt.)

Die Magnete sind auf einen weichmagnetischen Rückschluss im Stator verlegt und die Motorwicklungen werden im Translator angeordnet. Die Polarität von dem ersten Permanentmagnet kann entweder mit „N“ oder „S“ gewählt werden, so dass der

Beginn der Magnetreihen im Querschnitt bei vier parallelen Reihen wie folgt ausgeführt werden kann:

- N N N N
- N N S S
- N S N S

Die Magnetpolteilung kann bei dieser Konfiguration je nach Anforderung unterschiedliche Abmessungen haben. Für die Gestalt des Translators wird eine Kreuzform aus weichmagnetischem Werkstoff gewählt. Die Wicklungen sind in die vier Ecken des kreuzförmigen Translatorskerns eingesetzt. Die Polteilung des Translators läßt sich so wählen, dass die gesamte Rastkraft am kleinsten wird. Die Anzahl der Translatorskerne ist von der Motorleistung abhängig. Je größer die Motorleistung ist, desto mehr Translatorskerne werden gebraucht. In der vorliegenden Arbeit wird mit sechs Translatorskernen gearbeitet, da das Prinzip grundsätzlich untersucht wird.

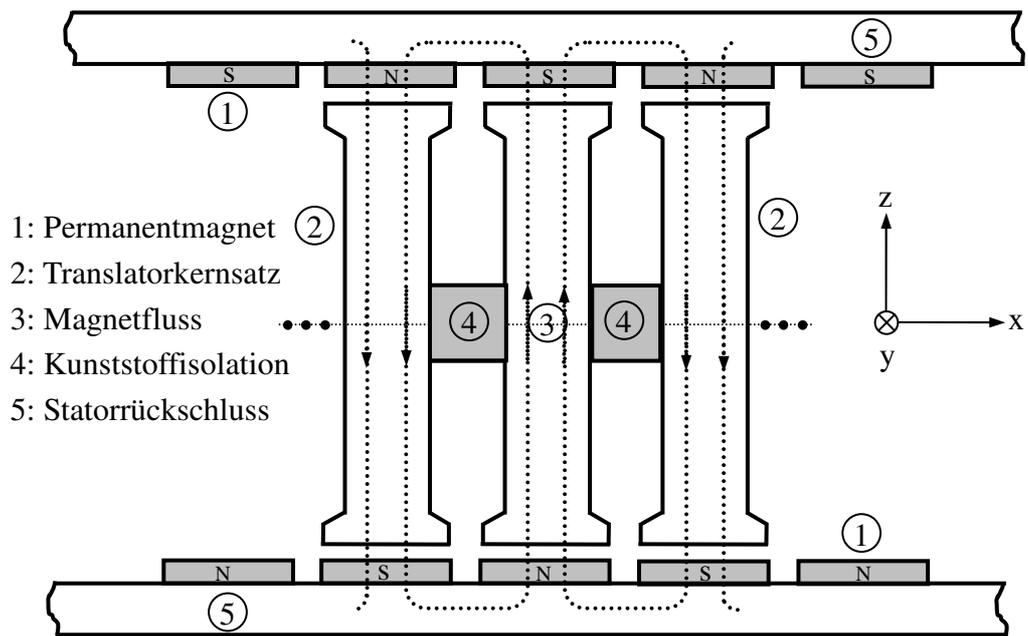
4.3.2 Magnetkreis und Ersatzschaltbild

Nach der Konstruktion des TFM-Linearmotors gemäß Abb. 4.3.1 gehen die magnetischen Flüsse vom Nordpol eines Magneten aus und fließen auf den Stator zu. Sie gelangen über zwei Luftspalte und einen Translatorskernsatz zum Südpol des Magneten, der auf der anderen Seite des Stators liegt. Diese Flüsse gehen weiter durch die zwei Nachbarmagnete, zwei Luftspalte und den anderen Translatorskernsatz zum Ausgangspunkt zurück. Der magnetische Kreis vom Längsschnitt des Motors in Bewegungsrichtung(x-Achse) und das entsprechende magnetische Ersatzschaltbild sind in Abb. 4.3.2 dargestellt.

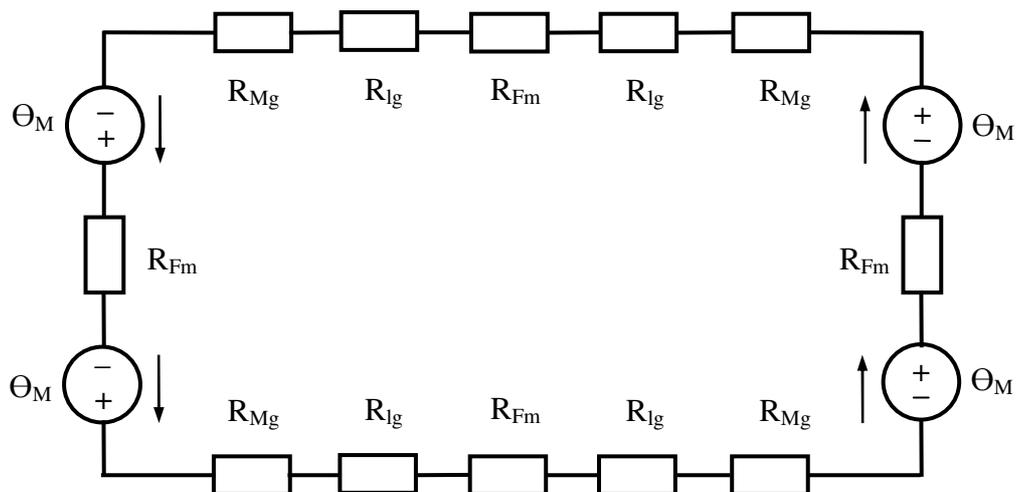
Durch die Anwendung des Ampere'schen Gesetzes auf den magnetischen Kreis kann das Magnetfeld H_g im Luftspalt ohne Berücksichtigung der Streuflusskomponenten und der Sättigung nach Gl. (4.3.1) beschrieben werden:

$$H_M h_M + H_g l_g = 0 \quad (4.3.1)$$

Dabei sind H_M die Feldstärke des Magneten, H_g die Feldstärke im Luftspalt, h_M die Magnethöhe und l_g die Länge des Luftspalts.



a : Magnetkreis



Θ_M : äquivalente elektrische Durchflutung vom Permanentmagneten

R_{Mg} : magnetischer Widerstand des Permanentmagneten

R_{lg} : magnetischer Widerstand des Luftspalts

R_{Fm} : magnetischer Widerstand vom ferromagnetischen Werkstoff

b : Magnetisches Ersatzschaltbild

Abb. 4.3.2 : Magnetischer Kreis und Ersatzschaltbild des TFM-Linearmotors

Das Leerlauf-Magnetfeld im Luftspalt ist nur von den Permanentmagneten abhängig. Der Arbeitspunkt des Permanentmagneten kann mit Hilfe der Entmagnetisierungskennlinie nach Gl.(4.3.2) bestimmt werden.

$$B_M = B_r + \mu_0 \mu_{rrec} H_M \quad (4.3.2)$$

Davon sind

B_M : magnetische Induktion im Permanentmagneten,

B_r : Remanenz des Permanentmagneten,

μ_{rrec} : relative permanente Permeabilität,

μ_0 : magnetische Feldkonstante(Permeabilität im Vakuum).

Wegen der Kontinuität des magnetischen Flusses ist die Induktion im Luftspalt ähnlich groß wie die im Permanentmagneten [48]. Mit der Beziehung zwischen Induktion und Magnetfeldstärke im Luftspalt $B_g = \mu_0 H_g$ kann die magnetische Induktion im Luftspalt aus Gl. (4.3.1) und Gl. (4.3.2) wie unten ermittelt werden. Abb.4.3.3 und Abb.4.3.4 zeigen sich die Abhängigkeit der Luftspaltinduktion von Luftspalt l_g und Magnethöhe h_M .

$$B_g \approx \frac{B_r}{1 + \mu_{rrec} l_g / h_M} \quad [\text{T}] \quad (4.3.3)$$

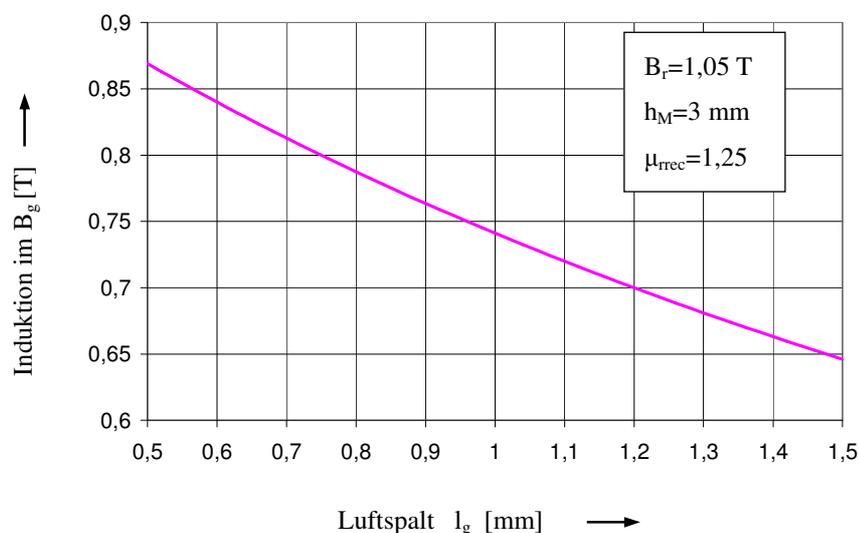


Abb. 4.3.3 : Luftspaltinduktion in Abhängigkeit von der Größe der Luftspaltlänge

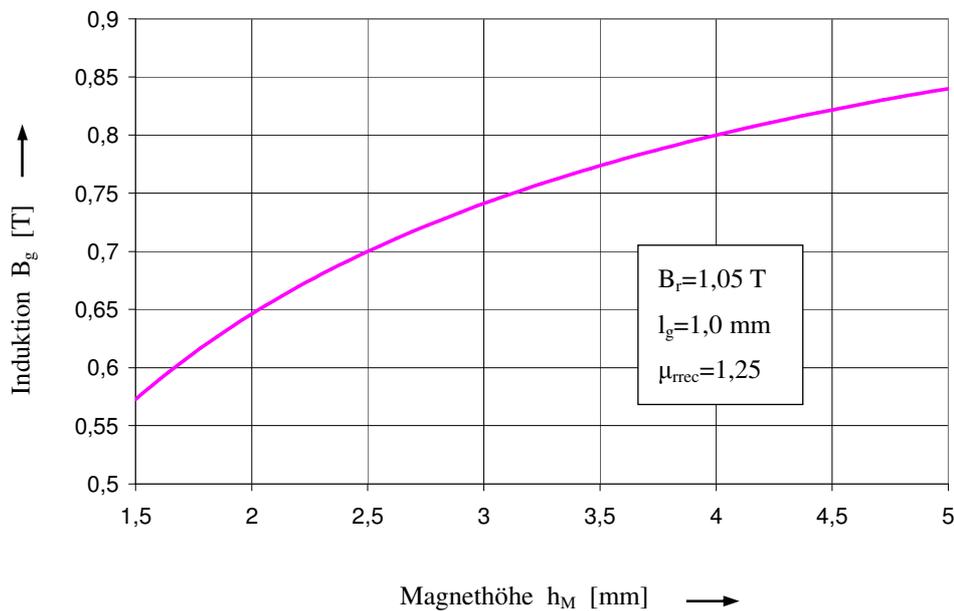


Abb. 4.3.4 : Einfluss der Magnethöhe auf die Luftspaltinduktion

4.3.3 Magnetische Induktion im Luftspalt

Wie in Kapitel 4.3.1 beschrieben wurde, hat der Linearmotor-Querschnitt eine quadratische Form. Die Permanentmagnete sind im Stator auf die vier Eisenplatten (als Rückschluss) geklebt. Der Translator ist mit sechs kreuzförmigen Kernsätzen ausgerüstet. Die geometrische Anordnung von Magneten und Zahnköpfen des zu untersuchenden TFM-Linearmotors ist schematisch in Abb. 4.3.5 dargestellt. Es werden zwei Magnete auf einer Eisenplatte und die entsprechenden Zahnköpfe (Nr.1 und 2) des Translators dargestellt. Die weiteren Magnete und Zahnköpfe sind nach diesem Maßstab weiter zu verfolgen. Die Bewegungsrichtung wird als x-Achse definiert.

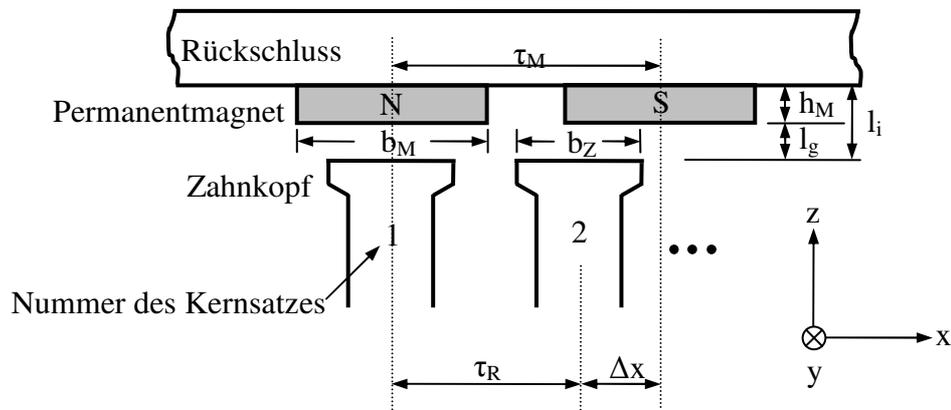


Abb. 4.3.5 : Geometrische Anordnung von Magneten und Zahnköpfen

Die in Abb. 4.3.5 gezeigten Konstruktionsparameter der Maschine sind definiert als

τ_M : Magnetpolteilung,

τ_R : Translatorsatzpolteilung,

b_M : Magnetbreite,

b_Z : Breite des Zahnkopfs,

h_M : Magnethöhe,

l_g : Länge des Luftspaltes,

l_i : wirksame Luftspaltlänge,

Δx : Polachsenverschiebung zwischen Magnet und Translatorsatz.

Das von den Permanentmagneten im Luftspalt erregte Feld ist periodisch. Der Feldverlauf $B(x)$ läßt sich nach dem angenommenen Idealfall in Abb. 4.3.6 darstellen. Durch die geeignete Wahl der y -Achse zeigt sich der Feldverlauf $B(x)$ als eine gerade Funktion. Mit der Hilfe der Fourierreihe kann das Feld $B(x)$ als harmonische Schwingung beschrieben werden.

$$B(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{n\pi x}{\tau_M} \quad (4.3.4)$$

Der Koeffizient b_0 ist wegen der geraden Funktion gleich Null. a_0 und a_n sind mit folgenden Gleichungen zu berechnen.

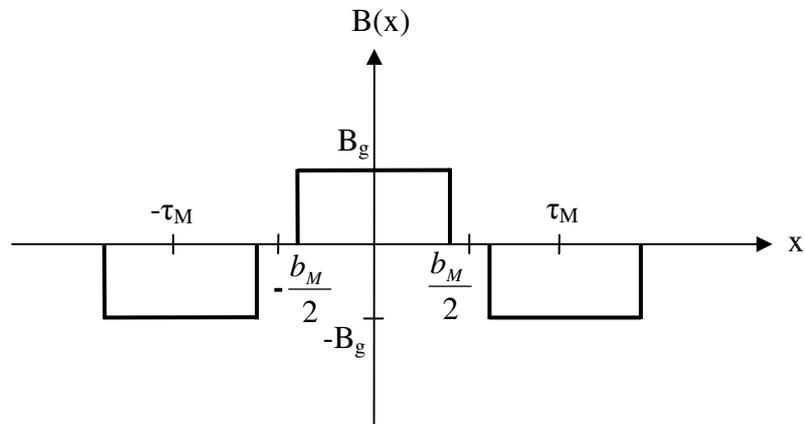


Abb. 4.3.6 : Verlauf des magnetischen Feldes im Luftspalt

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} B(x) dx \quad \text{mit } T = 2\tau_M \quad (4.3.5)$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} B(x) \cos \frac{2n\pi x}{T} dx \quad \text{mit } T = 2\tau_M \quad (4.3.6)$$

Nach der Berechnung von Gl.(4.3.5) und Gl.(4.3.6) ergeben sich die Koeffizienten a_0 und a_n zu:

$$a_0 = 0,$$

$$a_n = \frac{4B_g}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \left[\frac{n\pi(1 - \frac{b_M}{\tau_M})}{2} \right] \quad n=1,2,3,\dots \quad (4.3.7)$$

Aus Gl.(4.3.7) kann man erkennen, dass drei Fälle für die Funktion $\sin \frac{n\pi}{2}$ zu unterscheiden sind:

- (i) wenn $n=1, 5, 9, \dots$, dann $\sin \frac{n\pi}{2} = 1$,
- (ii) wenn $n=3, 7, 11, \dots$, dann $\sin \frac{n\pi}{2} = -1$,
- (iii) wenn $n=2, 4, 6, \dots$, dann $\sin \frac{n\pi}{2} = 0$.

In diesen drei Fällen und durch das Ersetzen der Ordnungszahl n kann der Koeffizient a_n umgeschrieben werden. Mit $n=2k-1$ gilt :

$$a_{2k-1} = \frac{4B_g}{\pi} \frac{(-1)^{k-1}}{2k-1} \cos \left[\frac{(2k-1)(1-\frac{b_M}{\tau_M})\pi}{2} \right], k=1,2,3... \quad (4.3.8)$$

Die harmonische Schwingung der Luftspaltinduktion $B(x)$ läßt sich mit dem Fourierkoeffizienten a_k und gemäß Gl.(4.3.4) errechnen.

$$B(x) = \frac{4B_g}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{2k-1} \cos \left[\frac{(2k-1)(1-\frac{b_M}{\tau_M})\pi}{2} \right] \cos \left[\frac{(2k-1)\pi x}{\tau_M} \right] \quad (4.3.9)$$

Gemäß Gl.(4.3.9) ist die Grundschiwingung der Luftspaltinduktion $B_1(x)$:

$$B_1(x) = \frac{4B_g}{\pi} \cos \left[\frac{(1-\frac{b_M}{\tau_M})\pi}{2} \right] \cos \left(\frac{\pi x}{\tau_M} \right) \quad (4.3.10)$$

4.3.4 Ermittlung der theoretischen Rastkraft

Die Rastkraft läßt sich durch die Änderung der magnetischen Co-Energie im Luftspalt berechnen, während sich der Translator in Längsrichtung (x -Achse) bewegt. Die magnetische Co-Energie im Luftspalt bei einem einzelnen Zahnkopf kann durch Gl.(4.3.11) im kartesischem Koordinationssystem ermittelt werden [49].

$$\begin{aligned}
W(x, y, z) &= \int_v \frac{B^2}{2\mu_0} dv \\
&= \int_0^{l_M} \int_0^{l_i} \int_{x-\frac{b_Z}{2}}^{x+\frac{b_Z}{2}} \frac{B^2(x)}{2\mu_0} dx' dy' dz'
\end{aligned} \tag{4.3.11}$$

Wobei l_M die Magnetlänge ist. l_i und b_Z sind wie in Kapitel 4.3.3 definiert. Ersetzt man Gl.(4.3.9) mit Gl.(4.3.11) ein, ergibt sich die magnetische Co-Energie am Zahnkopf wie Gl.(4.3.12).

$$\begin{aligned}
W(x, y, z) &= \frac{l_M l_i}{4\mu_0} \left(\frac{4B_g}{\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos^2 \left[\frac{(1-\frac{b_M}{\tau_M})(2k-1)\pi}{2} \right] \\
&\quad \left\{ b_Z + \frac{\tau_M}{2(2k-1)\pi} \left[\sin\left(\frac{2(x+\frac{b_Z}{2})(2k-1)\pi}{\tau_M} \right) - \sin\left(\frac{2(x-\frac{b_Z}{2})(2k-1)\pi}{\tau_M} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{4.3.12}$$

Die Rastkraft hat im kartesischen Raum drei Komponenten in x-, y- und z-Richtung. Diese drei Kraftkomponenten F_x , F_y und F_z können gemäß Gl.(4.3.13) bis Gl.(4.3.15) ermittelt werden[66]:

$$F_x = \frac{\partial}{\partial x} W(x, y, z) \tag{4.3.13}$$

$$F_y = \frac{\partial}{\partial y} W(x, y, z) \tag{4.3.14}$$

$$F_z = \frac{\partial}{\partial z} W(x, y, z) \tag{4.3.15}$$

Hier in dieser Arbeit wird die Rastkraftkomponente F_x untersucht, weil sie in der Bewegungsrichtung auftritt. Die zwei anderen Kraftkomponenten F_y und F_z werden wegen symmetrischer Konstruktion oder durch die Führung des Translators eliminiert.

Aus Gl.(4.3.12) und Gl.(4.3.13) ergibt sich die analytisch berechnete Rastkraftdichte $F_c(x)$ wie folgt :

$$\begin{aligned}
 F_c(x) &= \frac{F_x}{l_M} \\
 &= \frac{l_i}{4\mu_0} \left(\frac{4B_g}{\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos^2 \left[\frac{(1 - \frac{b_M}{\tau_M})(2k-1)\pi}{2} \right] \\
 &\quad \left\{ \cos \left[\frac{2(x + \frac{b_Z}{2})(2k-1)\pi}{\tau_M} \right] - \cos \left[\frac{2(x - \frac{b_Z}{2})(2k-1)\pi}{\tau_M} \right] \right\} \quad (4.3.16)
 \end{aligned}$$

Gl.(4.3.16) stellt die theoretische Rastkraft unter einem Zahnkopf dar. Der Translator ist gemäß Abb.4.3.3 aus mehreren Kernsätzen zusammengesetzt. Wenn die Magnetpolteilung τ_M nicht gleich der Translatorpolteilung τ_R ist, entsteht eine Verschiebung $\Delta x = \tau_R - \tau_M$ zwischen den beiden Polachsen. Deshalb wird die Rastkraft am einzelnen Zahnkopf unterschiedlich sein. Die am einzelnen Zahnkopf entstehende Rastkraft mit einer Achsenverschiebung Δx kann aus Gl.(4.3.16) verallgemeinert werden.

$$\begin{aligned}
 F_{cj}(x) &= \frac{l_i}{4\mu_0} \left(\frac{4B_g}{\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos^2 \left[\frac{(1 - \frac{b_M}{\tau_M})(2k-1)\pi}{2} \right] \\
 &\quad \left\{ \cos \left[\frac{2(x + \frac{b_Z}{2} - (j-1)\Delta x)(2k-1)\pi}{\tau_M} \right] - \cos \left[\frac{2(x - \frac{b_Z}{2} - (j-1)\Delta x)(2k-1)\pi}{\tau_M} \right] \right\} \\
 &\quad j=1,2,3\dots \quad (4.3.17)
 \end{aligned}$$

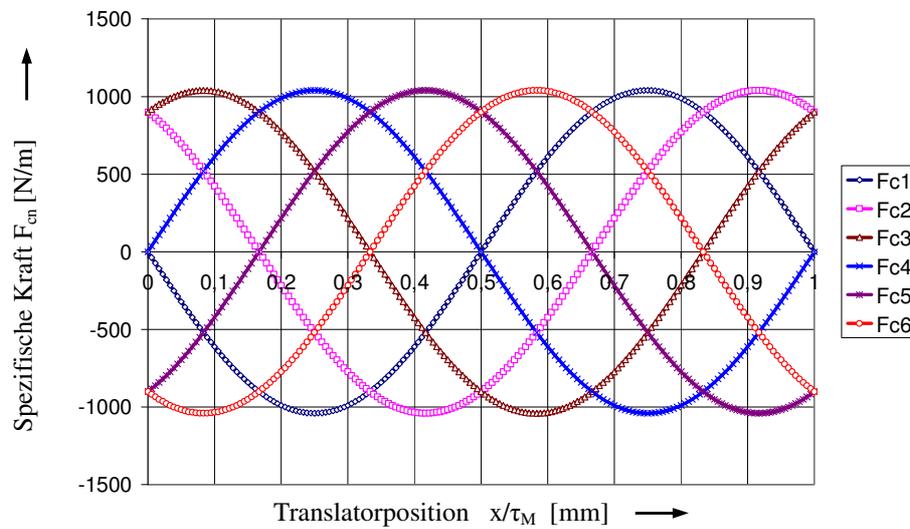


Abb. 4.3.7 : Grundschiwingung der Rastkraft
am einzelnen Zahnkopf mit
 $\tau_R/\tau_M = 5/6$; $B_r = 1,05$ T; $l_g = 1,0$ mm

In der Gl.(4.3.17) ist j die Nummer des Translatorkernsatzes. In der vorliegenden Arbeit wird $j=6$ gewählt. Das bedeutet, dass der Translator aus sechs Kernsätzen zusammengesetzt ist. Abb.4.3.7 zeigt sich die Grundschiwingung der Rastkraft am einzelmem Zahnkopf. Die am einzelmem Zahnkopf entstehende Rastkraft hat die gleiche Amplitude, aber nicht an der gleichen Ortslage des Translators. Aus der graphischen Darstellung in Abb.4.3.7 kann festgestellt werden: Wenn alle einzelnen Rastkräfte in Phase sind, d.h. $\Delta x=0$, erhält die gesamte Rastkraft ihr Maximum. Die resultierende Rastkraft wird aus der arithmetischen Summe der am einzelmem Zahnkopf auftretenden Rastkraft berechnet [50]. Gemäß Gl.(4.3.17)

$$F_0 = \frac{l_i}{4\mu_0} \left(\frac{4B_g}{\pi} \right)^2, \quad (4.3.18)$$

$$\varphi_k = \frac{2(2k-1)\pi}{\tau_M} \quad \text{und} \quad (4.3.19)$$

$$C_k = \frac{1}{(2k-1)^2} \cos^2 \left[\frac{(1 - \frac{b_M}{\tau_M})(2k-1)\pi}{2} \right], \quad (4.3.20)$$

kann die resultierende Rastkraft wie folgt ermittelt werden:

$$\begin{aligned}
 F_{cs}(x) &= \sum_{j=1}^6 F_{cj}(x) \\
 &= F_0 \sum_{k=1}^{\infty} C_k \left\{ \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2}\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2}\right)\right) \right] + \right. \\
 &\quad \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2} - \Delta x\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2} - \Delta x\right)\right) \right] + \\
 &\quad \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2} - 2\Delta x\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2} - 2\Delta x\right)\right) \right] + \\
 &\quad \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2} - 3\Delta x\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2} - 3\Delta x\right)\right) \right] + \\
 &\quad \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2} - 4\Delta x\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2} - 4\Delta x\right)\right) \right] + \\
 &\quad \left. \left[\cos\left(\varphi_k \left(x + \frac{b_Z}{2} - 5\Delta x\right)\right) - \cos\left(\varphi_k \left(x - \frac{b_Z}{2} - 5\Delta x\right)\right) \right] \right\} \quad \text{Gl.(4.3.21)}
 \end{aligned}$$

Durch trigonometrische Umformungen kann die Gl.(4.3.21) folgendermaßen zusammengefaßt werden:

$$\begin{aligned}
 F_{cs}(x) &= 2F_0 \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos\left(\frac{\varphi_k \Delta x}{2}\right) \left[2 \cos(2\Delta x \varphi_k) + 1 \right] \cdot \\
 &\quad \left\{ \cos\left[\frac{(2k-1)\pi(2x + b_Z - 5\Delta x)}{\tau_M} \right] - \cos\left[\frac{(2k-1)\pi(2x - b_Z - 5\Delta x)}{\tau_M} \right] \right\} \\
 &\hspace{20em} (4.3.22)
 \end{aligned}$$

Setzt man die Koeffizienten F_0 , φ_k und C_k wieder in Gl.(4.3.22) ein, so ergibt sich die aus sechs Kernsätzen resultierende Rastkraft:

$$\begin{aligned}
 F_{cs}(x) = & \frac{l_i}{2\mu_0} \left(\frac{4B_g}{\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos^2 \left[\frac{(1 - \frac{b_M}{\tau_M})(2k-1)\pi}{2} \right] \cos \left[\frac{(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M} \right] \cdot \\
 & \left\{ 2 \cos \left[\frac{4(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M} \right] + 1 \right\} \cdot \\
 & \left\{ \cos \left[\frac{(2k-1)\pi(2x + b_Z - 5\Delta x)}{\tau_M} \right] - \cos \left[\frac{(2k-1)\pi(2x - b_Z - 5\Delta x)}{\tau_M} \right] \right\}
 \end{aligned}
 \tag{4.3.23}$$

Die Rastkraft wird von mehreren Faktoren beeinflusst, z.B. Magnetpolteilung τ_M , Polachsenverschiebung Δx , Magnetbreite b_M , Zahnkopfbreite b_Z , Magnethöhe h_M sowie Remanenz des Dauermagneten B_r . Diese Faktoren besitzen eine unterschiedliche Beeinflussungsstärke auf die Rastkraft. Sie werden anschließend im Kapitel 4.3.5 analysiert. Abb.4.3.8 stellt das Berechnungsergebnis einer resultierenden Rastkraft dar.

