

# **Betriebsverhalten und Optimierung von perm.err. Linearmotoren in Zahnspulentechnik**

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Kaiserslautern  
zur Verleihung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.- Ing.)  
genehmigte Dissertation

vorgelegt von

**Dipl.-Ing. Kai Qian**  
geb. am 16.06.1972 in Changzhou, V.R.China

Kaiserslautern 2006

D386

Tag der Einreichung: 30. November 2005  
Tag der mündlichen Prüfung: 22. Februar 2006

Promotionskommission:  
Vorsitzender: Prof. Dr.- Ing. P. Weiß  
1. Berichterstatter: Prof. Dr.- Ing. G. Huth  
2. Berichterstatter: Prof. Dr.- Ing. W. Freise

Dekan des Fachbereiches: Prof. Dr.-Ing. Dr. rer. nat. habil. Wolfgang Kunz

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Mechatronik und elektrische Antriebssysteme (*MEAS*) der Technischen Universität Kaiserslautern. Für die Unterstützung und Mitwirkung möchte ich mich bei folgenden Personen ausdrücklich bedanken:

An erster Stelle gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. *Gerhard Huth* für die fachliche Betreuung, die gewährten geistigen und zeitlichen Freiräume bei der Ausübung meiner Tätigkeit, sowie für die wertvollen Anregungen und Hinweise, die maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Herr Prof. Dr.-Ing. *Werner Freise*, danke ich für das Interesse an dem Forschungsprojekt, die vielfältige Unterstützung, die sorgfältige Durchsicht der Dissertation und für die engagierte Übernahme des Koreferats.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern und Kollegen (besonders bei den Mitgliedern der Arbeitsgruppe *MEAS*) für die konstruktive Teamarbeit und das gute Arbeitsklima bedanken. Im besonderen gilt mein Dank Herrn Dr.-Ing. *Peter Greilach* und Herrn PD Dr.-Ing. habil. *Bernhard Hauck* für die ausgezeichnete Zusammenarbeit und die fachliche Unterstützung, sowie Herrn *Bold*, Herrn *Eckfelder* und Herrn *Sonal*, die durch ihren Einsatz bei der Anschaffung und Realisierung elektrischer Baugruppen entscheidend zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Besonderer Dank gilt meinen Eltern, die mir meine Ausbildung ermöglicht haben, und mir stets mit Rat und Tat zur Seite standen. Schließlich danke ich meiner Frau *Jingyi* für ihr Verständnis und ihre Hilfsbereitschaft.

Kaiserslautern, im Juni 2005

Kai Qian

## Inhaltsverzeichnis

<b>Verwendete Formelzeichen</b> .....	III
<b>1. Einleitung</b> .....	1
1.1 Problemstellung .....	1
1.2 Stand der Technik .....	2
1.3 Zielsetzung der Arbeit .....	4
<b>2. Aufbau und Wirkungsweise</b> .....	6
2.1 Funktionsprinzipien .....	6
2.2 Bauformen .....	8
2.3 Permanentmagneterregte AC-Servomotoren in Zweischicht-Zahnspulen-Technik	10
2.3.1 Systematik der Zweischicht-Zahnspulenwicklungen .....	10
2.3.2 Analytische Beschreibung des permanentmagneterregten AC-Servomotors in Zweischicht-Zahnspulen-Technik .....	13
2.4 Entwurf eines permanentmagneterregten Linearmotors in Zahnspulentechnik ...	22
2.5 Regelkonzept und Regelkreis .....	25
<b>3. Mechanischer und elektrischer Versuchsaufbau</b> .....	29
3.1 Mechanischer Aufbau des untersuchten Vorschubsystems .....	29
3.2 Kraft- und Wegmeßsysteme .....	31
3.3 Messwerterfassungssystem .....	33
3.4 Belastungsmaschine und Stromrichter .....	35
3.5 Sicherheitskomponenten .....	37
<b>4. Modellbildung mit analytischen und numerischen Verfahren</b> .....	38
4.1 Finite-Elemente-Methode (FEM) .....	38
4.2 Berechnungsmethoden für die elektromagnetische Kraft .....	39
4.2.1 MAXWELL STRESS TENSOR .....	39
4.2.2 VIRTUAL WORK .....	40
4.3 Vergleich mit analytischen Verfahren .....	41
4.3.1 Methode der konformen Abbildung .....	41
4.3.2 Nachprüfen anhand eines einfachen Beispiels .....	52

---

<b>5. Konzeptionelle Maßnahmen zur Reduzierung der Kraftwelligkeit</b> .....	56
5.1 Idee von KWA(Kraftwelligkeitsausgleich) .....	56
5.2 Entstehungsmechanismus und Einflussparameter für die Kraftwelligkeit .....	57
5.2.1 Entstehungsmechanismus .....	57
5.2.2 Einflussparameter .....	60
5.3 Einsatzbedingung und Forderung an den Kraftwelligkeitsausgleich .....	70
5.4 Optimierung der KWA(Kraftwelligkeitsausgleich)-Kontur .....	77
5.5 Optimierung durch Generieren neuer Raststellen .....	82
5.6 Optimierung durch gegenseitigen Ausgleich mehrerer Primärteile .....	90
<b>6. Zusammenfassung</b> .....	95
<b>7. Literaturverzeichnis</b> .....	96
 <b>Anhang</b>	
A1 Koordinatentransformation .....	100
A2 Linearführung .....	101
A3 Kraft- und Wegmeßsysteme .....	102
A4 DS1104 R&D Controller Board .....	104
A5 Belastungsmaschine und Stromrichter .....	105
A6 Sicherheitskomponenten .....	107
 <b>Lebenslauf</b> .....	 108

**Verwendete Formelzeichen:**

$a$	Anzahl der parallelen Zweige	$L$	Drehfeldinduktivität
$a$	Strombelag	$L_{\delta}$	Luftspaltinduktivität
$A_{\text{eff}}$	effektiver Strombelag	$L_{\sigma N}$	Nutstreuinduktivität
$A_L$	geom. Leiterquerschnitt	$L_{\sigma \text{St}}$	Stirnstreuinduktivität
$\hat{B}_p$	Grundfeldamplitude von $B_{\delta}$	$m_1$	Strangzahl
$B_r$	Remanenz	$M$	Drehmoment
$b_S$	Nutslitzbreite	$M_0$	Stillstandsmoment
$B_{\delta}$	Luftspaltinduktion	$M_i$	Luftspaltdrehmoment
$c_{KW}$	Proportionalitätsfaktor von $F_{KW}$	$n$	Nenner der Lochzahl
$F_D$	Dämpfungskraft	$n_0$	Leerlaufdrehzahl
$F_{el}$	Vorschubkraft	$N_1$	Ständernutzahl
$F_{KW}$	Kraftwelligkeit	$N_{\text{Rast}}$	Anzahl der Raststellen pro Umlauf
$F_{LM}$	Lastkraft	$p$	Polpaarzahl
$F_N$	Nennkraft	$P_{\text{Fe}}$	Eisenverluste
$F_{PM}$	Gleichanteil der Vorschubkraft	$P_{\text{Reib}}$	Reibungsverluste
$F_R$	Reluktanzkraft	$q$	Lochzahl
$F_{\sim \text{Ampl}}$	$\sqrt{2} \times F_{\sim \text{eff}}$	$R$	Ständerbohrungsradius
$F_{\sim \text{eff}}$	quadratischer Mittelwert des Vorschubkraft-Wechselanteils	$R_1$	Strangwiderstand
$h_M$	Magnethöhe	$t$	größter gemeinsamer Teiler
$H_{\delta}$	Luftspalt-Feldstärke	$U_1$	Strangspannung
$I_1$	Strangstrom	$\tilde{U}_1$	Grundschwingungsspannung
$J_{\text{ges}}$	Gesamt-Stromdichte	$U_p$	Polradspannung
$K_C$	Carter'scher Faktor	$U_z$	Zwischenkreisspannung
$k_E$	Spannungskonstante	$V$	Volumen
$k_F$	Kraftkonstante	$W$	Spulenweite
$K_{Sätt}$	Sättigungsfaktor	$W_1$	Strangwindungszahl
$l, l_{ax}$	Axiallänge des Statorblechpakets	$W_m$	magnetische Energie
$l_w$	mittlere Wickelkopflänge	$z$	Zähler der Lochzahl
		$z_S$	Spulenwindungszahl

**Verwendete Formelzeichen:**

$\alpha_p$	Polbedeckungsfaktor
$\delta$	geometrischer Luftspalt
$\delta'$	magnetisch wirksamer Luftspalt ohne Sättigung
$\delta''$	magnetisch wirksamer Luftspalt mit Sättigung
$\kappa_L$	elektrische Leitfähigkeit des Leitermaterials
$\lambda_{\text{Nut}}$	Nutstreuleitwert
$\mu_0$	Permeabilität in Luft
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\mu_{SE}$	Permeabilität in Seltenerdmetall
$\nu$	Drehfeld-Polpaarzahl
$\xi$	resultierender Wicklungsfaktor
$\xi_N$	Nutslitzfaktor
$\xi_S$	Sehnungsfaktor
$\xi_{\text{Sch}}$	Schrägungsfaktor
$\xi_Z$	Zonungsfaktor
$\sigma_d$	Streuzyfffer der doppeltverketteten Streuung
$\tau_N$	Nutteilung
$\tau_P$	Polteilung
$\vartheta_{el}$	elektrischer Winkel
$\Psi_p$	permanentmagneterregte Grundfeld-Flussverkettung
$\Omega$	mechanische Winkelgeschwindigkeit

## 1. Einleitung

### 1.1 Problemstellung

Konventionelle lineare Vorschubachsen von Werkzeugmaschinen, sie bestehen meist aus einem Spindel-Mutter-System mit rotatorischem Servomotor, stoßen bei Präzisionsanwendungen der Automatisierungstechnik und Messtechnik zunehmend an ihre physikalischen Grenzen. Auch die Forderung nach hoher Zuverlässigkeit bei gleichzeitig geringem Wartungsaufwand lässt sich damit nicht immer erfüllen. Deshalb ist es bei vielen zukunftsweisenden Anwendungen schwierig oder unmöglich, mit konventionellen Systemen eine weitere Produktivitäts- und Qualitätssteigerung zu erreichen.

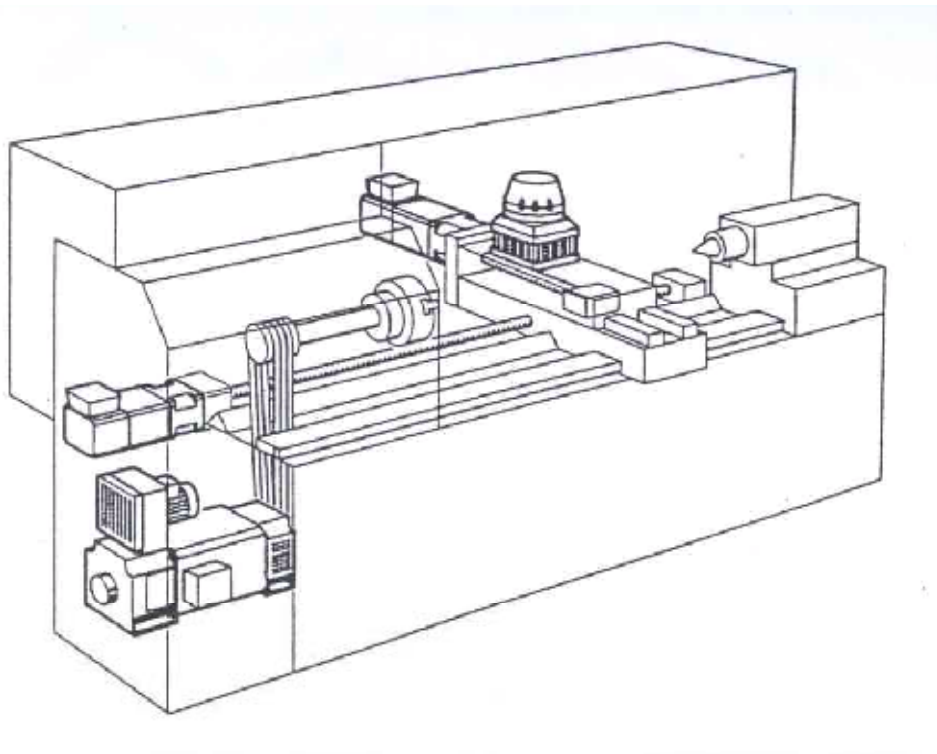


Abb. 1.1.1 Konventionelle lineare Vorschubachse einer CNC-Drehmaschine

Sowohl bei Standard- als auch bei Präzisionsmaschinen besteht der Wunsch nach neuartigen Antriebskonzepten für Bewegungen in mehreren Koordinaten mit verbesserter Genauigkeit und Dynamik [21, 38]. Beispielsweise benötigt die Halbleiterindustrie zur Fertigung von Chip-Generationen mit Strukturbreiten unter 100 Nanometern Antriebssysteme mit Positionsaufösungen von 5 Nanometern. Als weiteres Beispiel sei die Herstellung von Werkstücken mit hoher Oberflächenqualität und hoher Formgenauigkeit genannt, wie sie z. B. für Anwendungen im Bereich der Optik, der

Lasertechnik oder der Motorenfertigung im Automobilbau benötigt werden. Der Wunsch nach Verfahrensvorgängen im Submikrometerbereich mit hoher Wiederholgenauigkeit tritt auch in vielen Gebieten, wie z. B. der Feinmess- und Kalibriertechnik oder der Fertigung mikrosystemtechnischer Komponenten auf. Reversierende Bewegungen sind beispielsweise bei der Bearbeitung sphärischer Segmente erforderlich. Es besteht ein beachtliches Rationalisierungspotential, wenn es gelingt, die den Zerspanungsprozessen nachfolgenden Hon- und Schleifprozesse einzusparen. Hier ist vor allem das Vorschubverhalten bei hohen Geschwindigkeiten bis zu 5m/s, das Verhalten bei reversierenden Bewegungen und die kleinste auszuführende Schrittweite zur Abnahme geringer Spannungstiefen von Interesse [23]. Nicht nur vernünftige mechatronische Konstruktionen für die Antriebsauslegung sind wichtig, die hohe Steifigkeit des Antriebs gegenüber Prozesskräften muss auch durch eine hochdynamische Positionsregelung gewährleistet werden.

## 1.2 Stand der Technik

Als Bewegungswandler linearer Vorschubeinheiten werden meist mechanische Getriebe eingesetzt, die die rotatorische Bewegung eines Servomotors in eine translatorische Bewegung umwandeln (z. B. Kugelumlaufspindel oder Rollenumlaufspindel). Die Linearbewegung wird also *indirekt* herbeigeführt. Neben konstruktiven Einschränkungen bringen diese Systeme einige systembedingte Nachteile mit sich, die die Genauigkeit des Vorschubsystems einschränken. So führen z. B. Nichtlinearitäten wie Reibung, Lose oder Steigungsungenauigkeiten beim Spindel-Mutter-System zu einer lateralen Abweichung des Vorschubschlittens, die nur durch komplizierte und wenig steife Elemente entkoppelt werden kann. Weichheiten der mechanischen Übertragungselemente führen weiterhin zu Resonanzstellen, die die maximal erreichbare Regeldynamik bei Verwendung der klassischen P-Lage-, PI-Drehzahlkaskadenstruktur begrenzen bzw. die Anwendung von Zustandsregelungskonzepten erfordern.

(Stufen-)Reibradgetriebe haben sich für Messmaschinen als vorteilhaft erwiesen, da sie eine äußerst gleichförmige und hochgenaue Bewegung erlauben. Jedoch führen auch bei diesem System die Nachgiebigkeiten im Inneren des Getriebes zu einer dominanten Resonanzstelle des zu regelnden Systems, die meist schwach gedämpft ist [15]. Die Resonanzstelle liegt typischerweise in einem Frequenzbereich von ca. 80Hz bis 100Hz und variiert mit der Länge der Schubstange zwischen Getriebe und Vorschubschlitten. Die Variation der Resonanzfrequenz einerseits und leicht auftretender Gleichschlupf zwischen Schubstange und Antriebsrad andererseits erschweren eine aktive Dämpfung der Resonanz.

Aufgrund der Einschränkungen mechanischer Bewegungswandler werden für Spezialanwendungen konventionelle mechanische Getriebe für die Grobbewegung mit hochgenauen Vorschubsystemen für die Feinpositionierung, wie z. B. Piezo-Systeme oder Tauchspulenmotoren, kombiniert. Nachteile dieser Systeme sind u.a. komplizierter Aufbau und Nichtlinearitäten im Antriebsstrang, wie z. B. Hystereseeffekte bei Piezo-



Systemen.

In jüngster Zeit ist ein Trend zu erkennen, lineare Antriebssysteme mit elektromagnetischen Linearmotoren auszurüsten. Diese besitzen eine lange Geschichte, die bereits vor ca. 150 Jahren begann, als der erste Linearmotor im Jahre 1845 von *Wheatstone* vorgestellt wurde [30]. Jedoch wurde erst um das Jahr 1970 damit begonnen, Linearmotoren in industriellen Anwendungen einzusetzen, z. B. in der Fördertechnik. Im Vordergrund stand dabei das Einsparen von mechanischen Übertragungselementen. Leider standen zu diesem Zeitpunkt noch keine leistungsfähigen Steuerungen zur Verfügung, so dass meist einfache Relaissteuerungen zum Einsatz kamen. Moderne Steuerungen kamen Mitte der 80er Jahre auf den Markt, so dass die Vorteile der Linearmotortechnik besser ausgenutzt werden konnten. Seither werden Linearmotoren vor allem bei Anwendungen eingesetzt, bei denen ein hohes Beschleunigungsvermögen in Kombination mit hohen Geschwindigkeiten gefordert ist, z. B. Werkzeugmaschinen zur Hochgeschwindigkeitsbearbeitung, oder „Pick and Place“ Anwendungen in der Halbleiterindustrie.

Linearmotoren bieten im Vergleich zu mechanischen Bewegungswandlern eine Reihe von Vorteilen, wie z. B. einfacher Aufbau, gute Dynamik und lineares Verhalten. Der elektrisch gespeiste sog. Primärteil des Linearmotors führt relativ zum sog. Sekundärteil eine translatorische Bewegung aus, mechanische Übertragungselemente entfallen. Der bewegte Teil des Motors kann steif mit der zu bewegenden Masse verbunden werden. Mechanische Eigenfrequenzen treten deshalb in einem wesentlich höheren Frequenzbereich als bei Vorschubsystemen mit mechanischen Bewegungswandlern auf. Dadurch lässt sich eine sehr viel höhere Regelungsbandbreite erreichen.

Allerdings sind bei Linearmotoren auch einige spezifische Eigenschaften zu beachten:

- Die im Linearmotor entstehende Verlustleistung führt zu einer beträchtlichen Wärmeentwicklung. Kühl- bzw. Wärmeisolationsmaßnahmen sind nötig, um Fehler durch Wärmeausdehnung der Maschinenstruktur zu vermeiden.
- Linearmotoren besitzen je nach Ausführung hohe magnetische Anziehungskräfte zwischen Primärteil und Sekundärteil des Motors, hohe Querkräfte und eine Kraftwelligkeit (Cogging) in Vorschubrichtung. Anziehungskräfte und Querkräfte sind bei der Maschinenkonstruktion zu berücksichtigen.
- Empfindlichkeit des Beschleunigungsvermögens gegen Fremdmasse.
- Motorbereich muss vor magnetisierbaren Spänen geschützt werden.
- Prozesskräfte greifen im Gegensatz zu Vorschubsystemen mit mechanischen Getriebe direkt am Motor an. Um ein gutes Störverhalten zu erreichen, ist eine hohe Regelungsbandbreite anzustreben.
- Damit eine hohe Regelungsbandbreite erreichen werden kann, muss die Maschinenkonstruktion sehr steif ausgeführt werden.
- Unvermeidbare Regel- bzw. Störbewegungen des Motors wirken sich im Gegensatz zu Vorschubsystemen mit mechanischem Getriebe ohne Untersetzung voll auf die Vorschubbewegung aus.

Die dargestellten Eigenschaften der Lineardirektantriebe machen deutlich, dass diese nicht für alle Applikationen im Bereich der Fertigungstechnik geeignet sind. Die Akzeptanz ist aufgrund noch unzureichender Erkenntnisse bezüglich der Optimierungsmöglichkeiten sowie der Kostenposition eingeschränkt. Vorteilhafte Merkmale wie hohe Beschleunigung, Geschwindigkeit, Regelbandbreite und Positioniergenauigkeit können nur unter dem Aspekt der Wirtschaftlichkeit und der industriellen Umsetzbarkeit genutzt werden.