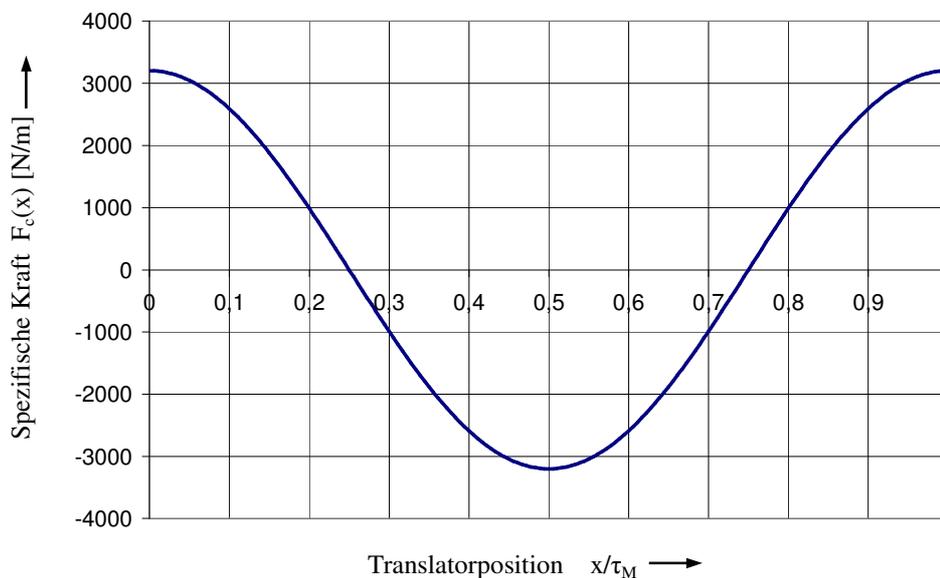


Abb.4.3.8 : Resultierende Rastkraft am einzelnen Zahnkopf
 Parameter: $\tau_R/\tau_M=0,9$; $B_r= 1,05$ T; $l_g=1,0$ mm;
 $h_M=3$ mm; $b_M/\tau_M=0,95$; $b_Z/b_M=0,7$

4.3.5 Einfluß von Maschinenparametern auf die Rastkraft

Gemäß Gl.(4.3.23) kann man ersehen, dass die Rastkraft nicht nur eine Funktion der Translatorposition x ist, sondern von weiteren Maschinenparametern beeinflusst werden kann. Durch die Analyse der Rastkraft können die Auslegungsparameter des Motors bestimmt werden. Die in Kapitel 4.2 vorgestellten Methoden zur Reduzierung der Rastkraft beim TFM-Linearmotor werden hier angewendet. Der Einfluß von einzelnen Maschinenparametern auf die Rastkraft wird anschließend vorgestellt.

i : Einfluss vom Parameter Polachsenverschiebung Δx

Bei der praktischen Anwendungen von PM-erregten Linearmotoren ist die Rastkraft unerwünscht. Je kleiner, um so besser ist das Betriebsverhalten. Offenbar kommt der ideale Fall vor, wenn die Rastkraft komplett eliminiert werden kann. Das Ziel kann nur theoretisch erreicht werden, indem der Motorparameter Δx bzw. τ_R/τ_M passend gewählt wird.

Um die beste Achsenverschiebung Δx zwischen Magneten und Translator zu finden, d.h. bei $F_{cs}(x) = 0$, gibt es nach Gl.(4.3.23) zwei Möglichkeiten, nämlich

$$\cos\left[\frac{(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M}\right] \equiv 0 \quad (4.3.24)$$

oder

$$2\cos\left[\frac{4(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M}\right] + 1 \equiv 0. \quad (4.3.25)$$

Für den ersten Fall von Gl.(4.3.24) muss

$$\frac{(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M} = \pm \frac{n\pi}{2} \quad n=1,3,5\dots$$

sein. Zur Ermittlung von Δx wird nur die Grundschiwingung der Rastkraft $F_{cs}(x)$ berücksichtigt. Die Oberschwingungen werden vernachlässigt. Damit ist $k=1$ für die Bestimmung von Δx angenommen.

$$\Delta x = \pm \frac{n}{2} \tau_M \quad n=1,3,5... \quad (4.3.26)$$

Bei der praktischen Anwendung soll die Polachsenverschiebung Δx kleiner als eine ganze Magnetpolteilung τ_M oder Translatorpolteilung τ_R sein. Deshalb wird die Polachsenverschiebung Δx mit $n=1$ in der Gl.(4.3.26) zur Reduzierung der Rastkraft gewählt.

$$\Delta x = \pm \frac{1}{2} \tau_M \quad (4.3.27)$$

Die zweite Möglichkeit zur Eliminierung der Rastkraft besteht gemäß Gl.(4.3.25). Danach muss gelten:

$$\cos\left[\frac{4(2k-1)\pi\Delta x}{\tau_M} \right] = -\frac{1}{2} \quad (4.3.28)$$

Unter Berücksichtigung der Grundschiwingung ($k=1$) kann die Gl.(4.3.28) umgeschrieben werden zu:

$$\frac{4\pi\Delta x}{\tau_M} = \pm \frac{6n-4}{3} \pi \quad \text{oder} \quad \pm \frac{6n-2}{3} \pi \quad n=1,2,3...$$

Der Parameter Δx kann nach Gl.(4.3.29) bestimmt werden.

$$\Delta x = \pm \frac{3n-2}{6} \tau_M \quad \text{oder} \quad \pm \frac{3n-1}{6} \tau_M \quad n=1,2,3... \quad (4.3.29)$$

Die Polachsenverschiebung Δx wäre sinnvoller, wenn sie in der Regel kleiner als eine ganze Magnetpolteilung sein sollte. Nach dieser Bedingung gibt es die Auslegungsmöglichkeiten von Δx aus Gl.(4.3.27) und Gl.(4.3.29) wie folgt.

$$\Delta x = \pm \frac{1}{6} \tau_M, \pm \frac{1}{3} \tau_M, \pm \frac{1}{2} \tau_M, \pm \frac{2}{3} \tau_M, \pm \frac{5}{6} \tau_M \quad (4.3.30)$$

Das „-“ Vorzeichen bedeutet die Magnetpolteilung größer als die Translatorpolteilung, nämlich $\tau_M > \tau_R$. Das „+“ Vorzeichen hat die gegenseitige Bedeutung ($\tau_M < \tau_R$). Obwohl viele Auslegungsmöglichkeiten von Δx gibt, sind nur einige von der Bedeutung, weil der Parameter Δx bei der praktischen Anwendung in der Regel nicht größer als

$\pm \frac{1}{2} \tau_M$ gewählt wird. Aus diesem Grund wird für den Parameter Δx bei der Auslegung nach Gl.(4.3.31) vorgeschlagen:

$$\Delta x = \pm \frac{1}{6} \tau_M, \pm \frac{1}{3} \tau_M, \pm \frac{1}{2} \tau_M \quad (4.3.31)$$

Durch die Analyse der Beeinflussung der Rastkraft vom Parameter Δx kann man ersehen, dass die Polachsenverschiebung Δx eine wichtige Auswirkung auf die Rastkraft besitzt. Der Einfluss vom Parameter Δx auf die Rastkraft ist in Abb.4.3.9 dargestellt. Ein Schnittpunkt mit der x -Achse bedeutet, dass keine Rastkraft beim entsprechenden Δx -Wert auftritt.

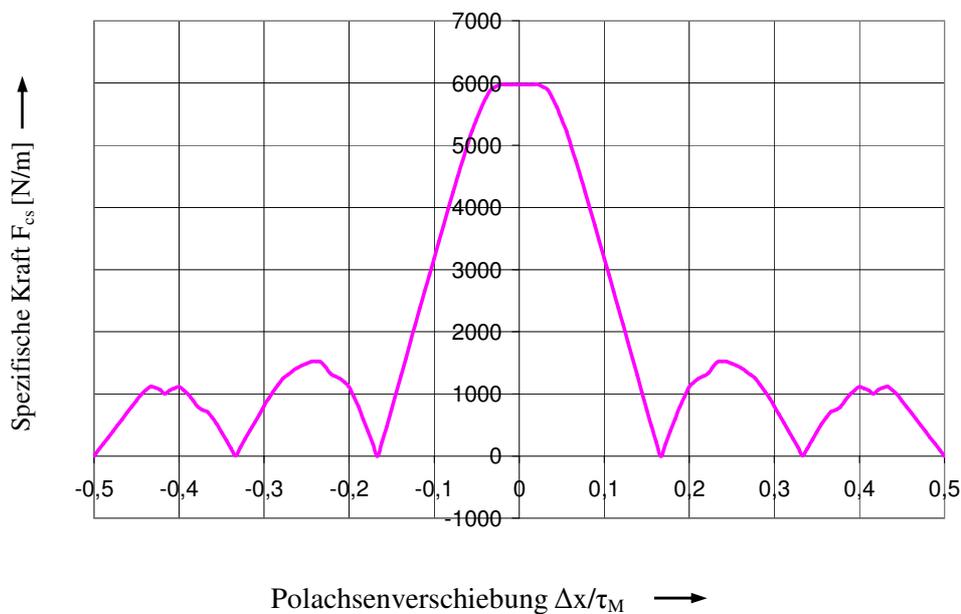
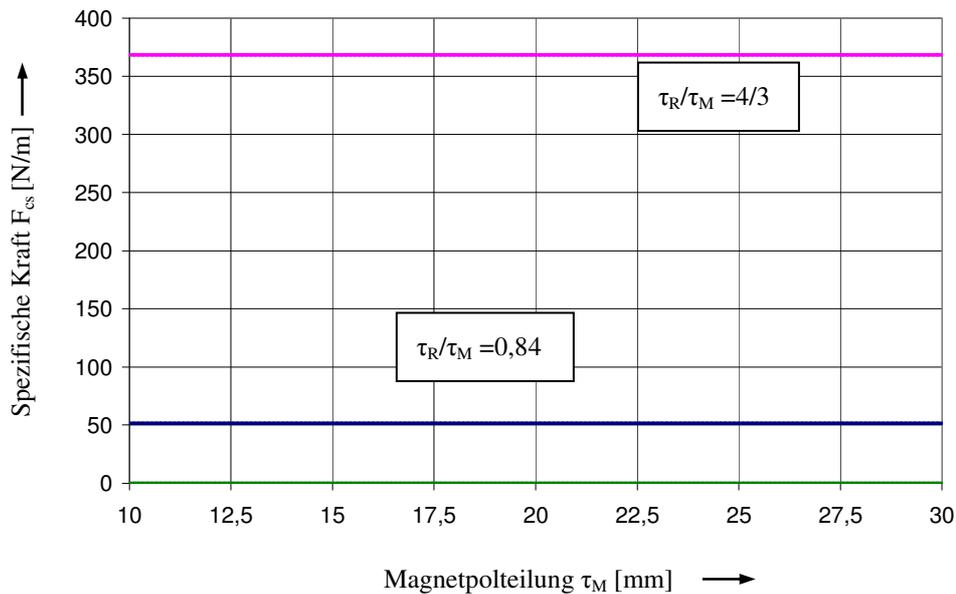
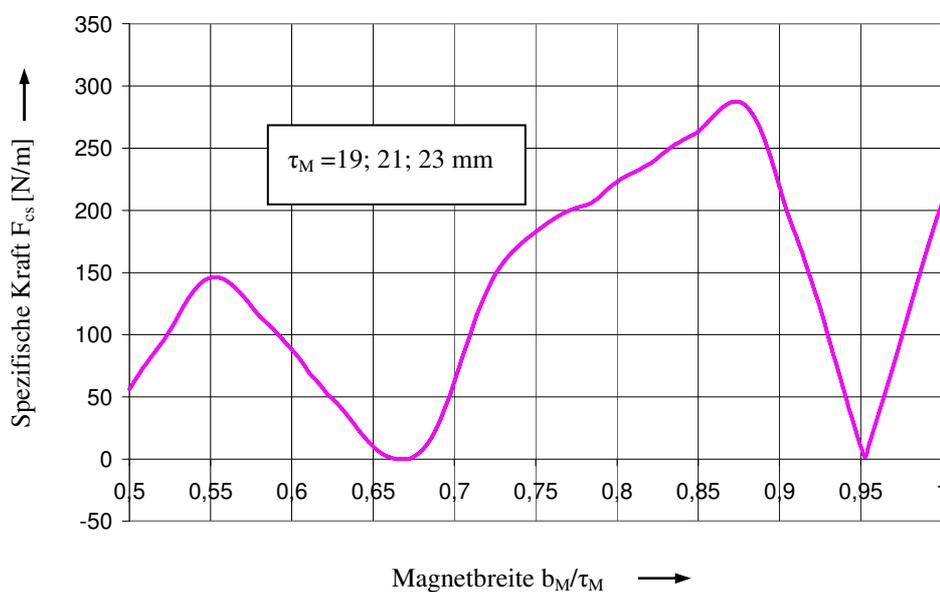


Abb.4.3.9 : Einfluss des Auslegungsparameters Δx auf die gesamte maximale Rastkraft für die ausgewählte Abmessungen

ii : Einfluss vom Parameter Magnetpolteilung τ_M

Die Magnetpolteilung τ_M spielt nur eine geringe Rolle auf die Höhe der Rastkraft. Abb.4.3.10 besagt, wenn das Verhältnis zwischen Magnetbreite b_M und Magnetpolteilung τ_M konstant bleibt, kann die Magnetpolteilung τ_M die Rastkraft kaum beeinflussen. Deshalb wird sie zur Minimierung der Rastkraft nicht berücksichtigt.

Abb.4.3.10 : Gesamte Rastkraft F_{cs} als Funktion der Magnetpolteilung τ_M Abb.4.3.11 : Beeinflussung der Rastkraft durch die Magnetbreite b_M
Parameter: $\tau_R/\tau_M = 4/3$, $b_Z/b_M = 0,7$ **iii : Einfluss vom Parameter Magnetbreite b_M**

Die Magnetbreite b_M kann die magnetische Feldverteilung im Luftspalt zwischen Magnetrand und Zahnkopf beeinflussen. Durch die Änderung der Magnetbreite kann die Rastkraft auch variiert werden. Ein Beispiel ist in Abb.4.3.11 dargestellt. Eine

passende Magnetbreite führt im idealen Fall sogar zur Nullrastkraft, wenn die Magnetbreite b_M beispielweise hier in Abb.4.3.11 gegen $0,67\tau_M$ oder $0,95\tau_M$ gewählt wird. Es wird durch Abb.4.3.11 nochmals bestätigt, dass die Magnetpolteilung τ_M keinen Einfluss auf die Rastkraft hat, weil die Variation der Magnetpolteilung zur gleichen Kurve führt.

iv : Einfluss vom Parameter Zahnkopfbreite b_Z

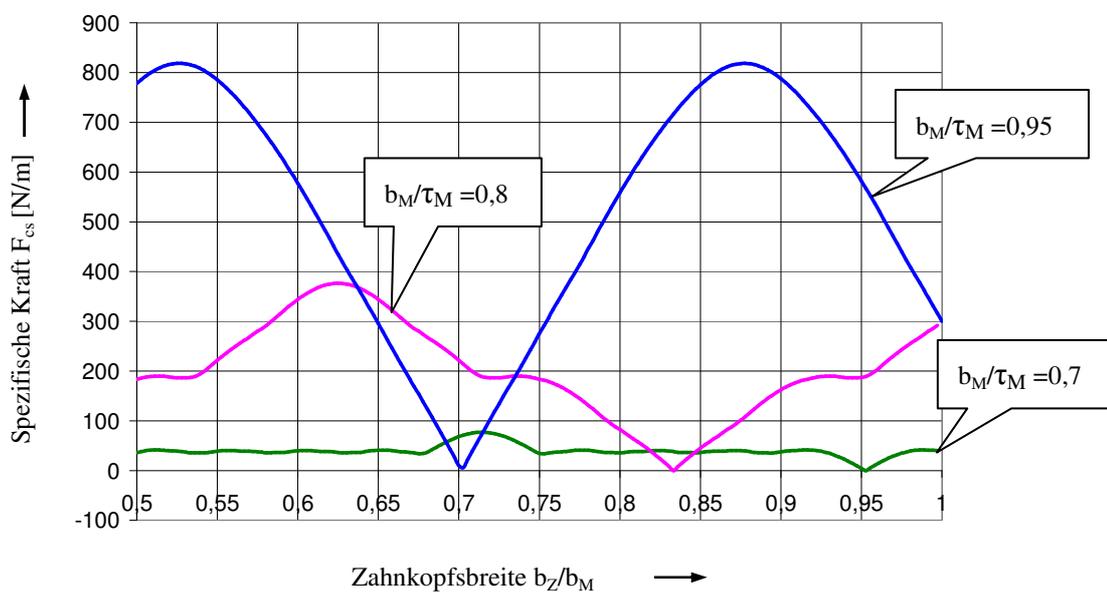


Abb.4.3.12 : Beeinflussung der Rastkraft durch die Zahnkopfbreite b_Z

Parameter: $\tau_R/\tau_M = 4/3$

Wenn sich die Zahnkopfbreite b_Z ändert, kann die magnetische Feldverteilung im Luftspalt zwischen Magnetrand und Zahnkopfbreite variiert werden. Der Effekt ist ähnlich wie die Änderung der Magnetbreite b_M . Deshalb besitzt die Zahnkopfbreite den ähnlichen Einfluss auf die Rastkraft. Abb.4.3.12 zeigt, welches Verhältnis von b_Z/b_M die Rastkraft minimieren kann. Das beste Verhältnis von b_Z/b_M ist auch von der Magnetbreite abhängig. Die Nullrastkraft liegt hier im Beispiel für das Verhältnis b_Z/b_M bei $b_M/\tau_M = 0,7$ auf $0,95$, $b_M/\tau_M = 0,8$ auf $0,83$ und $b_M/\tau_M = 0,95$ auf $0,7$.

v : Einfluss vom Parameter Remanenz B_r

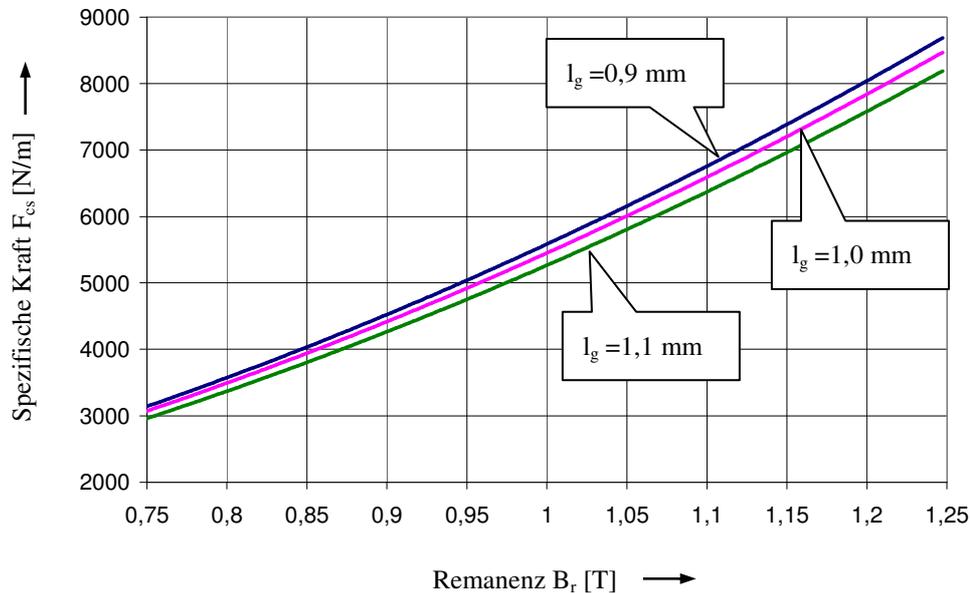


Abb.4.3.13 : Reduzierung der Rastkraft durch die Minderung der Remanenz B_r

Parameter: $\tau_R = \tau_M$; $b_M / \tau_M = 0,95$; $b_Z / b_M = 0,7$

Die Rastkraft kann reduziert werden, wenn die magnetische Induktion im Luftspalt verkleinert wird. Um das Ziel zu erreichen, könnte man Permanentmagnete mit kleinerer Remanenz zum Einsatz bringen. Gemäß Abb.4.3.13 kann die Rastkraftdichte ca. von 8300 N/m um 3100 N/m auf 5200 N/m abgesenkt werden, während die Remanenz von 1,25 Tesla auf 0,75 Tesla vermindert wird. Diese Maßnahme zum Unterdrücken der Rastkraft wird nicht verwendet, weil sie gleichzeitig die Schubkraft des Motors erheblich schwächt.

Kapitel 5

Ermittlung und Optimierung der magnetischen Schubkraft

Das wesentliche Merkmal eines PM-Linearmotors ist die Schubkraft, die im Gegensatz zur Rastkraft möglichst vergrößert werden soll. Die Ermittlung der Schubkraft kann entweder

- durch den Strombelag und die von Permanentmagneten hervorgerufene Induktion, oder
- direkt über die Differentiation aus der im Luftspalt stehenden magnetischen Co-Energie erfolgen.

Die Berechnung der Schubkraft wird in dieser Arbeit mit der zweiten Methode durchgeführt.

5.1 Allgemeines

Der Schubkraftverlauf eines durch PM-erregten Wechselstrom-Linearmotors soll möglichst pulsationsfrei sein. Um diese Anforderung zu erzielen, müssen mehrere Wechselstromanordnungen in einem mehrsträngigen System zusammenwirken, so dass durch den zeitlichen Versatz der Kräfte des einsträngigen Wechselstroms ein Ausgleich entsteht. Aus diesem Grund wird der in dieser Arbeit zu untersuchende Linearmotor mit dreisträngigem Wechselstrom gespeist.

Der konstruktive Grundaufbau des TFM- Linearmotors ist schematisch in Abb. 4.3.1 dargestellt. Der Translator besitzt sechs kreuzförmige Kernsätze. Zum Berechnen der

Schubkraft des Linearmotors wird der einzelne Zahnkopf eines Kernsatzes betrachtet. Die resultierende Schubkraft pro Seite des Linearmotors ist die arithmetische Summe der Einzelkraft aus den 6 Zahnköpfen. Die gesamte Schubkraft des Linearmotors ist dann im Idealfall die vierfache Größe der resultierenden Schubkraft von einer Seite. Die Berechnung der Einzelschubkraft aus einem Zahnkopf wird hier für eine Magnetpolteilung τ_M durchgeführt, weil sich der Kraftverlauf vom einzelnen Zahnkopf nach einer Polteilung wiederholt (siehe Abb. 5.1.1), während sich der Translator mit synchroner Geschwindigkeit v_s bewegt. Es wird die Mittellinie des Zahnkopfes im Längsschnitt als Bezugsordinate gewählt.

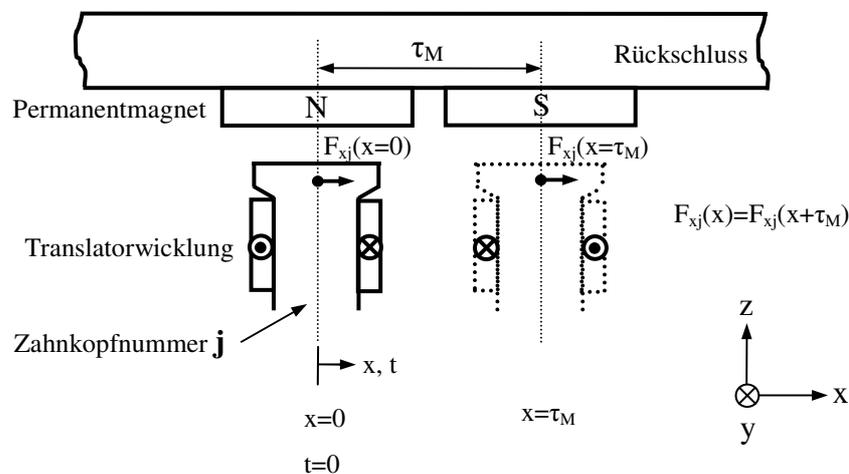


Abb. 5.1.1 : Wiederholung des Schubkraftverlaufs vom j -ten Zahnkopf

Die Ankerwicklungen des Linearmotors sind hinter Zahnköpfen im Translator eingebracht und werden mit Drehstrom (durch Fußnoten u , v und w zu unterscheiden) gespeist. Deshalb hat jede Wicklung am einzelnen Zahnkopf drei verschiedene Möglichkeiten der Drehstromspeisung, z.B. kann die Wicklung am Zahnkopf Nr. 1 von Stromphase U, V oder W gespeist werden. Dadurch führt jede Speisekombination aus sechs Wicklungen zu unterschiedlichen Schubkräften. Der Einfluss der Phasenkombination der Wicklungen auf die Schubkraft wird in Kapitel 5.3 weiter diskutiert.

Der Translator kann sich innerhalb der Hubzone an beliebigem Ort befinden. Um die Berechnung der Schubkraft leichter durchzuführen, wird hier angenommen, dass die Mittellinien eines Magneten und des ersten Zahnkopfes zusammenfallen. Die Position der übrigen Zahnköpfe ist entsprechend der Translatorpolteilung τ_R festgelegt.

5.2 Schubkraft am Einzelzahnkopf

5.2.1 Schubkraft am Zahnkopf Nr.1

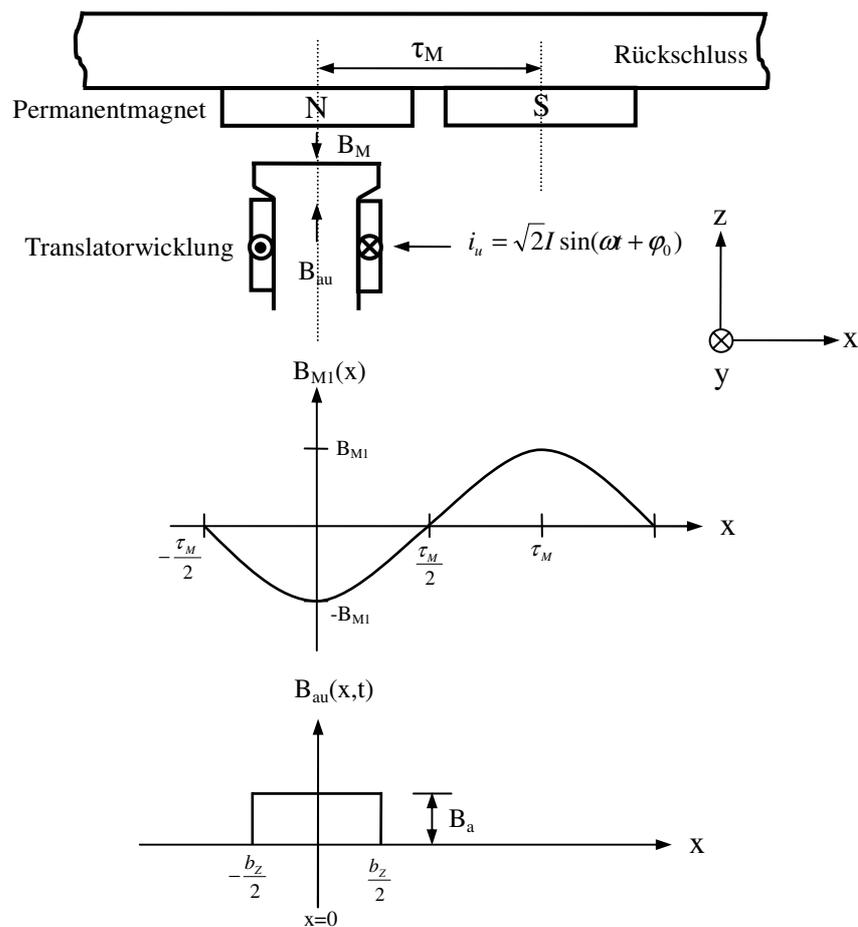


Abb. 5.2.1 : Das von Wicklungsstrom i_U hervorgerufene Translatorschlitzfeld $B_{au}(x,t)$ und die Grundschwingung des PM-Magnetfeldes $B_{M1}(x)$ am Zahnkopf Nr. 1

Zur Ermittlung der Schubkraft wird zunächst vorausgesetzt, dass die Streuung und die Sättigung im Magnetkreis zu vernachlässigen sind. Die von den Permanentmagneten erzeugte Induktion im Luftspalt wird der Fourierentwicklung gemäß Kapitel 4 Gl. (4.3-9) entnommen. Der Wicklungsstrom am Zahnkopf Nr. 1 wird aus Phase U

vom Drehstromsystem gespeist. Die geometrische Lage von Zahnkopf Nr. 1 ist in Abb. 5.2.1 dargestellt. Die Flussrichtung ist bei der Berechnung nach „oben“ als „positiv (+)“ definiert. Damit lässt sich die resultierende Luftspaltinduktion B_{g1} am Zahnkopfbereich mit Gl. (5.2.1) beschreiben.

$$B_{g1}(x,t) = -B_M(x) + B_{au}(x,t) \quad (5.2.1)$$

Dabei ist $B_M(x)$ die Leerlaufinduktion des Permanentmagneten. Sie wurde gemäß Gl. (4.3.9) wie folgt berechnet:

$$B_M(x) = \frac{4B_g}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m-1}}{2m-1} \cos\left[\frac{(2m-1)(1-\frac{b_M}{\tau_M})\pi}{2} \right] \cos\left[\frac{(2m-1)\pi x}{\tau_M} \right].$$

Das Feld $B_{au}(x,t)$ wird vom Wicklungsstrom i_U hervorgerufen. Der Strom ist gegeben als

$$i_U(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \varphi_0),$$

wobei φ_0 die Stromphasenverschiebung ist. Mit der Windungszahl N der Wicklung kann die vom Transistorstrom hervorgerufene Induktion B_{au} beschrieben werden.

$$B_{au}(t) = B_a \sin(\omega t + \varphi_0)$$

dabei sind $B_a = \frac{\mu_0 \sqrt{2}NI}{2l_i}$ und die wirksame Luftspaltlänge $l_i = l_g + \frac{h_M}{\mu_{rec}}$.

Mit folgenden Abkürzungen

$$B_1 = \frac{4B_g}{\pi},$$

$$C_m = \frac{(2m-1)\pi}{\tau_M} \quad \text{und}$$

$$D_m = \frac{(-1)^{m-1}}{(2m-1)} \cos\left[\frac{(1 - \frac{b_M}{\tau_M})(2m-1)\pi}{2} \right], m=1,2,3...$$

kann die resultierende Induktion B_{g1} nach Gl. (5.2.2) umgeschrieben werden.

$$B_{g1}(x,t) = -B_1 \sum_{m=1}^{\infty} D_m \cos(C_m x) + B_a \sin(\omega t + \varphi_o) \quad (5.2.2)$$

Die magnetische Co-Energie $W_1(x,t)$ am Zahnkopf Nr. 1 lässt sich mit Gl. (5.2.2) ermitteln.

$$\begin{aligned} W_1(x,t) &= \int_v \frac{B_{g1}^2(x,t)}{2\mu_o} dV. \\ &= \int_0^{l_i} \int_0^{l_M} \int_{x-\frac{b_Z}{2}}^{x+\frac{b_Z}{2}} \frac{B_{g1}^2(x,t)}{2\mu_0} dx dy dz \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

Wobei l_i die wirksame Luftspaltlänge ist. l_M und b_Z sind in Kap. 4.3.3 und Kap. 4.3.4 definiert. Setzt man Gl. (5.2.2) in (5.2.3) ein, so erhält man für die magnetische Co-Energie $W_1(x,t)$:

$$\begin{aligned} W_1(x,t) &= \frac{l_i l_M}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{D_m^2}{C_m} [2C_m b_Z + \sin(C_m(2x + b_Z)) - \sin(C_m(2x - b_Z))] + \right. \\ &\quad \left. b_Z B_a^2 \sin^2(\omega t + \varphi_o) - \right. \\ &\quad \left. 2B_1 B_a \sin(\omega t + \varphi_o) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{D_m}{C_m} \left[\sin\left(C_m \left(x + \frac{b_Z}{2}\right)\right) - \sin\left(C_m \left(x - \frac{b_Z}{2}\right)\right) \right] \right\} \quad (5.2.4) \end{aligned}$$

Die Schubkraft wird durch die Änderung der magnetischen Co-Energie im Luftspalt berechnet [49],[66]. Lässt sich die partielle Ableitung nach der Bewegungsrichtung auf Gl. (5.2.4) durchführen, so folgt der „Kraftbelag“ (von der Bedeutung des Begriffs „Strombelag“ abgeleitet) von Zahnkopf Nr. 1 aus generell.

$$F_{x1}(x,t) = \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 [\cos(C_m(2x+b_z)) - \cos(C_m(2x-b_z))] - \right. \\ \left. 2B_1 B_a \sin(\omega t + \varphi_0) \sum_{m=1}^{\infty} D_m [\cos(C_m(x + \frac{b_z}{2})) - \cos(C_m(x - \frac{b_z}{2}))] \right\} \quad (5.2.5)$$

5.2.2 Schubkraft am Zahnkopf Nr. 2

Die geometrische Lage des Zahnkopfs Nr. 2 ist schematisch in Abb. 5.2.2 dargestellt. Δx ist die Achsenverschiebung zwischen Magnetpolteilung und Translatorpolteilung und wie in Kap. 4.3.4 definiert als $\Delta x = \tau_R - \tau_M$. Hier ist die $\Delta x > 0$, d. h. $\tau_R > \tau_M$, als Beispiel angenommen. Am Zahnkopf Nr. 2 wird der Wicklungsstrom aus Phase V gespeist. Die resultierende Luftspaltinduktion B_{g2} im Zahnkopfbereich ist gemäß Gl. (5.2.6) darzustellen.

$$B_{g2}(x,t) = B_M(x) - B_{av}(x,t) \quad (5.2.6)$$

Bei der Leerlaufinduktion des Permanentmagneten $B_M(x)$ ist in diesem Fall Δx zu berücksichtigen und sie lautet

$$B_M(x) = B_1 \sum_{m=1}^{\infty} D_m \cos(C_m(x + \Delta x)) \quad (5.2.7)$$

Der Wicklungsstrom $i_V(t)$ ist wie folgt definiert:

$$i_V(t) = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi + \varphi_o)$$

Die vom Wicklungsstrom $i_V(t)$ verursachte Induktion B_{av} ergibt sich gemäß Gl. (5.2.8) zu:

$$B_{av}(t) = B_a \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi + \varphi_o) \quad (5.2.8)$$

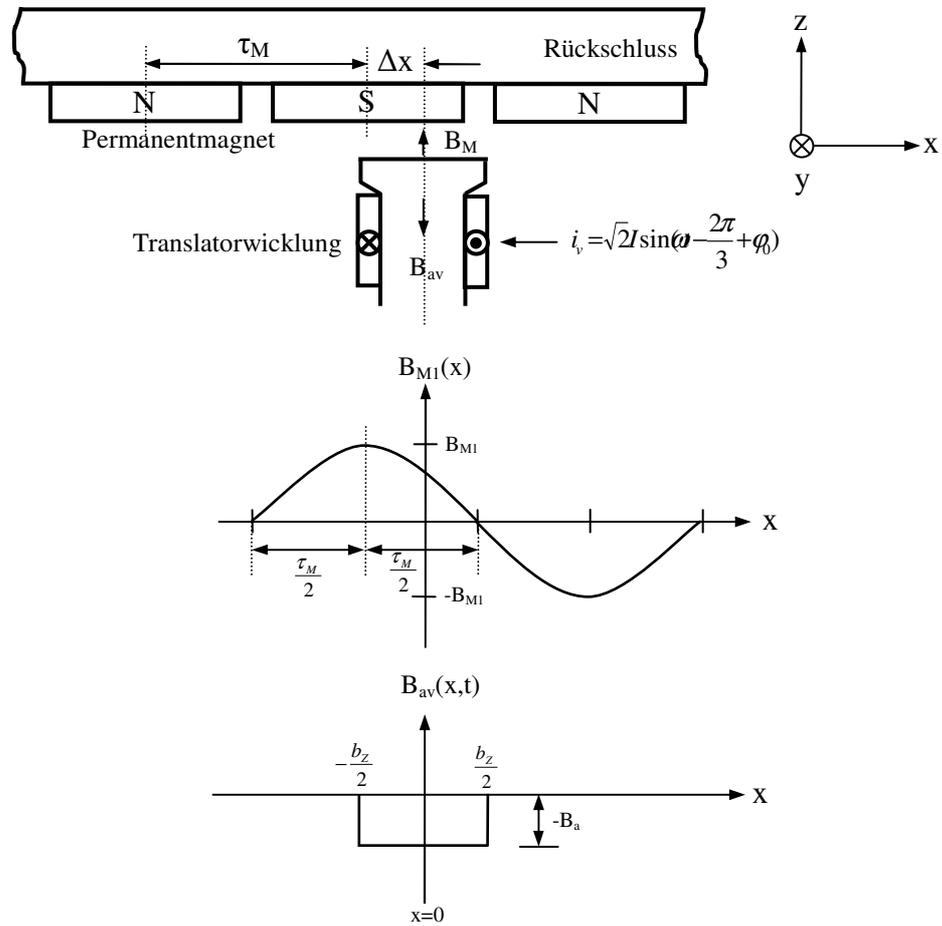


Abb. 5.2.2 : Das vom Wicklungsstrom hervorgerufene Translatorfeld $B_{av}(x,t)$ und die Grundschwingung des PM-Magnetfeldes $B_{M1}(x)$ am Zahnkopf Nr. 2

Durch Einsetzen von Gl. (5.2.7) und Gl. (5.2.8) in Gl. (5.2.6) lässt sich die magnetische Co-Energie $W_2(x,t)$ am Zahnkopf Nr. 2 berechnen.

$$W_2(x,t) = \frac{1}{2\mu_o} \int_o^{l_i} \int_o^{l_M} \int_{x-\frac{b_z}{2}}^{x+\frac{b_z}{2}} \left[B_1 \sum_{m=1}^{\infty} D_m \cos(C_m(x + \Delta x)) - B_a \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_o) \right]^2 dx dy dz \quad (5.2.9)$$

Nach der Berechnung von Gl. (5.2.9) erhält man die magnetische Co-Energie $W_2(x,t)$ wie in Gl. (5.2.10).

$$W_2(x, t) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{l_i l_M}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{D_m^2}{C_m} [2C_m b_Z + \sin(C_m(2x + b_Z + \Delta x)) - \sin(C_m(2x - b_Z + \Delta x))] + \right. \\ & b_Z B_a^2 \sin^2(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) - \\ & \left. 2B_1 B_a \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{D_m}{C_m} [\sin(C_m(x + \frac{b_Z}{2} + \Delta x)) - \sin(C_m(x - \frac{b_Z}{2} + \Delta x))] \right\} \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

Durch die partielle Ableitung nach der Variablen x lässt sich der Schubkraftbelag $F_{x2}(x)$ am Zahnkopf Nr. 2 nach Gl. (5.2.11) ermitteln.

$$F_{x2}(x) = \frac{1}{l_M} \frac{\partial}{\partial x} W_2(x, t) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 [\cos(C_m(2x + b_Z + 2\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_Z + 2\Delta x))] + \right. \\ & \left. 2B_1 B_a \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \sum_{m=1}^{\infty} D_m [\cos(C_m(x + \frac{b_Z}{2} + \Delta x)) - \cos(C_m(x - \frac{b_Z}{2} + \Delta x))] \right\} \end{aligned} \quad (5.2.11)$$

5.2.3 Schubkraft am Zahnkopf Nr. 3

Abb.5.2.3 zeigt die Position des Zahnkopfs Nr.3 und ihre zugehörigen magnetischen Felder aus Permanentmagneten und Wicklungsstrom. In diesem Fall wird der Strom aus der Phase W versorgt. Damit lautet die gesamte Luftspaltinduktion B_{g3} im Zahnkopfbereich wie Gl. (5.2.12).

$$B_{g3}(x, t) = B_M(x) + B_{aw}(x, t) \quad (5.2.12)$$

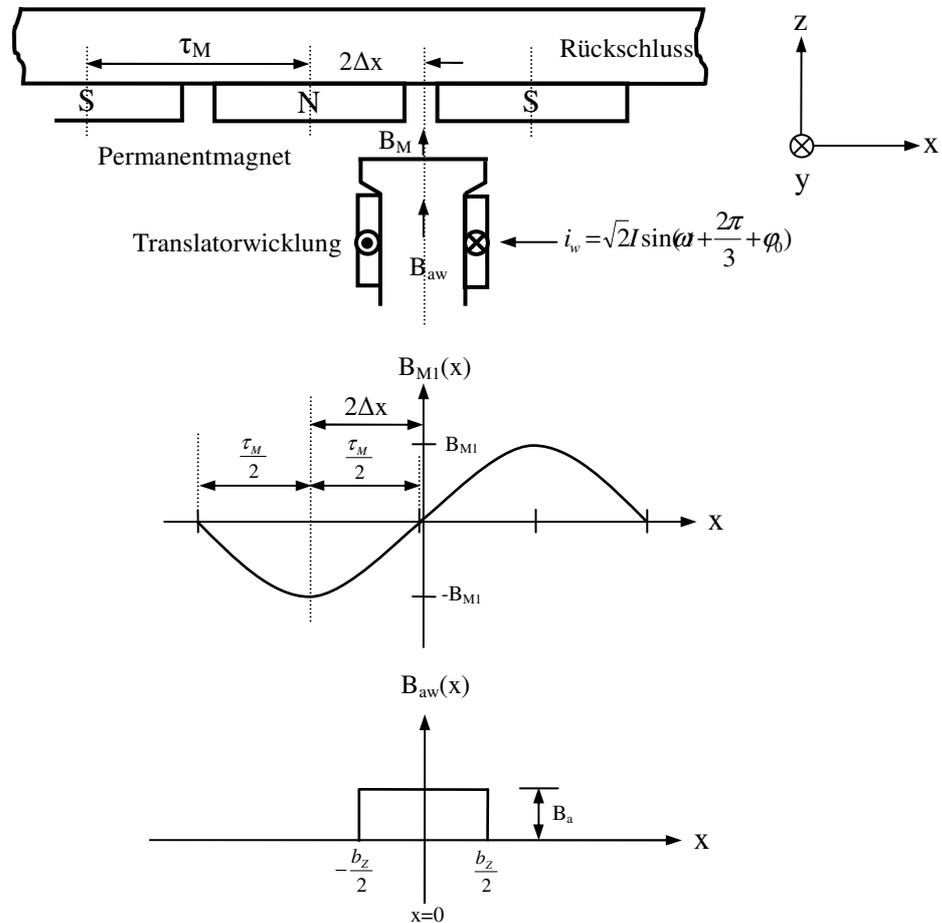


Abb. 5.2.3 : Das vom Wicklungsstrom hervorgerufene Translatorfeld $B_{aw}(x,t)$ und die Grundschwingung des PM-Magnetfeldes $B_{M1}(x)$ am Zahnkopf Nr. 3

Wobei $B_M(x)$ und $B_{aw}(x,t)$ wie folgt lauten:

$$B_M(x) = -B_1 \sum_{m=1}^{\infty} D_m \cos(C_m(x + 2\Delta x)) \quad (5.2.13)$$

$$B_{aw}(t) = B_a \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_o\right). \quad (5.2.14)$$

Aus Gl. (5.2.12), Gl. (5.2.13) und Gl. (5.2.14) lässt sich die magnetische Co-Energie $W_3(x,t)$ am Zahnkopf Nr.3 gemäß Gl. (5.2.15) berechnen.

$$W_3(x, t) = \frac{1}{2\mu_0} \int_0^{l_i} \int_0^{l_M} \int_{x-\frac{b_Z}{2}}^{x+\frac{b_Z}{2}} \left[-B_1 \sum_{m=1}^{\infty} D_m \cos(C_m(x + 2\Delta x)) + B_a \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \right]^2 dx dy dz \quad (5.2.15)$$

Der Antriebskraftbelag $F_{x3}(x)$ am Zahnkopf Nr. 3 kann durch die partielle Ableitung nach x auf Gl. (5.2.15) ermittelt werden.

$$F_{x3}(x) = \frac{1}{l_M} \frac{\partial}{\partial x} W_3(x, t) = \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \left[\cos(C_m(2x + b_Z + 4\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_Z + 4\Delta x)) \right] - 2B_1 B_a \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \sum_{m=1}^{\infty} D_m \left[\cos(C_m(x + \frac{b_Z}{2} + 2\Delta x)) - \cos(C_m(x - \frac{b_Z}{2} + 2\Delta x)) \right] \right\} \quad (5.2.16)$$

Aus den Berechnungen des Schubkraftbelags von Zahnkopf Nr. 1 bis Nr. 3 lassen sich die Antriebskraftbeläge F_{x4} , F_{x5} und F_{x6} nach dem gleichen Prinzip berechnen. Die Wicklungsströme an den Zahnköpfen sind entsprechend an die Phasen U, V und W angeschlossen. Damit können die Antriebskraftbeläge von F_{x4} bis F_{x6} gemäß Gl. (5.2.17), Gl. (5.2.18) und Gl. (5.2.19) beschrieben werden.

$$F_{x4} = \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \left[\cos(C_m(2x + b_Z + 6\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_Z + 6\Delta x)) \right] + 2B_1 B_a \sin(\omega t + \varphi_0) \sum_{m=1}^{\infty} D_m \left[\cos(C_m(x + \frac{b_Z}{2} + 3\Delta x)) - \cos(C_m(x - \frac{b_Z}{2} + 3\Delta x)) \right] \right\} \quad (5.2.17)$$

$$F_{x5} = \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \left[\cos(C_m(2x + b_Z + 8\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_Z + 8\Delta x)) \right] - \right.$$

$$\left. 2B_1 B_a \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \sum_{m=1}^{\infty} D_m \left[\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_Z}{2} + 4\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_Z}{2} + 4\Delta x\right)\right) \right] \right\}$$

(5.2.18)

$$F_{x6} = \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \left[\cos(C_m(2x + b_Z + 10\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_Z + 10\Delta x)) \right] + \right.$$

$$\left. 2B_1 B_a \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \sum_{m=1}^{\infty} D_m \left[\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_Z}{2} + 5\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_Z}{2} + 5\Delta x\right)\right) \right] \right\}$$

(5.2.19)

Gemäß den Gleichungen (5.2.5), (5.2.11) und (5.2.16) bis (5.2.19) können die Einzelschubkraftbeläge von F_{x1} bis F_{x6} berechnet und in Abb. 5.2.4 dargestellt werden.

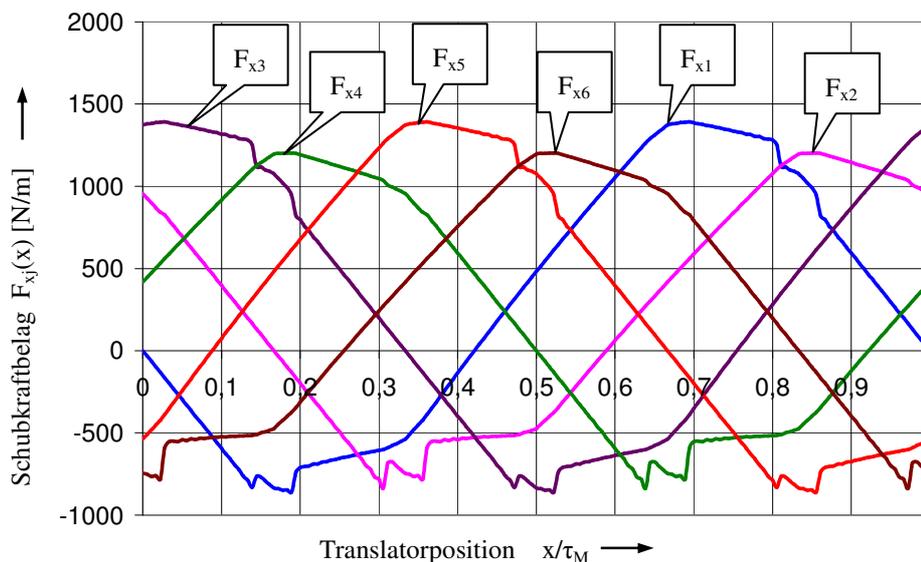


Abb. 5.2.4 : Einzelschubkraftbelag F_{xj} ($j=1..6$) als Funktion der Translatorposition x/τ_M ($\tau_R=5\tau_M/6$)

5.3 Resultierender Schubkraftbelag F_{xs}

Der resultierende Antriebskraftbelag pro Seite des Linearmotors ist die Summe aus den Einzelkraftbelägen von den sechs Zahnköpfen [50]. Sie kann durch die Gleichungen (5.2.5), (5.2.11) und (5.2.16) bis (5.2.19) zusammengefasst werden.

$$\begin{aligned}
 F_{xs}(x) &= \sum_{j=1}^6 F_{xj} = \\
 &= \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ \frac{B_1^2}{2} \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \left[\cos(C_m(2x + b_z)) - \cos(C_m(2x - b_z)) + \cos(C_m(2x + b_z + 2\Delta x)) - \right. \right. \\
 &\quad \cos(C_m(2x - b_z + 2\Delta x)) + \cos(C_m(2x + b_z + 4\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_z + 4\Delta x)) + \\
 &\quad \cos(C_m(2x + b_z + 6\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_z + 6\Delta x)) + \cos(C_m(2x + b_z + 8\Delta x)) - \\
 &\quad \left. \left. \cos(C_m(2x - b_z + 8\Delta x)) + \cos(C_m(2x + b_z + 10\Delta x)) - \cos(C_m(2x - b_z + 10\Delta x)) \right] + \right. \\
 &\quad 2B_1 B_a \sum_{m=1}^{\infty} D_m \left[-\sin(\omega t + \varphi_0) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2}\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2}\right)\right) \right) + \right. \\
 &\quad \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2} + \Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2} + \Delta x\right)\right) \right) - \\
 &\quad \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2} + 2\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2} + 2\Delta x\right)\right) \right) + \\
 &\quad \sin(\omega t + \varphi_0) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2} + 3\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2} + 3\Delta x\right)\right) \right) - \\
 &\quad \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2} + 4\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2} + 4\Delta x\right)\right) \right) + \\
 &\quad \left. \left. \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0\right) \left(\cos\left(C_m\left(x + \frac{b_z}{2} + 5\Delta x\right)\right) - \cos\left(C_m\left(x - \frac{b_z}{2} + 5\Delta x\right)\right) \right) \right] \right\} \quad (5.3.1)
 \end{aligned}$$

Durch trigonometrische Umformungen kann der resultierende Antriebskraftbelag $F_{xs}(x)$ gemäß Gl. (5.3.1) folgendermaßen zusammengefasst werden:

$$\begin{aligned}
 F_{xs}(x) = & \\
 & \frac{l_i}{2\mu_0} \left\{ B_1^2 \sum_{m=1}^{\infty} D_m^2 \cos(C_m 3\Delta x) \left[2 \cos(C_m 2\Delta x + 1) \right] \cdot \right. \\
 & \left[\cos(C_m (2x + b_z + 5\Delta x)) - \cos(C_m (2x - b_z + 5\Delta x)) \right] + \\
 & 4B_1 B_a \sum_{m=1}^{\infty} D_m \sin(C_m \frac{3\Delta x}{2}) \cdot \\
 & \left[\sin(\omega t + \varphi_0) \left[\sin(C_m (\frac{2x - b_z + 3\Delta x}{2})) - \sin(C_m (\frac{2x + b_z + 3\Delta x}{2})) \right] + \right. \\
 & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \left[\sin(C_m (\frac{2x + b_z + 5\Delta x}{2})) - \sin(C_m (\frac{2x - b_z + 5\Delta x}{2})) \right] + \\
 & \left. \left. \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_0) \left[\sin(C_m (\frac{2x + b_z + 7\Delta x}{2})) - \sin(C_m (\frac{2x - b_z + 7\Delta x}{2})) \right] \right] \right\} \quad (5.3.2)
 \end{aligned}$$

Ein Beispiel gemäß Gl. (5.3.2) für den resultierende Schubkraftbelag ist grafisch in Abb. 5.3.1 dargestellt. Die gewählten Maschinenparameter für die Berechnung sind: $\tau_M=21,0$ mm, $b_M=0,95\tau_M$, $b_Z=0,7b_M$, $l_g=1,0$ mm, $I_a=5$ A, $B_r=1,05$ T, $h_M=3,0$ mm.

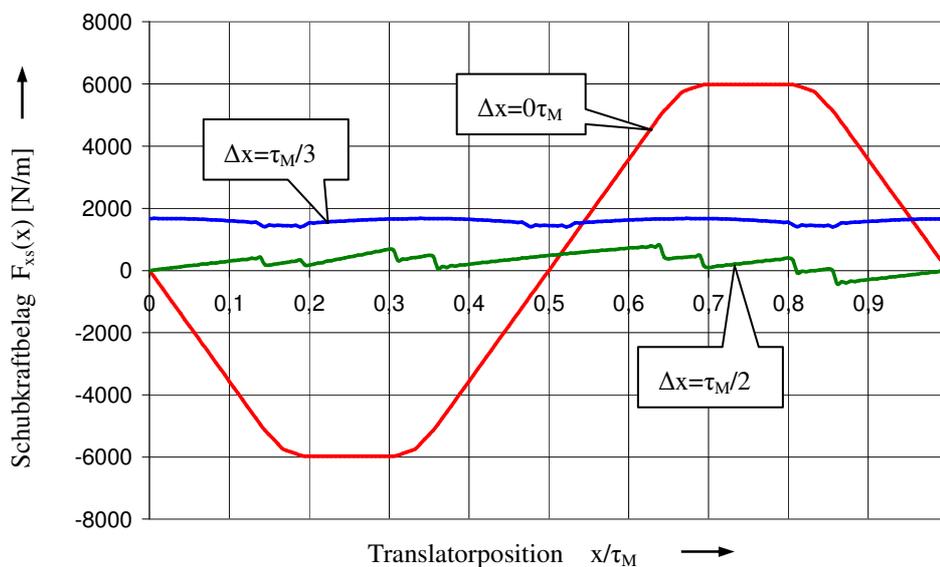


Abb. 5.3.1 : Resultierende spezifische Schubkraft $F_{xs}(x)$ als Funktion der Translatorposition x/τ_M bei unterschiedlicher Polachsenverschiebung Δx

5.4 Einfluss von Maschinenparametern auf die Schubkraft

Die Antriebskraftverläufe über einer Magnetpolteilung sind von dem Zusammenwirken von Translatordurchflutung Θ_a , Magnetbreite b_M , Magnethöhe h_M , und Zahnkopfsbreite b_Z abhängig. Diese Faktoren sind in Gl. (5.3.2) enthalten und beeinflussen die Schubkraft. Sie haben eine unterschiedliche Beeinflussungsstärke auf die Schubkraft. Durch die Analyse der Beeinflussung von den Faktoren auf die Schubkraft kann die Auslegung der Maschinenparameter optimiert werden. Die folgende Analyse und Diskussion wird an Hand der Betrachtung des arithmetischen Mittelwerts der Schubkraft F_{xm} durchgeführt, weil die mittlere Schubkraft für einen linearen Motor von größter Bedeutung ist. Die mittlere Schubkraft F_{xm} lässt sich hier innerhalb von einer Magnetpolteilung τ_M und gemäß Gl. (5.4.1) berechnen.

$$F_{xm} = \bar{F}_{xs} = \frac{1}{\tau_M} \int_0^{\tau_M} F_{xs}(x) dx \quad (5.4.1)$$

i : Einfluss der Polachsenverschiebung Δx

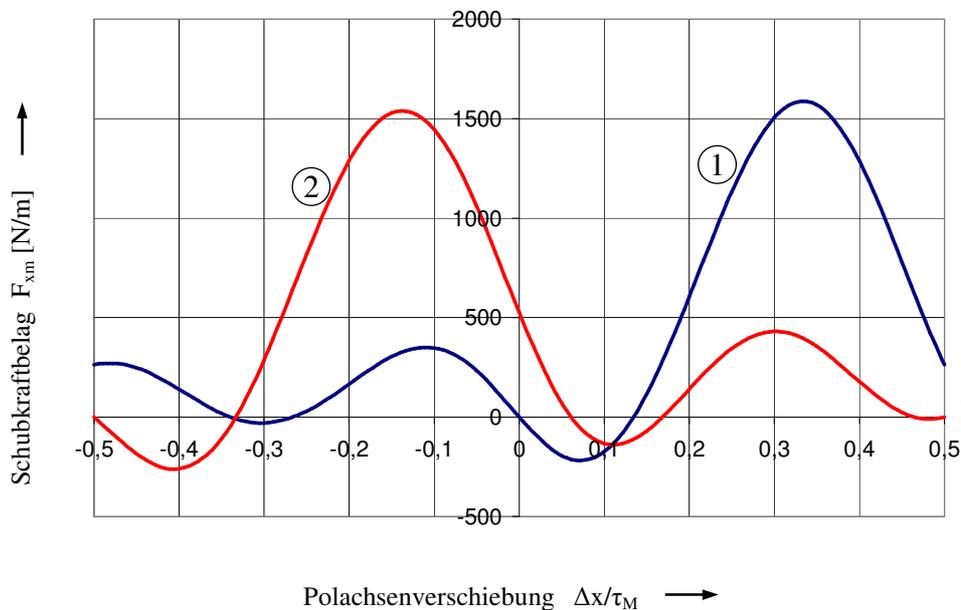


Abb. 5.4.1 : Mittlerer Schubkraftbelag F_{xm} als Funktion der Polachsenverschiebung $\Delta x/\tau_M$ mit verschiedenem Wicklungssystem
 1: +U-V+W-U+V-W 2: +U+U-W-W+V+V

In Abb. 5.4.1 ist die Abhängigkeit der mittleren Schubkraft F_{xm} vom entsprechenden Verhältnis Polachsenverschiebung zu Magnetpolteilung $\Delta x/\tau_M$ dargestellt. Die Parameterdaten für die Berechnung sind unter Berücksichtigung der im Kapitel 4 errechneten Rastkraft: $\tau_M=21,0\text{mm}$, $b_M=0,95\tau_M$, $b_Z=0,7b_M$, $l_g=1,0\text{mm}$, $I_a=5\text{A}$, $B_r=1,05\text{T}$, $h_M=3,0\text{mm}$.