In der Literatur sind kaum Erfahrungen bezüglich der für Linearmotoren typischen Kraftwelligkeit und des thermischen Verhaltens zu finden. Es wird nur auf die im Hinblick auf eine hohe Positioniergenauigkeit nötige Abstimmung zwischen Leistungselektronik und Motor hingewiesen. Weiterhin problematisch sind das Gleichlaufverhalten und die Steifigkeit von Linearantrieben. Beispielsweise werden Verfahren zur Verbesserung der Gleichlaufgüte für Hochgeschwindigkeitsapplikationen erörtert und der Einsatz einer unterlagerten Beschleunigungsregelung zur Verbesserung der Steifigkeit erwogen. Messergebnisse belegen, dass trotz optimiertem Servo-Verstärker im geregelten Betrieb bei Synchron-Linearmotoren eine merkliche Störbewegung sogar um den Stillstand auftreten kann, deshalb ist die Untersuchung für die Ursache der Positionierfehler vom Antrieb her dringend erforderlich.

### 1.3 Zielsetzung der Arbeit

Weitreichende Nutzungsmöglichkeiten ergeben sich, wenn es gelingt, Linearmotoren für die Präzisionstechnik zu optimieren. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein schienengelagerter Vorschubantrieb mit einem permanentmagneterregten Synchron-Linearmotor entworfen und es werden Untersuchungen hinsichtlich Kraftwelligkeitskompensation durchgeführt. Es wird gezeigt, wie die Genauigkeit der Vorschubbewegung von konventionell geregelten Linearmotorachsen mit neuen Kraftwelligkeits-Kompensationsverfahren verbessert werden kann, so dass ein hochgenauer, lagegeregelter Linearmotorantrieb entsteht. Dies umfasst im wesentlichen folgende Einzelziele:

- Entwicklung und Konstruktion eines permanentmagneterregten Synchron-Linearmotors in moderner Zahnspulentechnik anhand des klassischen Luftspaltfeldmodells für permanentmagneterregte rotatorische AC-Servomotoren.
- Entwicklung und Aufbau eines Linearmotorprüfstands im Hinblick auf eine hohe mechanische Steifigkeit des Antriebssystems und eine Entkopplung transversaler Bewegungen infolge elektromagnetischer Kräfte.
- Entwicklung und Aufbau eines Messwerterfassungssystems mit dem Ziel einer präzisen Kraft-Weg-Messung des geregelten Linearmotors.
- Modellierung des Versuchsmotors durch analytische und numerische Verfahren zwecks Bestimmung der für Linearmotoren typischen Kraftwelligkeit.
- Ermittlung der Kraftwelligkeit und Störbewegung des mit einem PWM-Transistor-Umrichter gespeisten und geregelten Linearmotors und Bestimmung der Ursache, ggf. auch Untersuchung von Reibungseinflüssen der Linearführungen.

- 
- Diskussion der Einsetzbarkeit und Bewertung der erreichten Ergebnisse von fortgeschrittenen Kompensationsverfahren zur Minimierung der Kraftschwankung und zur Steigerung der Steifigkeit des geregelten Antriebs.

Die vorliegende Arbeit hat zum Ziel, die Eignung von Linearmotoren für die Hochpräzisionstechnik zu ermitteln, es stand die Optimierung des mechatronischen Gesamtsystems im Vordergrund. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass das entwickelte Antriebssystem den Anforderungen der modernen Werkzeugmaschinen bestens genügt. Das Vorschubsystem ist vielen konventionellen Systemen mit mechanischem Getriebe und rotatorischem Servomotor überlegen.

## 2. Aufbau und Wirkungsweise

Ein Linearmotor entsteht aus einer rotierenden Maschine, wenn diese entlang einer axialen Ebene aufgeschnitten und in die Ebene abgewickelt wird. Aus dem Drehmoment und der Drehzahl werden Vorschubkraft und Verfahrgeschwindigkeit. Man unterscheidet eine Vielzahl von Funktionsprinzipien und Bauformen, die im folgenden kurz erläutert werden sollen.

### 2.1 Funktionsprinzipien

Linearmotoren sind elektrische Antriebsmaschinen. Im Gegensatz zu den verbreiteten rotierenden Maschinen versetzt ein Linearmotor die mit ihm verbundenen Prozesse nicht in eine drehende, sondern in eine geradlinige Bewegung. Die erforderliche Abstandshaltung zwischen Stator und Rotor kann z. B. mit Rädern, Linearführungen, Luftkissen oder durch elektromagnetisch geregeltes Schweben erfolgen.

Linearmotoren folgen demselben Funktionsprinzip wie rotierende Maschinen, dabei unterscheidet man zwischen Asynchron-Linearmotoren, Synchron-Linearmotoren und Unipolar-Gleichstrom-Linearmotoren. Synchron-Linearmotoren sind in permanentmagneterregter Ausführung sowie selten in Reluktanzausführung verfügbar. Linearschrittmotoren werden meist in permanenterregter Bauform ausgeführt und gehören zur Gruppe der Synchron-Linearmotoren. Bild 2.1.1 beinhaltet die wesentlichen Unterschiede der einzelnen Funktionsprinzipien.

Motortyp Bewertungs- kriterium	Asynchron- motor	Synchronmotor		Tauchspulen- motor (Unipolar)	Schritt- motor	Reluktanz- motor(SGRM)
		mit Eisenkern	ohne Eisenkern			
Kraftdichte	Mittel	Hoch	Niedrig	Mittel	Mittel	Gering
Verfahrgeschwindigkeit	Hoch	Hoch	Hoch	Mittel	Mittel	Niedrig
Dynamik	Hoch	Sehr Hoch	Hoch	Hoch	Mittel	Gering
Verfahrweg	Beliebig	Beliebig	Beliebig	Gering	Beliebig	Mittel
Verlustleistung	Hoch	Hoch	Niedrig	Mittel	Mittel	Hoch
Kraftwelligkeit	Ja(von Last abhängig)	Ja(von Last abhängig)	Nein	Ja	Ja	Nein
Regelungsaufwand	Hoch	Gering	Gering	Gering	Gering	Gering

Abb. 2.1.1 Vergleich der einzelnen Funktionsprinzipien

Der Asynchron-Linearmotor zeichnet sich durch seine robuste Bauweise aus. Die Kraftwelligkeit ist von der Lastkraft abhängig und nur mit hohem Aufwand zu kompensieren. Der regelungstechnische Aufwand ist vergleichsweise hoch. Der Asynchron-Linearmotor besitzt nur im bestromten Fall eine magnetische Anziehungskraft zwischen Primär- und Sekundärteil.

Der permanentmagneterregte Synchron-Linearmotor mit Selten-Erde-Magneten zeichnet sich durch ca. 50% bis 100% höhere Nennkräfte als der Asynchronlinearmotor bei gleicher Baugröße aus [28]. Das Magnetmaterial im Sekundärteil ergibt jedoch einen Kostennachteil im Vergleich zum Asynchronmotor. Der Synchronlinearmotor mit eisenbehaftetem (ironcore) Primärteil besitzt wegen der diskreten Verteilung des Eisens eine Kraftwelligkeit im Bereich von 3-5% der Nenn-Vorschubkraft, bei eisenlosem (ironless) Primärteil jedoch prinzipbedingt fast keine Kraftwelligkeit. Wegen des dann magnetischen wirksamen großen Luftspalts werden eine kleine Statorinduktivität und relativ kleine Anziehungskräfte zwischen Primär- und Sekundärteil erreicht, aber auch eine viel kleinere Vorschubkraftdichte.

Der Reluktanz-Linearmotor ist ein Synchron-Linearmotor, dessen Krafterzeugung nach dem Reluktanzprinzip erfolgt. Aufgrund des Wirkprinzips besitzt dieser Motor eine vergleichsweise geringe Vorschubkraft im Verhältnis zu seiner Baugröße.

Besonders nennenswert ist der sog. Schraubengewinde-Reluktanzmotor (*SGRM*). Er besteht aus einem geblechten, 3-phasigen Ständer einer konventionellen Synchronmaschine und einem Läufer aus vorzugsweise geblechtem Eisen. In die Bohrungsoberfläche des Ständers ist eine doppelgängige Schraubenlinie eingefräst. Der Läufer besitzt Nuten in Umfangrichtung. Aufgrund der Überlagerung beider Oberflächengeometrien ergibt sich eine spezielle Luftspaltgeometrie, auf der das Wirkprinzip des Motors beruht. Bei Erzeugung eines Drehfeldes im Ständer bewegt sich der Läufer linear fort, vergleichbar mit einem Spindel-Mutter-System. Eine Drehbewegung des magnetischen Feldes um 360 Grad entspricht einer translatorische Bewegung des Läufers um die Ganghöhe der Schraublinie. Dieses elektromagnetische „Getriebe“ besitzt eine kleine Steigung und zeichnet sich durch seine im gesteuerten Betrieb extrem hohe Positioniergenauigkeit im Sub-Mikrometer-Bereich aus. Aufgrund des Wirkprinzips des SGRM verfügt dieser nur über eine geringe Vorschubkraft im Vergleich zu konventionellen Linearmotoren. Deshalb wird er überwiegend für langsame Bewegungsvorgänge mit geringer Dynamik eingesetzt, vorwiegend in der Präzisionsmesstechnik.

Linearschrittmotoren sind in ein- oder zwei-achsiger Ausführung verfügbar. Sie werden im Vollschritt- oder Mikroschrittbetrieb eingesetzt. Es sind Motoren mit minimalen Schrittweiten von 1-2 $\mu\text{m}$  verfügbar. In gesteuerter Betriebsweise treten prinzipbedingte Positionsfehler auf, die durch Kompensationsmaßnahmen reduziert werden können. Hohe Reluktanzkräfte wirken sich, auch im positionsgeregelten Betrieb, störend auf die Gleichförmigkeit der Geschwindigkeit aus.

Unipolar-DC-Linearmotoren werden in Ausführungen mit beweglichen Magneten oder mit beweglichen Spulen (*Tauchspulennmotoren*) eingesetzt. Beide Ausführungen werden üblicherweise positionsgeregelt betrieben und zeichnen sich durch eine hohe Positioniergenauigkeit und Dynamik aus. Der Verfahrweg ist konstruktionsbedingt auf wenige Zentimeter beschränkt.

## 2.2 Bauformen

Der grundsätzliche Aufbau des Linearmotors unterscheidet sich nicht wesentlich von dem rotatorischer Motoren. Durch fiktives Auftrennen und Abrollen des Querschnittes eines rotatorischen Motors lässt sich der Aufbau des Linearmotors ableiten.

In Analogie zum rotierenden Motor wird der Teil mit Arbeitswicklung „Primärteil“ (*Stator*) genannt. Die Magnetplatte, Leiterplatte oder eine entsprechende andere Anordnung wird als „Sekundärteil“ (*Rotor*) bezeichnet. Um eine Längsbewegung zu ermöglichen wird eines der beiden Elemente periodisch verlängert. Ist das Sekundärteil länger als das Primärteil, so spricht man von einem Kurzstatormotor, im anderen Fall von einem Langstatormotor.

Bei der Ausführung als Langstatormotor sind die Statorwicklungen über die gesamte Länge des Verfahrwegs verteilt, der Sekundärteil bedeckt nur einen Teil des Stators. Der Vorteil dieses Konzeptes liegt darin, dass die Stromzuführung problemlos möglich ist, da sich der spulenbesetzte Primärteil nicht bewegt. Als Nachteil dieser Anordnung ergibt sich, dass nur der vom Sekundärteil überdeckter Abschnitt des Stators zur Krafterzeugung genutzt wird, während der gesamte Stator stromdurchflossen ist. Die Folge sind höhere Wärmeverluste, größere Streuung und eine aufgrund größerer Induktivitäten der Motorwicklungen reduzierte Bandbreite des Stromregelkreises. Der Langstatormotor wird daher nicht bei Produktionsmaschinen verwendet.

Beim Kurzstatormotor ist der Primärteil kürzer als der Sekundärteil, somit ist der gesamte Stator an der Kraftbildung beteiligt. Die Streuinduktivitäten und die ohmschen Verluste liegen in der Größenordnung vergleichbarer rotatorischer Motoren. Wird der Kurzstatormotor als Synchronmaschine ausgeführt, muss der Sekundärteil über den gesamten Verfahrweg mit Permanentmagneten bestückt sein. Gegenüber einem rotatorischen Motor ist insbesondere bei langen Verfahrwegen ein Vielfaches des relativ teuren Magnetmaterials erforderlich. Asynchronmotoren hingegen besitzen ein Sekundärteil aus Weicheisen und Kupfer, die Kosten sind damit geringer.

Ein weiteres Merkmal ist der Querschnitt des Linearmotors, hieraus leiten sich die Bauformen *Einzelkammmotor*, *Doppelkammmotor* und *Solenoidmotor* ab.

Der Einzelkammmotor stellt in dieser Hinsicht die konstruktiv einfachste und kostengünstigste Variante dar. Als Nachteil ergeben sich im Betrieb, bei Synchronmaschinen auch im stromlosen Zustand, erhebliche magnetische Anziehungskräfte zwischen Primärteil und Sekundärteil, die von den Führungen der

Anordnung aufgenommen werden müssen. Die Anziehungskräfte überschreiten die maximale Vorschubkraft des Motors um ein Vielfaches.

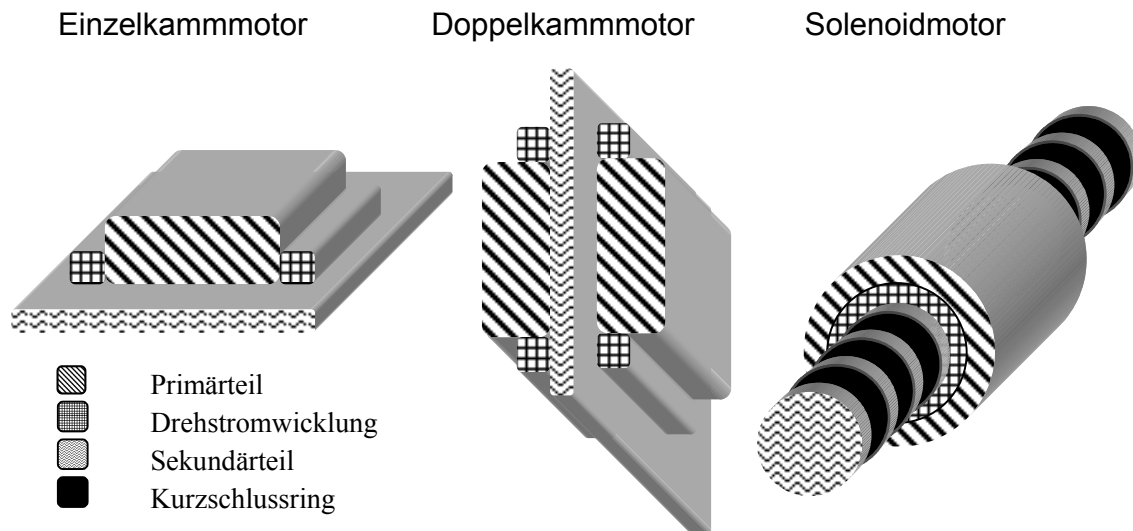


Abb. 2.2.1 Bauformen von Linearantrieben

Der Doppelkammmotor ist eine Kombination von zwei einseitigen Linearmotoren, bei der die beide Primärteile so angeordnet sind, dass ihre Nut-Zahn-Geometrie sich direkt gegenübersteht. Der Sekundärteil ist üblicherweise als senkrechtstehende Schiene dazwischen angeordnet. Die Wicklungen müssen so geschaltet und bestromt werden, dass sich die Wanderfelder der einzelnen Motoren ergänzen. Vorteil der Doppelkammausführung ist die doppelte Vorschubkraft gegenüber der Einzelkammausführung. Aufgrund der Parallelanordnung um den Sekundärteil heben sich die Anziehungskräfte gegenseitig auf und entlasten damit die Führungen. Die Mehrkosten für den höheren konstruktiven Aufwand und die größere Verlustleistung stehen dem gegenüber.

Der Solenoidmotor (*Röhrenmotor*) ist ein entlang seiner Längsachse aufgerollter Linearmotor. Diese Bauform findet generell nur bei Asynchronmotoren Anwendung und spielt aufgrund fertigungstechnischer Nachteile eine untergeordnete Rolle. Die Länge des Fahrweges ist stark eingeschränkt, da der Sekundärteil an den Stirnseiten befestigt werden muss.

Auf dem Markt werden zahlreiche Modelle unterschiedlicher Vorschubkräfte und Abmessungen angeboten. Als gängigste Bauform bei Bearbeitungs- und Fertigungsmaschinen hat sich, trotz der genannten Nachteile, der PM-Synchron-Einzelkammmotor (Beschleunigung von bis zur sechsfachen Fallbeschleunigung und Fahrweggeschwindigkeit bis 800m/min) durchgesetzt. Insbesondere bei großen Fahrweglängen bietet dieser in der Ausführung mit stehendem Sekundärteil die meisten Vorteile.

## 2.3 Permanentmagneterregte AC-Servomotoren in Zweischicht-Zahnspulen-Technik

Aufgrund der gleichen Funktionsprinzipien lässt sich der permanentmagneterregte eisenbehaftete Kurzstator-Synchron-Linearmotor wie eine Vollpolmaschine modellieren und konstruieren, daher wird im Rahmen dieser Arbeit die Theorie des permanentmagneterregten AC-Servomotors [1,2] direkt übernommen und verwendet.

Wie bei üblichen rotierenden Synchronmaschinen reagieren die Rotoren der AC-Servomotoren im wesentlichen nur auf die Maschinenpolpaarzahl, deshalb wendet man für die Ständerwicklung Bruchlochwicklungen wegen der damit verbundenen Verbesserungen in der Feldverteilung und der induzierten Spannungen gern an, um damit auch bei hohen Polpaarzahlen mit relativ kleinen Nutzahlen auszukommen.

Die Fertigungskosten des Motors werden stark durch die das Ständerwicklungssystem betreffenden Arbeitsgänge **Wickeln**, **Schalten** und **Isolieren** bestimmt [1]. Die konventionellen Ausführungen von Zwei-Schicht-Wicklungen sind meistens verteilte Wicklungssysteme, sie ermöglichen zwar eine automatisierte Ständerfertigung mit Wickelautomaten, besitzen aber prinzipbedingt die Nachteile eines ausladenden Wickelkopfes mit dem dafür notwendigen Platzbedarf, den im Wickelkopf anfallenden Stromwärmeverlusten sowie die bei Umrichterbetrieb notwendige verstärkte Isolierung zur Phasentrennung im Wickelkopf- und Nutbereich. Beides wirkt sich reduzierend auf die Aktivteilausnutzung aus und stellt zudem einen deutlichen Kostenfaktor dar.

Ein interessanter Lösungsansatz zur Verbesserung ist die Nutzung von Zahnspulenwicklungen. Zahnspulenwicklungen bestehen aus Einzelspulen mit der Spulenweite einer Nutteilung. Die Einzelspulen umfassen somit genau einen Zahn und werden daher als *Zahnspulen (Tooth-Coil)* bezeichnet. Im Vergleich zur klassischen Fertigung von Drehstromständern mit verteilten Wicklungssystemen ist hier eine angepasste Fertigungstechnologie notwendig, die jedoch eine modulare Konfektionierung der Zahnspulen ermöglicht. Prinzipbedingt weisen Zahnspulenwicklungen damit extrem kleine Wickelkopfabmessungen auf, ermöglichen eine höhere Nutfüllung und benötigen keine Phasentrennung im Wickelkopfbereich sowie nur eine sehr einfache Phasentrennung im Nutbereich. Höhere Aktivteilausnutzungen, verbunden mit Kostenvorteilen, sind hieraus eindeutig ableitbar.

Wahl und Auslegung der Zahnspulenwicklung haben einen entscheidenden Einfluss auf das Betriebsverhalten des AC-Servomotors. Im weiteren soll daher die Systematik der für permanentmagneterregte AC-Servomotoren interessanten Zahnspulenwicklungen aufgezeigt und die Modellierung des permanentmagneterregten AC-Servomotors für die Beschreibung des stationären Betriebsverhaltens dargestellt werden.