Diese ausgewählten Grunddaten gelten auch für die anschließende Analyse der verschiedenen Parameter. In Abb. 5.4.1 ist zu erkennen, dass es zwei wichtige Informationen gibt. Erstens, die Polachsenverschiebung Δx hat eine grosse Beeinflussungsstärke auf die Schubkraft. Zum Beispiel aus der Kurve 1 in Abb. 5.4.1 ändert sich der Vorschubkraftbelag zwischen $-217,87\text{ N/m}$ und $1578,87\text{ N/m}$, während die Polachsenverschiebung Δx von $-0,5\tau_M$ bis $0,5\tau_M$ variiert wird. Zweitens, jeder Phasenfolgeanschluss der Drehstromwicklung liefert nur eine größte mittlere Schubkraft aus allen Werten von $\Delta x/\tau_M$. Durch diese beiden Aussagen kann beim Betrieb oder bei der Auslegung des Linearmotors festgestellt werden, in welchem Verhältnis von $\Delta x/\tau_M$ mit dem angepassten Translatorwicklungssystem ein maximaler Mittelwert der Schubkraft vorkommt. Die besten Möglichkeiten des Phasenfolgeanschlusses für die Translatorwicklungen mit entsprechendem Verhältnis von $\Delta x/\tau_M$ sind Tabelle 5.4.1 zu entnehmen.

$\Delta x/\tau_M$	Wicklungsnummer					
	1	2	3	4	5	6
$-\frac{1}{3}$	-U	+W	-V	+U	-W	+V
$-\frac{1}{6}$	-U	-U	+W	+W	-V	-V
$+\frac{1}{6}$	-U	-U	+V	+V	-W	-W
$+\frac{1}{3}$	-U	+V	-W	+U	-V	+W

Polachsenverschiebung $\Delta x = \tau_R - \tau_M$

Tabelle 5.4.1 : Angepasstes Wicklungssystem für unterschiedliche Polachsenverschiebung $\Delta x/\tau_M$

Mit Hilfe von Abb. 5.4.1 und Tabelle 5.4.1 kann ein Linearmotor mit einem angepassten Parameter Δx ausgelegt werden. Beispielweise, wenn Δx für $\tau_M/3$ mit dem entsprechenden Wicklungssystem gewählt wird, kann der Linearmotor die mittlere Schubkraft unter den vorgegebenen Daten zusätzlich mit Magnetlänge $l_M=50$ mm bis zu 317,27 N erreichen.

ii : Einfluss der Magnetbreite b_M

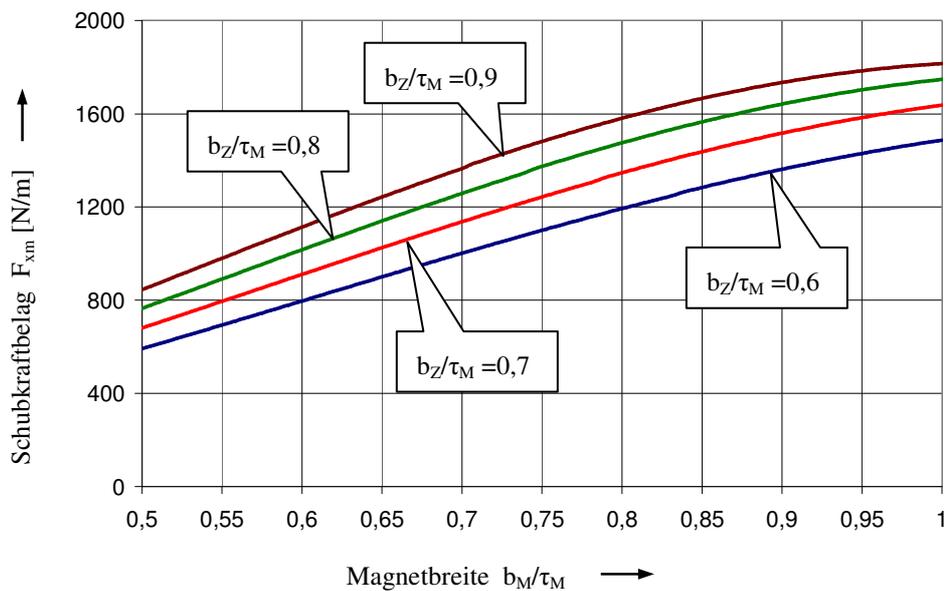


Abb. 5.4.2 : Beeinflussung der spezifische Schubkraft durch die Magnetbreite b_M (Parameter b_z/τ_M)

Die Darstellung in Abb. 5.4.2 zeigt : je größer die Magnetbreite b_M ist, desto größer die Schubkraft der Maschine. Im idealen Fall erreicht die mittlere Schubkraft den Maximalwert, wenn die Magnetbreite b_M gleich der Magnetpolteilung τ_M ist. Das ist auch logisch, weil die größere Magnetbreite eine höhere magnetische Energie im Luftspalt hervorruft. Obwohl das Verhältnis $b_M/\tau_M=1$ einen maximalen Mittelwert der Schubkraft liefern kann, verursacht es gleichzeitig auch die Rastkraft. Deshalb ist $b_M/\tau_M = 1$ nicht die beste Wahl für die Auslegung der Maschine. Bei der Bestimmung der Magnetbreite muss die Rastkraft auch berücksichtigt werden.

iii : Einfluss der Zahnkopfbreite b_z

Die Abhängigkeit der Schubkraft von der Zahnkopfbreite b_z ist in Abb. 5.4.3 dargestellt. Die dargestellten Kurven besagen, dass die mittlere Schubkraft steigt,

wenn sich das Verhältnis von b_Z/τ_M vergrößert. Diese Tendenz ist ähnlich wie bei b_M/τ_M in Abb. 5.4.2. Jedoch besitzt die Zahnkopfbreite b_Z eine kleinere Beeinflussungsstärke auf die Schubkraft als die Magnetbreite τ_M , weil die Steigung von $\Delta F_{xm}/\Delta(b_M/\tau_M)$ größer ist als $\Delta F_{xm}/\Delta(b_Z/\tau_M)$. Aus den Kurven ist zu erkennen, dass die Zahnkopfbreite b_Z gleich groß wie die Magnetbreite b_M zu einem größten Schubkraftmittelwert führt. Das bedeutet aber nicht, dass das Verhältnis $b_Z/\tau_M=1$ die beste Wahl für die Bestimmung der Zahnkopfbreite ist, weil es in diesem Fall eine Rastkraft gibt. Zur Bestimmung der Zahnkopfbreite ist nicht nur der maximale Mittelwert der Schubkraft, sondern auch die kleinste Rastkraft zu berücksichtigen.

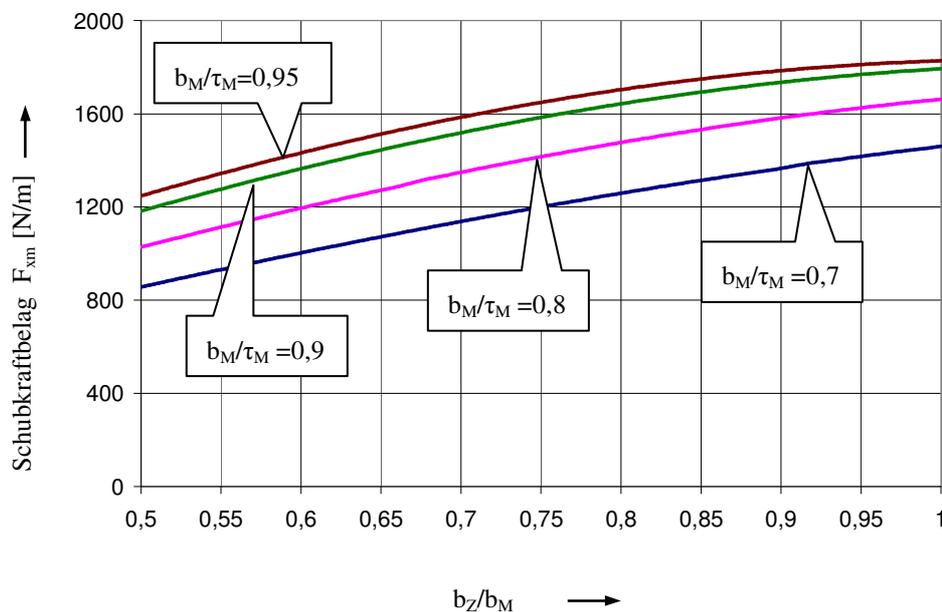


Abb. 5.4.3 : Einfluss der Zahnkopfbreite b_Z auf die spezifische Schubkraft (Parameter b_M/τ_M)

iv : Einfluss des Translatorstroms I_a

Der Zusammenhang zwischen Schubkraftmittelwert F_{xm} und Translatorstrom I_a ist in Abb. 5.4.4 dargestellt. Aus den Kurven in Abb. 5.4.4 ist deutlich zu sehen, dass die Schubkraft proportional zum Translatorstrom verläuft. Die Steigung von $\Delta F_{xm}/\Delta I_a$ ist bei verschiedener Translatorpolteilung τ_R unterschiedlich. Die Steigung von $\Delta F_{xm}/\Delta I_a$ ergibt sich hier aus der Berechnung als Beispiel für 317,36 N/m/A (bei $\tau_R=4\tau_M/3$), 227,07 N/m/A (bei $\tau_R=17\tau_M/12$).

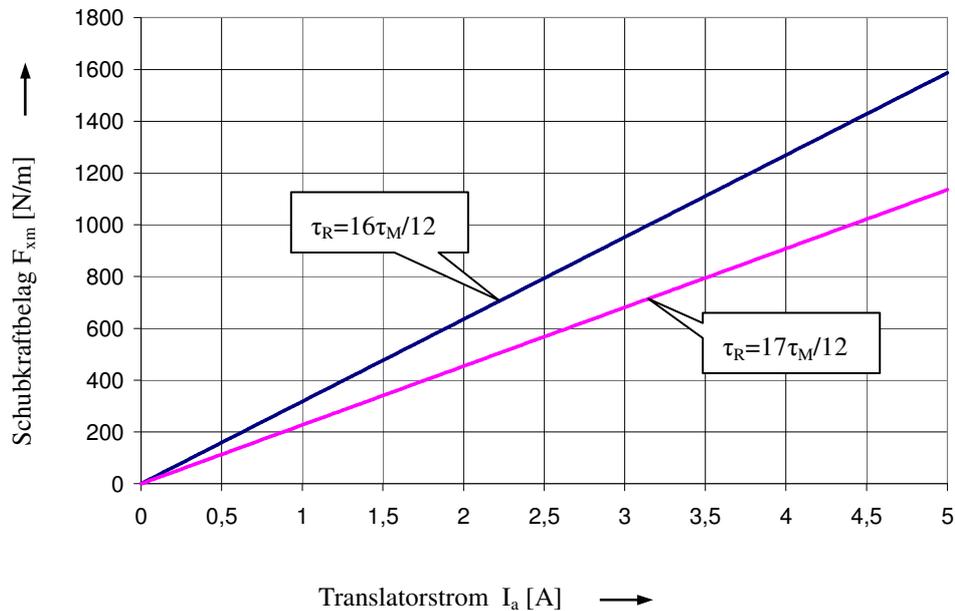


Abb. 5.4.4 : Mittlere spezifische Schubkraft in Abhängigkeit vom Translatorstrom (Strom als Effektivwert gewählt)

v : Einfluss der Stromphasenverschiebung φ_0

Die Translatordurchflutung Θ_a ist direkt proportional zum Wicklungsstrom I_a . Die Anfangsamplitude (bei $t=0$) des Wicklungsstromes hängt ebenfalls direkt von der Stromphasenverschiebung φ_0 ab. Darüber hinaus kann die Antriebskraft von der Stromphasenverschiebung φ_0 gesteuert werden. Die Abhängigkeit des Antriebskraftbelags von der Stromphasenverschiebung ist in Abb. 5.4.6 dargestellt. Die Schubkraft kann bei jedem zugehörigen Maschinenparameter vom Maximalwert $F_{xm,max}$ bis zum Minimalwert $F_{xm,min}$ angesteuert werden. Die eingetragene Kurve mit Translatorpolteilung $\tau_R=4\tau_M/3$ zeigt, dass der Schubkraftbelag vom Maximalwert $+1586,79$ N/m bis zum Minimalwert $-1586,79$ N/m durch die Variierung der Stromphasenverschiebung φ_0 geändert werden kann. Das bedeutet auch, dass die Änderung der Bewegungsrichtung des Linearmotors durch die Aussteuerung der Stromphasenverschiebung φ_0 realisiert werden kann. Außerdem steht der Schubkraftverlauf in Abhängigkeit zur Translatorposition. Beim Anfahren braucht der Linearmotor die maximale Schubkraft. Der Zusammenhang zwischen Schubkraft und Stromphasenverschiebung bietet die Möglichkeit an, eine gewünschte Schubkraft bei jeder Translatorposition richtig auszusteuern.

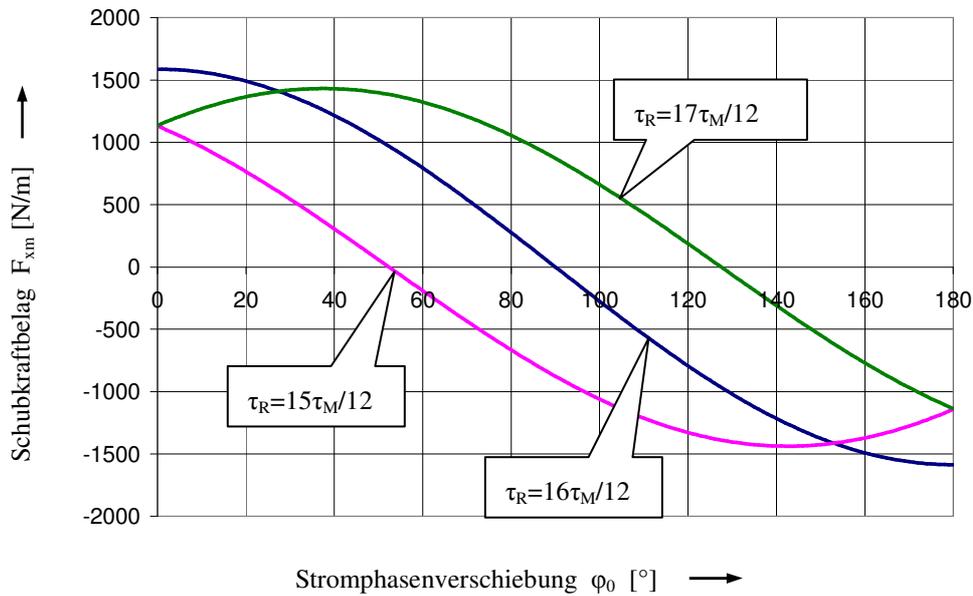


Abb. 5.4.5 : Mittlere spezifische Schubkraft
als Funktion der Stromphasenverschiebung

vi : Einfluss der Luftspaltlänge l_g

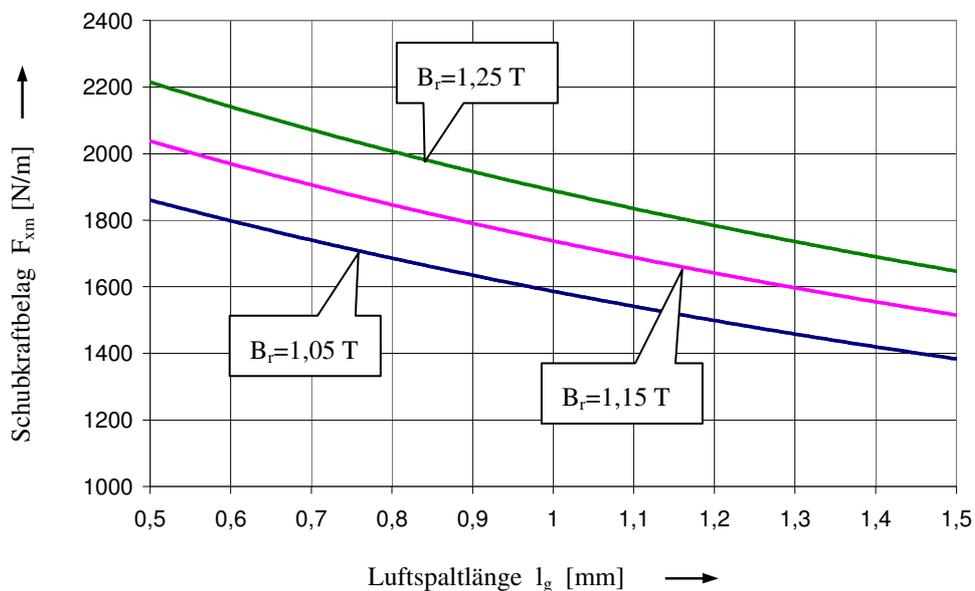


Abb. 5.4.6 : Mittlerer Schubkraftbelag für verschiedene Luftspaltlängen

Aus den theoretischen Betrachtungen von Gl. (5.3.2) sollte sich der mittlere Schubkraftbelag F_{xm} linear proportional zur Luftspaltlänge l_g ändern. Das gilt nur unter der Voraussetzung, dass die Feldstärke im Luftspalt konstant bleibt. Tatsächlich

ist die Feldstärke (oder Induktion) im Luftspalt gemäß Gl. (4.3.3) umgekehrt proportional zur Luftspaltlänge. Damit ändert sich die Schubkraft auch umgekehrt proportional zur Luftspaltlänge. Die Abhängigkeit der spezifischen Schubkraft von der Luftspaltlänge ist in Abb. 5.4.6 dargestellt. Die Schubkraft des Motors nimmt mit größer werdender Luftspaltlänge annähernd linear ab. Die Bestimmung der optimalen Luftspaltlänge l_g wird nicht nur bei der Schubkraft, sondern auch bei der Rastkraft berücksichtigt.

vii : Einfluss der Remanenz des Permanentmagneten B_r

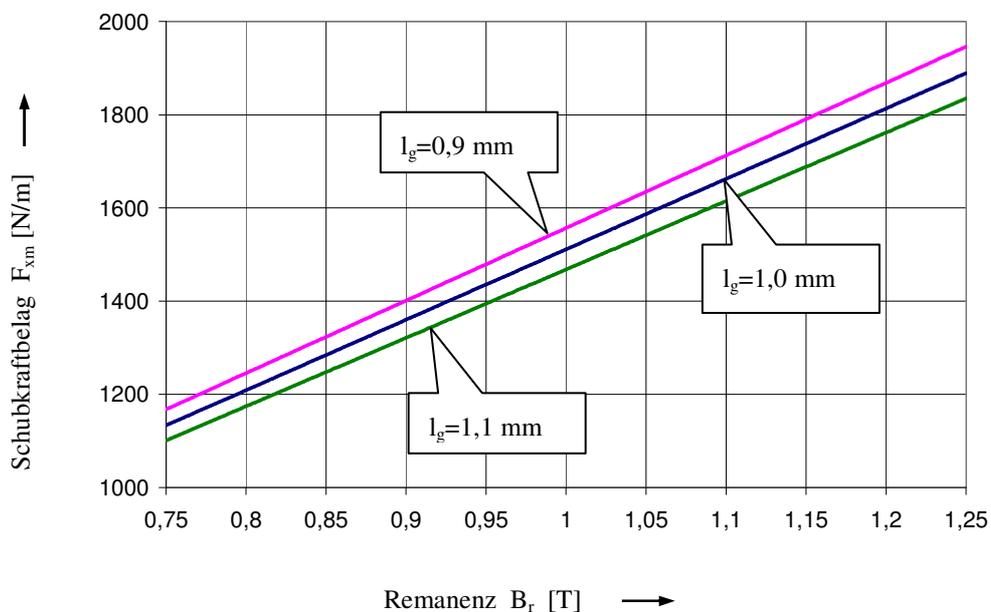


Abb. 5.4.7 : Mittlerer Schubkraftbelag F_{x_m} in Abhängigkeit von der Remanenz

Der Einfluss der Remanenz des Permanentmagneten auf die Antriebsschubkraft ist in Abb. 5.4.7 dargestellt. Das Ergebnis aus Abb. 5.4.7 zeigt, dass die Schubkraft mit größer werdender Remanenz B_r linear steigt. Das bedeutet, dass die höhere Remanenz zu einer größeren Schubkraft beitragen kann. Um eine größere Schubkraft zu erzielen, werden die permanentmagnet-erregten Linearmotoren oft mit hochenergetischen Nd-Fe-B Dauermagneten ausgelegt.

viii : Einfluss der Magnethöhe h_M

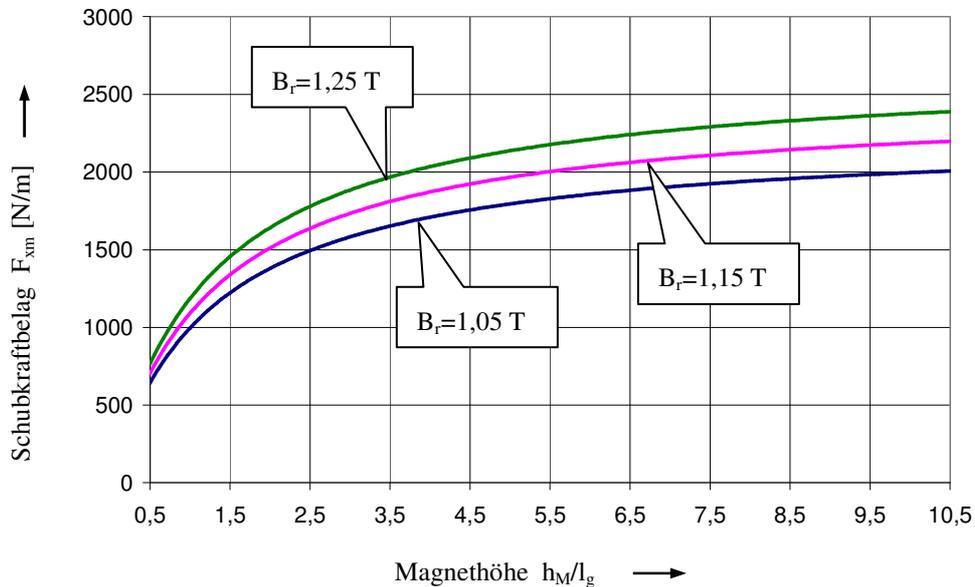


Abb. 5.4.8 : Mittlere Schubkraft für verschiedene Magnethöhen

Die Magnethöhe h_M beeinflusst die Luftspaltinduktion direkt. Abb. 5.4.8 präsentiert den Zusammenhang zwischen Motorantriebskraft und Magnethöhe. Die Schubkraft wird mit dicker werdender Magnethöhe ansteigen. Jedoch wird die Steigung der Schubkraft immer geringer, wenn sich das Verhältnis h_M/l_g vergrößert. Deshalb muss ein Kompromiss zwischen Schubkraft und Bauvolumen sowie den Kosten bei der Bestimmung der Magnethöhe gefunden werden.

5.5 Welligkeit der Schubkraft

Der Vorschubkraftverlauf eines synchronen Linearmotors bleibt nicht konstant, sondern schwingt periodisch zwischen einem bestimmten Maximal- und Minimalwert. Diese Kraftschwankung ist ein elektromagnetischer Effekt und als „Kraftwelligkeit“ bekannt. Die Kraftwelligkeit hat eine negative Auswirkung bei der Ansteuerung der Positionierung einer linearen Vorschubantriebes. Deshalb ist die Verringerung der Kraftwelligkeit ein wichtiges Thema in der Antriebstechnik.

Nach den wissenschaftlichen Studien in [52] und [53] können zwei Gründe zur Entstehung der Kraftwelligkeit zusammengefasst werden als:

- Rastkräfte aus eisenbehafteten Nuten und
- nicht angepasste Bestromung der Phasenströme.

Die Ursache der Kraftwelligkeit von Rastkräften wurde in Kapitel 4 analysiert. Der zweite Grund für die Kraftwelligkeit sind die Wicklungsströme. Die Schubkraft wird in jeder einzelnen Phase durch das Zusammenwirken von PM-erregtem Magnetfeld und vom Wicklungsstrom hervorgerufenem Translatorfeld erzeugt. Deshalb ist der einzelne Schubkraftverlauf von der Phasenstromform abhängig. Der resultierende Schubkraftverlauf enthält dadurch die Kraftwelligkeit (siehe Abb. 5.3.1). Außerdem wird die Kraftwelligkeit auch durch die Oberschwingungen des Phasenstroms verursacht. In der praktischen Anwendung sollte die Kraftwelligkeit so klein wie möglich sein, um ein gutes Betriebsverhalten eines Linearmotors zu erhalten. Die Maßnahmen zur Verringerung der Kraftwelligkeit können durch zwei verschiedene Methoden verwirklicht werden, nämlich

- die konstruktive Lösung durch die geeigneten Maschinenparameter und/oder
- Kompensation der Welligkeit durch die Anpassung der Wicklungsströme.

Das zweite Konzept ist ein Hauptthema in der Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie ist hier nicht weiter zu verfolgen. Die beiden technischen Maßnahmen können gleichzeitig eingesetzt werden. Jedoch ist eine vollständige Beseitigung der Kraftwelligkeit durch alle Gegenmaßnahmen nicht möglich.

Die Kraftwelligkeit F_w ist ein wichtiges Kriterium für das Betriebsverhalten eines Linearmotors und kann definiert werden [54] als

$$F_w [\%] = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{F_{\text{mitt}}} \cdot 100\% \quad (5.5.1)$$

Davon sind F_{\max} und F_{\min} der maximale und der minimale Wert der Kraftschwingung. F_{mitt} ist die mittlere Vorschubkraft. Ein Vergleich der Kraftwelligkeit ist in Abb. 5.5.1 dargestellt. Aus der Darstellung ist leicht zu sehen, dass die Kraftwelligkeit F_w ohne Rastkraft deutlich verringert werden kann. Eine konstruktive Lösung zur Reduzierung der Kraftwelligkeit kann durch Eliminierung der Rastkraft gewährleistet werden, indem man die geeigneten Maschinenparameter für die Auslegung des Motors wählt.

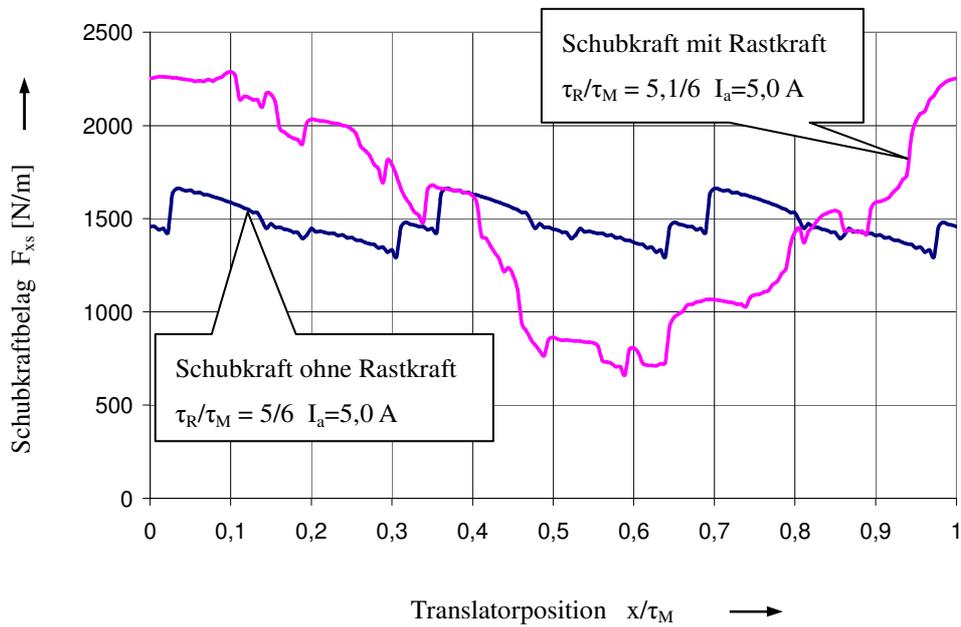


Abb. 5.5.1 : Verringerung der spezifischen Kraftwelligkeit F_W durch Eliminierung der Rastkraft F_c

Kapitel 6

Konstruktion und Bauteile des Prototyps

6. 1 Konstruktive Gestaltung

Der prinzipielle Aufbau des TFM-Linearmotors ist in Abb. 6.1.1 dargestellt. Der Translator (Bewegungsteil) wird als Primärteil bezeichnet, weil darüber die elektrische Energie zugeführt wird. Wie in Kapitel 5 vorgestellt wurde, trägt das Primärteil die 3-strängigen Wicklungen, die in Nuten als einzelne Pole in Form von Zahnspulen (Schenkelpol) angeordnet werden. Durch die entsprechende Ansteuerung der vom Drehstromsystem gespeisten Wicklungen entsteht ein magnetisches Wanderfeld, das mit der Zusammenwirkung vom Magnetfeld des Sekundärteils die Antriebskraft erzeugt. Das Sekundärteil ist hier der Ständer und er besteht aus einer Anordnung von Stahlplatten mit aufgeklebten Permanentmagneten.