### 2.3.1 Systematik der Zweischicht-Zahnspulenwicklungen



Um den Primärteil mit einer symmetrischen Zahnspulenwicklung auszuführen, bietet sich die Zweischicht-Bruchlochwicklung als Grundwicklungstyp an, die durch Wahl einer entsprechenden Sehnung zu einer Zahnspulenwicklung entartet [1,2].

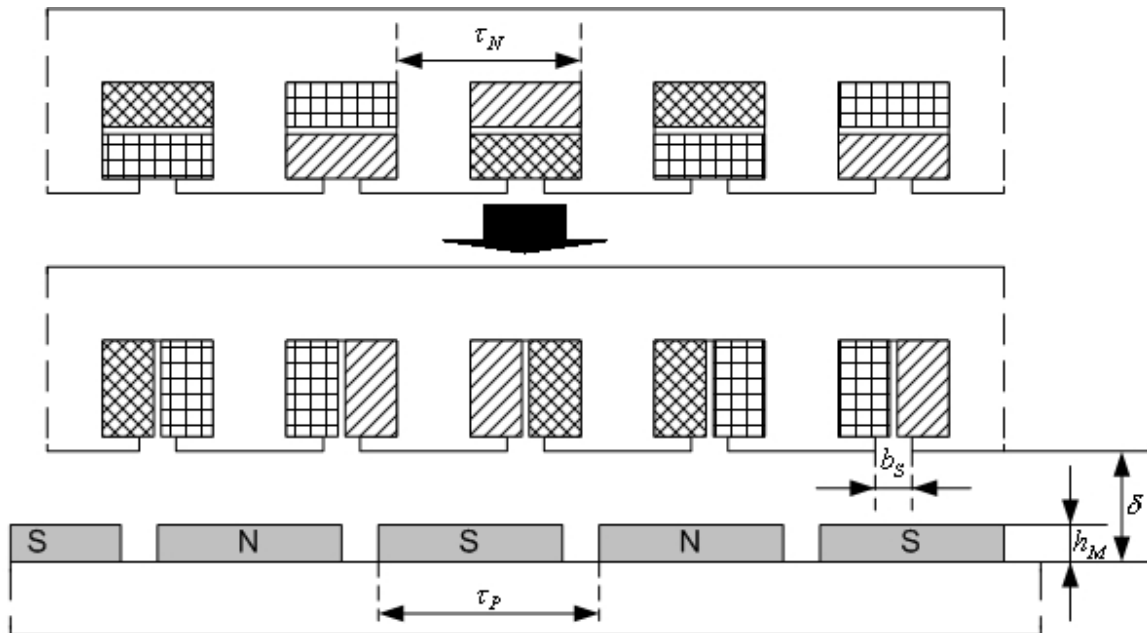


Abb. 2.3.1 Abwicklung der klassischen Zweischichtwicklung und ZS-Zahnspulenwicklung

Die bei klassischen Zweischichtwicklungen bestehende Aufteilung in Ober- und Unterschicht wird bei Zahnspulenwicklungen nach Bild 2.3.1 zu einer Aufteilung in nebeneinander liegende Zahnspulenseiten. Da die betrachtete Zahnspulenwicklung von der Zweischicht-Bruchlochwicklung abgeleitet wurde, soll diese Ausführungsform als Zweischicht-Zahnspulenwicklung [„ZS-Zahnspulenwicklung“] bezeichnet werden.

Die betrachtete Überleitung der Zweischicht-Bruchlochwicklung auf eine Zahnspulenwicklung führt jedoch nur dann zu einer sinnvollen Lösung, wenn die Grundfeldausnutzung ausreichend hoch ist, was identisch ist mit der Forderung nach einem möglichst hohen Wicklungsfaktor für die Grundpolpaarzahl  $p$ .

Für einen hohen Sehnungs-Wicklungsfaktor muss ganz allgemein die Spulenweite  $W$  in der Größenordnung der Polteilung  $\tau_p = \frac{2\pi}{2p}$  liegen. Da die Spulenweite  $W$  nun genau

einer Nutteilung  $\tau_N = \frac{2\pi}{N_1}$  entspricht, folgt hieraus die erste Auslegungsbedingung:

$$N_1 \approx 2p \quad (2.3.1)$$

Insgesamt besteht die ZS-Zahnspulenwicklung entsprechend der Ständernutzahl  $N_1$  aus  $N_1$  Zahnspulen, die sich auf die  $m_1 = 3$  Stränge aufteilen, so dass alle durch die

Strangzahl  $m_1 = 3$  teilbaren Ständernutzahlen ausführbar sind.

$$N_1 \in \{ 3, 6, 9, 12, \dots \} \tag{2.3.2}$$

Grundsätzlich unterliegen die ZS-Zahnspulenwicklungen den Gesetzmäßigkeiten der symmetrischen Zweischicht-Bruchlochwicklungen. Sie lauten, zugeschnitten auf die ZS-Zahnspulenwicklungen:

I) Wird die Nutzahlbedingung für Drehstromständer mit 6-zonigem Strombelag

$$N_1 = 2p \cdot m_1 \cdot q = 2p \cdot 3 \cdot \frac{z}{n} \tag{2.3.3}$$

betrachtet, so besitzen die ZS-Zahnspulenwicklungen unter Beachtung von Gl. (2.3.1)

Lochzahlen mit  $q = \frac{z}{n} < 1$ . Die Lochzahl  $q$  stellt mit  $z < n$  einen echten, gekürzten Bruch

dar. Damit die Wicklung symmetrisch bzw. phasenrein ist, darf der Nenner der Lochzahl  $n$  nicht durch die Strangzahl  $m_1 = 3$  teilbar sein. Damit folgt:

$$\frac{2p}{n} = \text{ganze Zahl}; \quad n \neq 3, 6, 9, \dots \tag{2.3.4}$$

II) Das Wicklungsschema wiederholt sich nach  $\frac{2p}{t}$  Polen bzw. nach  $\frac{N_1}{t}$  Ständernuten

mit 
$$t = \text{ggT}(N_1, 2p) = \frac{2p}{n} \tag{2.3.5}$$

Nach Gl. (2.3.1) sollten Ständernutzahl  $N_1$  und Polzahl  $2p$  möglichst dicht zusammen liegen. Unter Beachtung der möglichen Ständernutzahlen lassen sich die Paarungen von den beiden Parametern in einer Matrix der Lochzahlen  $q = z/n$  darstellen.

q	$N_1=3$	$N_1=6$	$N_1=9$	$N_1=12$	$N_1=15$	$N_1=18$	$N_1=21$	$N_1=24$
$2p=2$	1/2							
$2p=4$	1/4	1/2						
$2p=6$			1/2					
$2p=8$		1/4	3/8	1/2				
$2p=10$			3/10	2/5	1/2			
$2p=12$						1/2		
$2p=14$				2/7	5/14		1/2	
$2p=16$					5/16	3/8		1/2
$2p=18$								
$2p=20$						3/10	7/20	
$2p=22$							7/22	4/11
$2p=24$								
$2p=26$								4/13

Abb. 2.3.2 Lochzahlenmatrix der ZS-Zahnspulenwicklungen

Aus der Lochzahlen-Matrix nach Bild 2.3.2 wird deutlich, dass AC-Servomotoren in Zahnspulentechnik zu höheren Polzahlen im Vergleich zu AC-Servomotoren mit klassisch verteilten Wicklungssystemen tendieren. Es sind folgende zwei Fälle zu unterscheiden:

$$\text{a) wenn } \frac{2p}{t} = n = \text{gerade} \rightarrow \frac{N_1}{t} = 3 \cdot z \quad \text{Nuten bilden eine Urwicklung}$$

$$\text{b) wenn } \frac{2p}{t} = n = \text{ungerade} \rightarrow 2 \cdot \frac{N_1}{t} = 6 \cdot z \quad \text{Nuten bilden eine Urwicklung}$$

Die in Bild 2.3.2 aufgeführten Wicklungsvarianten lassen sich in drei Gruppen aufteilen. Die Wicklungspläne lassen sich wie bei klassischer Zweischicht-Bruchlochwicklung über das Tingley-Schema [40] konstruieren.

**Wicklungsvariante 1** erfüllt mit der Lochzahl  $q = z/2p$  die Auslegungsbedingung  $N_1 \approx 2p$  am besten. Nach Gl. (2.3.5) erfolgt keine Wiederholung des Wicklungsschemas, so dass die  $N_1 = 3 \cdot z$  Ständernuten insgesamt eine Urwicklung darstellen.

Mit einer ungeraden Ständernutzahl  $N_1$  lassen sich nach Bild 2.3.2 mit  $2p = N_1 \pm 1$  zwei Polzahlen realisieren. Beide Wicklungsausführungen unterscheiden sich bei gleicher Drehfeldrichtung lediglich in der Phasenfolge der 3 Stränge.

**Wicklungsvariante 2** entfernt sich mit der Lochzahl  $q = z/p$  schon etwas mehr von der Auslegungsbedingung  $N_1 \approx 2p$ . Nach Gl. (2.3.5) wiederholt sich das Wicklungsschema genau einmal, so dass  $N_1/2 = 3 \cdot z$  Ständernuten eine Wicklungseinheit bilden.

Mit einer Ständernutzahl  $N_1$  lassen sich nach Bild 2.3.2 mit  $2p = N_1 \pm 2$  zwei Polzahlen ausführen. Auch hier unterscheiden sich die beiden Wicklungsausführungen bei gleicher Drehfeldrichtung lediglich in der Phasenfolge der 3 Stränge.

**Wicklungsvariante 3** stellt mit der Lochzahl  $q = 1/2$  nicht unbedingt eine optimale Zahnspulenwicklung dar. Trotzdem hat diese Variante in der Praxis eine gewisse Bedeutung, ermöglicht sie doch nach Bild 2.3.2 bei gegebener Ständernutzahl noch eine relativ niedrige Polzahl  $2p$ .

Nach Gl. (2.3.5) wiederholt sich das Wicklungsschema entsprechend der Polpaarzahl  $p$ . Eine Wicklungseinheit besteht damit aus 3 Nuten und entspricht einer Urwicklung, an der jeder Strang mit genau einer Zahnspule beteiligt ist.

### 2.3.2 Analytische Beschreibung des permanentmagneterregten AC-Servomotors in Zweischicht-Zahnspulen-Technik

a) Stationäre Spannungsgleichung

Aufgrund der Luftspaltmagnetanordnung und der Verwendung von Seltenerd­magneten mit der Permeabilität  $\mu_{SE} \approx \mu_0$  kann der AC-Servomotor als Vollpolmaschine beschrieben werden. Bei symmetrischer sinusförmiger Stromeinprägung über einen stromgeregelten Pulswechselrichter wird das Grundschwingungsverhalten über das einsträngige Ersatzschaltbild nach Bild 2.3.3 beschrieben.

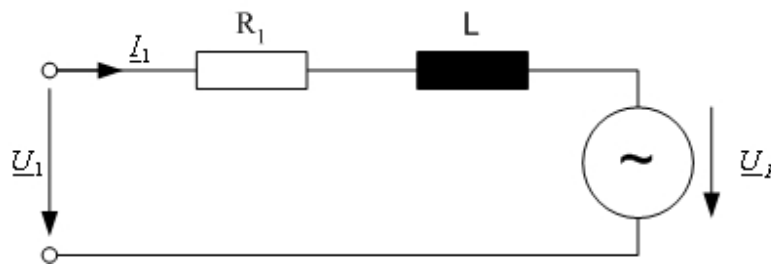


Abb. 2.3.3 Einsträngiges Ersatzschaltbild des AC-Servomotors für die Beschreibung des Grundschwingungsverhaltens

In der hieraus abgeleiteten stationären Spannungsgleichung

$$\underline{U}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot L \cdot \underline{I}_1 + \underline{U}_p \quad (2.3.6)$$

gilt es, die Ersatzelemente in Abhängigkeit der Wicklungsausführung zu beschreiben. Die Drehfeldinduktivität  $L$  setzt sich dabei zusammen aus der Luftspaltinduktivität  $L_\delta$  sowie den Streuinduktivitäten infolge Nut- und Stirnstreuung [1, 39].

$$L = L_\delta + L_{\sigma N} + L_{\sigma St} \quad (2.3.7)$$

b) Strangwiderstand

Der Strangwiderstand  $R_1$  ergibt sich aus einer Verlustleistungsbilanz der gesamten Zahnspulenwicklung.

$$3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \stackrel{!}{=} \frac{2 \cdot (\ell + \ell_w)}{A_L \cdot \kappa_L} \cdot z_s \cdot \left(\frac{I_1}{a}\right)^2 \cdot N_1$$

Hieraus folgt für den Strangwiderstand:

$$R_1 = \frac{2 \cdot N_1 \cdot z_s \cdot (\ell + \ell_w)}{3 \cdot a^2 \cdot A_L \cdot \kappa_L} \quad (2.3.8)$$

mit der mittleren Wickelkopflänge

$$\ell_w \approx \frac{3 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot R + h_z)}{8 \cdot N_1} \quad (2.3.9)$$

c) Wicklungsfaktor

Neben der grundsätzlichen Möglichkeit, die Wicklungsfaktoren der betrachteten ZS-Zahnspulenwicklungen über die allgemeine Zweischicht-Bruchlochwicklung zu beschreiben, bietet sich aufgrund der einfachen Wicklungsstruktur eine direkte Herleitung an. Basiselement der ZS-Zahnspulenwicklungen ist nach Bild 2.3.4 eine Zahnspule, bei deren Beschreibung der in der Regel größer ausgeführte Nutschlitz  $b_s$  zu berücksichtigen ist.

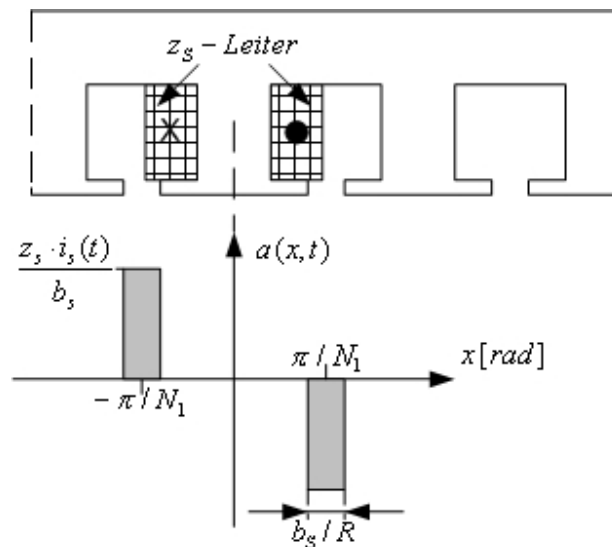


Abb. 2.3.4 Strombelag einer Zahnspule mit Windungszahl  $z_s$  und Spulenstrom  $i_s(t)$  unter Berücksichtigung der Nutschlitzbreite

Als Modell für die Beschreibung des Luftspaltfeldes wird ein über die Nutschlitzbreite verteilter Strombelag bei konstantem und um den Carter'schen Faktor  $K_C$  vergrößerten Luftspalt unterstellt. Für die Fourieranalyse des Strombelages gilt damit:

$$a(x, t) = - \sum_{v=1,2,3,\dots} \frac{2 \cdot z_s \cdot i_s(t)}{\pi \cdot R} \cdot \xi_{Sv} \cdot \xi_{Nv} \cdot \sin(v \cdot x) \quad (2.3.10)$$

In Gl. (2.3.10) beschreibt  $\xi_{Sv}$  den Sehnungsfaktor der Zahnspule

$$\xi_{Sv} = \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{N_1}\right) \quad (2.3.11)$$

und  $\xi_{Nv}$  den Nutschlitzfaktor.

$$\xi_{Nv} = \frac{\sin\left(v \cdot \frac{b_s}{2 \cdot R}\right)}{v \cdot \frac{b_s}{2 \cdot R}} \quad (2.3.12)$$

Ein Strang der betrachteten Zahnspulenwicklungen besteht nach Gl. (2.3.5) aus  $t$  Wicklungsgruppen, die je aus  $z$  benachbarten Zahnspulen mit wechselnder Stromrichtung bestehen. Die Zusammenschaltung der Zahnspulen führt auf den Zonungsfaktor:

$$\xi_{Zv} = \frac{\sin\left[\left(\frac{\pi}{2} - \frac{v \cdot \pi}{N_1}\right) \cdot z\right]}{z \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{v \cdot \pi}{N_1}\right)} \quad (2.3.13)$$

Die Überlagerung der 3 Stränge bei symmetrischer Stromeinprägung

$$i_k(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot (k-1)\right); \quad k = 1, 2, 3$$

führt auf den Drehstrombelag Gl. (2.3.14), wobei der Koordinatenursprung analog zu Bild 2.3.4 im Strombelagsschwerpunkt von Bezugsstrang 1 liegt.

$$a(x, t) = -\sum_{(v)} \sqrt{2} \cdot \xi_v \cdot A_{\text{eff}} \cdot \cos\left(vx - \omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}(z-1)\right) \quad (2.3.14)$$

Für die erzeugten Drehfeld-Polpaarzahlen  $v$  gilt dabei:

$$v = p + \frac{6 \cdot p}{n} \cdot g; \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.3.15)$$

In Gl. (2.3.14) steht  $\xi_v$  für den resultierenden Wicklungsfaktor

$$\xi_v = \xi_{Sv} \cdot \xi_{Zv} \cdot \xi_{Nv} \quad (2.3.16)$$

und  $A_{\text{eff}}$  beschreibt den effektiven Strombelag.

$$A_{\text{eff}} = \frac{2 \cdot W_1 \cdot 3 \cdot I_1}{2 \cdot \pi \cdot R} \quad (2.3.17)$$

Nach Gl. (2.3.15) existiert in Abhängigkeit des Lochzahlennenners  $n$  ein breites Spektrum von Wicklungsfeldern. Um Parasitäreffekte hieraus zu unterbinden, ist ein möglichst großer magnetisch wirksamer Luftspalt von Vorteil, wie das bei AC-Servomotoren mit Magneten am Luftspalt der Fall ist. Zahnspulenwicklungen eignen sich daher besonders für Motorkonzepte dieser Art.

### **Bewertung der Grundfeldausnutzung:**

Um eine möglichst hohe Grundfeldausnutzung zu erhalten, ist wie bei allen Drehfeldmaschinen eine Wicklungsausführung mit einem möglichst hohen Grundfeld-

Wicklungsfaktor  $\xi_p$  anzustreben. Für die in der Lochzahlenmatrix nach Bild 2.3.2 dargestellten ZS-Zahnspulenwicklungen sind die Grundfeld-Wicklungsfaktoren in Bild 2.3.5 zusammengestellt, dabei wurde der Einfluss der Nutschlitzbreite  $b_s$  vernachlässigt.

2p	N <sub>1</sub> =3	N <sub>1</sub> =6	N <sub>1</sub> =9	N <sub>1</sub> =12	N <sub>1</sub> =15	N <sub>1</sub> =18	N <sub>1</sub> =21	N <sub>1</sub> =24
2	0.866							
4	0.866	0.866						
6			0.866					
8		0.866	0.9452	0.866				
10			0.9452	0.933	0.866			
12						0.866		
14				0.933	0.9514		0.866	
16					0.9514	0.9452		0.866
18								
20						0.9452	0.9531	
22							0.9531	0.9495
24								
26								0.9495

Abb. 2.3.5 Grundfeld-Wicklungsfaktoren  $\xi_p$  der möglichen ZS-Zahnspulen-Wicklungsvarianten ohne Berücksichtigung der Nutschlitzbreite

Ab Ständernutzanzahlen  $N_1 \geq 9$  und Grundpolzahlen  $2p \geq 8$  lassen sich ZS-Zahnspulenwicklungen realisieren, die in ihrem Grundfeld-Wicklungsfaktor  $\xi_p$  klassischen verteilten Wicklungssystemen in nichts nachstehen.

d) Luftspaltinduktivität

Mit dem resultierenden Wicklungsfaktor  $\xi_v$  nach Gl. (2.3.16) findet man die Luftspaltinduktivität  $L_\delta$  als unendliche Reihe über die Drehfeldpolpaarzahlen  $v$  zu:

$$L_\delta = \frac{W_1^2 \cdot \ell \cdot R \cdot 6 \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta''} \cdot \sum \left( \frac{\xi_v}{v} \right)^2 \quad (2.3.18)$$

$$v = p + \frac{6 \cdot p}{n} \cdot g ; \quad g = 0, \pm 1, \pm 2; \dots$$

Wird in Gl. (2.3.18) die Grundfeldinduktivität  $L_{\delta p}$  separiert, so ergibt sich die klassische Schreibweise mit der Streuziffer der doppeltverketteten Streuung  $\sigma_d$ .

$$L_\delta = \frac{6 \cdot \mu_0 \cdot R \cdot \ell \cdot W_1^2 \cdot \xi_p^2}{\pi \cdot \delta'' \cdot p^2} \cdot \left[ 1 + \sum_{v \neq p} \left( \frac{\xi_v \cdot p}{\xi_p \cdot v} \right)^2 \right] \quad (2.3.19)$$

$$L_\delta = L_{\delta p} \cdot [1 + \sigma_d]$$

Da die Magnethöhe in den magnetisch wirksamen Luftspalt direkt eingeht, hat der AC-Servomotor ein sehr lineares Verhalten und die Magnetkreissättigung tritt erst bei höherer Überlast merklich in Erscheinung. Die Magnetkreissättigung kann über einen Sättigungsfaktor  $K_{Sätt}$  berücksichtigt werden, der bei der punktwweisen Berechnung der Betriebskennlinien um einen Berechnungsschritt nachgeführt wird. Für den magnetisch wirksamen Luftspalt  $\delta''$  gilt damit:

$$\delta'' = \delta \cdot k_c \cdot k_{Sätt} \quad (2.3.20)$$

e) Streuinduktivitäten

Wird zunächst eine Ständernut nach Bild 2.3.6 betrachtet, so teilen die zwei Zahnspulenseiten die Ständernut entlang der Mittellinie.

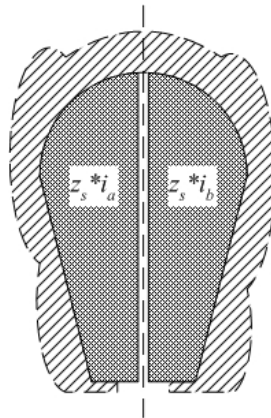


Abb. 2.3.6 Prinzipdarstellung einer Ständernut belegt mit zwei Zahnspulenseiten

Beide Zahnspulenseiten belegen die gesamte Nuthöhe mit gleicher Durchflutungsverteilung, so dass die Nutstreuleitwerte beider Zahnspulen  $\lambda_a$  und  $\lambda_b$  sowie der Nutstreuleitwert der gegenseitigen Verkettung  $\lambda_{ab}$  identisch dem von der Nutgeometrie abhängigen gesamten Nutstreuleitwert  $\lambda_{Nut}$  sind. Der Nutstreuleitwert  $\lambda_{Nut}$  bestimmt sich zum Beispiel nach [42]:

$$\lambda_a = \lambda_b = \lambda_{ab} = \lambda_{Nut}$$

Für die magnetische Energie des betrachteten Nutgebietes folgt damit:

$$W_{m,Nut} = \mu_0 \cdot \ell \cdot z_s^2 \cdot \lambda_{Nut} \cdot \left( \frac{i_a^2}{2} + \frac{i_b^2}{2} + 2 \cdot \frac{i_a \cdot i_b}{2} \right)$$

Wird nun die mit Bezugsstrang 1 verkettete Nutstrefeldenergie aller in Bild 2.3.2 dargestellten Wicklungsvarianten betrachtet, so gilt folgendes Bildungsgesetz:

Jeder Strang besteht aus  $t$  Spulengruppen, wobei jede Spulengruppe aus  $z$  aufeinander folgenden Zahnspulen besteht.  $z-1$  Nuten sind davon allein vom Bezugsstrang 1 belegt und in den 2 Randnuten besteht die Verkettung mit den Strängen 2 und 3.



Nach diesem Bildungsgesetz folgt für die mit Bezugsstrang 1 verkettete Nutstreuenergie:

$$\begin{aligned}
 W_m &= t \cdot \mu_0 \cdot \ell \cdot \left(\frac{z_S}{a}\right)^2 \cdot \lambda_{\text{Nut}} \cdot \left\{ (z-1) \cdot 4 \cdot \frac{i_1^2}{2} + 2 \cdot \frac{i_1^2}{2} - \frac{i_1 \cdot i_2}{2} - \frac{i_1 \cdot i_3}{2} \right\} \\
 &= t \cdot \mu_0 \cdot \ell \cdot \left(\frac{z_S}{a}\right)^2 \cdot \lambda_{\text{Nut}} \cdot (4 \cdot z - 1) \cdot \frac{i_1^2}{2} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot L_{\sigma N} \cdot i_1^2
 \end{aligned}$$

Die Nutstreuinduktivität  $L_{\sigma N}$  ist:

$$L_{\sigma N} = t \cdot (4 \cdot z - 1) \cdot \mu_0 \cdot \ell \cdot \left(\frac{z_S}{a}\right)^2 \cdot \lambda_{\text{Nut}} \tag{2.3.21}$$

Die Stirnstreuung ist aufgrund der kleinen Wickelköpfe sowie der tendenziell höheren Grundpolpaarzahl von untergeordneter Bedeutung. Die Stirnstreuinduktivität  $L_{\sigma St}$  wird wie bei klassischen Drehfeldmaschinen nach Gl. (2.3.22) abgeschätzt.

$$L_{\sigma St} \cong 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_1}{3} \cdot \left(\frac{z_S}{a}\right)^2 \cdot \ell_w \cdot \lambda_{St} \tag{2.3.22}$$

f) Polradspannung

Die Polradspannung  $U_p$  ist die aufgrund des permanentmagneterregten Luftspaltfeldes im Ständerstrang induzierte Grundschwingungsspannung. Da lediglich das Grundschwingungsverhalten beschrieben werden soll, ist eine eindimensionale polare Luftspaltfeldberechnung nach [1] angemessen. Im Gegensatz zur Berechnung der permanentmagneterregten Luftspaltfelder kann bei der Grundschwingungsbetrachtung die Aufteilung eines Pols in Teilmagnete (falls vorhanden) vernachlässigt werden, so dass nach Bild 2.3.7 von einem Magneten pro Pol ausgegangen werden kann.

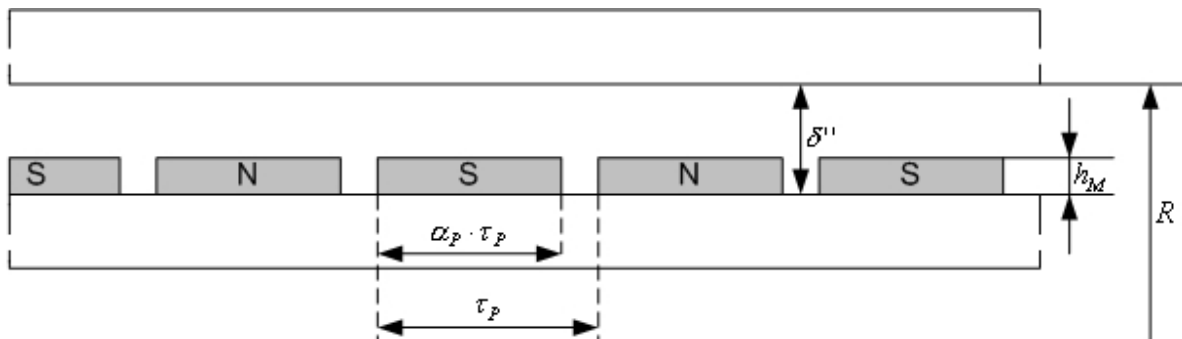


Abb. 2.3.7 Modellanordnung für die Berechnung des perm.err. Luftspaltfeldes

Die permanentmagneterregte Grundfeldamplitude ist nach [1]:

$$\hat{B}_p = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{B_r \cdot h_M}{\delta''} \cdot \frac{\delta''}{R \cdot \left[ \ln \frac{R - \delta'' + h_M}{R - \delta''} + \ln \frac{R}{R - \delta'' + h_M} \right]} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha_p\right) \quad (2.3.23)$$

Mit dem Induktionsgesetz wird die Polradspannung:

$$U_p = \sqrt{2} \cdot R \cdot \ell \cdot W_1 \cdot \xi_p \cdot \xi_{Schp} \cdot \hat{B}_p \cdot \Omega = k_E \cdot \Omega \quad (2.3.24)$$

wobei mit  $k_E$  die Spannungskonstante eingeführt wird.

g) Stationäres M(n)-Kennlinienfeld

Das Luftspaltdrehmoment  $M_i$  ergibt sich aus einer Leistungsbilanz anhand der stationären Spannungsgleichung Gl. (2.3.6) zu:

$$M_i = \frac{3}{\Omega} \cdot \text{Re} \{ \underline{U}_p \cdot \underline{I}_1^* \}$$

Für eine maximale Drehmomentbildung muss der Strangstrom stets in Phase zur Polradspannung eingepreßt werden. Mit dieser rotorlageabhängigen Taktung folgt für das innere Drehmoment:

$$M_i = \frac{3}{\Omega} \cdot U_p \cdot I_1 = 3 \cdot k_E \cdot I_1 \quad (2.3.25)$$

Das in Bild 2.3.8 dargestellte M(n)-Kennlinienfeld besteht aus der thermisch zulässigen Dauerbetriebskennlinie (S1-Kennlinie) sowie der Spannungsgrenzkennlinie.

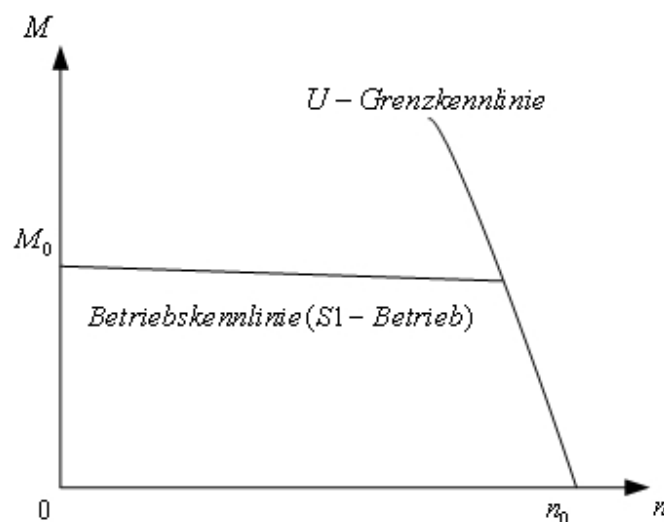


Abb. 2.3.8 Stationäres M(n)-Kennlinienfeld des AC-Servomotors

Die S1-Kennlinie beginnt im Stillstandspunkt mit dem Stillstandsmoment  $M_0$ .

$$M_0 = 3 \cdot k_E \cdot I_0 \quad (2.3.26)$$

Mit zunehmender Drehzahl steigen die Eisen- und Reibungsverluste, so dass die S1-Kennlinie mit der Drehzahl abfällt. Der bei einer Drehzahl  $n$  thermisch zulässige Strangstrom  $I_1(n)$  muss unter Berücksichtigung der Verluste über ein thermisches Modell für die Wicklungserwärmung ermittelt werden.

Im Bereich höherer Drehzahlen kann das Drehmoment nur soweit gesteigert werden, wie der Pulswechselrichter bei konstant unterstellter Zwischenkreisspannung  $U_Z$  in der Lage ist, das hierfür notwendige sinusförmige Stromsystem einzuprägen. Die Grenze hierfür wird erreicht, wenn der Pulswechselrichter die höchste Grundschnwingungsspannung  $\tilde{U}_1$  für den Strang erzeugt. Die höchste Grundschnwingungsspannung  $\tilde{U}_1$  ist von der Realisierung des Modulationsverfahrens abhängig, in der Regel wird eine maximale Aussteuerung erreicht, bei der die Zwischenkreisspannung  $U_Z$  dem Scheitelwert der verketteten Grundschnwingungsspannung  $\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_1$  entspricht. Hieraus folgt:

$$\tilde{U}_1 = \frac{U_Z}{\sqrt{6}}$$

Anhand der Spannungsgleichung Gl. (2.3.6) kann unter Berücksichtigung der rotorlageabhängigen Stromeinprägung der Strangstrom  $\tilde{I}_1$  an der Spannungsgrenze berechnet werden.

$$\tilde{I}_1^2 + \frac{2 \cdot R_1 \cdot k_E \cdot \Omega}{R_1^2 + p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L^2} \cdot \tilde{I}_1 + \frac{k_E^2 \cdot \Omega^2 - \tilde{U}_1^2}{R_1^2 + p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L^2} = 0 \quad (2.3.27)$$

Nach Gl. (2.3.27) ergibt sich der Strangstrom an der Spannungsgrenze aus einer quadratischen Gleichung, wobei lediglich die positive Lösung von physikalischem Interesse ist.

$$\tilde{I}_1 = -\frac{A}{2} + \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 - B} \quad (2.3.28)$$

Über die Drehmomentgleichung Gl. (2.3.25) und unter Berücksichtigung der Eisen- und Reibungsverluste ist die Spannungsgrenzkennlinie punktweise bestimmbar. Werden Eisen- und Reibungsverluste näherungsweise vernachlässigt, so besteht der Leerlaufpunkt für  $\tilde{I}_1 = 0$ , so dass sich die Leerlaufdrehzahl  $n_0$  zu Gl. (2.3.29) berechnet.

$$n_0 = \frac{\tilde{U}_1}{2 \cdot \pi \cdot k_E} \quad (2.3.29)$$

## 2.4 Entwurf eines permanentmagneterregten Linearmotors in Zahnspulentechnik

Der Übergang von permanentmagneterregten AC-Servomotoren zu permanentmagneterregten Kurzstator-Synchron-Linearmotoren erfolgt durch die entsprechende Koordinatentransformation und Umrechnung der mechanischen Größen.

Infolge der Unterbrechung des Statorjochfeldes bei Linearmotoren entsteht im Prinzip eine Abweichung in den Strängen mit Endpolen, die dadurch verursachte Unsymmetrie zwischen einzelnen Phasenströmen ist jedoch geringfügig und vernachlässigbar.

Zur Auslegung des Prüflings und Berechnung der stationären Betriebsverhalten wurde eine Software anhand des rotatorischen AC-Servomotor-Modells (vgl. Kap. 2.3) entwickelt. Die wesentlichen Designmerkmale des Prüflings sind in Bild 2.4.1 in Tabellenform zusammengestellt.

Prinzipielle Bauform	perm.err. Kurzstator-Synchron-Linearmotor(eisenbehaftet)
Ausführung der Ständerwicklung	als Zahnspulenwicklung
Wickeltechnik	Bestückung mit vorkonfektionierten Spulen
Isoliersystem im Wickelkopfbereich	ohne Phasentrennung im Wickelkopf
Isoliersystem im Nutbereich	mit Phasentrennung im Nutbereich
Nutschlitzausführung	offene Nuten → Bestückung mit vorkonfektionierten Spulen
Ausführung des Sekundärteils	auf Markt erhältlicher Sekundärteil, bestückt mit NdFeB-Magneten, Polteilung $\tau_p$ 15mm
Gegenseitige Schrägung oder Staffelung zwischen Ständer und Läufer	keine gegenseitige Schrägung / Staffelung
Entwärmung	fremdbelüftet
Gehäuse	gehäuseloses, Ständerblechpaket = Gehäuse

Abb. 2.4.1 Designmerkmale des Prüflings

Infolge der nicht zuletzt aus Kostengründen in Kauf zu nehmenden Toleranzen und der Notwendigkeit, einen gleichmäßigen Luftspalt zwischen dem Primärteil und dem Sekundärteil zu gewährleisten, fällt der magnetisch wirksame Luftspalt mit 6,8mm (Magnethöhe 5mm, geometrischer Luftspalt 1,8mm) vergleichsweise groß aus.

Ausgehend von dem verfügbaren Bauvolumen wurden verschiedene Parameter variiert, so dass schließlich folgender Entwurf entstand.

Primär- / Sekundärteil		ZS-Zahnpulenwicklung	
Primär-Aktivlänge [mm]	210	Strangzahl	3
geom. Luftspaltweite [mm]	1,8	Polzahl	14
Blechpaketbreite [mm]	90	Nutzahl	12
Blechmaterial: M 330-35A		Lochzahl	2/7
Eisenfüllfaktor	0,95	Blechschnittgeometrie	
Polbedeckungsfaktor	0,87	Zahnbreite [mm]	9,3
Anzahl der Leiter pro Nut	230	Zahnhöhe [mm]	20
Anzahl der parallelen Zweige	2	Nutbreite [mm]	8,2
geom. Leiterquerschnitt [mm <sup>2</sup> ]	0,283	Primär-Jochhöhe [mm]	6

Abb. 2.4.2 Motordaten des Prüflings

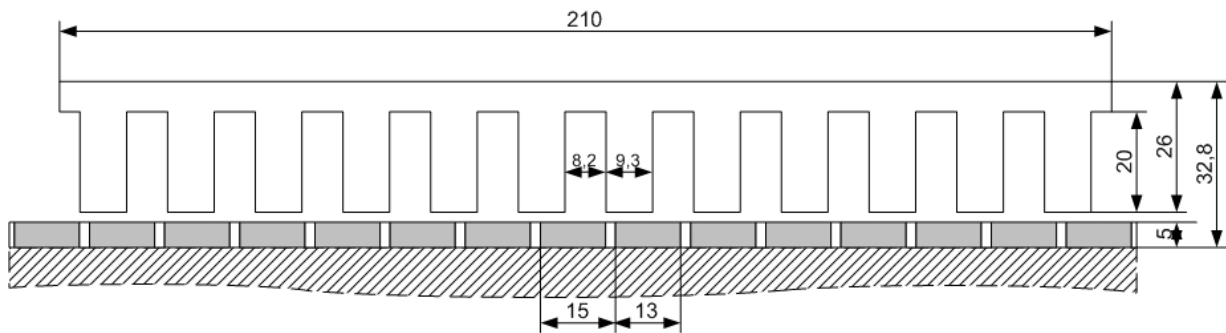


Abb. 2.4.3 Blechschnitt des Prüflings (Maß in mm)

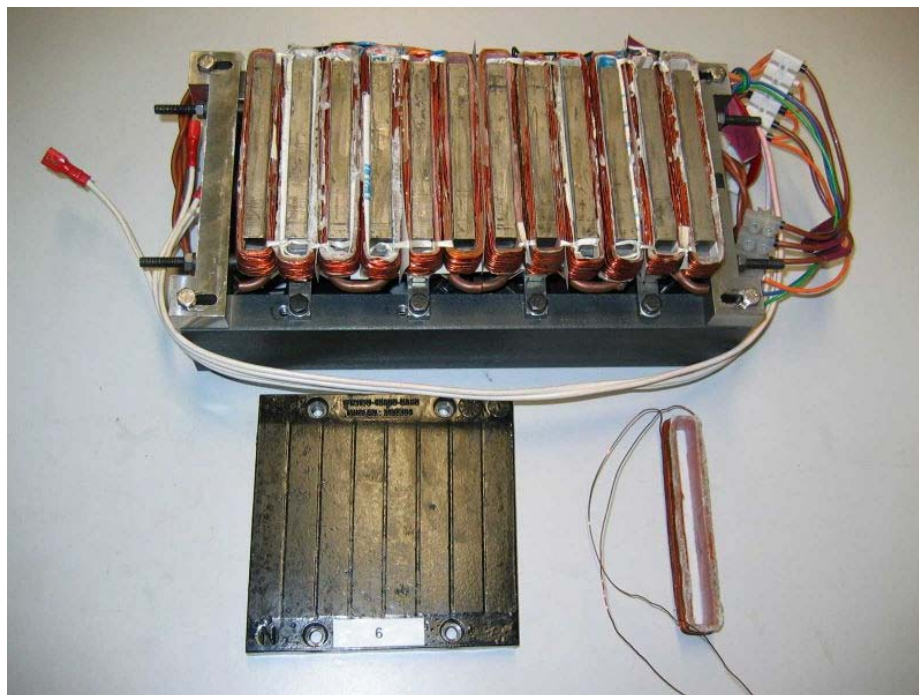


Abb. 2.4.4 Primärteil, Sekundärteil und vorkonfektionierte Spule des Prüflings

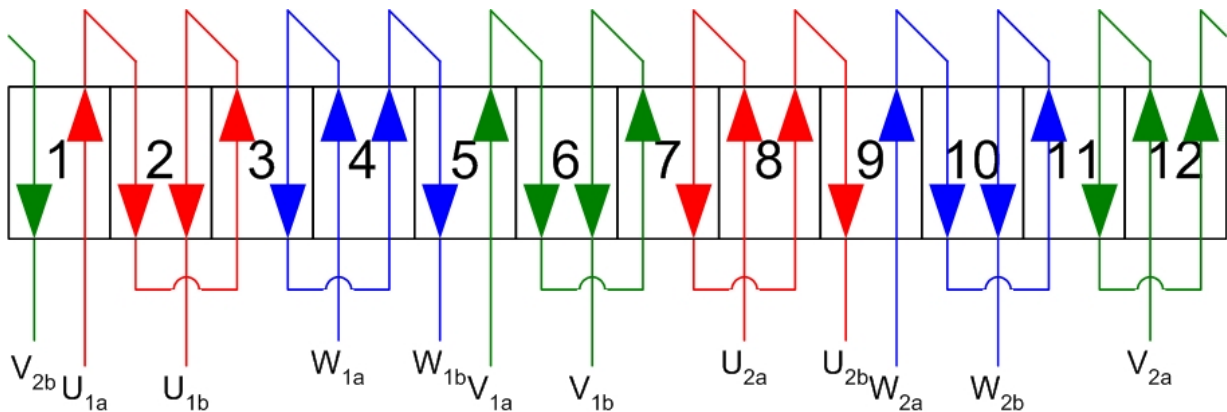


Abb. 2.4.5 Wickelplan des Prüflings (  $N_1=12$ ,  $2p=14$ ,  $q=2/7$  )