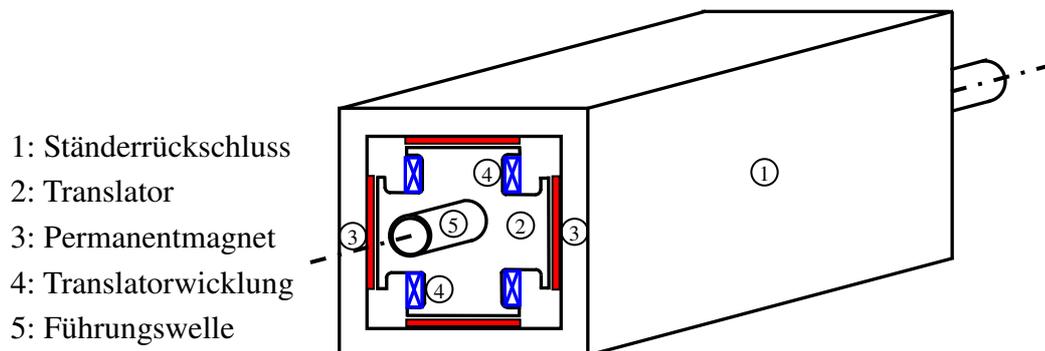


Abb. 6.1.1: Prinzipieller Aufbau des TFM-Linearmotors in 3D-Darstellung

6.2 Bau des Translators (Primärteil)

6.2.1 Kernsatzteil

Der Translator besteht aus sechs kreuzförmigen Kernsatzteilen. Die konstruktive Gestaltung und Dimension des Kernsatzteils im Querschnitt ist schematisch in Abb. 6.2.1 dargestellt. Das Kernsatzteil ist quadratisch und hat einen kreuzförmigen Eisenkörper. Der Zahnkopf bildet einen Schenkelpol des Translators.

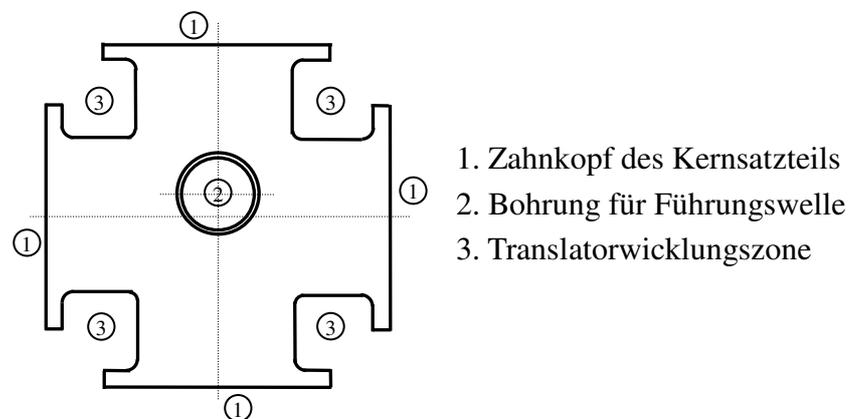
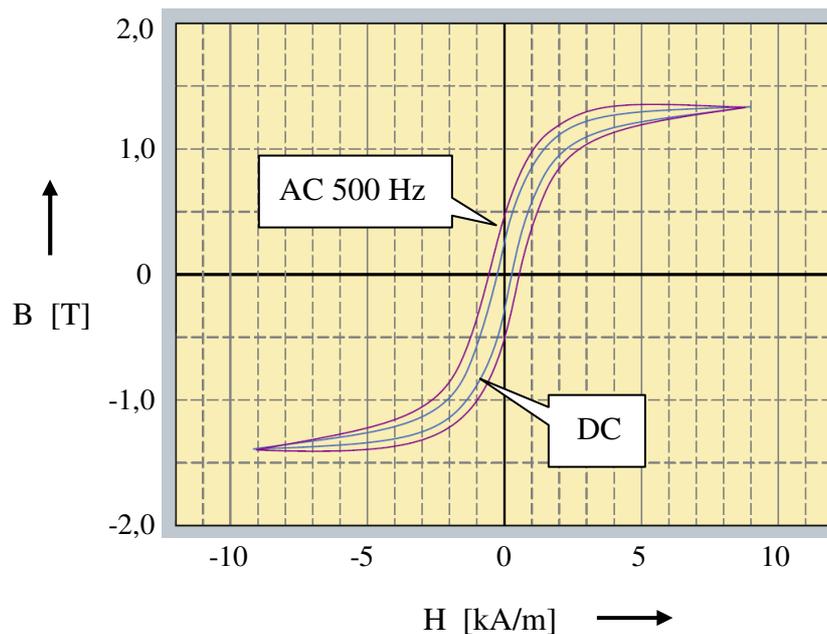


Abb. 6.2.1: Kreuzförmiges Kernsatzteil im Querschnitt

Der Eisenkörper ist aus dem weichmagnetischen Material Somaloy 500 gefertigt worden, das von der schwedischen Firma Höganäs hergestellt wird. Der weichmagnetische Werkstoff Somaloy 500 besteht aus einem Eisenpulver mit einem Oberflächenüberzug, das nach dem Pressverfahren und dem Härteprozess sehr gute magnetische Eigenschaften erhält. Somaloy 500 besitzt die folgenden Merkmale[54]:

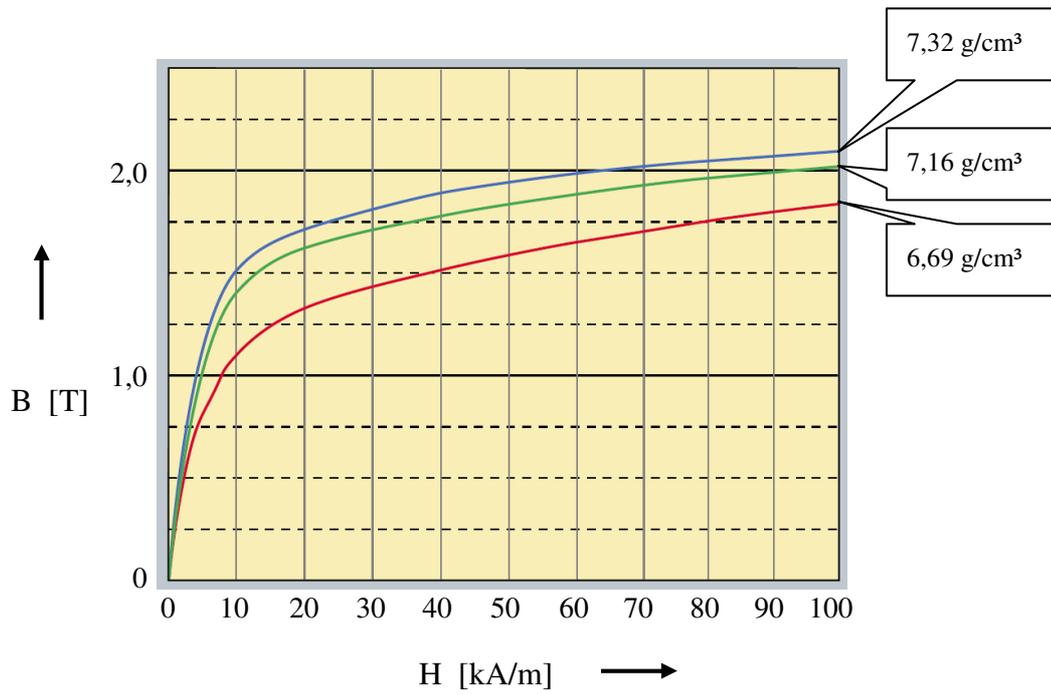
- Sättigungsinduktion von 2,37 T bei 340 kA/m,
- maximale Permeabilität bis 500,
- niedrige Eisenverluste bis zu mittlerer Frequenz.

Die Hysterese-, B-H- und Eisenverlustkurven von Somaloy 500 sind in Abb. 6.2.2 gezeigt. Die physikalischen Charakteristiken sind Tabelle 6.1.1 zu entnehmen. Diese Daten gelten für SomaloyTM 500 + 0.5% Kenolube.

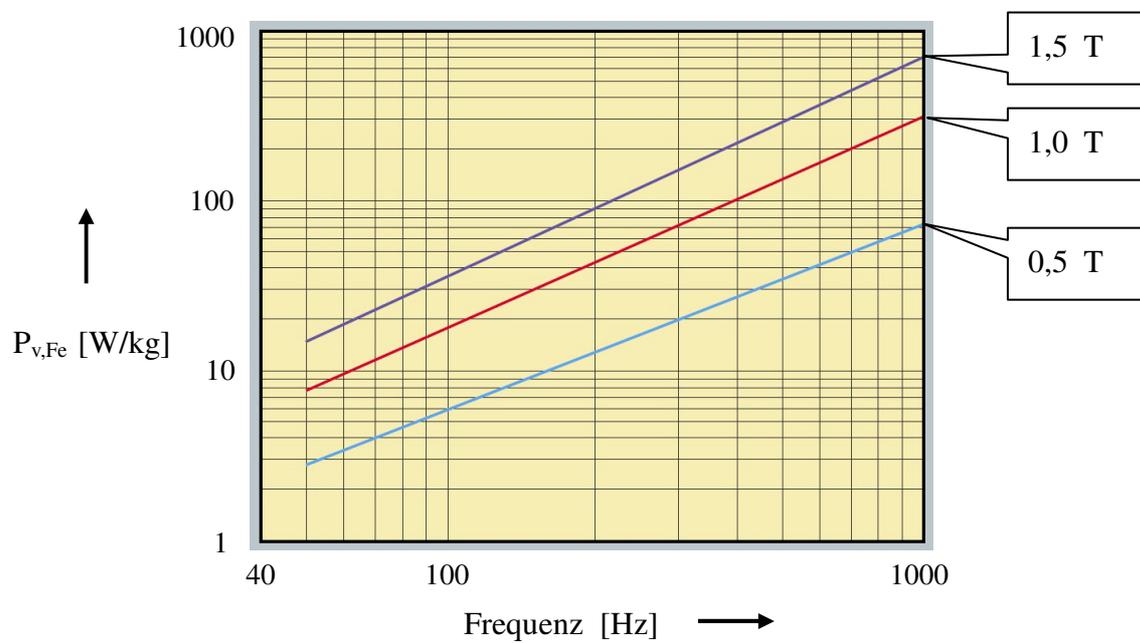


a : Hystereseschleife

Abb. 6.2.2 : Kennwerte von SomaloyTM 500+0.5% Kenolube
 Pressebedingungen: 800 MPa, 500°C [55]



b : Typische B – H – Kurve



c : Eisenverluste-Kurve

Abb. 6.2.2 : Kennwerte von SomaloyTM 500+0.5% Kenolube
 Pressebedingungen: 800 MPa, 500°C [55]

Pressdruck [MPa]	400	600	800
Bruchfestigkeit [MPa]	70	60	50
Dichte [g/cm ³]	6,87	7,18	7,35
Schrumpfung [%]	--	-0,03	-0,03
μ_{\max}	--	500	500

Tabelle 6.2.1: Physikalische Kennwerte von SomaloyTM 500 + 0.5%
Kenolube nach thermischer Behandlung [55]

Obwohl Somaloy500 gute magnetische Eigenschaften besitzt, hat es im Vergleich mit Stahlblech eine kleinere Bruchfestigkeit. Deshalb muss man bei der Verarbeitung vorsichtig sein, weil das Material beim Bohren oder Fräsen leicht brechen kann. Die bei dem zu untersuchenden Linearmotor eingesetzten Kernsatzteile sind mit einem Laser gefertigt worden, um die Bruchmöglichkeit zu reduzieren. Trotzdem sind einige Zahnköpfe des Kernsatzteils abgebrochen. Ein gefertigtes Kreuzkernsatzteil ist in Abb. 6.2.3 dargestellt.

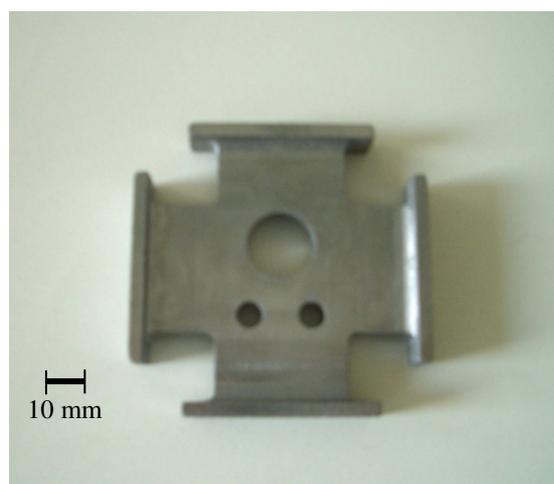


Abb. 6.2.3: Gefertigtes Kreuzkernsatzteil

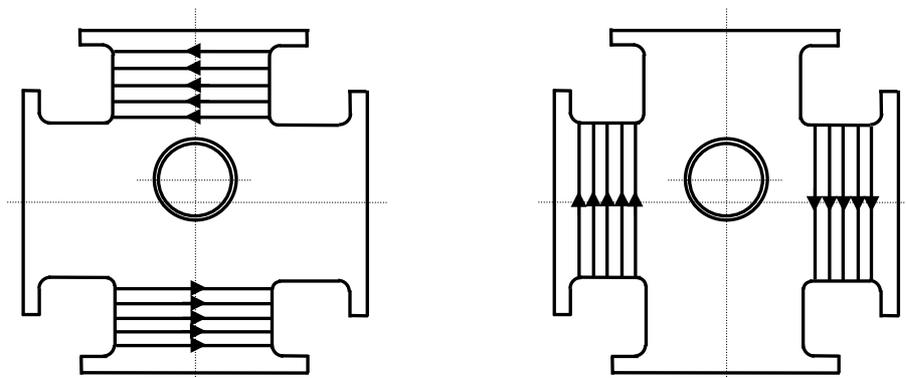
6.2.2 Wicklungen

Die angefertigten Kreuzkernsatzteile werden mit konzentrierten Spulen bewickelt, weil die Kernsatzteile mit Schenkelpolen ausgebildet werden. Jeder Kernsatzteil besitzt zwei gegenüberliegende Wicklungen. Die Wickelrichtung der beiden am Zahnkopf eingebrachten Wicklungen ist gegenläufig (siehe Abb. 6.2.4). Die fertig gewickelten Spulen an einem Kernsatzteil sind in Abb. 6.2.5 gezeigt. Bei angelegter Spannung erzeugen die beiden Wicklungen den Transversalfluss senkrecht zur Bewegungsrichtung. Die Daten der konzentrierten Spule sind Tabelle 6.2.2 zu entnehmen.

Kupferdraht	Durchmesser: 0,71 mm Typ: 300H-Thermo KoW-2L Strombelastbarkeit: 13 A/mm ² Elektrische Leitfähigkeit: $\kappa = 58,5 \frac{m}{\Omega mm^2}$ [56]
Innenöffnung [Länge × Breite]	34 mm × 7 mm
Aussengrenze [Länge × Breite]	46 mm × 19 mm
Höhe	17,7 mm
Windungszahl	130

Tabelle 6.2.2: Daten der konzentrierten Wicklung

Aus der räumlichen Anordnung der Kernsatzteile und Spulen ergeben sich unterschiedliche Schaltungsvarianten für die Wicklungen. Die Wicklungen werden mit Drehstrom gespeist. In der vorliegenden Arbeit sind es insgesamt 12 Spulen, so dass jeweils in einer Phase 4 Spulen in Reihe liegen. Die Schaltungsvarianten sind mit der entsprechenden Achsenverschiebung Δx zu entscheiden (siehe Tabelle 5.4.1).



a : Kernsatznummer 1, 3, 5

b : Kernsatznummer 2, 4, 6

Abb. 6.2.4 : Wickelrichtung und Wicklungsposition an den Kernsatzteilen

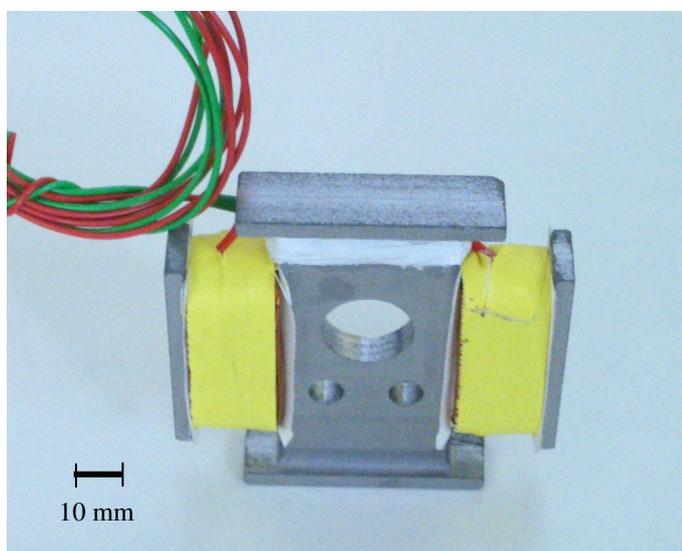
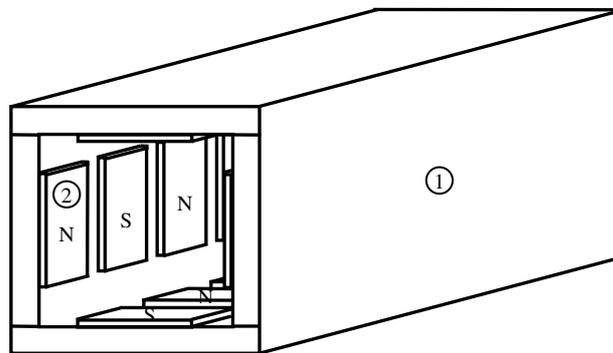


Abb. 6.2.5 : Fertig gewickelte Spulen mit Isolation an einem Kernsatzteil

6.3 Bau des Ständers (Sekundärteil)

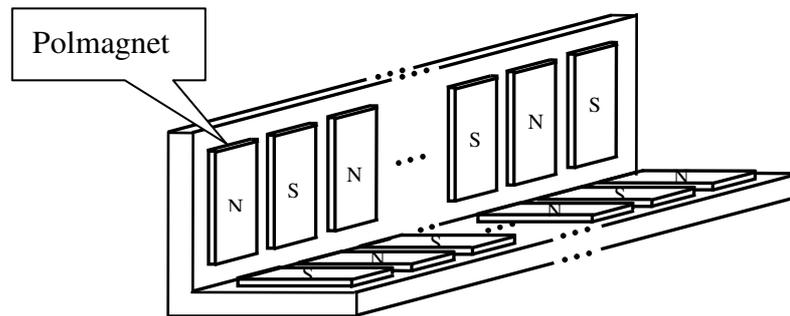
Der Ständer des Linearmotors besteht aus vier Stahlplatten mit darauf geklebten Permanentmagneten und hat einen quadratischen Querschnitt. Die Eisenplatte dient als Rückschluss für die magnetischen Flüsse. Die Konstruktion des Sekundärteils dieses TFM-Linearmotors ist relativ einfach. Die Abmessungen des Ständers sind in Abb. 6.3.1 dargestellt.



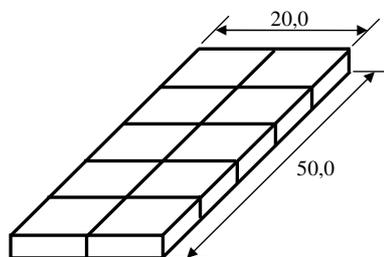
- 1 : Ständerrückschluss
- 2 : Polmagnet

Abb. 6.3.1: Schema des Ständers

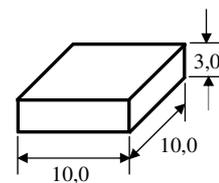
Die beim Linearmotor eingesetzten Permanentmagnete sind die hochenergetischen NdFeB-Magnete. Sie sind von der Magnetfabrik IBS hergestellt worden. Die Entmagnetisierungskennlinien und technischen Daten wurden in Kapitel 3 vorgestellt. Die Dauermagnete sind auf die Stahlplatten aufgeklebt, die Magnetpolteilung beträgt $\tau_M = 21\text{mm}$. Die Abmessungen eines Polmagneten betragen $50\text{mm} \times 20\text{mm} \times 3\text{mm}$. Der Polmagnet wird wegen der Produktionskosten aus kleineren Einzelmagneten zusammengesetzt. Solche Bauweise bringt den Nachteil, dass die Rastkraft des Motors wegen der magnetischen Feldänderung am Rand des Einzelmagneten noch größer sein könnte. Die Abmessungen des Einzelmagneten und die fertig geklebten Stahlplatten sind in Abb. 6.3.2 und Abb. 6.3.3 zu sehen.



a : Anordnung der Permanentmagnete in Längsrichtung auf dem Ständerrückschluss



b : Polmagnet aus Einzelmagneten



c : Abmessung des Einzelmagneten

Abb.6.3.2: Abmessungen für zu klebende Permanentmagnete

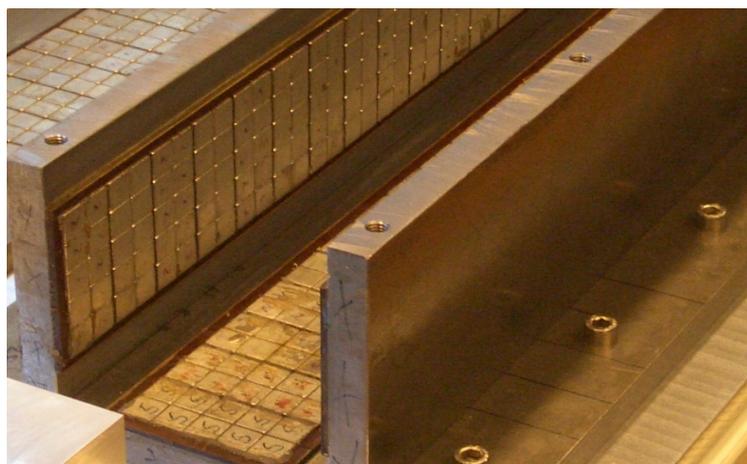


Abb. 6.3.3: Fertig geklebte Dauermagnete und Bauteile des Ständers aus Stahlplatten

6.4 Führungssystem

6.4.1 Kraftkomponenten des Translators

Der Betrieb eines Linearmotors wird durch ein Führungssystem gewährleistet. Das Führungssystem lässt den Luftspalt zwischen Primär- und Sekundärteil des Motors möglichst konstant. Damit kann sich der Linearmotor in der entsprechenden Richtung richtig bewegen.

Ein permanentmagneterregter Linearmotor ist nicht nur die Rastkraft in Bewegungsrichtung, sondern auch durch die seitlichen Anziehungskräfte charakterisiert. Diese seitlichen Anziehungskräfte müssen durch ein Führungssystem oder durch eine Befestigung aufgehoben werden, um den Linearmotor richtig in Betrieb nehmen zu können. Die Bauweise eines Führungssystems ist je nach der Konstruktion des Linearmotors unterschiedlich.

Die seitlichen Kraftkomponenten auf den Translator des in dieser Arbeit zu untersuchenden TFM-Linearmotors sind schematisch in Abb. 6.4.1 dargestellt.

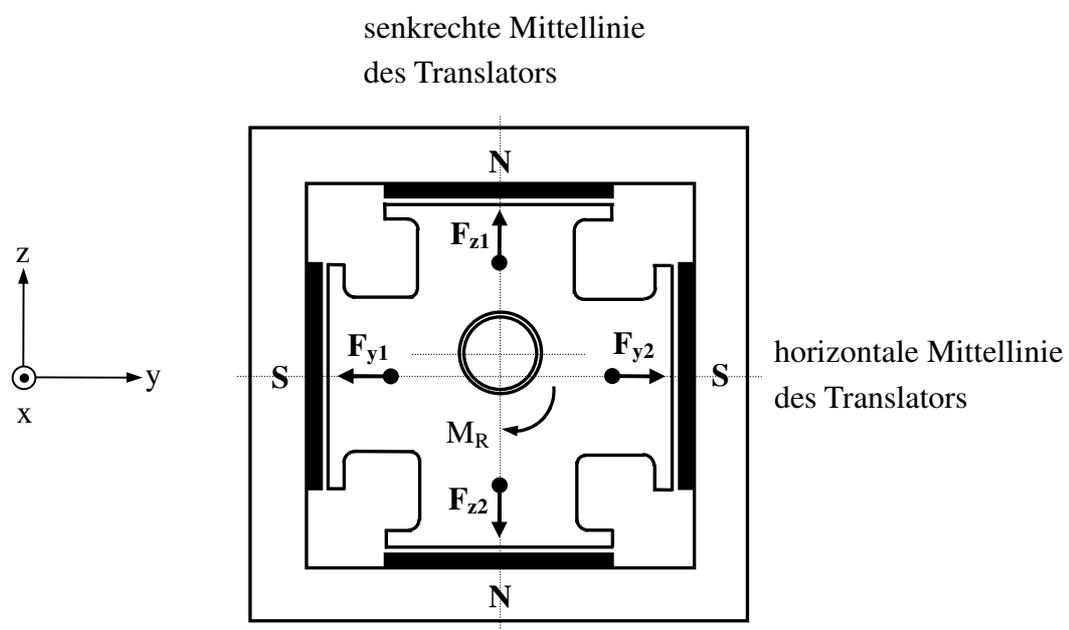


Abb.6.4.1: Seitliche Kraftkomponenten auf den Translator

Die Kraftkomponenten F_{y1} , F_{y2} , F_{z1} , F_{z2} ergeben die vektorielle Summe der Teilkräfte am entsprechenden Zahnkopf. Auf den Translator entsteht kein Drehmoment M_R , wenn die resultierende Anziehungskraft in y- und z-Achsen gleich Null ist, d.h. $\Sigma F_y=0$ und $\Sigma F_z=0$. Das ist der ideale Fall. In diesem Fall braucht der Translator keine weiteren Einrichtungen, die die seitlichen Anziehungskräfte aufheben können. Der Motor kann somit in Betrieb genommen werden. In der Realität tritt der ideale Fall aber nicht auf. Bei der Fertigung des kreuzförmigen Kernsatzteils können z.B. die Zahnköpfe abbrechen (siehe Abb. 6.4.2). Aus diesem Grund sind die Kraftkomponenten an beiden Seiten eines Zahnkopfs zur Mittellinie nicht exakt gleich. Dadurch entsteht ein Drehmoment M_R auf den Translator. Darüber hinaus wird der Translator durch das Drehmoment M_R zum Berühren der auf dem Ständerrückschluss montierten Dauermagneten gezwungen. Dadurch kann der Motor nicht in Betrieb genommen werden. Diese Situation wird durch Abb. 6.4.3 erläutert.

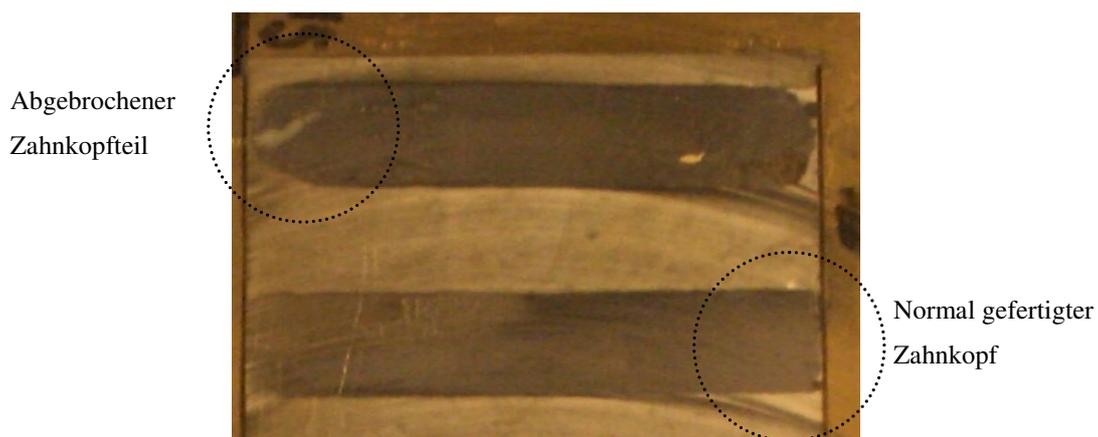


Abb.6.4.2: Abgebrochene Zahnkopffläche durch Fertigungsprozess

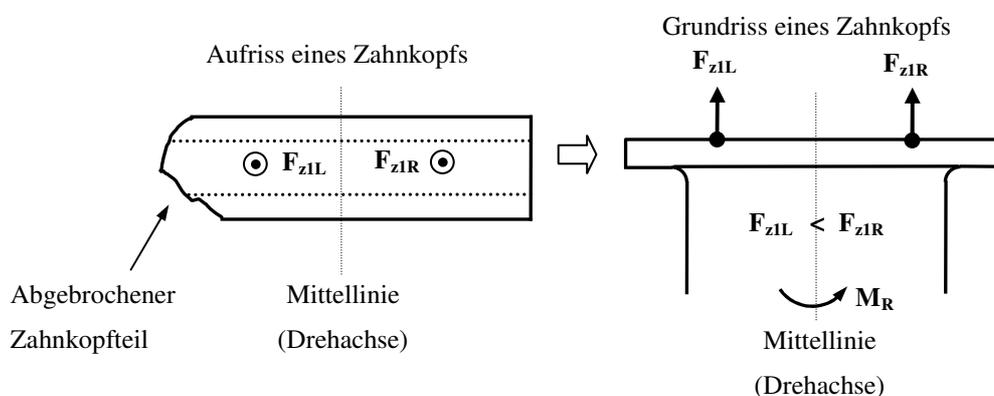


Abb. 6.4.3: Durch abgebrochene Zahnkopffläche entstandenes Drehmoment

6.4.2 Führungswelle und Kugellager

Das in Kapitel 6.4.1 beschriebene Drehmoment M_R des Translators muss aufgehoben werden, um den Luftspalt zwischen Primär- und Sekundärteil des Linearmotors möglichst konstant zu halten. Gegen das Drehmoment M_R werden hier Kugellager eingesetzt. Die Kugellager werden auf der Oberfläche des Translators montiert und können die auf dem Translator auftretenden Kraftkomponenten in y- und z-Richtung bzw. das Drehmoment M_R aufnehmen. Damit führen sie den Translator in x-Richtung. Die Kugellager müssen richtig stabil auf dem Translator montiert werden, indem die Rahmenstäbe aus Messing in den vier Ecken des Kreuzkernsatzteils angeordnet werden müssen. Zum Fixieren zwischen Rahmenstäben und Kreuzkernsatzteilen wird der Hohlraum innerhalb des Translators mit dem von der Firma Loctite hergestellten Klebstoff Hysol9492 gefüllt. Der Klebstoff Hysol9492 ist für die elektrische Anwendung geeignet. Die Betriebstemperatur von Hysol9492 kann bis zu 180°C erreichen [57]. Die Anordnung von Rahmenstäben und Kugellagern ist in Abb. 6.4.4 und Abb. 6.4.5 dargestellt.