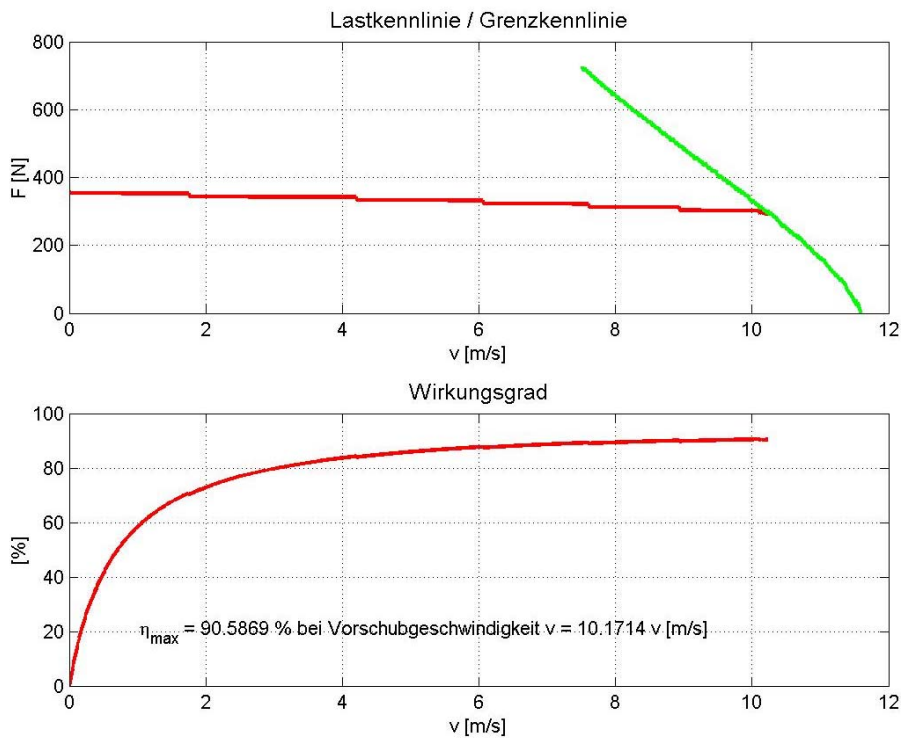


Abb. 2.4.6  $F(v)$ -Kennlinien und Wirkungsgrad Kennlinie

Das stationäre Betriebsverhalten des Prüflings zusammen mit dem Stromrichter wird durch die  $F(v)$ -Kennlinien mit Lastkennlinie, Spannungsgrenzkennlinie und die Wirkungsgradkennlinie beschrieben. Dabei wird die Höhe der Lastkennlinie im wesentlichen durch die Kühlungsmaßnahme festgelegt. Realisiert wurde Luftkühlung, mit Wasserkühlung bietet die Ausführung etwa die doppelten Kräfte. Der angestrebte Geschwindigkeitsbereich von 0-4m/s wird in Verbindung mit den Taktfrequenzen heutzutage industriell verfügbarer Umrichter problemlos erreicht.

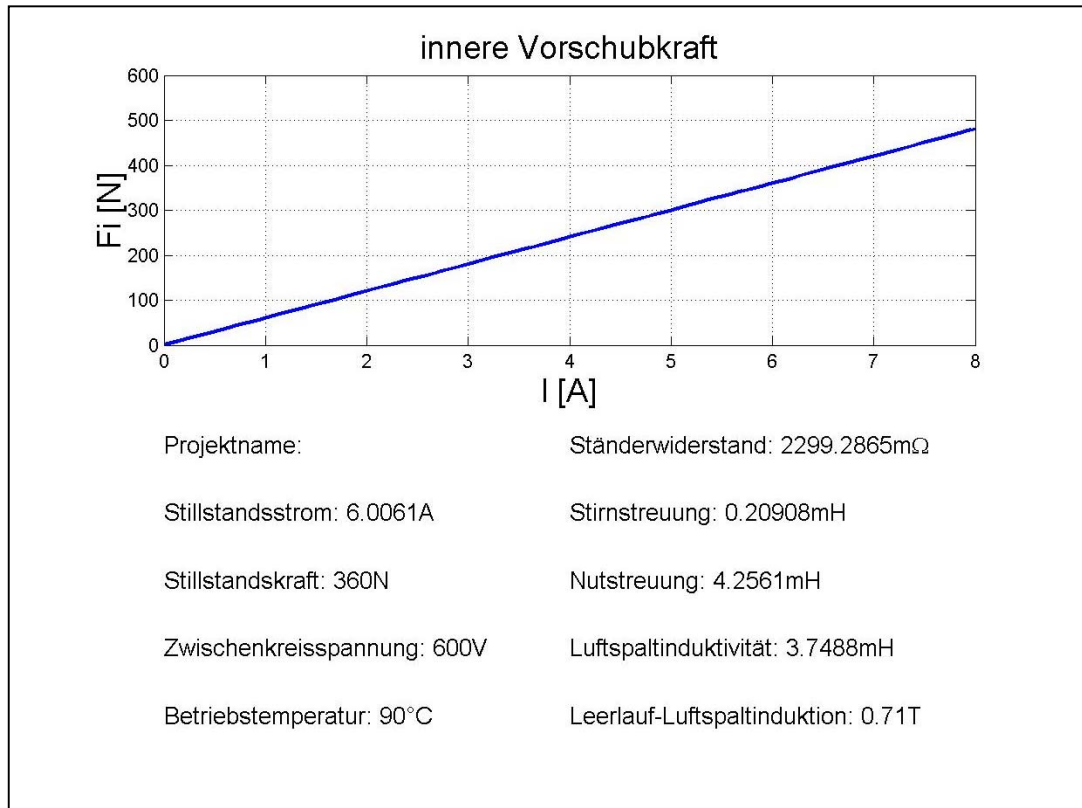


Abb. 2.4.7 F(I)-Kennlinien

Das Verhalten zwischen Kraft und Strom ist praktisch linear. Aufgrund der hohen benötigten Krafterdichte sind die im Primärteil auftretenden Stromwärmeverluste im Vergleich zu rotatorischen Motoren deutlich höher, so dass eine Zwangskühlung vorgesehen werden muss. Dagegen fällt innerhalb des Sekundärteils keine signifikante Wärmeentwicklung an.

## 2.5 Regelkonzept und Regelkreis

Das Verfahren der rotorlageorientierten Regelung stellt heutzutage den Standard dar, der vor allem bei hochdynamischen Servoantrieben angewendet wird, bei dem das sinusförmige Ständerstromsystem in Abhängigkeit von der Rotorlage derart eingepreßt wird, dass die Drehmomentbildung stets ein Maximum ist.

Die Aufgabe von leistungselektronischen Stromrichtern besteht darin, aus einem starren Spannungssystem ein neues, variables Spannungssystem zu erzeugen. Aus der Vielzahl der bekannten Stromrichterschaltungen kommen für Linearantriebe nur selbstgeführte Pulswechselrichter als Maschinenstromrichter zum Einsatz.

Bild 2.5.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Vierquadranten-Drehstrom-Linearantriebs mit einem U-ZK-Umrichter.

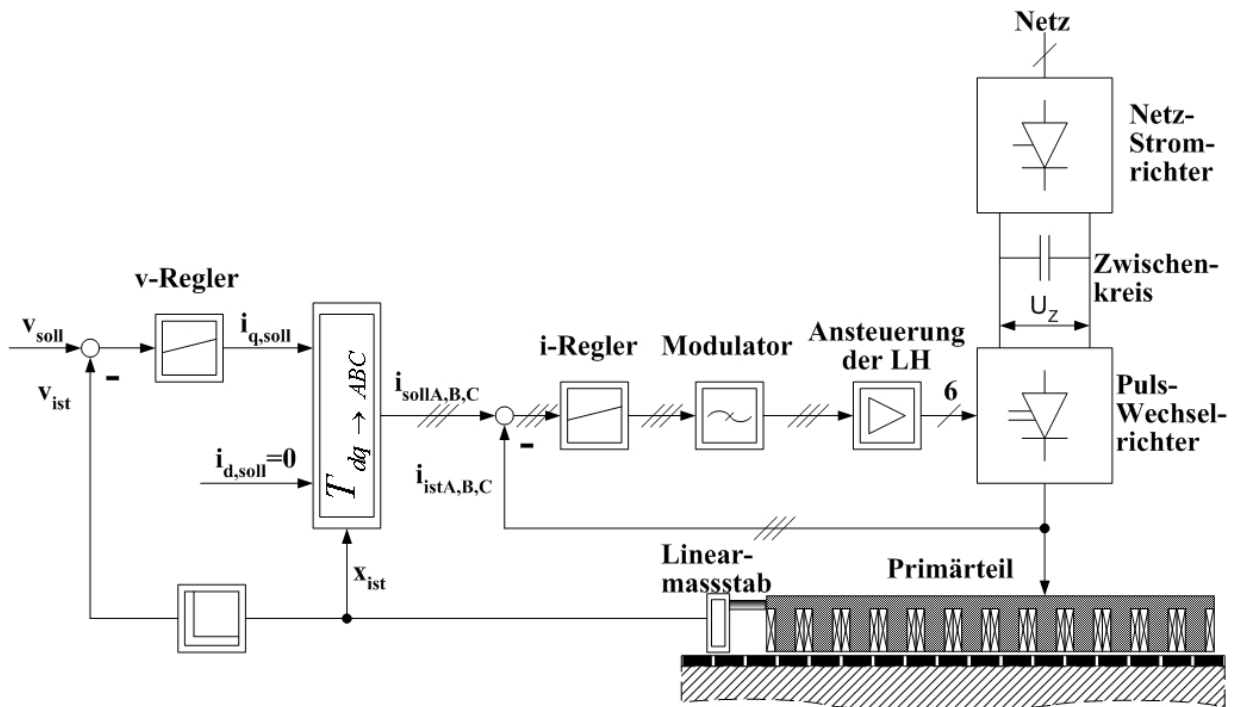


Abb. 2.5.1 Aufbau eines Drehstrom-Linearantriebs mit U-ZK-Umrichter

Für die Erzeugung der Steuerimpulse des Pulswechselrichters gibt es im wesentlichen zwei Verfahren, nämlich das Unterschwingungsverfahren und die Raumzeiger-Modulation [8]. Beim Unterschwingungsverfahren werden drei um 120° elektrisch zueinander verschobene, sinusförmige Sollwerte der Phasenspannungen mit höherfrequenten, dreieckförmigen Hilfsspannungen verglichen, weshalb man auch von Sinus-Dreieck-Modulation und sinusbewerteter Pulsweitenmodulation (*PWM*) spricht. An den Schnittpunkten von Sollwert und Hilfsspannung werden die entsprechenden Ventile der einzelnen Phasen ein- bzw. ausgeschaltet. Über die Amplitude und Frequenz des Sollwertes können der Effektivwert und die Frequenz der Phasen- bzw. Strangspannung kontinuierlich verändert werden. Das Unterschwingungsverfahren kann analog und digital realisiert werden. Nachteilig ist, dass der Spannungsverlauf der einzelnen Phasen unabhängig voneinander gesteuert wird. Dadurch ist die leistungsmäßige Ausnutzung des Pulswechselrichters mit Dreieckmodulation geringer als mit Raumzeiger-Modulation [41], die die Gegebenheiten in Drehstromverbrauchern voll berücksichtigt. Bei der Raumzeiger-Modulation wird durch definiertes Hin- und Herschalten zwischen benachbarten Schaltzuständen und dem Nullzustand eine Verstellung des mit Sollfrequenz rotierenden Raumzeigers der Phasenspannungen erreicht.

Die Darstellung der Systemgleichungen vereinfacht sich wesentlich, wenn dies im rotorfestem *d-q*-Koordinatensystem erfolgt. Dazu wird ein von der Position *x* abhängiger elektrischer Phasenwinkel  $\vartheta_{el}$  definiert:

$$\vartheta_{el} = \frac{\pi}{\tau_p} \cdot x \tag{2.5.1}$$



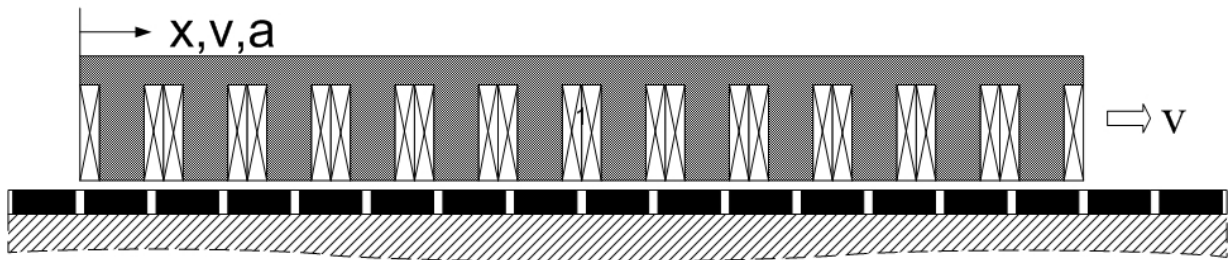


Abb. 2.5.2 Definition der Position  $x$ , Vorschubgeschwindigkeit  $v$  und Beschleunigung  $a$

Mit Hilfe der permanentmagneterregten Grundfeld-Flussverkettung  $\Psi_p$  können folgende Spannungsgleichungen formuliert werden:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \quad (2.5.2)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - (L_d i_d + \Psi_p) \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \quad (2.5.3)$$

Die Vorschubkraft  $F_{el}$  des PM-Synchron-Linearmotors bei Unterstellung eines seinen Grundfeldverhaltens setzt sich zusammen aus einem permanentmagnetischen Term  $F_{PM}$ , der linear vom kraftbildenden Strom  $i_q$  abhängig ist, und einem Term  $F_R$ , welcher die Reluktanzkraft beschreibt:

$$F_{el} = \underbrace{\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \Psi_p i_q}_{F_{PM}} + \underbrace{\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} (L_d - L_q) i_d i_q}_{F_R} \quad (2.5.4)$$

Der feldbildende Strom  $i_d$  wird bei PM-Synchron-Linearmotoren mit Hilfe einer unterlagerten Stromregelung zu Null geregelt, solange dieser nicht im Feldschwächbetrieb betrieben wird. Dann verschwindet die Reluktanzkraft  $F_R$ , es folgt ein linearer Zusammenhang zwischen dem kraftbildenden Strom  $i_q$  und der Vorschubkraft  $F_{el}$ .

$$F_{el} = K_F \cdot i_q \quad (2.5.5)$$

Der Proportionalitätsfaktor  $K_F$  wird als Kraftkonstante des Linearmotors bezeichnet:

$$K_F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \Psi_p \quad (2.5.6)$$

Der Synchron-Linearmotor besitzt eine ausgeprägte, von der Position des Motors abhängige Kraftwelligkeit  $F_{KW}$ , deren Grundwelle oft durch Gl. (2.5.7) im Modell berücksichtigt wird.

$$F_{KW} = c_{KW} \cdot \sin\left(2 \frac{\pi}{\tau_p} \cdot x\right) \quad (2.5.7)$$

Der Proportionalitätsfaktor  $c_{KW}$  ist experimentell in Leerlauf zu bestimmen.

Für den Linear-Direktantrieb lässt sich folgende Bewegungsgleichung formulieren:

$$m_M \cdot a = m_M \cdot \frac{dv}{dt} = m_M \cdot \frac{dx^2}{dt} = F_{el} + F_{KW} - F_D - F_{LM} \quad (2.5.8)$$

Die Dämpfungskraft  $F_D$  berücksichtigt Wirbelstrom- und Hystereseverlust im Eisen des Linearmotors und eine mechanische Dämpfung infolge der Linearführungen. Die Dämpfungskraft wird vereinfachend als proportional zur Geschwindigkeit des Motors angenommen:

$$F_D = K_D \cdot v \quad (2.5.9)$$

Die Lastkraft  $F_{LM}$ , die am Motor angreift, beinhaltet Prozesskräfte und ggf. auch Reibkräfte.

Mit den obigen Systemgleichungen kann der Signalfussplan des PM-Synchron-Linearmotors erstellt werden. Die Strangspannungen  $U_A$ ,  $U_B$  und  $U_C$  werden durch den Drehoperator  $T_{ABC \rightarrow dq}$  in die läuferfesten Spannungen  $U_d$  und  $U_q$  übergeführt (siehe Anhang).

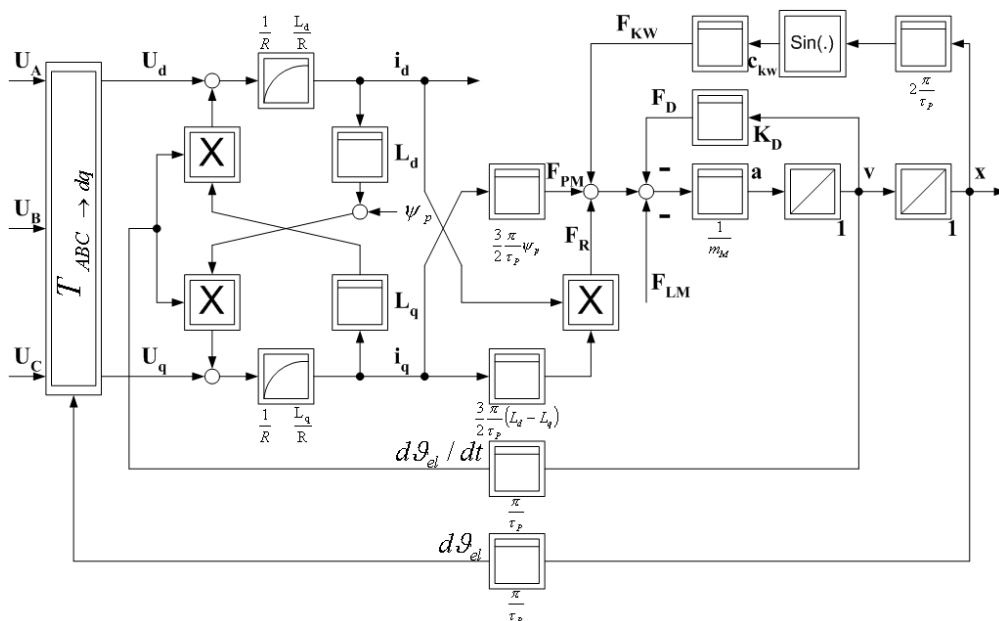


Abb. 2.5.3 Signalfussplan des PM-Synchron-Linearmotors bei eingprägter Spannung

Als spezifisches Problem ist die Kraftwelligkeit hervorzuheben, da sich das Regelverhalten hierdurch nachhaltig verschlechtert. Dabei entstehen die Fragen:

1. Sind die Amplitude und der Phasenwinkel der Kraftschwankung stets konstant oder lastabhängig?
2. Ist die Wellenlänge der Kraftschwankung u. U. veränderlich und was ist die Konsequenz?

### 3. Mechanischer und elektrischer Versuchsaufbau

#### 3.1 Mechanischer Aufbau des untersuchten Vorschubsystems

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein selbst entwickelter (Auslegung siehe Kap. 2.3.3) 3 phasiger luftgekühlter permanentmagneterregter Kurzstator-Synchron-Linearmotor in Einzelkammasführung mit einer Dauerkraft von 360 N untersucht.

Die 12 Zahnspulen (Nutzahl=12, Polzahl=14) befinden sich in Nuten eines geblechten Primärteils. Die Sekundärteile tragen Permanentmagnete auf einem Eisenträger, der für den magnetischen Rückschluss benötigt wird. Der Abstand zweier Magnete (Polteilung  $\tau_p$ ) beträgt 15mm.

Der Linearmotor ist schienenengelagert. Es werden hochwertige Linearführungen von **INA**, besteht aus Führungsschienen (**TKD 35**) und zweireihigen Kugelumlaufeinheiten (**KUE 35H**) mit Kugelrückführung, verwendet. Die Führungsschienen aus gehärtetem Stahl sind allseitig geschliffen (Laufbahnen für die Kugelreihen feinstgeschliffen), die Kugelumlaufeinheiten mit integrierten elastischen Abstreifern an den Stirnseiten und Längsdichtleisten an der Unterseite nehmen Kräfte aus allen Richtungen - nur in Bewegungsrichtung nicht - und Momente um alle Achsen auf. Die Kugelreihen stehen in Vierpunktkontakt zu den Laufbahnen. Durch das Schmierstoffreservoir sind die Kugelumlaufführungen für die meisten Anwendungen wartungsfrei.

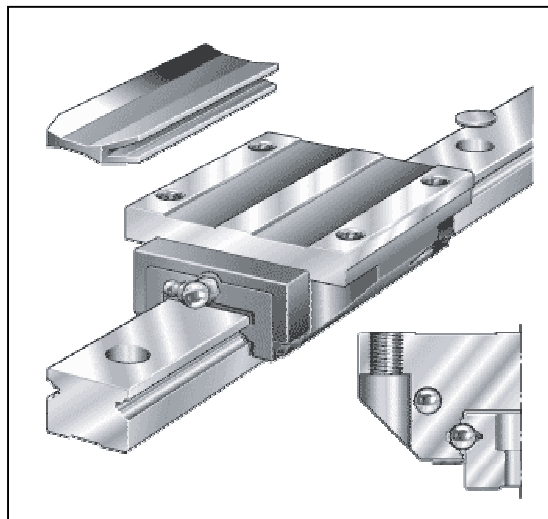


Abb. 3.1.1 Linearführung von INA, geeignet für: Beschleunigungen bis  $150 \text{ m/s}^2$ , Geschwindigkeiten bis  $180 \text{ m/min}$ , Betriebstemperaturen von  $-10 \text{ °C}$  bis  $+100 \text{ °C}$ .

Diese Führungen zeichnen sich durch die gute Parallelität der Laufbahnen jeder Schiene (Genauigkeitsklassen G3) aus. Mit der Vorspannung erhöht sich die Steifigkeit

und ist damit spielfrei. Wie Untersuchungen gezeigt haben, tritt Stick-Slip auch bei kleinsten Geschwindigkeiten nicht auf. Reibungseinflüsse der Kugellagerführungen auf die Bewegungsgüte konnten nicht beobachtet werden. Die Linearführungen nehmen die magnetischen Anziehungskräfte von 4 kN zwischen Primärteil und Sekundärteil des Linearmotors auf.

Der Prüfling wird unter einem Stahlträger befestigt, und mittels 4 Kugelumlaufeinheiten auf 2 Führungsschienen gelagert. Der Montagefuß des Linearmaßstabs wird, bedingt durch die Funktionsweise des Längenmesssystems, mit der fahrbaren Einheit, dem Schlitten, starr verbunden.

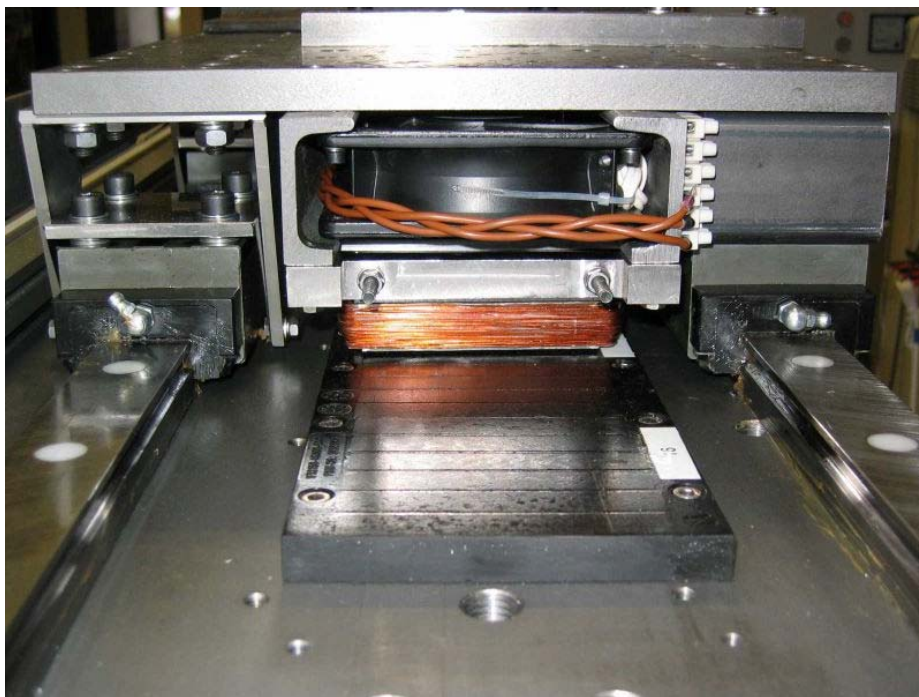


Abb. 3.1.2 Mechanischer Aufbau des Prüflings

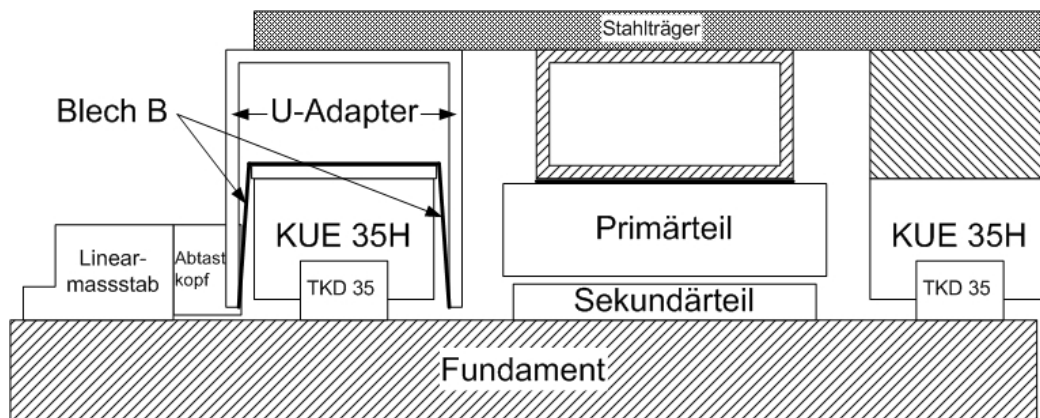


Abb. 3.1.3 Mechanischer Aufbau des Prüflings

Wesentlich für die Konstruktion bzw. die spätere Einstellung ist, die 2 Führungsschienen möglichst parallel zu dem Linearmaßstab auf dem Fundament und in der Höhe so zu befestigen, dass ein gleichmäßiger Luftspalt zwischen dem Primärteil und dem Sekundärteil entsteht, und die Verbindung zum Linearmaßstab innerhalb des Toleranzbereichs erfolgt. Auf der linken Seite des Schlittens ist die Lagerung seitenelastisch ausgeführt, das dünne Blech B zwischen dem U-förmigen Adapter und dem Führungswagen überträgt alle Kräfte in der Normalrichtung und Verfahrerrichtung, bietet aber gleichzeitig die Möglichkeit, die Kräfte infolge von Fehlern in der Querrichtung auszugleichen; dadurch wird eine Verbiegung im Schlitten, in der Linearführung und dem Linearmaßstab infolge Bearbeitungs- und Montagefehler bzw. thermischer Ausdehnung und demzufolge die Reibung klein gehalten.

### 3.2 Kraft- und Wegmeßsysteme

#### a) Kraftmeßsystem

Die Kraftaufnehmer der Typenreihe **U2** von **HBM** sind für Messungen statischer und dynamischer axialer Lasten sowohl in Zug- als auch in Druckrichtung geeignet. Zum Einleiten von Kräften ist ein Gewindezapfen am Gehäusekopf und ein Innengewinde am Adapter vorgesehen. Durch die auf den Aufnehmer einwirkende Kraft werden die auf dem Messkörper applizierten Dehnungsmessstreifen (*DMS*) elastisch verformt.

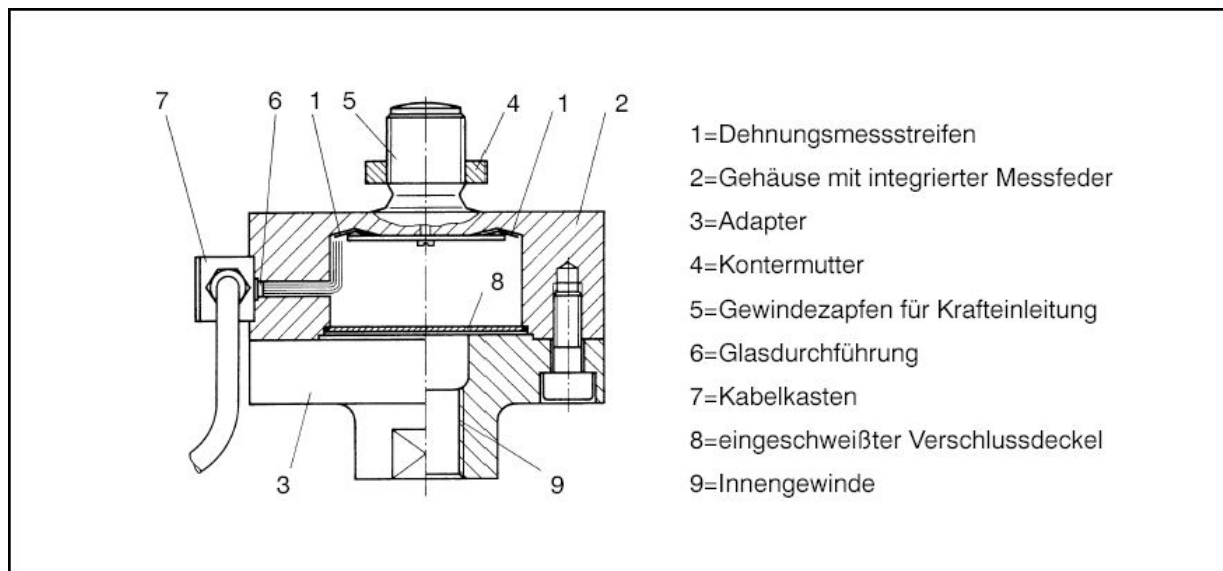


Abb. 3.2.1: Prinzipzeichnung des Kraftaufnehmers von HBM

Die DMS sind so angeordnet, dass vier von ihnen gedehnt und die vier anderen gestaucht werden, wenn auf den Aufnehmer eine Kraft einwirkt. Sie verändern dabei ihren ohmschen Widerstand proportional zu ihrer Längenänderung. Der Abgleich der als Wheatstone-Brücke geschalteten Messanordnung wird dadurch verstimmt und es entsteht eine Ausgangsspannung  $U_A$ , wenn eine Brückenspeisespannung  $U_B$  anliegt.

Das Verhältnis der Spannungen  $U_A/U_B$ , angegeben in mV/V, ist ein Maß für die Messempfindlichkeit des Kraftaufnehmers. Die Ausgangsspannung  $U_A$  ändert sich linear mit der angreifenden Kraft. Wird der Kraftaufnehmer am Gleichspannungsmessverstärker (KWS 3020 A, 0-10 kHz) angeschlossen, dann werden Druckkräfte mit positivem Vorzeichen bzw. Zugkräfte mit negativem Vorzeichen angezeigt.



Abb. 3.2.2 Belegung der Kabeladern (Sechsheiterschaltung)

Die Geometrie des Messkörpers und die Platzierung der DMS gewährleisten, dass das Ausgangssignal des Aufnehmers auch dann nur minimal verfälscht wird, wenn der zu messenden Kraft noch Querkräfte sowie Torsions- und Biegemomente überlagert sind. In Hinblick auf hohe Messgenauigkeit ist generell aber anzustreben, derartige parasitäre Belastungen ganz zu vermeiden.

Der elektrische Anschluss des Kraftaufnehmers ist in 6-Leiterschaltung ausgeführt, daher werden die Einflüsse durch Widerstandsänderungen der Verlängerungskabel ausgeglichen. Die Aufnehmerschaltung besitzt darüber hinaus einen individuellen Querkraftabgleich, welcher die Querkrafteinflüsse auf ein Minimum reduziert.

b) Wegmeßsystem

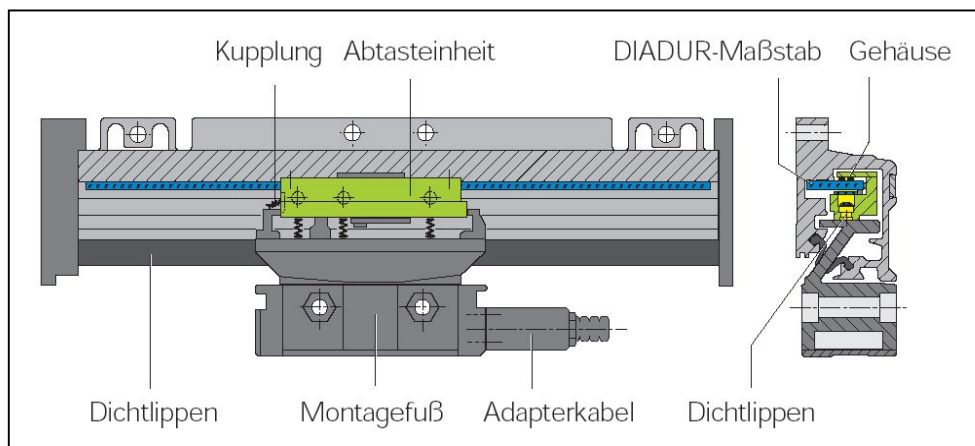


Abb. 3.2.3 Schematischer Aufbau des gekapselten Längenmessgeräts LS 186

Bei den gekapselten inkrementalen Längenmessgeräten der Produktfamilie **LS** von **HEIDENHAIN** schützt ein Gehäuse aus Aluminium den Maßstab, den Abtastwagen und dessen Führung vor Spänen, Staub und Spritzwasser. Elastische Dichtlippen schließen das Gehäuse nach unten ab. Der Abtastwagen wird reibungsarm am Maßstab geführt. Eine Kupplung verbindet den Abtastwagen mit dem Montagefuß und gleicht Fluchtungsabweichungen zwischen Maßstab und Maschinenschlitten aus. Über die Datenschnittstelle V.24/RS-232-C (X31) der Messwertanzeige (ND 281B) lassen sich Messwerte im ASCII-Format ausgeben.

### 3.3 Messwerterfassungssystem

Da die Kräfte bei Synchron-Linearmotoren positionsabhängig sind, ist es zweckmäßig, die Kraft als Funktion der Lage zu beschreiben.

Wie bereits in Kapitel 3.2 erwähnt, ist das Messsignal des Kraftaufnehmers analog, das Lagesignal des Schlittens ist hingegen digital im ASCII-Format. Für die präzise Kraft-Weg-Messung ist ein synchronisiertes, hoch auflösendes Messwerterfassungssystem erforderlich.

Wegen seiner Echtzeit-Hardware, basierend auf PowerPC-Technologie und I/O-Schnittstellen, ist das **DS1104 R&D Controller Board** von **dSPACE** eine optimale Lösung für die Untersuchung der Kraftwelligkeit.

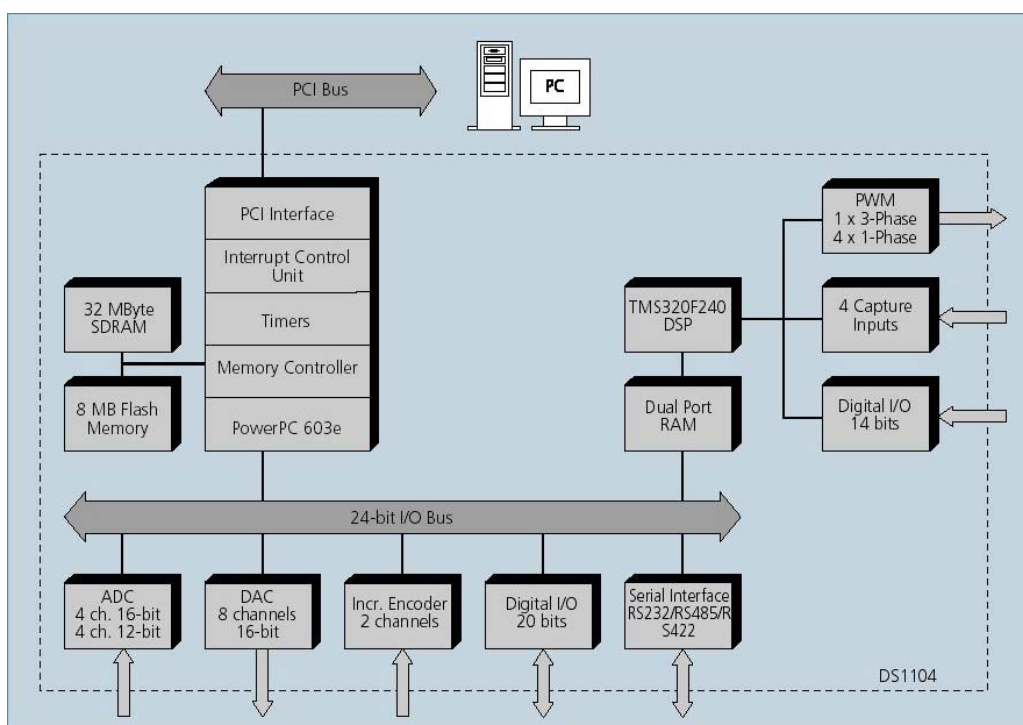


Abb. 3.3.1 Block-Diagramm des DS1104 R&D Controller Boards

Die PCI-Singl-Board-Karte und **ControlDesk**(Software) bilden die Grundlage der Messkette und ermöglichen die Verwaltung und Instrumentierung der Experimente auf sehr komfortable Art. Durch die integrierte Simulink®-Schnittstelle bietet **Real-Time-Interface**(Software) Simulink-Blöcke für leichtes Konfigurieren von beispielsweise A/D-Wandler, D/A- Wandler und digitalen I/O-Leitungen, Drehgeberschnittstellen und eine PWM-Generierung an.