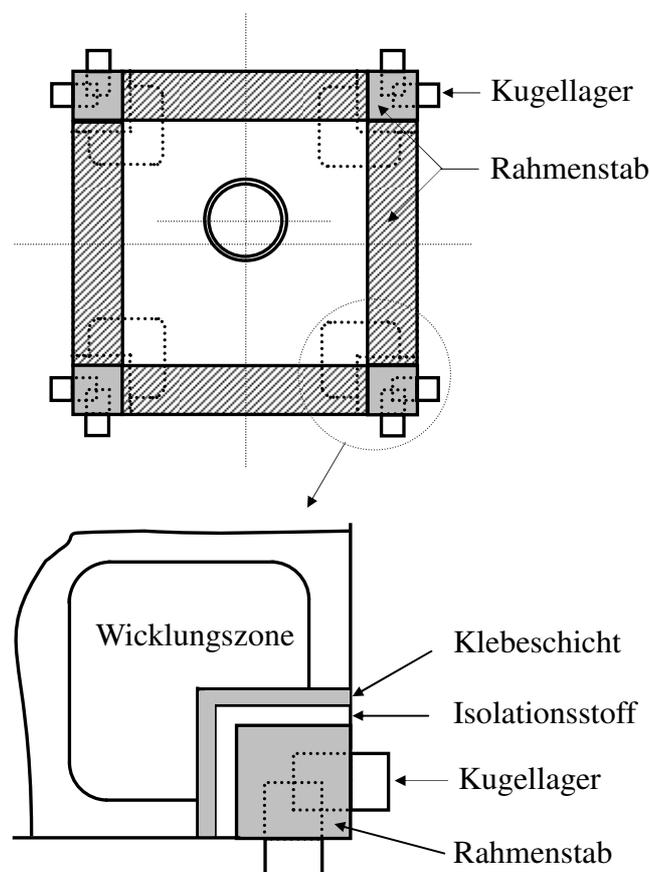
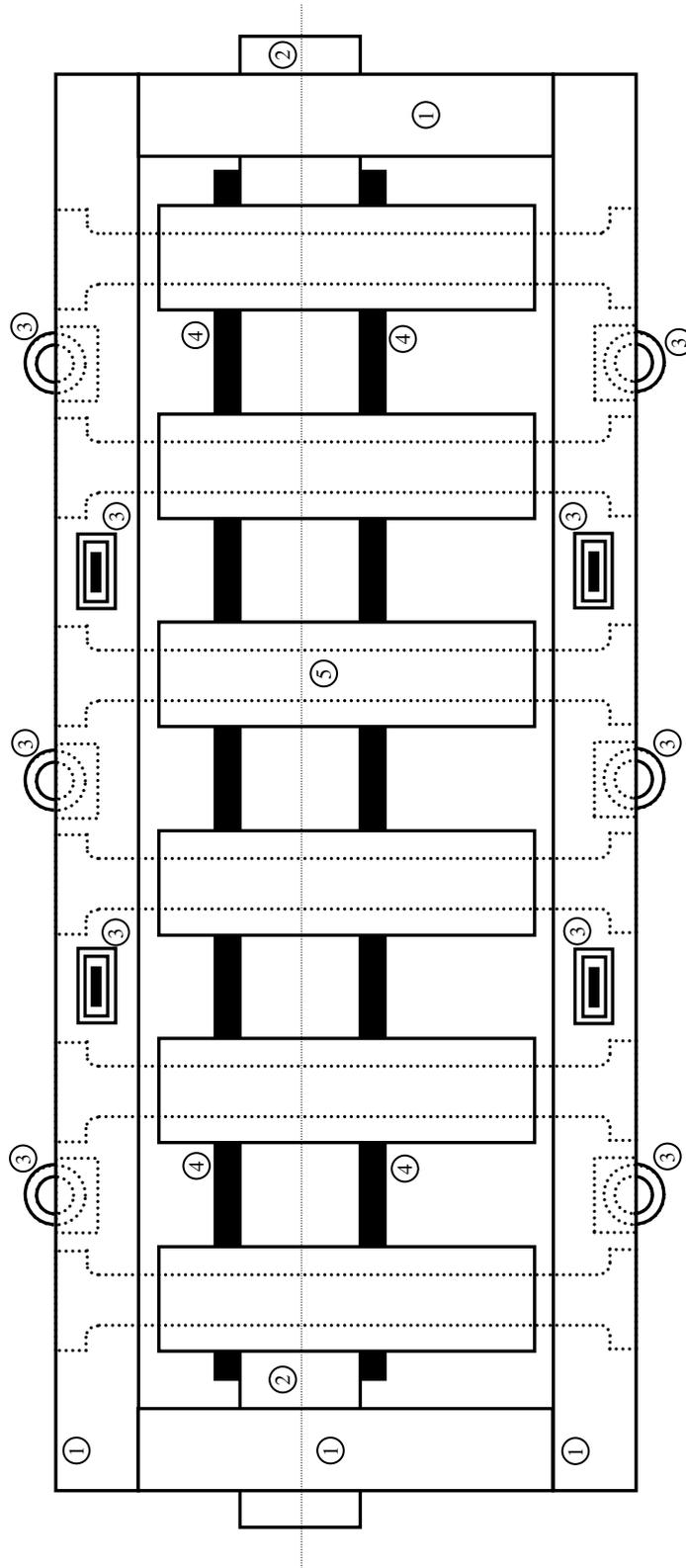


Abb.6.4.4: Querschnitt des Translators mit Rahmenstäben und Kugellagern



- 1: Rahmenstab 2: Führungswelle 3: Kugellager
4: Magnetische Isolation 5: Zahnkopffläche

Abb. 6.4.5: Anordnung von Festrahmen und des Kugellagern im Längsschnitt des Translators

Der Translator wird außer mit den Kugellagern, auch in der Mitte im Querschnitt mit einer Hohlwelle verbunden. Diese Hohlwelle hat die nachstehenden Funktionen:

- Führung des Translators in Bewegungsrichtung (x -Achse),
- die Vorschubkraft an die Last zu übertragen,
- die Verbindungskabel aus Translatorwicklungen zur Stromquelle zu führen und
- das Gewicht des Translators zu tragen.

Die Hohlwelle wird von den zwei an den beiden Seiten des Linearmotors stehenden Stützen getragen (siehe Abb. 6.4.6) und kann sich durch die in den Stützen montierten Kugelhülsen hin- und herbewegen. Der gefertigte Translator mit Kugellagern und Hohlwelle sowie der Gesamtaufbau des TFM-Linearmotors sind in Abb. 6.4.7 und Abb. 6.4.8 dargestellt.

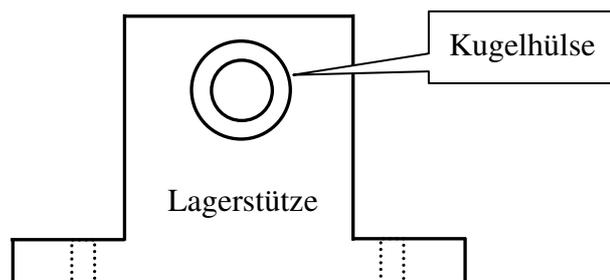


Abb. 6.4.6: Lagerstütze und Kugelhülse für die Hohlwelle

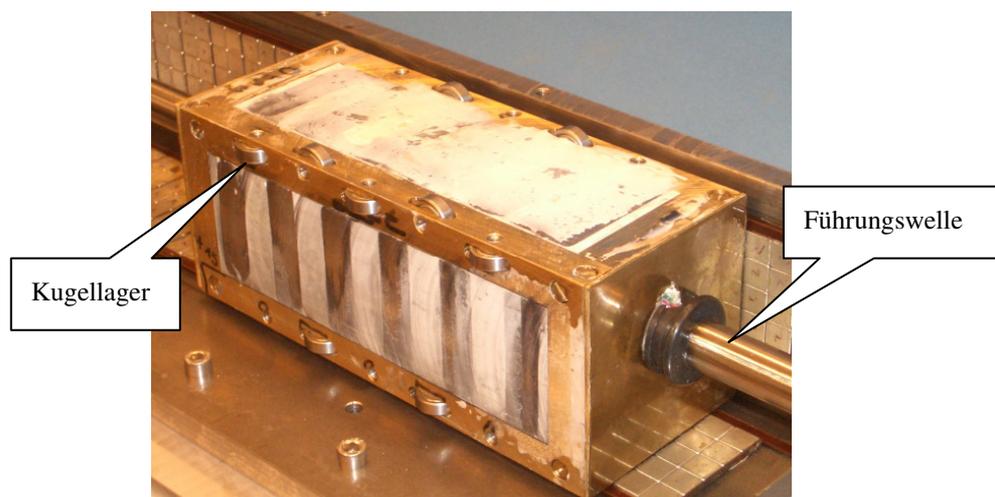


Abb. 6.4.7: Gefertigter Translator mit Kugellagern und Führungswelle



Abb. 6.4.8: Gesamtaufbau des synchronen TFM-Lineararmotors

Kapitel 7

Experimentelle Untersuchungen

7.1 Auslegungsparameter der Maschine

Zur Überprüfung der theoretischen Berechnungen des synchronen Linearmotors wurden Kraftmessungen am Prototyp durchgeführt. Die Auslegungsparameter des Prototyps sind Tabelle 7.1 zu entnehmen.

Beschreibung	Größe
Magnetpolteilung, τ_M [mm]	21,0
Magnetbreite, b_M [mm]	20,0
Magnethöhe, h_M [mm]	3,0
Luftspaltlänge, l_g [mm]	1,0
Pollänge, l_P [mm]	50,0
Translatorpolteilung, τ_R [mm]	28,0
Zahnbreite des Translators, b_Z [mm]	14,0

Tabelle 7.1 : Auslegungsparameter des synchronen Linearmotors

7.2 Messung der Motordaten

7.2.1 Widerstand und Induktivität der Translatorwicklung

Die Berechnung des Widerstands einer Wicklung kann nach Gl. (7.2.1) durchgeführt werden.

$$R_a = \frac{l}{\kappa \cdot A} \quad (7.2.1)$$

Davon sind

l : Wicklungslänge in m,

A : Leiterquerschnitt in mm^2 ,

κ : Elektrische Leitfähigkeit in $\frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$

($\kappa = 58,5 \frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$ für Kupferdraht bei 20°C [56]).

Nach der geometrischen Konstruktion der Spule gemäß Kapitel 6 kann die Gesamtlänge l_w der Wicklung aus dem Produkt von mittlerer Länge $l_{w,m}$ und Windungszahl N berechnet werden (siehe Gl.7.2.2).

$$l_w = N \cdot l_{w,m} \quad \text{mit } N=130, l_{w,m}=96 \text{ mm} \quad (7.2.2)$$

Der berechnete Wert des Widerstands für eine Spule auf einem Kernsatz beträgt $0,539 \Omega$. Der gemessene Wert ist für $0,55 \Omega$. Die Abweichung liegt bei 2 % und besteht aus der Zuleitung zur Spule.

Die Induktivität einer Spule lässt sich aus der Flussverkettung berechnen. Hier wird angenommen, dass alle Windungen von Luftspaltflüssen durchsetzt werden. Der magnetische Spannungsabfall über den ferromagnetischen Anteilen des Magnetkreises wird ebenso vernachlässigt. Nach dem Ampereschen Gesetz und durch die Integration der Induktion im Luftspalt kann die Induktivität einer Translatorwicklung L_w nach Gl. (7.2.3) bestimmt werden[66].

$$L_w = \frac{\Lambda}{I} = \frac{\mu_0 N^2 l_z b_z}{2l_i} \quad (7.2.3)$$

Davon sind

N : Windungszahl,

l_z : Zahnlänge des Translators,

b_z : Zahnbreite des Translators,

l_i : wirksame Luftspaltlänge.

Die Induktivität L_w einer Spule wurde mit der wirksamen Luftspaltlänge $l_i = 3,256 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ ($\mu_{\text{rec}} = 1,33$, siehe Tabelle 3.3) zu 2,28 mH berechnet. Der mit Hilfe des Oszilloskops gemessene Wert liegt bei 2,35 mH. Die Abweichung zwischen den beiden Werten ergibt sich hauptsächlich durch den Abbruch des Zahnkopfs und den nicht idealen magnetischen Kreis sowie die Zuleitung zur Wicklung.

Die Strangwicklung wird aus vier Spulen in Reihe zusammengesetzt. Die Wicklungen des synchronen Linearmotors werden bei der Messung in Sternschaltung angeordnet. Sie sind in Abb. 7.2.1 dargestellt.

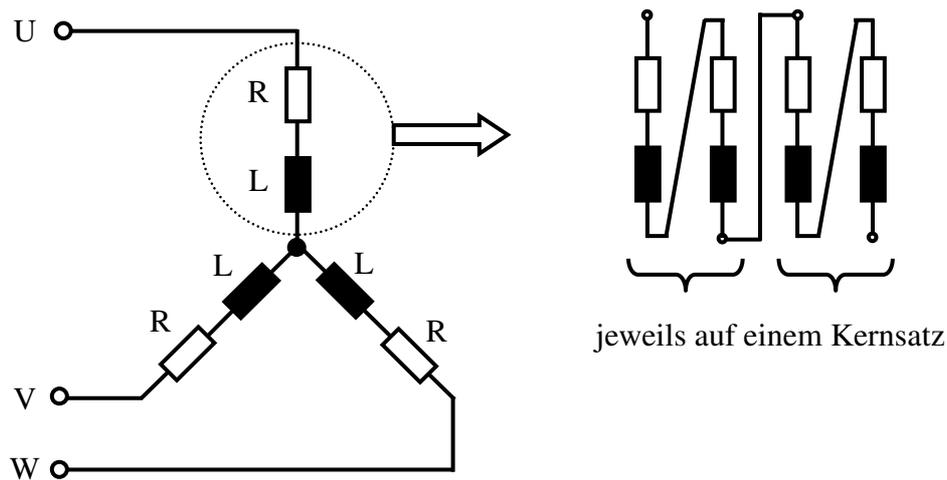


Abb. 7.2.1 : Sternschaltung des Linearmotors und Zusammensetzung der Strangwicklung

7.2.2 Messung der Induktion des Permanentmagneten im Luftspalt

Die Induktion, der auf die ferromagnetischen Platten geklebten Dauermagnete, wurde gemessen. Die Messpunkte wurden auf der Oberfläche des Magneten ohne ferromagnetischen Rückschluss gewählt. Deshalb sind die Messwerte niedriger als mit einem ferromagnetischen Magnetkreis. Die Induktionsverteilung in x - und y -Richtung ist in Abb. 7.2.2 und Abb. 7.2.3 zu sehen. Die Messkurven zeigen, dass die Induktion zwischen den zwei geklebten Magneten abfällt. Diese Erscheinung führt einerseits zur Schwächung der Antriebskraft, andererseits zur Erhöhung der Rastkraft. Es wurde die Transversalsonde vom Typ STF-99-0402 der Firma F.W. Bell bei der Messung benutzt (Series-9000 Gaussmeter).

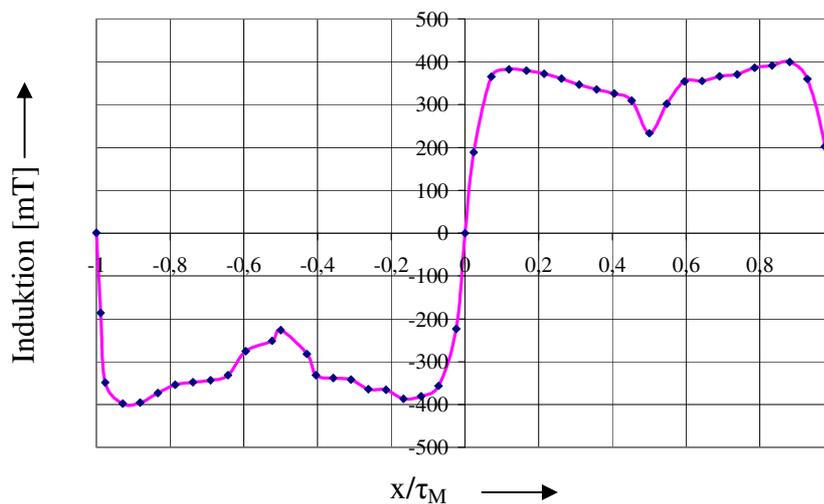


Abb. 7.2.2 : Induktionsverteilung über einer Magnetpolteilung τ_M in x -Richtung

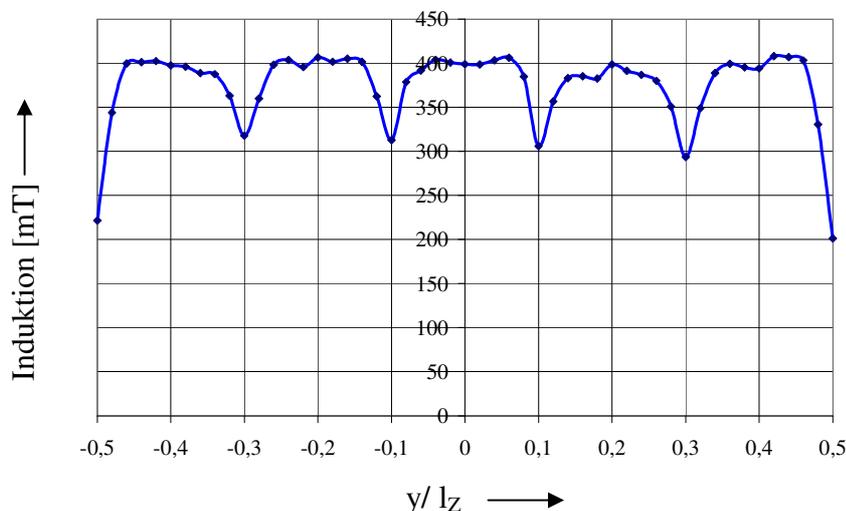


Abb. 7.2.3 : Induktionsverteilung über der Magnetlänge l_Z in y -Richtung

7.3 Kraftmessung

7.3.1 Kalibrierung

Die Kraftmessung wird mit dem Kraftsensor Wägezelle Z6FC3, die von der Firma Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH hergestellt wurde, durchgeführt. Die wichtigen Daten der Wägezelle sind in Tabelle 7.3.1 dargestellt. Die Messgenauigkeitsklasse liegt nach OIML R 60 bei C3 ($\pm 0,05\%$).

Beschreibung	Größe
Nennlast [N]	196,0
Zulässige Grenzlast [%]	150,0
Bruchlast [%]	300,0
Gewicht [kg]	0,5

Tabelle 7.3.1 : Technische Daten der Wägezelle (Kraftaufnehmer) [58]

Vor der Messung muss der Kraftaufnehmer mit Gewichten kalibriert werden. Die kalibrierte Spannung-Kraft-Kennlinie (U-F-Kennlinie) ist in Abb. 7.3.1 dargestellt. Aus der Spannung-Kraft-Kennlinie wird der Umrechnungsfaktor zu $0,1536 \text{ N/mV}$ bestimmt.

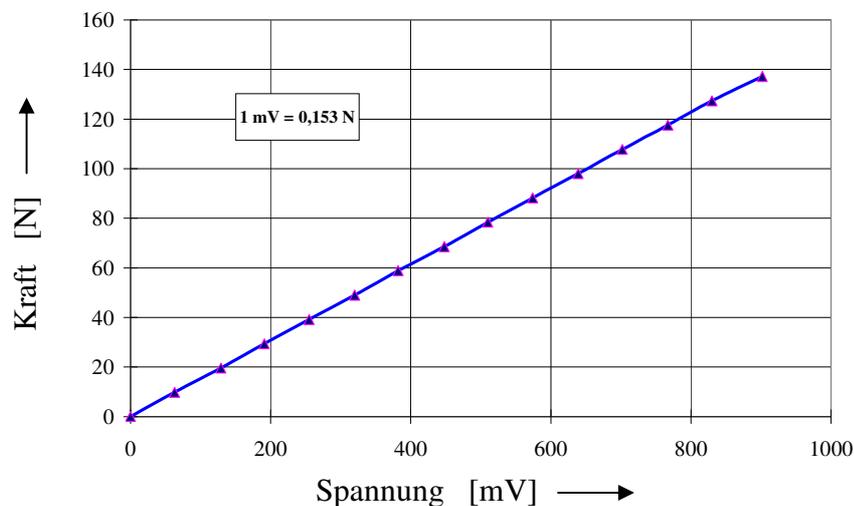
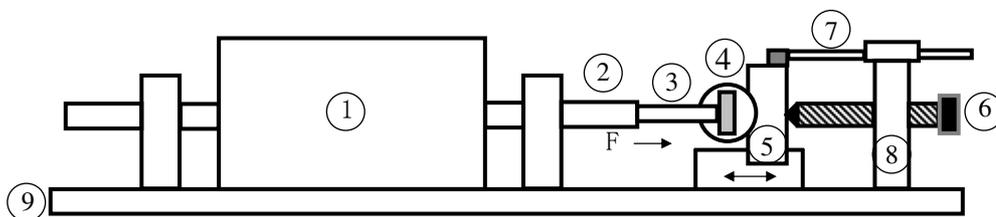


Abb. 7.3.1 : Kalibrierte Spannung-Kraft -Kennlinie

7.3.2 Messaufbau

Zur Aufnahme der Motorkraft wurde eine Messeinrichtung entwickelt. Abb. 7.3.2 zeigt schematisch den Messaufbau. Die Wägezelle wird auf einem beweglichen Schlitten befestigt. Der Schlitten wird durch einen Gewindebolzen zum Verstellen der Translatorposition gedrückt und durch eine Feder zurückgezogen. Die Translatorposition wird durch eine mechanische Wegmessvorrichtung angezeigt, die mit einem beweglichem Schlitten festgeschraubt ist. Die Motorwelle ist über eine Verbindungsstange mit dem Kraftaufnehmer verbunden.



- | | |
|-------------------------------|-----------------------------------|
| 1: Synchroner Linearmotor | 6: Gewindebolzen |
| 2: Motorwelle | 7: Mechanische Wegmessvorrichtung |
| 3: Verbindungsstange | 8: Befestigte Teile |
| 4: Wägezelle (Kraftaufnehmer) | 9: Grundplatte |
| 5: Beweglicher Schlitten | |

Abb. 7.3.2: Messaufbau zur Bestimmung der statischen Motorkraft

Das von der Wägezelle erfasste Messsignal wird über einen Verstärker auf einem Digitalvoltmeter angezeigt. Die Kraft wird mit dem kalibrierten U-F-Faktor umgerechnet. Abb. 7.3.3 erläutert die Erfassung des Messsignals zur Ermittlung der Motorkraft.

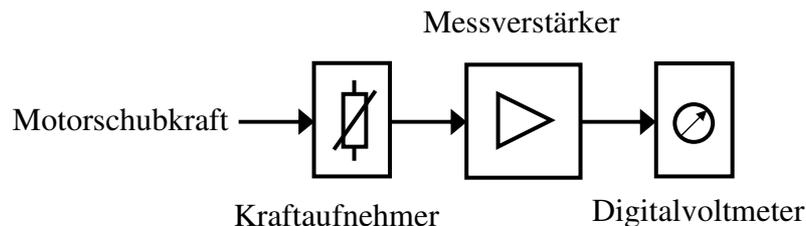


Abb. 7.3.3: Erfassung des Messsignals zur Ermittlung der Motorkraft

7.3.3 Rastkraft-Messung

Die Rastkraft wird mit der Wägezelle über eine Magnetpolteilung τ_M gemessen. Das Messergebnis ist in Abb. 7.3.4 dargestellt. Der Rastkraftverlauf hat drei Perioden innerhalb einer Polteilung. Die Periode der Rastkraft befindet sich in Abhängigkeit von der Achsenverschiebung Δx zwischen Magnet- und Translatorpolteilung. Als Achsenverschiebung Δx wurde für eine Auslegung $\tau_M/3$ gewählt. Vom Rastkraftverlauf ist zu sehen, dass die Wahl der Achsenverschiebung $\Delta x = \tau_M/3$ für die Maschine nicht geeignet ist, weil die Rastkraft zu groß ist. Die größte Rastkraft erreicht 87 N. Dieser Wert ergibt eine starke Abweichung von den Berechnungen. Der wesentliche Grund ist die reale magnetische Feldverteilung im Luftspalt am Rand des Translatorzahnkopfs, der bei den Berechnungen als symmetrisch angenommen wurde.

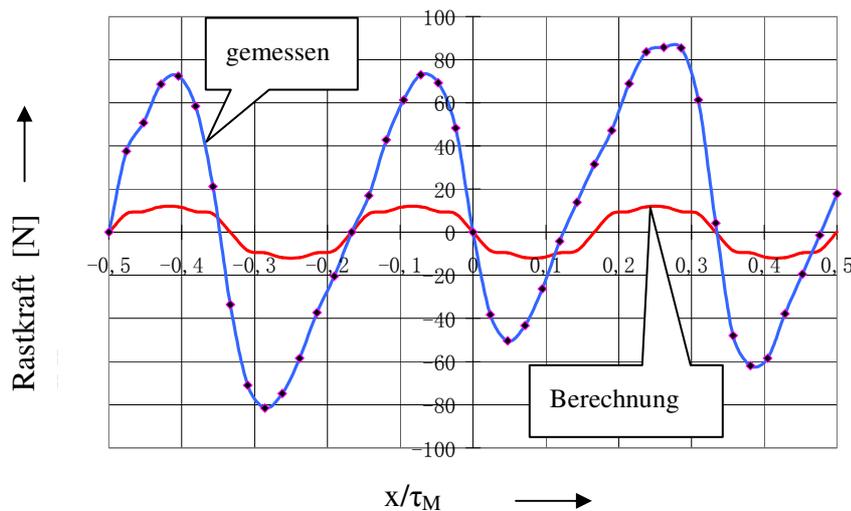


Abb. 7.3.4 : Rastkraftverlauf über einer Magnetpolteilung

7.3.4 Schubkraft-Messung

Wegen der Schwierigkeit beim Aufbau einer dynamischen Messeinrichtung kann die Antriebskraft des Linearmotors nur durch statische Messung aufgenommen werden. Der dreiphasige Drehstrom wird von drei Gleichstromnetzgeräten nachgebildet. Der Motorstrom kann nach der Translatorposition mit den drei Gleichstromnetzgeräten entsprechend für jede Phase eingestellt werden. Der eingestellte Strom entspricht dem momentanen Wert des Drehstroms. Die Schubkraftmessungen sind für vier

verschiedenen Kennlinien durchgeführt, nämlich

- Schubkraft - Weg - Kennlinie (F-S-Kennlinie),
- Schubkraft - Strom - Kennlinie (F-I-Kennlinie) und
- Schubkraft - Stromphasenverschiebungs - Kennlinie (F- φ_0 -Kennlinie)
- Schubkraft - Geschwindigkeit - Kennlinie (F-v-Kennlinie).

i : Kraft - Weg - Kennlinie

Das Messergebnis der Kennlinie ist grafisch in Abb. 7.3.5 dargestellt. Der Schubkraftverlauf zeigt sich schwankend aufgrund der Rastkraft. Die Kraftwelligkeit der Schubkraft erreicht bei $I_a = 5 \text{ A}$ bis 30,12 % und bei $I_a = 3 \text{ A}$ bis 32,4 %. Die mittlere Schubkraft entspricht bei $I_a = 5 \text{ A}$ für 292,33 N und bei $I_a = 3 \text{ A}$ für 173,82 N. Im Vergleich zu den berechneten Daten sind die Messwerte der Schubkraft kleiner (292,33 N zu 317 N). Dies lässt sich durch die folgenden Faktoren begründen.

- Erstens : Die Streuung des magnetischen Feldes von Permanentmagneten und Wicklungen wurden nicht berücksichtigt.
- Zweitens: Der Abbruch des Translatorzahnpfahls verkleinert die Fläche für die Magnetflüsse. Darüber hinaus wird die Schubkraft des Motors reduziert.
- Drittens : Da aus Kostengründen der Magnet aus zehn Einzelmagneten aufgebaut wurde, ergeben sich geringe Spalte und somit eine Flußreduktion(vgl. Abb. 7.2.2 und 7.2.3).

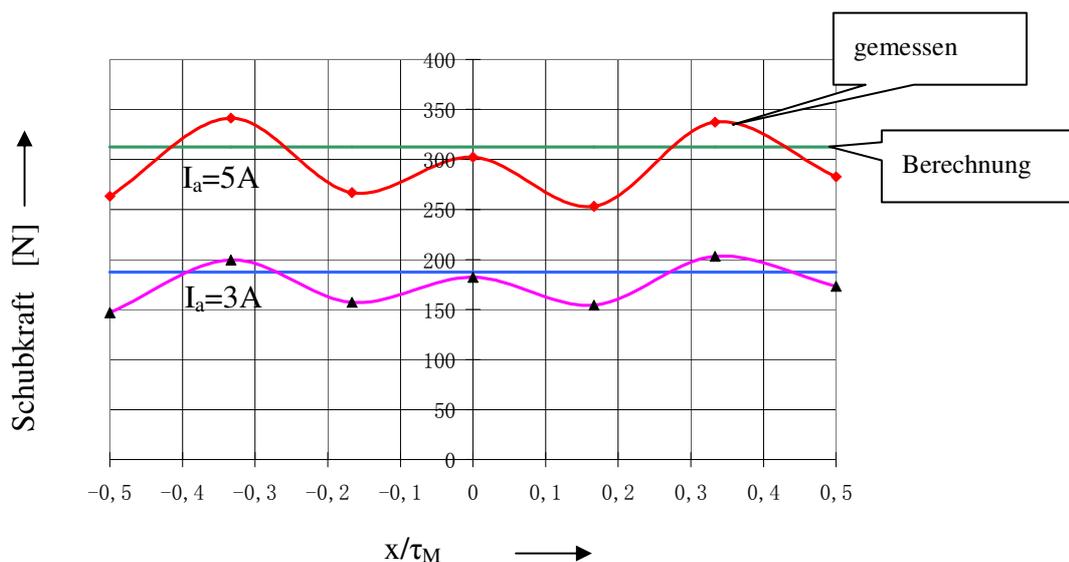


Abb. 7.3.5 : Schubkraftverlauf über einer Magnetpolteilung

ii : Kraft - Strom - Kennlinie

Diese Kennlinie in Abb. 7.3.6 besagt, dass die Antriebskraft des Linearmotors mit dem Translatorstrom proportional ansteigt. Das Ergebnis ist mit der Theorie nahezu übereinstimmend.

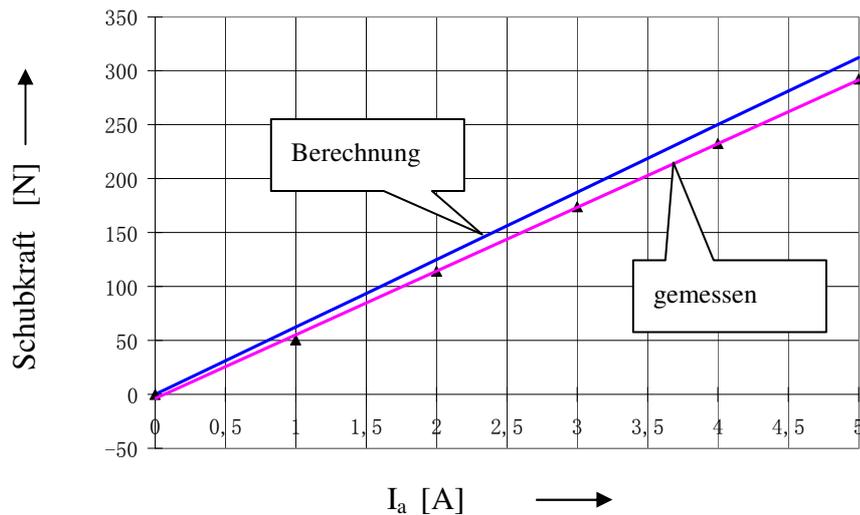


Abb. 7.3.6 : Mittlere Schubkraft als Funktion des Translatorstroms

iii: Kraft - Stromphasenverschiebung - Kennlinie

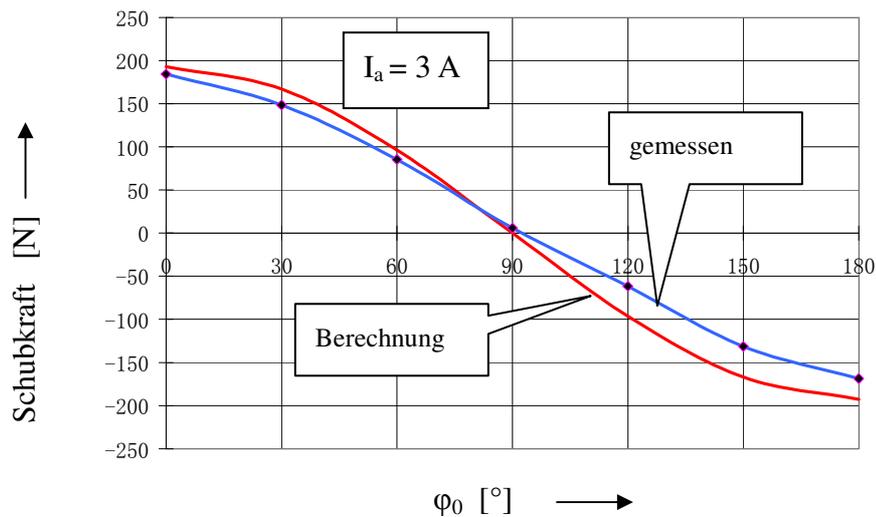


Abb. 7.3.7 : Mittlere Schubkraft in Abhängigkeit von der Stromphasenverschiebung

In Abb. 7.3.7 ist das Ergebnis der Messungen für die Beziehung zwischen Antriebskraft und Anfangsphasenverschiebung des Translatorstroms dargestellt. Wenn die Phasenverschiebung φ_0 zwischen 0° und 90° variiert wird, kann sich der Motor in die entsprechende Richtung bewegen. Falls sich der Winkel φ_0 zwischen 90° und 180° befindet, lässt sich der Motor in Gegenrichtung bewegen. Diese Kennlinie liefert die Informationen für die Ansteuerung des Linearmotors, um bei einer beliebigen Position mit maximaler Schubkraft anfahren zu können. Die Tendenz der Kennlinie zeigt die gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung.

iv: Kraft - Geschwindigkeit - Kennlinie

Abb. 7.3.8 zeigt das F-v-Diagramm unter einer konstanten Leistung. Hier sind die Kurven unter P_1 für 265,42 W (theoretisch) und für 237,57 W (gemessen) aufgenommen.

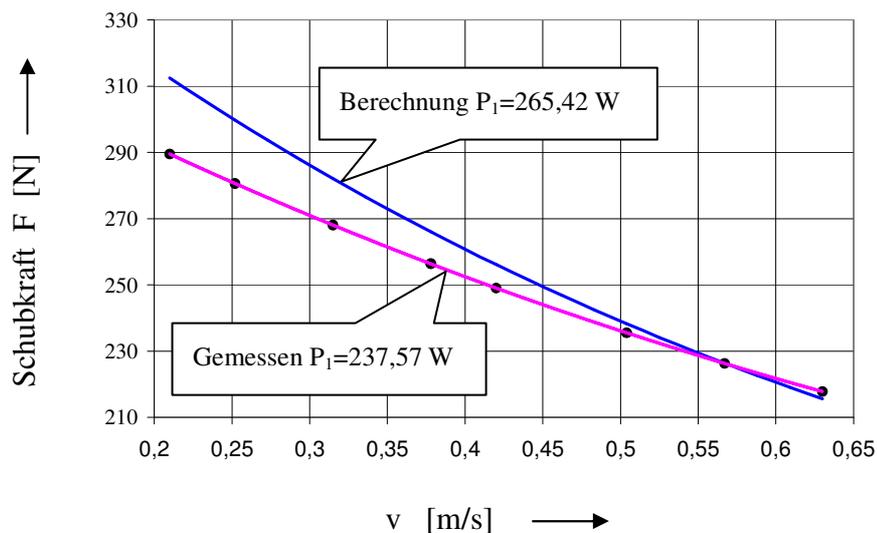


Abb. 7.3.8 : Mittlere Schubkraft in Abhängigkeit von der Betriebsgeschwindigkeit

7.4 Thermische Betrachtung

Die beim Betrieb einer elektrischen Maschine entstehenden Gesamtverluste (Kupfer-, Eisen- und Reibungsverlust) werden in Wärme umgesetzt. Diese Wärme wird in der Maschine gespeichert und gleichzeitig durch Kühlmedien in die Umgebung abgeführt. Die Erwärmung (Übertemperatur) einer elektrischen Maschine darf die zulässige Wicklungstemperatur nicht überschreiten, da ansonsten die Isolation der Wicklung zerstört werden kann .

Zur Berechnung der Erwärmung des zu untersuchenden Linearmotors wird das Modell Wärmequellennetz (WQN) [59] benutzt. Analog zu den elektrischen Größen sind die thermischen Größen in Tabelle 7.4.1 dargestellt.

Elektrische Größe		Thermische Größe	
Spannung	U [V]	Temperatur	ϑ [K]
Strom	I [A]	Wärmestrom	P_v [W]
Ohmscher Widerstand	R [Ω]	Thermischer Widerstand	R [K/W]
Kapazität	C [F]	Thermische Kapazität	C [J/K]

Tabelle 7.4.1: Analogie zwischen elektrischen und thermischen Größen

Die Modellierung für die thermische Übertragung des Linearmotors ist schematisch in Abb. 7.4.1 dargestellt. Um die Analyse der Wärmeübertragung einfacher durchzuführen, werden die Materialien als homogen angenommen. Aufgrund der symmetrischen Wicklungsanordnung wird hier nur eine Spule zur Berechnung ausgewählt.

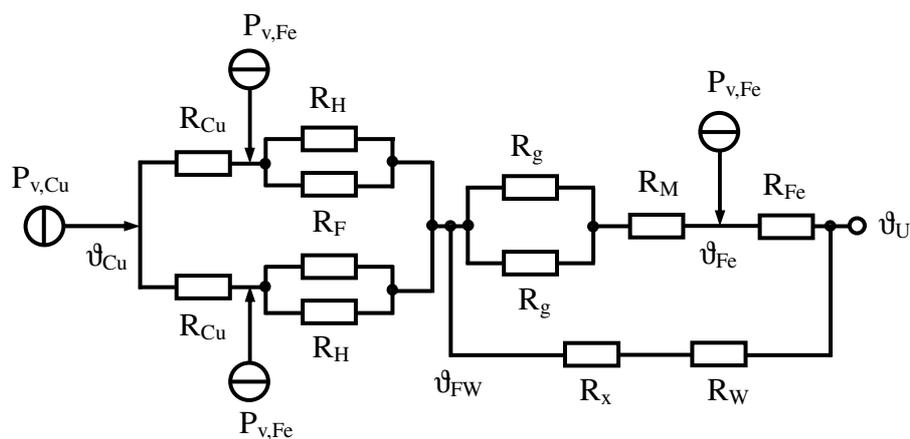


Abb. 7.4.1 : Schematische Darstellung für die Wärmeübertragung des Linearmotors

Die in Abb.7.4.1 aufgeführten Wärmewiderstände und Wärmeströme sind wie folgt klassifiziert:

- R_{Cu} : Wärmewiderstand für lackierten Kupferdraht,
- R_F : Wärmewiderstand für Weichmagnetmaterial Somaloy 500,
- R_H : Wärmewiderstand für Epoxy Klebstoff Hysol 9492,
- R_g : Wärmewiderstand für Luftspalt
- R_M : Wärmewiderstand für Permanentmagnet,
- R_{Fe} : Wärmewiderstand für Eisenrückschluss,
- R_x : Wärmewiderstand für magnetische Isolation
zwischen Kernsatz und Führungswelle,
- R_W : Wärmewiderstand für Führungswelle,
- $P_{v,Cu}$: Wärmestrom aus Kupferverlust,
- $P_{v,S}$: Wärmestrom aus Eisenverlust in Somaloy500,
- $P_{v,Fe}$: Wärmestrom aus Eisenverlust im Rückschluss,
- ϑ_{Cu} : Übertemperatur der Wicklung,
- ϑ_M : Übertemperatur des Magneten,
- ϑ_{Fe} : Übertemperatur des Rückschlusses,
- ϑ_U : Temperatur in der Umgebung.

Zur Bestimmung von thermischen Widerständen werden die Berechnungen nach drei verschiedenen Arten der Wärmeübertragung durchgeführt.

7.4.1 Wärmeleitung

Der Wärmewiderstand durch Wärmeleitung lässt sich nach Gl. (7.4.1) berechnen.

$$R = \frac{l}{\lambda A} \quad (7.4.1)$$

mit

l : Volumenlänge in Richtung des Wärmestroms in m,

A : Querschnitt des Kühlmediums in m^2 ,

λ : spezifische Wärmeleitfähigkeit in $\frac{W}{m \cdot K}$.

Die spezifischen Wärmeleitfähigkeiten der verschiedenen Werkstoffe für Ermittlung des Wärmewiderstands sind Tabelle 7.4.2 zu entnehmen.

Material	Spez. Wärmeleitfähigkeit [$\frac{W}{m \cdot K}$]
Lackierte Kupferdraht, λ_{Cu}	2,0
Klebstoff Rysol 9492, λ_H	1,7
Weichmagnet Somaloy 500, λ_F	17,0
NdFeB Dauermagnet, λ_M	10,0
Rückschluss, λ_{Fe}	57,0
Führungswelle, λ_{FW}	30,0

Tabelle 7.4.2: Übersicht spezifischer Wärmeleitfähigkeiten von verschiedenen Werkstoffen [57][60][63,64,69]

7.4.2 Wärmeübergang durch Konvektion

Die Berechnung des Wärmewiderstands durch Konvektion ist komplizierter als durch Wärmeleitung. Die Eigenschaften der Kühlmedien und die Kühlungsarten können den Wärmeübergang stark beeinflussen. In der vorliegenden Arbeit wird die Entwärmung des Linearmotors mit natürlicher Kühlungsart durch Luft vorgenommen. Der Wärmewiderstand durch Konvektion kann gemäß Gl. (7.4.2) ermittelt werden.

$$R_K = \frac{1}{\alpha_K A} \quad (7.4.2)$$

Davon sind

A : Fläche für Konvektion in m²,

α_K : Wärmeübertragungskoeffizient in $\frac{W}{m^2 \cdot K}$.

Die Ermittlung des Wärmeübertragungskoeffizienten α_K ist aus vier verschiedenen Kennzahlen zu berechnen. Diese vier Kennzahlen sind: Prandtl-Zahl, Grashof-Zahl,

Rayleigh-Zahl und Nusselt-Zahl [60][61]. Sie lassen sich mit Gl. (7.4.3) bis Gl. (7.4.6) beschreiben.

- **Prandtl-Zahl**

$$P_r = \frac{C_p \cdot \nu}{\lambda} \quad (7.4.3)$$

In Gl (7.4.3) ist C_p die spezifische Wärmekapazität, ν ist die kinematische Viskosität des Fluids. Die Prandtl-Zahl von Luft ist im Bereich zwischen 20°C und 100°C näherungsweise konstant und liegt ca. bei 0,71 [61].

- **Grashof-Zahl**

$$G_r = \frac{g \cdot \gamma \cdot \Delta t \cdot l^3}{\nu^2} \quad (7.4.4)$$

Davon ist g die Fallbeschleunigung, γ ist der Volumenausdehnungskoeffizient des Fluids. Δt ist der Temperaturgradient, l ist die Länge und ν ist die kinematische Viskosität des Fluids. Die Konvektionsmedium des untersuchten Linear motors ist Luft, deren Wärmeübertragungseigenschaft siehe Tabelle 7.4.3.

Temperatur t [°C]	Dichte $\rho \left[\frac{kg}{m^3} \right]$	Spez. Wärmeleitfähigkeit $\lambda \left[\frac{W}{m \cdot K} \right]$	Spez. Wärmekapazität $C_m \left[\frac{kJ}{kgK} \right]$	Kinemat. Viskosität $\nu \left[\frac{m^2}{s} \right]$
20	1,1881	0,02569	1,007	$15,35 \cdot 10^{-6}$
40	1,112	0,02716	1,007	$17,26 \cdot 10^{-6}$
60	1,045	0,0286	1,009	$19,27 \cdot 10^{-6}$
100	0,9329	0,03139	1,012	$23,51 \cdot 10^{-6}$

Tabelle 7.4.3: Wärmeübertragungseigenschaften von trockener Luft bei 1 bar [60]

- **Rayleigh-Zahl**

$$R_a = G_r \cdot P_r \quad (7.4.5)$$

Die Rayleigh-Zahl ist das Produkt von Grashof- und Prandtl-Zahl. Sie ist bei freier Konvektion gültig.

- **Nusselt-Zahl**

$$N_u = \left[0,825 + 0,387(R_a \cdot f_1)^{1/6} \right]^2 \quad (7.4.6)$$

$$\text{mit } f_1 = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{0,492}{P_r} \right)^{9/16} \right]^{16/9}} \quad (7.4.7)$$

Zur Bestimmung der Nusselt-Zahl gelten Gl. (7.4.6) und Gl. (7.4.7) nur bei natürlicher Konvektion. Für erzwungene Konvektion wird die Nusselt-Zahl durch andere eine Formel ermittelt.

Gemäß der Formel $\alpha_K = \frac{\lambda \cdot N_u}{l}$ lässt sich der Wärmeübertragungskoeffizient für $39,596 \frac{W}{m^2 \cdot K}$ berechnen.

7.4.3 Wärmeübergang durch Strahlung

Der Wärmewiderstand durch Strahlung kann nach Gl. (7.4.8) berechnet werden.

$$R_s = \frac{1}{\alpha_s \cdot A} \quad (7.4.8)$$

α_s ist der Wärmeübergangskoeffizient und lässt sich nach Gl. (7.4.9) berechnen.

$$\alpha_s = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{T_1^4 - T_2^4}{T_1 - T_2} \quad (7.4.9)$$

mit $\sigma = 5,67 \times 10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4}$

Dabei ist σ die Stefan-Boltzmann-Konstante und ε der Emissionskoeffizient. Der Emissionskoeffizient ε wird hier für 0,8 angenommen. Der von den Formeln berechnete Wärmeübertragungskoeffizient α_s lautet $6,797 \frac{W}{m^2 \cdot K}$.

7.4.4 Berechnung und Messung der Übertemperatur des Linearmotors

Bei Erwärmung des Linearmotors sind die Wicklungs-, Permanentmagnet- und Gehäusetemperatur wichtig. Zur Ermittlung der Übertemperaturen wird das Wärmequellennetz aus dem Modell in Abb. 7.4.1 vereinfacht. Die Wärmeübertragungseigenschaften der Materialien sind Tabelle 7.4.4 gezeigt. Das thermische Ersatzschaltbild für einen transienten Erwärmungsvorgang des Linearmotors ist in Abb. 7.4.2 dargestellt.

Bezeichnung	Dichte $\rho \left[\frac{kg}{m^3} \right]$	Spez. Wärmekapazität $C_m \left[\frac{kJ}{kgK} \right]$
Kupfer	8300	0,419
Stahl, unlegiert	7850	0,465
Stahl, X46Cr13 (Führungswelle)	7700	0,46

Tabelle 7.4.4: Wärmeübertragungseigenschaften fester Werkstoffe [60][65]

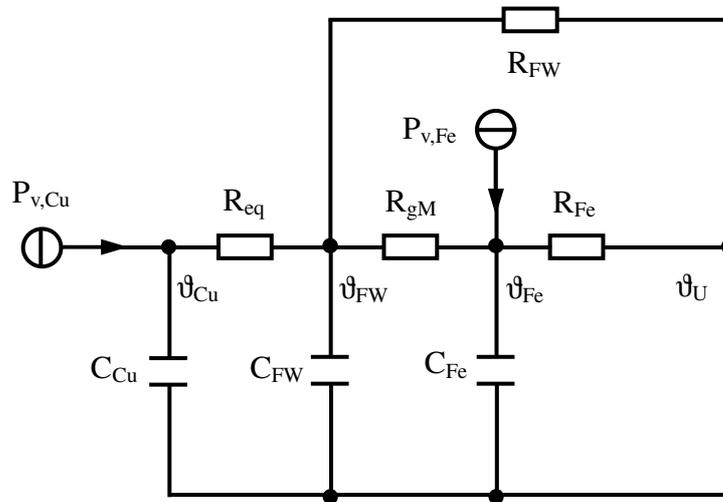


Abb. 7.4.2 : Thermisches Ersatzschaltbild des Linearmotors

Der zeitliche Erwärmungsvorgang lässt sich nach Gl. (7.4.10) beschreiben.

$$C \frac{d\vartheta(t)}{dt} + \frac{\vartheta(t)}{R} = P_v \quad (7.4.10)$$

Dabei sind C die Wärmekapazität, R der Wärmewiderstand, P_v die Verlustleistung und $\vartheta(t)$ die Übertemperatur des betrachteten Zeitpunktes. Aus dem in Abb. 7.4.2 dargestellten thermischen Ersatzschaltbild und nach Gl. (7.4.10) kann der transiente Erwärmungsvorgang des Linearmotors nach Gl. (7.4.11) erstellt werden.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_{Cu}(t)}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{FW}(t)}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{Fe}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C_{Cu}} & \frac{1}{R_{eq}C_{Cu}} & 0 \\ \frac{1}{R_{eq}C_{FW}} & -\frac{1}{C_{FW}}\left(\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_{gM}} + \frac{1}{R_{FW}}\right) & \frac{1}{R_{gM}C_{FW}} \\ 0 & \frac{1}{R_{gM}C_{Fe}} & -\frac{1}{C_{Fe}}\left(\frac{1}{R_{gM}} + \frac{1}{R_{Fe}}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vartheta_{Cu}(t) \\ \vartheta_{FW}(t) \\ \vartheta_{Fe}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{P_{v,Cu}}{C_{Cu}} \\ 0 \\ \frac{P_{v,Fe}}{C_{Fe}} \end{bmatrix} \quad (7.4.11)$$

In Gl. (7.4.11) ist R_{eq} der äquivalente Wärmewiderstand von den Wärmewiderständen R_{Cu} , R_H und R_F zusammengefasst. R_{gM} besteht aus den Wärmewiderständen R_g und

R_M (siehe Abb. 7.4.1). Die berechneten Wärmewiderstände und Wärmekapazitäten sind Tabelle 7.4.5 zu entnehmen.

Wärmewiderstand	Wert [K/W]	Wärmekapazität	Wert [J/K]
R_{eq}	0,27	C_{cu}	23,05
R_{FW}	28,77	C_{FW}	30,28
R_{gM}	5,12	-	-
R_{Fe}	4,44	C_{Fe}	59,52

Tabelle 7.4.5: Berechnete Wärmewiderstände und Wärmekapazitäten des untersuchten Linearmotors

Nach numerischer Lösung der Differentialgleichungen in Gl. (7.4.11) sind die transienten Erwärmungsvorgänge von den betrachteten Stellen des Linearmotors in Abb. 7.4.3 dargestellt.

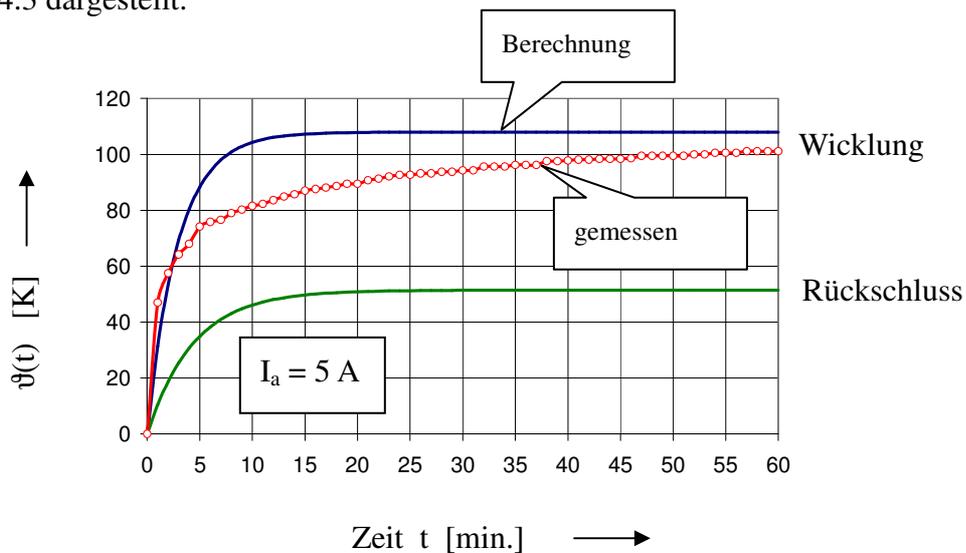


Abb. 7.4.3: Transiente Erwärmungsvorgänge für Wicklung und Rückschluss

7.5 Verluste und Wirkungsgrad

Für den stationären Betrieb werden nun die Verluste des untersuchten synchronen Linearmotors behandelt. Anschließend wird der Wirkungsgrad bestimmt.

7.5.1 Verluste

Die Verluste bei einer elektrischen Synchronmaschine können in drei Arten, nämlich Kupferverluste, Eisenverluste und Reibungsverluste unterteilt werden. Diese Verluste werden sich anschließend kurz beschrieben.

- **Kupferverluste $P_{v,Cu}$**

Die Kupferverluste sind vom elektrischen Widerstand der Ankerwicklung abhängig und können nach Gl. (7.5.1) ermittelt werden. Bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen ergeben sich diese Verluste ausschließlich durch die Ankerwicklungen.

$$P_{v,Cu} = i^2 \cdot R_a \quad (7.5.1)$$

- **Eisenverluste $P_{v,Fe}$**

Die Eisenverluste besteht aus zwei Teilen. Es sind die Hystereseverluste und die Wirbelstromverluste.

1. Hystereseverluste $P_{v,H}$

Dieser Verlustanteil entsteht aufgrund der Ummagnetisierung in einem ferromagnetischen Werkstoff. Die Hystereseverluste sind proportional zum Quadrat der Induktion und proportional zur Arbeitsfrequenz [62].

$$P_{v,H} \propto B^2 f \quad (7.5.2)$$

2. Wirbelstromverluste $P_{v,w}$

Durch ein zeitlich sich änderndes Magnetfeld bildet sich eine induzierte Spannung in elektrisch leitenden Materialien. Diese Spannung hat den Wirbelstrom zur Folge. Der Wirbelstrom führt zur Erwärmung in Materialien. Die Wirbelstromverluste sind quadratproportional zur magnetischen Induktion und auch quadratproportional zur Arbeitsfrequenz [62].

$$P_{v,w} \propto B^2 f^2 \quad (7.5.3)$$

Aufgrund der niedrigeren Betriebsfrequenz (5 bis 15 Hz) und der guten Eigenschaft des weichmagnetischen Materials Somaloy liegen die Eisenverluste $P_{v,Fe}$ ($P_{v,H} + P_{v,w}$) im Kernsatzteil des untersuchten Linearmotors bei 1,956 W. Mit der elektrischen Leitfähigkeit für $10,29 \cdot 10^6$ S/m im Rückschluss lassen sich die Eisenverluste bei einer Betriebsfrequenz von 15 Hz zu 12,34 W berechnen. Die gesamten berechneten Eisenverluste sind 14,296 W. Die im Leerlaufversuch gemessenen Eisenverluste betragen 15,147 W. Die Abweichung zwischen berechnetem und gemessenem Wert liegt bei 5,62%. Diese Eisenverluste werden in Wärme umgesetzt, insbesondere im Rückschluss.

- **Reibungsverluste $P_{v,R}$**

Die Reibungsverluste kommen an den Lagerstellen zwischen Stator und Translator vor. Sie sind von der Reibungskraft und Betriebsgewwindigkeit abhängig. Diese Verluste können beim betrachteten Linearmotor auch vernachlässigt werden, da die Verfahrgeschwindigkeit mit 0,65 m/s sehr niedrig ist.

7.5.2 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad einer elektrischen Maschine lässt sich nach Gl. (7.5.4) berechnen.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_v} \quad (7.5.4)$$

Dabei sind P_1 die zugeführte Leistung, P_2 die abgegebene mechanische Leistung und

P_v die Verlustleistung. Die zugeführte Leistung P_1 kann nach Ersatzschaltbild der Synchronmaschine (siehe Abb. 7.5.1) ermittelt werden.

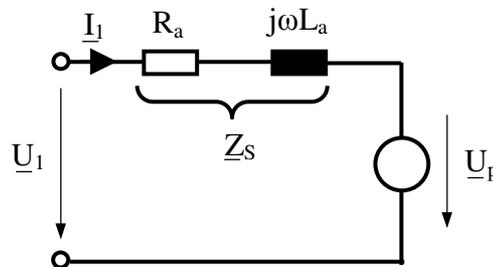


Abb. 7.5.1: Ersatzschaltbild des synchronen Linearmotors

$$P_1 = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (7.5.5)$$

In Gl. (7.5.5) sind m die Strangzahl (oder auch Phasenzahl), U_1 und I_1 die Strangspannung und Strangstrom sowie $\cos \varphi$ der Leistungsfaktor. Der Strom I_1 lässt sich aus Strangspannung U_1 und Polradspannung U_p nach Gl. (7.5.6) berechnen.