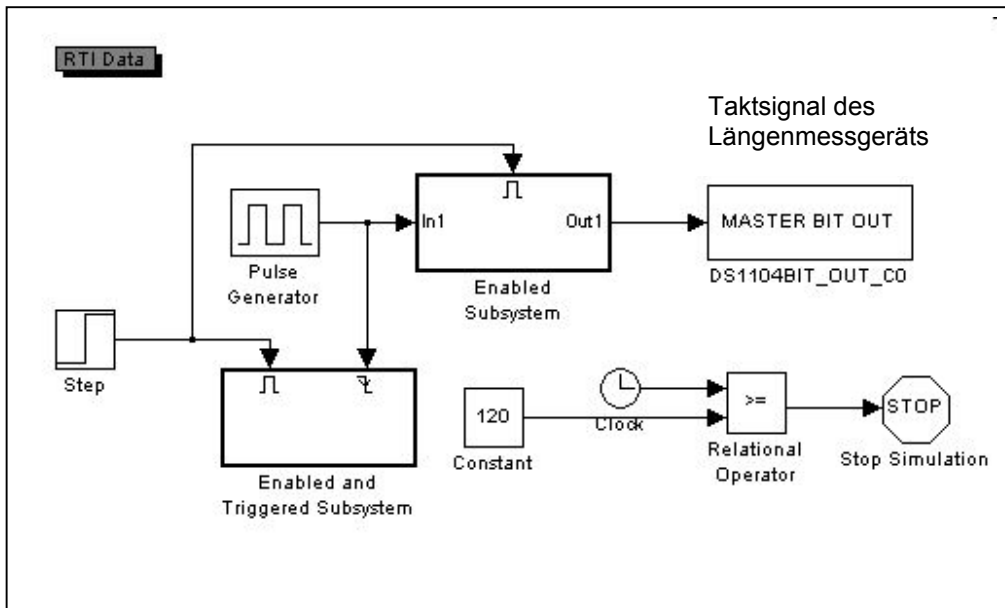


Abb. 3.3.2 Block-Diagramm des Messwerterfassungssystems

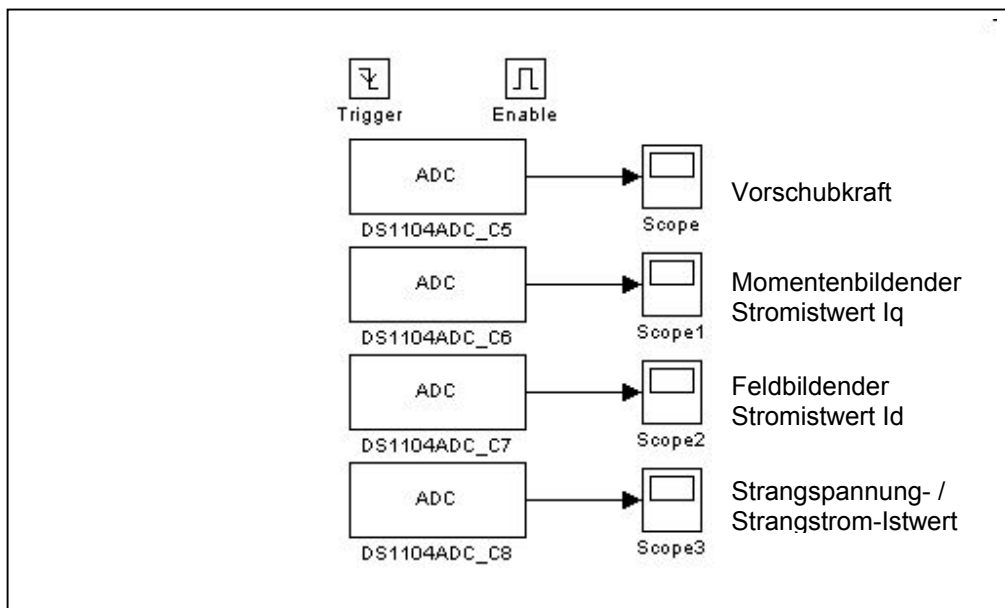


Abb. 3.3.3 Block-Diagramm des Triggered Subsystems



Im Rahmen der Arbeit werden die Messaufgaben durch die zwei Blockdiagramme realisiert. Das Controller Board erzeugt das Triggersignal und den Taktimpuls, die 4 parallelen A/D-Wandler dienen zur Aufnahme 4 elektrischer Größen, das synchronisierte Taktsignal wird zum Längenmessgerät weitergeleitet, damit sind Simulink und dSPACE-Board synchronisiert.

### 3.4 Belastungsmaschine und Stromrichter

Als Belastungsmaschine für den zu prüfenden Linearmotor wird ein wassergekühlter Drehstrom-Linearmotor der Produktfamilie **1FN3** von **SIEMENS** eingesetzt. Die fast ausschließlich im Primärteil entstehende Verlustwärme wird über den integrierten Leistungskühler abgeführt mit dem Ziel der thermischen Entkopplung.

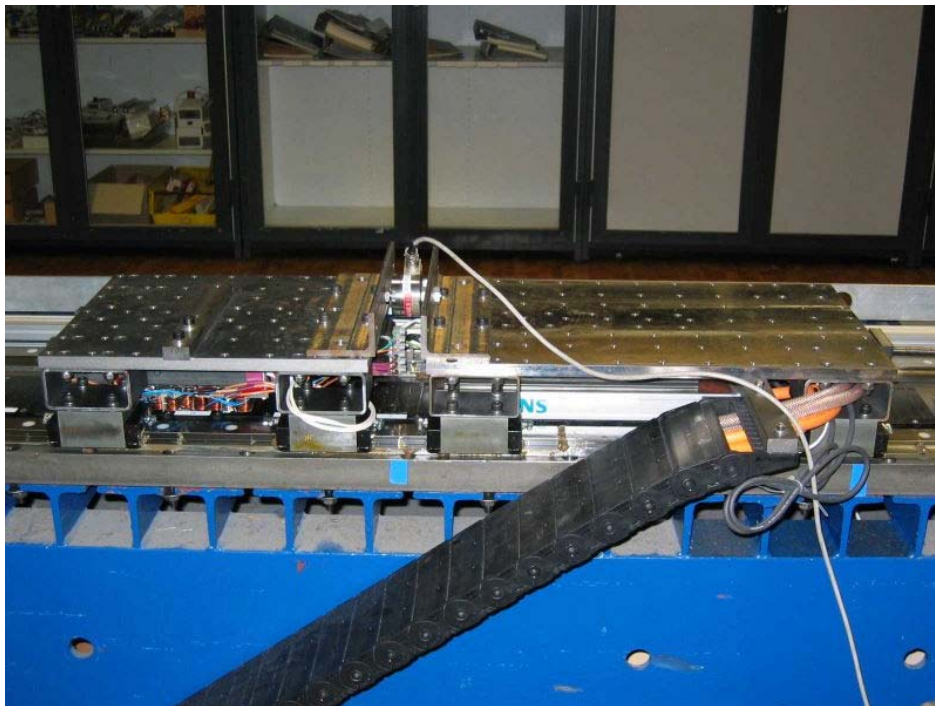


Abb. 3.4.1 Aufbau des Prüfstandes

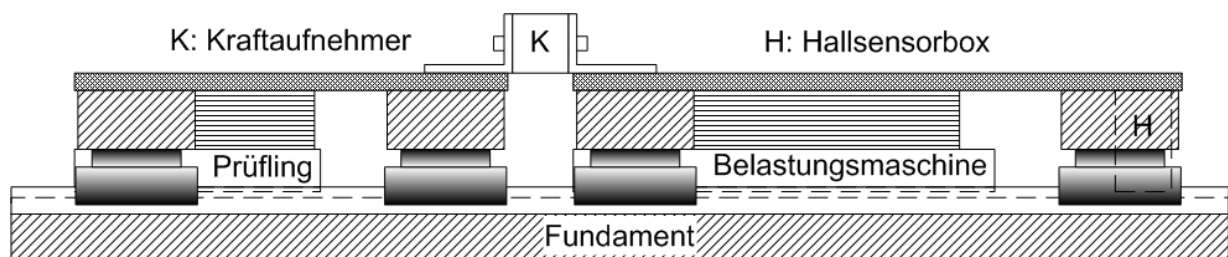


Abb. 3.4.2 Aufbau des Prüfstandes

Die Belastungsmaschine hat die gleiche Polteilung und Blechpaketbreite wie der Prüfling, daher ist es möglich, die Primärteile der beiden Linearmotoren auf der selben Magnetbahn zu betreiben. Zum Messen dynamischer Kräfte müssen die Schraubverbindungen am Kraftaufnehmer im unbelasteten Zustand ausreichend vorgespannt sein.

Das eingesetzte Umrichtersystem **SIMODRIVE 611 universal** von **SIEMENS** besteht aus den Komponenten Ein-/Rückspeisemodul, Leistungsmodul, Regelungseinschub und Antriebsbusleitung. Mit dem geregelten E/R-Modul kann überschüssige Zwischenkreisenergie, die z. B. im Bremsbetrieb entsteht, in das Netz zurückgeführt und eine konstante Zwischenkreisspannung zur Verfügung gestellt werden. Der 2-achsige digitale Regelungseinschub hat eine Schnittstelle für Inkrementalgeber mit sin/cos 1- $V_{PP}$ -Signalen, (maximal 350 kHz). Die Positionierfunktionalität erfolgt durch 64 programmierbare Datensätze je Achse für Motorfrequenzen bis zu 1400Hz.

Zum rotorlageorientierten Betrieb muss die Antriebsregelung eine Information zur absoluten Rotorlage (Lage der Magnete bezüglich des Ständers bzw. des Sekundärteils) haben. Bei Antrieben mit inkrementellem Meßsystem ist ein Abgleich über die Nullmarke möglich. Der Stromrichterparameter „Kommutierungswinkeloffset“ ermöglicht die exakte Einstellung individuell sowohl für die Versuchsmaschine als auch für die Belastungsmaschine.

Die Regelungsbaugruppe „SIMODRIVE 611 universal“ kann in unterschiedlichen Betriebsmodi betrieben werden. In dem Betriebsmodus „Drehzahl-/Momentensollwert“ wird Sinus-Strom mittels feldorientierter Regelung in den Prüfling eingepreßt, gleichzeitig fährt die Belastungsmaschine im Betriebsmodus „Positionieren“ mit frei parametrierbaren Verfahrensätzen. Durch die Vorgaben wie z. B. Position, Geschwindigkeit und Befehl im einzelnen Satz wird die Verfahrensgeschwindigkeit des Prüflings bei der Messung sehr niedrig und konstant (Ausblenden der Beschleunigungs- und Verzögerungsphasen) gehalten, daher kann man die jeweilige Statorposition praktisch als statischen Zustand betrachten.

Damit der Antrieb „SIMODRIVE 611 universal“ den Maschinennullpunkt nach dem Einschalten exakt kennt, muss das Meßsystem der Achse mit der Maschine synchronisiert werden. Diese Synchronisation erfolgt beim Referenzpunktfahren mit der Übernahme eines bestimmten Positionswertes an einem bekannten Punkt der Achse, dadurch ist die Reproduzierbarkeit der Messung gewährleistet.

Da der Antrieb abwechselnd in die positive und negative Richtung (Reversierbetrieb) fährt, wird das eigentliche Messsignal von ortsabhängigen Störkräften sowie der Systemreibung mit entsprechenden Vorzeichen überlagert. Mittels mathematischer Addition der beiden Messsignale von Hin- und Rückfahrt lassen sich Störungen eliminieren.

### 3.5 Sicherheitskomponenten

Linearmotoren sind dynamische Systeme, die in beiden Bewegungsrichtungen sowohl beschleunigt als auch gebremst werden. Im Interesse hoher Energieausnutzung, sind die Bremsvorgänge generatorisch durchzuführen. Mechanische Bremsen sollen dem Notfall und dem Stillstand vorbehalten bleiben.

Als Sicherheitskomponenten stehen 2 induktiven Näherungsschalter und 4 Parabel-Federn von ContiTech SCHWINGMETALL zur Verfügung. (siehe Anhang)

Näherungsschalter sind elektronische Befehlsgeber mit praktisch unbegrenzter Lebensdauer, sie arbeiten prell- und rückwirkungsfrei. Der Oszillator des induktiven Näherungsschalters erzeugt mit Hilfe der im offenen Schalenkern liegenden Spule ein hochfrequentes, magnetisches Wechselfeld, das an der aktiven Fläche austritt. Wird in diesem Feld ein elektrisch leitendes Material (zum Beispiel Metall) gebracht, so entsteht eine Induktionswirbelspannung. Der fließende Wirbelstrom entzieht dem L-C-Schwingungskreis Energie. Die Belastung des Oszillator-Schwingungskreises bewirkt eine Verkleinerung der Schwingamplitude, der Oszillator ist bedämpft. Die Verkleinerung der Amplitude wird von der nachgeschalteten Elektronik in ein eindeutiges elektrisches Signal umgewandelt. Hierdurch wird der Schaltzustand des Näherungsschalters geändert. Wird das elektrisch leitende Material aus dem Wechselfeld entfernt, so vergrößert sich die Schwingungsamplitude wieder und über die Elektronik wird der ursprüngliche Schaltzustand des Näherungsschalters wieder hergestellt.



Abb. 3.5.1 Sicherheitskomponenten des Prüfstands

## 4. Modellbildung mit analytischen und numerischen Verfahren

### 4.1 Finite-Elemente-Methode (FEM)

Die Finite-Element-Methode (FEM) ist ein numerisches Berechnungsverfahren, mit dessen Hilfe örtliche Beanspruchungen (z. B. mechanisch, thermisch oder elektromagnetisch) als Folge einer äußeren Belastung mit großer Genauigkeit ermittelt werden können. Bereits **Leonardo da Vinci** hatte die Idee, zur Berechnung eines Torbogens diesen in einfache geometrische Grundkörper (heute nennen wir sie **Finite Elemente**) zu zerlegen. Deren Strukturverhalten lässt sich besser beschreiben als das komplizierter Formen. Nach diesem Prinzip funktioniert auch die moderne Methode der finiten Elemente.

Bei bekanntem Verhalten der Teilstrukturen erhält man über Kopplungs- und Randbedingungen die Differentialgleichungen für das Gesamtsystem, sie beschreiben das Verhalten von Strukturen unter bestimmten physikalischen Gesichtspunkten (z. B. Verformungsverhalten, Temperaturfeld, magnetisches Feld). Zur Lösung solcher in der Regel sehr komplexen Gleichungen werden Näherungsverfahren verwendet. Diese beruhen darauf, dass für die charakteristischen Größen dieser Differenzialgleichungen, wie Verformung, Temperatur oder magnetisches Potential, Ansatzfunktionen definiert werden, die umso niedriger Ordnung sein können, je einfacher die abzubildende Struktur ist. Daraus leitet sich der Grundgedanke der FEM ab: komplexe Strukturen werden in Finite Elemente mit der jeweiligen Ansatzfunktion niedriger Ordnung unterteilt. Der Lösungsansatz des Gesamtsystems setzt sich dann also aus den Ansätzen der Teilsysteme zusammen. Somit ist man in der Lage, nahezu jedes ingenieurtechnisch relevante, physikalische Phänomen abzubilden.

Die Finite-Elemente-Methode ist in vielen Bereichen der Technik ein unerlässliches Hilfsmittel, um detaillierte Aussagen z. B. über Temperaturen, Kraftwirkungen oder auch Strömungsgeschwindigkeiten in einem Bauteil oder einer verfahrenstechnischen Anlage zu erhalten. Die Bedeutung dieser Technik steigt in zunehmenden Maße, da

- Aussagen zu speziellen Fragestellungen mit dem Computer und ohne Herstellung von Prototypen etc. gemacht werden können,
- Entwicklungs- und Optimierungszeiten von Produkten und Verfahren deutlich verkürzt werden können.

Zur FEM Anwendung steht ein modular aufgebautes kommerzielles Softwarepaket **ANSYS** (ANSYS Inc. Corporate) mit integrierten Preprozessor zur parametrisierten Modellerstellung mittels Eingabemasken und Postprozessor zur Auswertung und graphischen Darstellung der Berechnungsergebnisse zur Verfügung. ANSYS deckt nahezu alle Problemstellungen der numerischen Simulation im ingenieurtechnischen Bereich ab, die typische Anwendungsgebiete sind z. B. Strukturmechanik, Temperaturfeldsimulation, Strömungsmechanik, Magnetfeldsimulation und Akustik. Das

in der Industrie weit verbreitete professionelle Softwarepaket besitzt Datenimportschnittstellen für gängige CAD-Systeme und zählt zu den weltweit führenden FEM-Systemen.

Die Plattform "Electromagnetics Solution" von ANSYS setzt sich aus den Paketen ANSYS EMAG und ANSYS Multiphysics zusammen. Während ANSYS EMAG sich ausschließlich an Anwender aus den elektrischen und elektronischen Anwendungsfeldern richtet, bietet ANSYS Multiphysics die Möglichkeit, elektromagnetische Effekte mit thermischen, struktur- oder strömungsmechanischen Phänomenen zu koppeln.

Mit den Lösungen der ANSYS Electromagnetics Solution können zahlreiche Prototypentests bei der Entwicklung elektrischer und elektronischer Komponenten und Produkte ersetzt werden. Die genaue Kenntnis des Verlaufs des magnetischen Feldes und der magnetischen Beanspruchungen in elektrischen Maschinen und Apparaten ermöglicht eine Erhöhung der Materialausnutzung und eine Verbesserung der Betriebseigenschaften.

## 4.2 Berechnungsmethoden für die elektromagnetische Kraft

Wie bei üblichen FEM-Programmen bietet der ANSYS Postprozessor zwei Berechnungsmethoden für die Auswertung der elektromagnetischen Kräfte, die im folgenden kurz erläutert werden sollen.

### 4.2.1 MAXWELL STRESS TENSOR

Der sog. Maxwellscher Spannungstensor ordnet jedem Raumpunkt, in dem ein Magnetfeld existiert, einen fiktiven mechanischen Spannungszustand zu [17].

Die Definition lautet:

$$T = \begin{vmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mu H_1^2 - \mu H^2 / 2 & \mu H_1 H_2 & \mu H_1 H_3 \\ \mu H_2 H_1 & \mu H_2^2 - \mu H^2 / 2 & \mu H_2 H_3 \\ \mu H_3 H_1 & \mu H_3 H_2 & \mu H_3^2 - \mu H^2 / 2 \end{vmatrix} \quad (4.2.1)$$

Der Maxwellscher Spannungstensor ist offensichtlich symmetrisch, d.h.  $T_{mn} = T_{nm}$ ; er wird zwar ausgehend von der Kraftwirkung auf freie Ladungsträger im magnetischen Feld hergeleitet, aber er liefert das gleiche Ergebnis, wenn die Kraftwirkung auf ein Medium aufgrund der Ortsabhängigkeit der Permeabilität berücksichtigt wird. Die Komponenten  $T_{mn}$  der Matrix haben die Dimension einer mechanischen Spannung und werden allein durch das H-Feld bestimmt.

Mit Hilfe des Maxwellschen Spannungstensors lassen sich die in einem Punkt wirksamen Volumendichten der Kraft und die auf ein gegebenes Volumen wirkende Kraft berechnen. Dabei ist es gleichgültig, durch welchen inneren Mechanismus die Kraftwirkung entsteht.

Für elektrische Maschinen bedeutet dies, dass das Drehmoment bzw. die Vorschubkraft sich ausgehend vom Luftspaltfeld gewinnen lassen, indem man den Spannungstensor über eine geschlossene Fläche integriert, die den bewegenden Teil einschließt und durch den Luftspalt verläuft, ohne dass von vornherein Ersatzanordnungen für die stromdurchflossenen Leiter und Vereinfachungen hinsichtlich der Geometrie des Luftspaltraums eingeführt werden. Die Anwendung setzt allerdings die genauere Kenntnis des Luftspaltfeldes voraus.

Hieraus folgt für die 2D-Kraftberechnung:

$$F_t = \mu \int_l H_t H_n dx \quad (4.2.2)$$

mit

$l$  Integrationsweg

$H_t$  Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke auf dem Integrationsweg

$H_n$  Normalkomponente der magnetischen Feldstärke auf dem Integrationsweg

Die größere Einfachheit des Wegs bietet sich an, um einen tieferen Einblick in den Mechanismus der Kraftbildung zu erhalten.

#### 4.2.2 VIRTUAL WORK

Virtuelle Arbeit ist ein Begriff der Analytischen Mechanik bzw. der Technische Mechanik und bezeichnet die Arbeit, die die eingepprägten Kräfte an einem System bei einer virtuellen Verrückung leisten. Unter einer virtuellen Verrückung versteht man eine Gestalt- oder Lageänderung des Systems, die mit den Bindungen (z. B. Lager) verträglich, sonst aber willkürlich und außerdem infinitesimal klein ist. Nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit verschwindet die virtuelle Arbeit in statischen Systemen. Das Prinzip der virtuellen Arbeit kann auf bewegte Systeme erweitert werden, wenn man zu den eingepprägten Kräften die negativen Massenbeschleunigungen hinzunimmt (*D'Alembertsches* Prinzip).

In konservativen Systemen sind alle eingepprägten Kräfte von einem Potential  $V$  ableitbar. In diesem Fall lässt sich das Prinzip der virtuellen Arbeit in der Form  $\delta V = 0$  darstellen. Hierbei ist das Symbol  $\delta$  als Variationszeichen im Sinne der Variationsrechnung aufzufassen. Nach dem Energieerhaltungssatz ist dann die elektromagnetische Energieänderung eines mechatronischen Systems infolge infinitesimal Relativbewegung zwischen seinen Bestandteilen auf die Virtuelle Arbeit zurückzuführen.

### 4.3 Vergleich mit analytischen Verfahren

Mit ANSYS können 2- und 3-dimensional ruhende, rotierende und linear bewegte elektromagnetische Anordnungen mit nichtlinearen Materialeigenschaften statisch, quasistationär, zeitharmonisch und transient untersucht werden, daher ist das Softwarepaket in der Industrie weit verbreitet und zählt zu den weltweit führenden FEM-Systemen. Aber das Programm erlaubt keinen Zugriff auf die inneren Vorgänge, praktisch so wie eine Blackbox kann man nicht hineinschauen, daher trotz High-End-Rechentechnik und Last-Update-Software kann das Ergebnis nur so gut sein wie die Vorgaben des Ingenieurs. KnowHow und Verantwortung des Anwenders liegen nunmehr in der Modellfindung, in der Diskretisierung der Struktur, in der Beachtung des Aufwand-Nutzen-Verhältnisses (Rechenzeit vs. Genauigkeit) sowie in der Verifizierung und Interpretation der Ergebnisse.