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_p}{\underline{Z}_s} \quad (7.5.6)$$

Der Verlauf der Polradspannung gemäß Rechnung und Messung zeigt nach Abb. 7.5.2 eine Trapezform. Im Vergleich zu den berechneten Werten zeigt die Polradspannung bei den gemessenen Kurven in den Ober- und Unterseiten des Trapezes einen kleinen Rückgang. Aufgrund der vielen Einzelmagneten müsste mit einem reduzierten Magnetfluß gerechnet werden. Die Beziehung zwischen Polradspannung und Antriebsgeschwindigkeit zeigt sich in Abb. 7.5.3. Die Polradspannung ist offenbar proportional zu der Antriebsgeschwindigkeit.

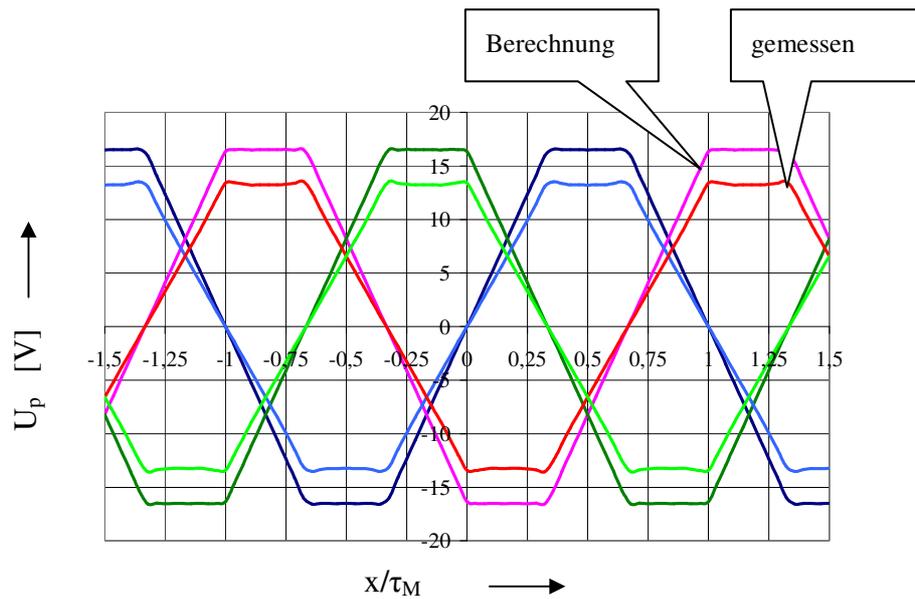


Abb. 7.5.2: Verlauf der Polradspannung bei $v=0,41$ m/s über eine Polteilung

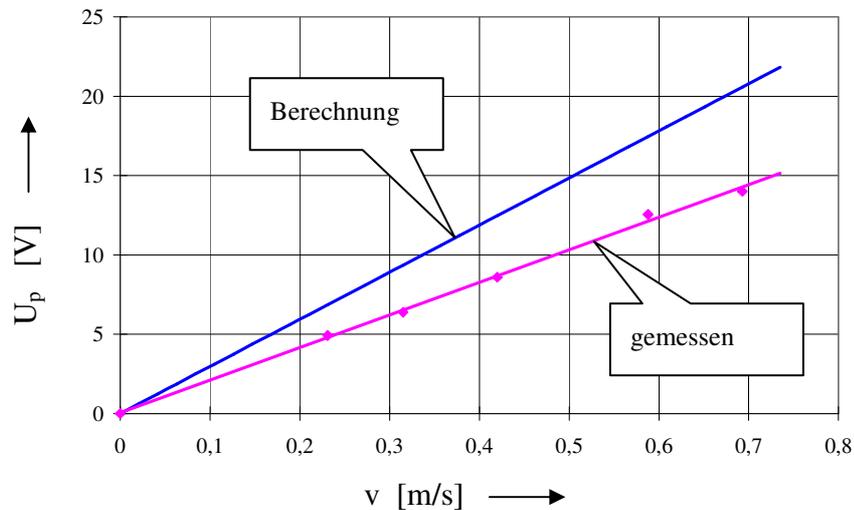


Abb. 7.5.3: Polradspannung als Funktion der Antriebsgeschwindigkeit

In Abb. 7.5.4 sind die Ergebnisse für Wirkungsgrad und Leistungsfaktor bei unterschiedlicher Antriebsgeschwindigkeit des Linearmotors dargestellt. Der Wirkungsgrad ist besser, wenn sich der Linearmotor mit höherer Geschwindigkeit bewegt. Jedoch ist der Leistungsfaktor bei ansteigender Geschwindigkeit niedriger. Ein Überblick über die Betriebsdaten des untersuchten Linearmotors ist Tabelle 7.5.1 zu entnehmen.

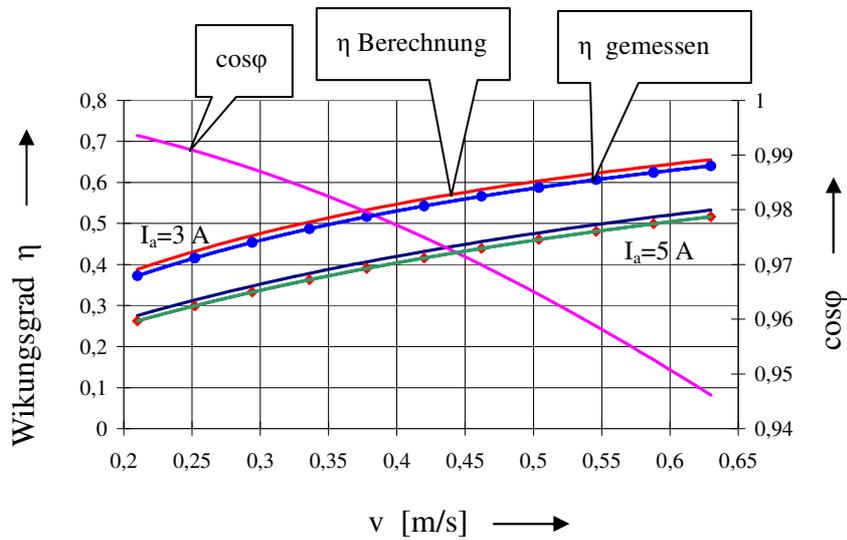


Abb. 7.5.4: Wirkungsgrad und Leistungsfaktor bei unterschiedlicher Geschwindigkeit ($f =$ von 5 bis 15 Hz)

Bezeichnung	Wert
Dauerkraft F_N [N]	292,33
Nennstrom I_N [A]	5,0
Leistung (bei $v=0,315$ m/s) P_1 [W]	310,67
Kraftkonstante K_F [N/A]	58,466
EMK- Spannungskonstante K_E [$V_{\text{rms}}/\text{m/s}$]	21,09
Remanenz B_r [T]	1,05
Translatorwiderstand R_a [Ω]	2,3
Translatorinduktivität L_a [mH]	8,35

Tabelle 7.5.1: Betriebsdaten des synchronen Linearmotors

Kapitel 8

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein permanentmagneterregter, synchroner Linearantrieb mit Transversalflusskonzept in Sonderbauform behandelt. Dieser synchrone TFM-Linearmotor weist eine hohe Vorschubkraft und sehr spezielle Bauweise auf. Zur Überprüfung der theoretischen Berechnungen wurde ein Prototyp mit Transversalflusskonzept ausgelegt und aufgebaut. Gemäß theoretischen Berechnungen und nach experimentellen Untersuchungen konnte nachgewiesen werden, dass der entwickelte synchrone TFM-Linearmotor gemäß vorgestellter Funktions- und Bauweise für Handhabungsaufgaben in industrieller Anwendung eingesetzt werden kann. Die Anregung zu diesem Sonder-Linearmotor kam durch die Firma Janke Engineering GmbH/Berlin zustande.

Die Minimierung der Rastkraft ist eine wichtige Aufgabe bei der Entwicklung dieses PM-Linearantriebs. Die Techniken zur Reduzierung der Rastkraft wurden in Kapitel 4 vorgestellt. Eine Methode zur Reduzierung der Rastkraft wurde in dieser Arbeit zur Anwendung gebracht, wobei die geometrische Zuordnung zwischen Permanentmagneten und Translator betrachtet wurde, um eine einfache Fertigung der Maschine zu gewährleisten. Deshalb spielt die Bestimmung der Translatorpolteilung τ_R eine zentrale Rolle. Eine ungünstige Wahl der Translatorpolteilung kann eine große Rastkraft verursachen. Die Translatorpolteilung wurde zunächst für experimentelle Untersuchungen jeweils zu 17,5 mm ($= 5\tau_M / 6$) und 28,0 mm ($= 4\tau_M / 3$) bestimmt, wobei $\tau_R = 17,5$ mm die bessere Wahl darstellt. Wegen des Abbruchs von Material von einigen Zahnköpfen bei der erstmaligen Montage des Translators ($\tau_R=17,5$ mm) ist die Translatorpolteilung nachträglich auf 28,0 mm festgesetzt worden. Diese ungeeignete Translatorpolteilung führt zu einer höheren Rastkraft. Um die Rastkraft

auf weniger als 5 N zu reduzieren, wird vorgeschlagen, für die Translatorpolteilung $5\tau_M / 6$ zu wählen.

Die Vorschubkraft ist nach dem Mess-Ergebnis recht beachtlich. Das Entwicklungsziel war eine Nennvorschubkraft von 250 N. Der gemessene Wert erreicht jedoch Wert von 292,33 N. Das Ergebnis bestätigt auch, dass ein direkter Linearantrieb nach dem vorgestellten Transversalflusskonzept eine hohe Vorschubkraft erzielen kann. Die Antriebskraft des synchronen TFM-Linearmotors könnte nach Erhöhung der Remanenz des Permanentmagnetmaterials (bisher $B_r=1,05$ T), bei vollständiger Kraftwirkfläche des Zahnkopfs (Verbesserung des Fertigungsprozesses) sowie ohne Feldabfall zwischen den Einzelmagneten (Blockpolmagnet statt Einzelpolmagnete) weiter erhöht werden.

Die Übertemperatur der Translatorwicklung hängt von der Verlustleistung und dem thermischen Verhalten der Wärmetransportprinzipien ab. Durch die Verringerung des gesamten Wärmewiderstands zwischen Translatorwicklung und Umgebung kann die Übertemperatur der Translatorwicklung reduziert werden. Die Translatorwicklung auf den Kernsätzen wurde mit Epoxyharz vergossen. Der gesamte Wärmewiderstand wird dadurch verkleinert.

Durch die experimentellen Untersuchungen sind die Betriebsdaten und Kennlinien des synchronen TFM-Linearmotors bestätigt worden. Aufgrund der begrenzten Hublänge von nur 188,0 mm konnten die Daten und Kennlinien nur mit einer Betriebsgeschwindigkeit bis 0,63 m/s aufgenommen werden. Gemäß den Messergebnissen weist der synchrone TFM-Linearmotor einen guten Wirkungsgrad und einen guten Leistungsfaktor auf.

Literaturverzeichnis

- [1] M. Andreiello, C. Martinelli, A. Morini, A. Tortella
Optimization of the on-board lineargenerator in EMS-Maglev trains
IEEE Transactions on Magnetics,
Vol. 33, Issue5, part2, pp. 4224-4226, Sep. 1997
- [2] R. Fürst
Anwendungsnahe Dimensionierung und messtechnische Überprüfung von
Langstator-Linearmotoren für Magnteschneellbahnen
Diessertation TU-Berlin, 1993
- [3] H. Weh, H. May, H. Hupe, A. Steingröver
Hybridmagnete und Geschwindigkeitsunabhängige Energieeinkopplung
Forschungsberichte, Bundesministerium für Forschung und Technologie, 1994
- [4] G. Kastinger
Design of a novel transverse flux machine Bruges Belgium
Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM),
Bruges Belgium, Aug. 2002
- [5] S. Berchten
Kosten Sparen- Mit Direktantrieben in Transversalflusstechnik
Firmenberichte, Landert-Motoren AG, 8180 Bülach, Schweiz
- [6] H. Weh
Die Transversalflussmaschine- Alternative mit gutem Wirkungsgrad
VDI Berichte Nr.1225, 1995
- [7] W.-R. Canders
Transversalflussmotor- Antrieb mit optimierter Kraft- und Leistungsdichte
Antriebstechnik 32, Nr. 4, 1993
- [8] G. Henneberger
Brushless Motors for Electric and Hybrid Vehicles
Machines and Drives for Electric and Hybrid Vehicles,
IEE Colloquium on 28 Jun. 1996, pp. 2/1 – 2/4
- [9] I.-A. Viorel
Direct Drive Systems with transverse Flux Reluctance Motors
12th National Conf. Of Electrical Drives, Vol. 45, Nr. 3, pp. 33-40
Cluj- Napoca, Romania Sep. 2004
- [10] H. Weh
Permanentmagneteregte Synchronmaschinen hoher Kraftdichte
nach dem Transversalflusskonzept
etz Archiv, Bd. H. 5, 1988

- [11] H. Weh
Linear eletromagnetic drives in traffic systems and Industry
1st Int. Symp. On LDIA'95, pp. 1-8, Nagasaki, Japan 1995
- [12] A. Lange, W.-R. Candes, F. Laube, H. Mosebach
Comparison of different drive systems for a 75 kW electrical vehicles drive
Int. Conf. on Elec. Machines ICEM'2000, Vol. 3, pp. 1308-1312,
Espoo, Finland, 2000
- [13] C.-P. Maddison, B.-C. Mecrow, A.-G. Jack
Claw Pole Geometrives for High Performeance Transverse Flux Machine
Int. Conf. on Electrical Machines ICEM'88, pp. 340-345
Torino, Italy, 1988
- [14] H. Andree
Wanderfeldmotor mit beweglichem induzierendem Teil
Deutsche Patentschrift Nr. 181014, Berlin, 1904
- [15] E.-R. Laithwaite, J.-F. Eastham, M.-R. Balton, T.-G. Fellows
Linear motors with transverse flux
Proc. IEE, Vol. 118, No. 12, pp. 1761-1767. Dec. 1971
- [16] D.-H. Kang
Transversalflussmaschinen mit permanenter Erregung als Linearantriebe im
schienengebundenen Verkehr
Dissertation, TU Braunschweig, 1996
- [17] D.-H. Knag, Y.-M. Schun, H. Weh
Analysis and optimal design of transverse flux linear Motor with PM excitation
for railway traction
IEE. Proc.- Elec. Power Application Vol. 150, No. 4, pp. 493-499, Jul. 2003
- [18] D.-H. Kang, H. Weh
Design of an Integrated Propulsion, Guidance and Levitation System by
Magnetically Excited Transverse flux Linear Motor
IEEE Transactions on Energy Conversion,
Vol. 19, No. 3, pp. 477-484, Sep. 2004
- [19] M. Polinder, B.-C. Mecrow, A.-G. Jack, P.-G. Dickinson, M.-A. Mueller
Conventional and TFPM Linear Generators
for Direct- Drive Wave Energy Conversion
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, Jun. 2005
- [20] M.-A. Mueller
Electrical generations for direct drive wave energy converters
Proc. IEE, Generation, Transmission and Distribution,
Vol. 149, pp. 446-456, Jul. 2002

- [21] W. Evers, G. Henneberger, H. Elschenbroich
A Transverse Flux Linear Synchronous Motor with a passive Secondary Part
16th Int. Conf. on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives
MAGLEV'2000, pp. 393-397, Rion de Janeiro, Brazil, 2000
- [22] A.-J. Mitcham
Transverse Flux Motors for Electric Propulsion of Ships
IEE Collog. "New Topologies for PM Machines", pp. 3/1-3/6, London, 1997
- [23] R. Hanitsch
Anwendung von Permanentmagneten in rotierenden und linearen Maschinen
Magnetische Werkstoffe, TÜV Rheinland, 1990
- [24] W. Baran
Magnetische Werkstoffe für Energiewandler und statische Systeme
Magnetische Werkstoffe, TÜV Rheinland, 1990
- [25] Nathan Ida, Joao P.A. Bastos
Electromagnetics and Calculation of Fields
Second Edition, Springer, 1997
- [26] Remigius C. Okonkows
Design and investigation of linear brushless DC motors with
high energy permanent magnets
Dissertation TU Berlin, 1999
- [27] DIN 50470
Bestimmung der Entmagnetisierungskurve und der permanenten Permeabilität
in einem Joch
- [28] H. Henke
Elektromagnetische Felder: Theorie und Anwendung
Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2004
- [29] L. Michalowsky, J. Schneider
Magnettechnik: Grundlagen, Werkstoffe und Anwendungen
Vulkan- Verlag, Leipzig- Köln, 2006
- [30] Firmenausdruck
Ihr Partner für Dauermagnete
Magnetfabrik Schramberg, 2000
- [31] Firmenausdruck
Vacuumschmelze GmbH, 2006
- [32] G. Müller, G. Ponick
Theorie elektrischer Maschinen
Wiley-VCH Verlag 2006

- [33] R.-J. Cruise, C.-F. Landy
Reduction of Cogging Forces in Linear synchronous Motors
AFRICON, 1999 IEEE, Vol. 2, 28 Sep.-1 Oct. 1999, pp. 623-626
- [34] A-W van Zyl, C.-F. Landy
Reduction of Cogging Forces in a Tubular Linear Synchronous Motor by
Optimising the Secondary Design
IEEE African 2002, pp. 689-692
- [35] A. Keyhani, C.-B. Studer, T. Sebastian, S.K. Murthy
Study of cogging Torque in Permanent Magnet Machines
IEEE IAS Annual Meeting, Louisiana, U.S.A. 4-9 Oct. 1997, pp. 42-49
- [36] Ahmed Masmoudi, Ahmed Elantably
A simple Assessment of the Cogging Torque in a Transverse Flux Permanent
Magnet Machine
IEEE Transactions on Magnetics, 2001, pp. 754-759
- [37] Touzhu Li, Gordan Slemon
Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, No. 6, Nov. 1988, pp. 2901-2903
- [38] Z.-Q. Zhu, Z.-P. Xia, D. Howe, P.-H. Mellor
Reduction of Cogging force in slotless Linear Permanent Magnet Motors
IEE Proc.- Elec. Power Appl., Vol. 144, No. 4, July 1997, pp. 277-282
- [39] R.-P. Deodhar, D.-A. Staton, T.-M. Jahns, T.-J.-E. Miller
Prediction of Cogging Torque Using the Flux- MMF Diagram Technique
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, May/June 1996
- [40] Marlene Marinescu
Einfluss von Polbedeckungswinkel und Luftspaltgestaltung auf die
Rastmomente in permanentmagneterregten Motoren
etz Archive Bd. 10, H. 3, 1988, pp. 83-88
- [41] T. Yoshimura, H.-J. Kim, M. Watada, S. Torii, D. Ebihara
Analysis of the Reduction of Detent Force in a Permanent Magnet Linear
Synchronous Motor
IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 31, No. 6, Nov. 1995
- [42] Jaime de La Ree, N. Boules
Torque Production in Permanent- Magnet Synchronous Motors
IEEE Transactions on Industry Applications,
Vol. 25, No. 1, Jan/Feb. 1989, pp. 107-112
- [43] M. Aydin, R. Qu, T.-A. Lipo
Cogging Torque Minimization Technique for Multiple-Rotor, Axial- Flux,
Surface-Mounted-PM Motors: Alternating Magnet Pole- Arcs in Facing Rotors
IEEE Industry Application Conf. Vol. 1, 12-16 Oct. 2003, pp. 555-561

- [44] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar
Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface- Mounted Permanent- Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 3, March 2006, pp. 442-445
- [45] J. Wang, D. Howe, G.-W. Jewell
Fringing in Tubular Permanent-Magnet Machines:
Part II. Cogging Force and Its Minimization
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 6, Nov. 2003, pp. 3517-3522
- [46] N. Bianchi, S. Bolognani, A.-D. Francesca Capello
Back E.M.F. Improvement and Force Ripple Reduction in
PM Linear Motor Driver
IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference,
Aachen, Germany, 2004, pp. 3372-3377
- [47] S.-Y. Lee, S.-P. Hong, J.-M. Chang, D.-H. Kang
Computation of Inductance and Static Thrust of a
PM- Type Transverse Flux Linear Motor
IEEE Transactions on Industry Application,
Vol. 42, No. 2, March/April 2006, pp. 487-494
- [48] T. Sebastian, G.-R. Slemon, M.-A. Rahman
Design Considerations for Variable Speed Permanent Magnet Motors
Proc. ICEM, Pt3, Sep. 1986, Munich, Germany , pp.1099-1102
- [49] Eberhard Kallenbach, Rüdiger Eick, Peer Quendt, Tom Ströhl, Kasten Feindt
Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung
Teubner-Verlag, 2003
- [50] Z.-Q. Zhu, S. Ruangsinchaiwanich, D. Howe
Synthesis of Cogging- Torque Waveform From Analysis
of a Single Stator Slot
IEEE Trans. on Industry Appl., Vol. 42, No. 3, May/Jun. 2006. pp. 650-657
- [51] S.-M. Hwang, J.-B. Eom, Y.-H. Jung, D.-W. Lee, B.-S. Kang
Various Design Techniques to Reduce Cogging Torque by Controlling Energy
Variation in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 4, Jul. 2001, pp. 2806-2809
- [52] Christoph Röhring
Zur Lageregelung synchroner Linearmotoren für hochdynamische
Anwendungen unter besonderer Berücksichtigung der Kraftwelligkeit
Dissertation Universität Hagen, 2003

- [53] H. Gross, J. Hamann, G. Wiegärtner
Technik elektrischer Vorschubantriebe in der Fertigungs-
und Automatisierungstechnik
Siemens Aktionsgesellschaft, Berlin und München, 2006
- [54] DIN40110
Wechselstromgrößen
- [55] Somaloy TM 500
Firmenbericht, Höganäs, Sweden, 2005
- [56] Datenblätter Wickeldrähte, Synflex 2006
- [57] Datenblätter Hysol 9492
Development & Engineering, Loctite, 2002
- [58] Technische Datenblätter
Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 2007
- [59] A. Kessler, Bratislava
Zur Theorie des Wärmequellennetzes: Beitrag zur praktischen Lösung von
Wärmeleitungsproblem bei n- Körpersystemen mit innerer Wärmeentwicklung
49. Band, Heft 2, pp. 109-123, Archiv für Elektrotechnik, 1969
- [60] Günter Cerbe, Hans- Joachim Hoffmann
Einführung in die Thermodynamik von den Grundlagen
zur technischen Anwendung
Carl Hanser Verlag, München, 2002
- [61] W. Liebe
Entwärmung elektrischer Maschinen
Elektrische Energietechnik, Band 1 Maschinen Springer-Verlag,
Berlin, Heidelberg, New York, 1978
- [62] K. Vogt
Elektrische Maschinen/Berechnung rotierender elektrischer Maschinen
VEB Verlag Technik Berlin, 1972
- [63] Gottfried Gotter
Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen
Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1954
- [64] Y.-G. Guo, J.-G. Zhu, H.-W. Lu
Design and Analysis of a Permanent Magnet Claw Pole/
Transverse Flux Motor with SMC Core
IEEE International Conf. on PEDS, Nov. 2005, Volume 2, pp. 1413-1418
- [65] Magnetismus: Dauermagnete, Werkstoffe und System
IBS Magnet Katalogausgabe 2006

-
- [66] R.C. Okonkwo, A. Dehkordi, A.M. Gole, R. Hanitsch
Permanent Magnet DC Linear Machine Model For Real Time Simulation
Electrical and Computer Engineering, CCECE/CCGEI 2005 IEEE,
1-4 May 2005, Saskatoon Canada, pp.1509-1512
- [67] R. Blissenbach, G. Henneberger, U. Schäfer, W. Hackmann
Development of a transverse flux traction motor in a direct drive system
ICEM 2000, 28-30 August 2000, Espoo Finland, pp.1457-1460
- [68] J. Schüttler, B. Orlik
Analytical model describing the operation behaviour of Transverse Flux
Machines in flat magnet configuration
12th European Conference on Power Electronics and Applications
2-5 Sep. 2007, Aalborg Denmark
- [69] DIN EN 10088-1: Nichtrostende Stähle-Teil 1
Verzeichnis der nichtrostenden Stähle, 2005
- [70] Peter-Klaus Budig
Drehstromlinearmotoren
Hüthig Verlag 1983

Anhang

Formelzeichen

Symbol	Einheit	Bedeutung
A	m ²	Fläche
B	T	magnetische Induktion
B _r	T	Remanenz des Permanentmagneten
B _M	T	magnetische Induktion im Permanentmagnet
B _a	T	magnetische Induktion von Translatorstrom
B _g	T	Luftspaltinduktion
B ₁	T	Grundschwingung der Luftspaltinduktion von PM
b _M	m	Magnetbreite
b _Z	m	Zahnkopfsbreite
C	J/K	Wärmekapazität
C _{Cu}	J/K	Wärmekapazität der Wicklung
C _{Fe}	J/K	Wärmekapazität des ferromagnetischen Werkstoffs
C _M	J/K	Wärmekapazität des Permanentmagneten
F _X	N	Kraftkomponente
F _Y	N	Kraftkomponente
F _Z	N	Kraftkomponente
F _{max}	N	maximale Dauerkraft
F _{min}	N	minimale Dauerkraft
F _{mitt}	N	mittlere Dauerkraft
F _c	N/m	Rastkraftdichte
F _{cj}	N/m	Rastkraftdichte am j- ten Zahnkopf
F _{cs}	N/m	resultierende Rastkraftdichte
F _{xj}	N/m	Schubkraftdichte am j- ten Zahnkopf
F _{xs}	N/m	resultierende Schubkraftdichte
F _w	%	Kraftwelligkeit
H	A/m	Feldstärke
H _c	kA/m	Koezitivfeldstärke
H _g	A/m	Feldstärke im Luftspalt
H _M	A/m	Feldstärke im Permanentmagnet
h _M	m	Magnethöhe
i	A	Translatorstrom
I ₁	A	Strangstrom

Symbol	Einheit	Bedeutung
J	V's/m ²	magnetische Polarisaton
L _a	mH	Induktivität pro Phase
L _w	mH	Induktivität einer Spule
l _g	m	Luftspaltlänge
l _i	m	wirksame Luftspaltlänge
l _M	m	Magnetlänge
l _Z	m	Zahnkopflänge
M	A/m	Magnetisierung
m		Strangzahl
N		Windungszahl
P ₁	W	eingeführte Wirkleistung
P ₂	W	abgegebene Wirkleistung
P _v	W	Verlustleistung
P _{v,Cu}	W	Kupferverluste
P _{v,Fe}	W	Eisenverluste
P _{v,H}	W	Hystereseverluste
P _{v,W}	W	Wirbelstromverluste
R	K/W	Wärmewiderstand
R _a	Ω	ohmscher Strangwiderstand
R _{eq}	K/W	äquivalenter Wärmewiderstand
R _{Fe}	K/W	Wärmewiderstand des ferromagnetischen Werkstoffs
R _M	K/W	Wärmewiderstand des Permanentmagneten
R _k	K/W	Wärmewiderstand durch Konvektion
R _s	K/W	Wärmewiderstand durch Strahlung
T	K	Temperatur
U ₁	V	Strangspannung
U _p	V	Strangpolradspannung
v	m/s	Geschwindigkeit
W	J (Ws)	magnetische Co-Energie im Luftspalt
Z _s	Ω	synchrone Impedanz
α _B	% K	Temperaturkoeffizient für Remanenz
α _H	% K	Temperaturkoeffizient für Koerzitivfeldstärke
α _K	$\frac{W}{m^2 \cdot K}$	Wärmeübertragungskoeffizient für Konvektion
α _S	$\frac{W}{m^2 \cdot K}$	Wärmeübertragungskoeffizient für Strahlung

Symbol	Einheit	Bedeutung
λ	$\frac{W}{m \cdot K}$	spezifische Wärmeleitfähigkeit
μ_r		relative Permeabilität
μ_{rrec}		relative permanente Permeabilität
μ_o	$\frac{V \cdot s}{A \cdot m}$	magnetische Feldkonstante
ν	$\frac{m^2}{s}$	Kinematische Viskosität
κ	$\frac{m}{\Omega \cdot mm^2}$	Elektrische Leitfähigkeit
ϑ_{Cu}	K	Übertemperatur der Wicklung
ϑ_{Fe}	K	Übertemperatur des ferromagnetischen Werkstoffs
ϑ_M	K	Übertemperatur des Permanentmagneten
ϑ	K	Übertemperatur
ϑ_{PM}	K	Temperatur des Magneten
η		Wirkungsgrad
φ_0	grad (°)	Stromphasenverschiebung
φ_1	grad (°)	Phasenwinkel des Leistungsfaktors
τ_M	m	Magnetpolteilung
τ_R	m	Translatorpolteilung
Δ_x	m	Polachsenverschiebung
ω	1/s	Kreisfrequenz