Bei der Suche nach einer einfachen und genauen Testmethode, stößt man rasch auf die Konforme Abbildung, da sie ermöglicht, kompliziertere Anordnungen mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes oder des Biot-Savartschen-Gesetzes zu berechnen.

#### 4.3.1 Methode der konformen Abbildung

Zur konformen Abbildung besteht reichlich Literatur [3, 4, 20, 32], im Folgenden werden die theoretischen Grundlagen kurz zusammengefasst:

##### a) Definition der Analytischen Funktion

Eine Funktion  $f(z) = f(x + jy)$  heißt in einem Gebiet  $G$  analytisch, wenn sie in allen Punkten des Gebietes differenzierbar ist.

Die Funktion  $f(z) = u(x, y) + jv(x, y)$  ist genau dann in  $G$  differenzierbar, wenn  $u$  und  $v$  stetige partielle Ableitungen nach  $x$  und  $y$  in  $G$  besitzen und dort die Cauchy-Riemannschen Differentialgleichungen gelten:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial v}{\partial y}, \quad \frac{\partial u}{\partial y} = -\frac{\partial v}{\partial x}$$

##### b) Definition der Konformen Abbildung

Unter einer Konformen Abbildung versteht man die Abbildung der  $z$ - in die  $w$ -Ebene mit Hilfe einer analytischen Funktion  $w = f(z) = u + jv$  in allen Punkten  $z$ , in denen die Ableitung  $f'(z) \neq 0$  ist.

Diese Abbildung ist ähnlich und winkeltreu in den kleinsten Teilen (konform), d. h. geometrische Gebilde werden in einem infinitesimalen Gebiet in ähnliche Figuren

transformiert, behalten also ihre Form bei. Im Großen betrachtet, entsteht eine verzerrte Darstellung. Die Schnittwinkel zwischen den Kurven bleiben dabei aber erhalten.

Mit Hilfe der Konformen Abbildung versucht man, Anordnungen mit komplizierter geometrischer Struktur in einfache Konfigurationen zu überführen, die eine analytische Berechnung des jeweiligen Problems erlauben.

Ein Nachteil der Konformen Abbildung ist, dass sie nur auf zweidimensionale Probleme angewendet werden kann. Soll eine räumliche Anordnung untersucht werden, so muss sie auf eine zweidimensionale Konfiguration zurückgeführt werden können. Außerdem benötigt man einen Katalog von Abbildungsfunktionen, aus dem man die auf das Problem zugeschnittene Abbildung entnehmen kann, da es oft schwer ist, direkt vom Problem auf eine geeignete Abbildungsfunktion zu schließen. Eine Ausnahme bildet die Polygonabbildung, bei der mit Hilfe der Schwarz-Christoffelschen-Formel das Innere eines Polygons in der  $z$ -Ebene auf die obere  $w$ -Halbebene abgebildet wird. Die dabei auftretende Integralbeziehung ist oft so kompliziert, dass sie nicht analytisch gelöst werden kann, sondern eine numerische Integration erforderlich ist. Dadurch gehen die Vorteile, die die konforme Abbildung bei der Behandlung eines Problems bringt (analytische Genauigkeit, relativ kurze Rechenzeit), zum Teil verloren.

Es wird zuerst eine einfache stromlose translatorische Anordnung mit einem Magneten und einem Nutschlitz unter folgenden Bedingungen betrachtet:

- 1) Die Dicke und die Permeabilität der Eisenteile sind  $\infty$ .
- 2) Man geht von einer rein rechteckigen Nut aus.
- 3) Die Nut wird als unendlich tief und der Luftspalt als unendlich weit nach links und rechts ausgedehnt angenommen.

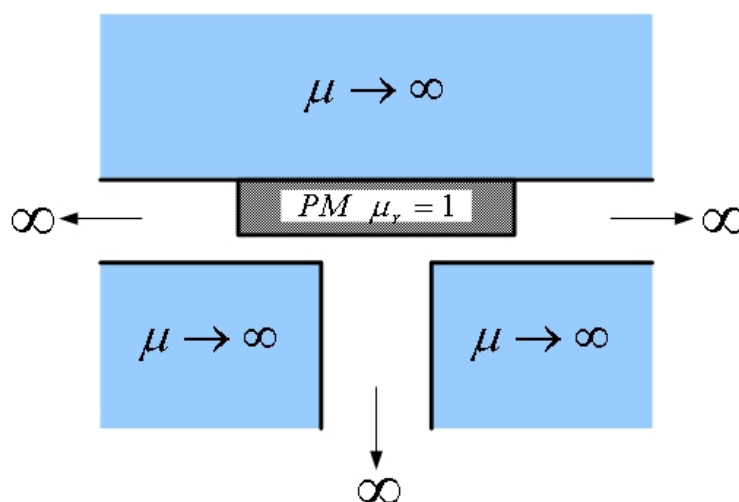


Abb. 4.3.1 Stromlose translatorische Anordnung mit einem Magnet und einem Nutschlitz



Betrachtet man die vereinfachte Anordnung ohne Magnet, so erhält man ein luftgefülltes Polygon mit drei Ecken im Unendlichen, das von Eisen umgeben ist. Die gleiche Geometrie erhält L. Dreyfus bei der Berechnung des elektrischen Feldes zwischen Nieder- und Hochspannungswicklung eines Transformators [11]. Er behandelt das Problem mit Hilfe der Polygonabbildung und gibt eine analytische Lösung der Integration der Schwarz-Christoffelschen-Gleichung an. Diese Formel bildet die reelle Achse der  $w$ -Ebene auf die Berandung des beschriebenen Polygons in der  $z$ -Ebene ab:

$$z = j \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{H}{c-a} \left[ \sqrt{a(1-a)} \operatorname{arctanh} \sqrt{\frac{1-a}{a} \cdot \frac{w}{1-w}} + \sqrt{c(c-1)} \operatorname{arctan} \sqrt{\frac{c-1}{a} \cdot \frac{w}{1-w}} - (c-a) \operatorname{arcsin} \sqrt{w} \right]$$

Die Parameter  $a$  und  $c$  ergeben sich zu

$$a = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{\frac{m}{2H}}{\sqrt{1 + \left(\frac{m}{2H}\right)^2}} \right]; \quad c = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{H}{m} \cdot \frac{1 + \frac{m^2}{2H^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{m}{2H}\right)^2}} \right]$$

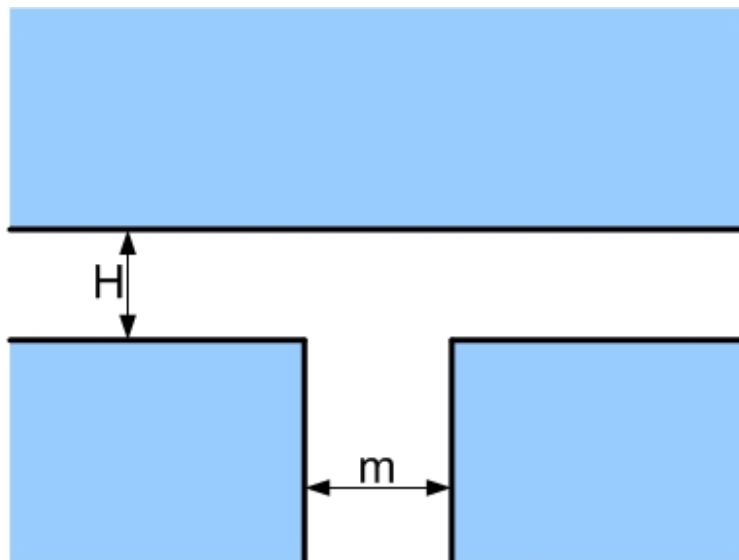


Abb. 4.3.2 Anordnung nach L. Dreyfus

Leider kann die Dreyfus-Funktion nicht direkt zur Berechnung des Magnetfeld-Problems verwendet werden:

- In der Abbildung fehlt der Magnet.
- Die Abbildung findet in der falschen Richtung statt: von der  $w$ - in die  $z$ -Ebene.

Der Gedanke, die Dreyfus-Funktion nach  $w$  aufzulösen, um so die Abbildungsrichtung umzukehren und anschließend die Magnetkanten in der  $w$ -Ebene auszurechnen, führt zu einer Modifikation der Abbildungsvorschrift.

Bei der Suche kann auf folgende Eigenschaften der Dreyfus-Funktion zurückgegriffen werden:

- Die gesamte Begrenzung der Nut-Luftspaltkontur in der  $z$ -Ebene entspricht der reellen  $w$ -Achse.
- Die Punkte  $z = 0 + j0$  und  $w = 0 + j0$ , sowie  $z = m + j0$  und  $w = 1 + j0$  entsprechen einander.

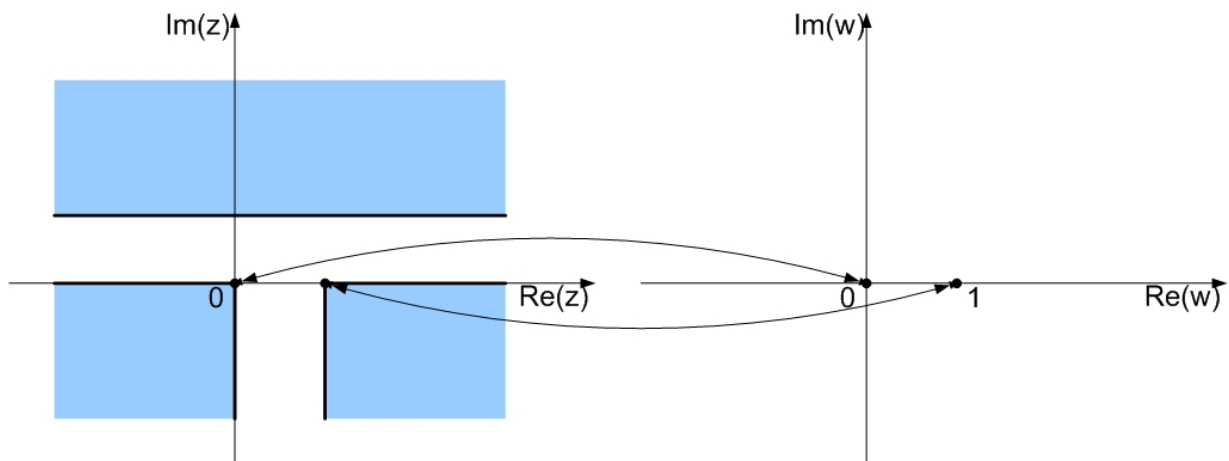


Abb. 4.3.3 Abbildung der Punkte

- Die Eisenteile in der  $z$ -Ebene entsprechen der oberen  $w$ -Halbebene, der Luftraum der unteren  $w$ -Halbebene.

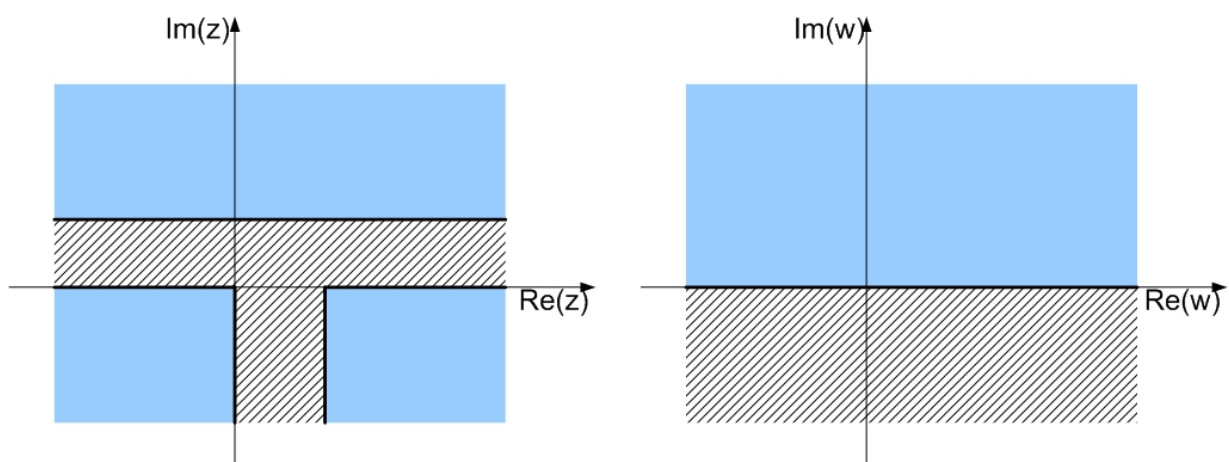


Abb. 4.3.4 Abbildung der Ebene

Die Ermittlung der Magnetkanten kann mit Hilfe eines iterativen Suchprozesses erfolgen, der - ausgehend von Punkten, von denen das Original in der  $z$ -Ebene sowie das zugehörige Bild in der  $w$ -Ebene bekannt ist - neue Paarungen ermittelt. Die prinzipielle Vorgehensweise wird anhand eines einfachen Beispiels erläutert:

Gesucht ist die Abbildung  $w_p = u_p + jv_p$  eines Punktes  $z_p = x_p + jy_p$ , der auf der oberen Berandung des Luftbereichs liegt.

Bekannt sind jeweils ein Punkt links und rechts von  $z_p$ , die zugehörigen  $w$ -Koordinaten sowie  $x_p$  und  $y_p$ .

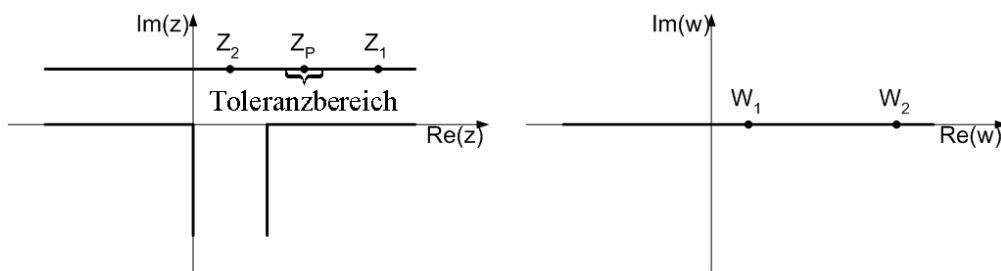


Abb. 4.3.5 Suchprozess

Das Intervall  $[ w_1; w_2 ]$  wird halbiert und so der Punkt  $w_{neu}$  ermittelt. Dieser wird mit Hilfe der Dreyfus-Funktion auf die  $z$ -Ebene abgebildet. Drei Fälle sind möglich:

Fall i)  $z_{neu}$  liegt links des Toleranzbereichs  $\Rightarrow w_p$  liegt zwischen  $w_1$  und  $w_{neu}$ .

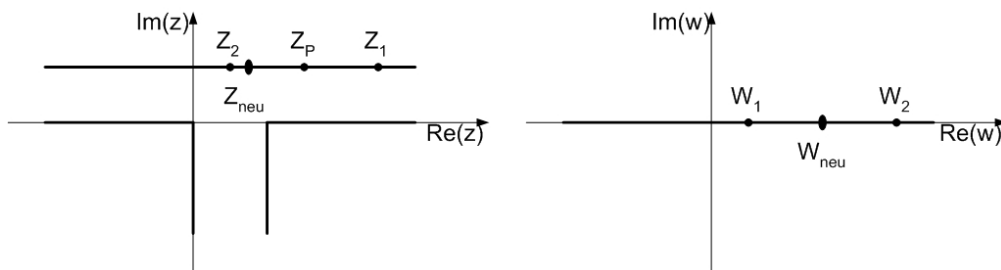


Abb. 4.3.6 Suchprozess Fall i)

Das Suchintervall wird von rechts her eingengt, indem  $w_2$  auf  $w_{neu}$  gesetzt wird. Das neue Intervall wird halbiert und der Punkt  $w'_{neu}$  auf die  $z$ -Ebene abgebildet. Es ergeben sich wieder die Möglichkeiten i), ii) und iii).

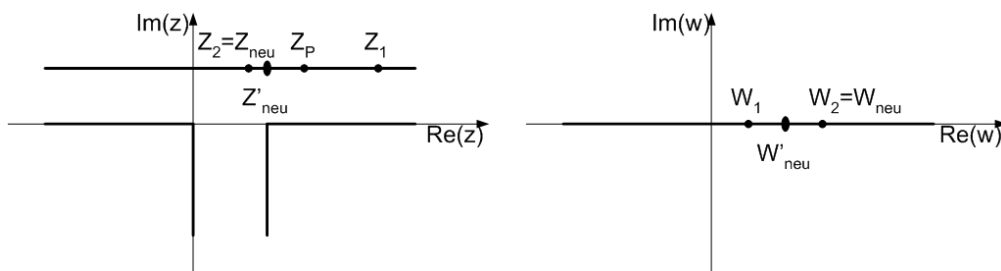


Abb. 4.3.7 Ermittlung des neuen Suchintervalls

Fall ii)  $z_{\text{neu}}$  liegt rechts des Toleranzbereichs  $\Rightarrow w_p$  liegt zwischen  $w_{\text{neu}}$  und  $w_2$ .

Das Suchintervall wird von links her eingeengt, indem  $w_1$  auf  $w_{\text{neu}}$  gesetzt wird. Wie bei Fall i) erfolgt danach Intervallhalbierung und Abbildung mit den daraus resultierenden Möglichkeiten i), ii) und iii).

Fall iii)  $z_{\text{neu}}$  liegt im Toleranzbereich  $\Rightarrow w_{\text{neu}}$  wird als  $w_p$  übernommen.

Der Suchprozess wird solange wiederholt, bis ein  $w_p$  gefunden ist, dessen zugehöriges  $z_p$  innerhalb des Toleranzbereichs liegt.

Nachdem die Kanten des Dauermagneten ermittelt sind, wird sein Feld mit Hilfe von Linienströmen auf den Kanten nachgebildet.

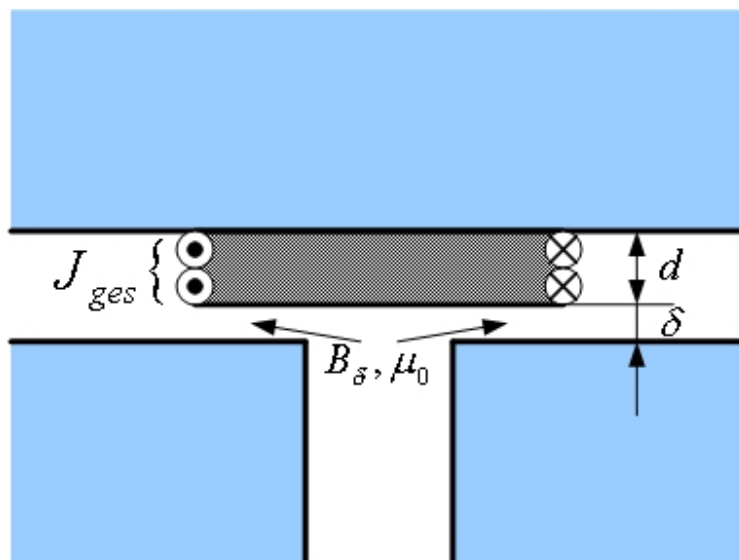


Abb. 4.3.8 Nachbildung des Magneten

Die Induktion  $B_\delta$  im Spalt zwischen Magnet und Läuferoberfläche wird vorgegeben.

$J_{\text{ges}}$  ist die erforderlichen Gesamt-Stromdichte jeder Magnetkante mit der Einheit  $\frac{A}{m}$ .

$$J_{\text{ges}} = \frac{d + \delta}{d} \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0}$$

Eine Magnetkante wird durch die iterativ ermittelten, auf ihr gelegenen Punkte in viele kleine Abschnitte gegliedert. Zur Berechnung des B-Feldes wird die Gesamtstromdichte  $J_{\text{ges}}$  auf die Intervallabschnitte verteilt. Wenn die Verteilung direkt proportional zur Abschnittslänge erfolgt, stellt sich ein Feldstärkeverlauf ein, der relativ stark vom gewünschten "rechteckigen" Sollverlauf abweicht.

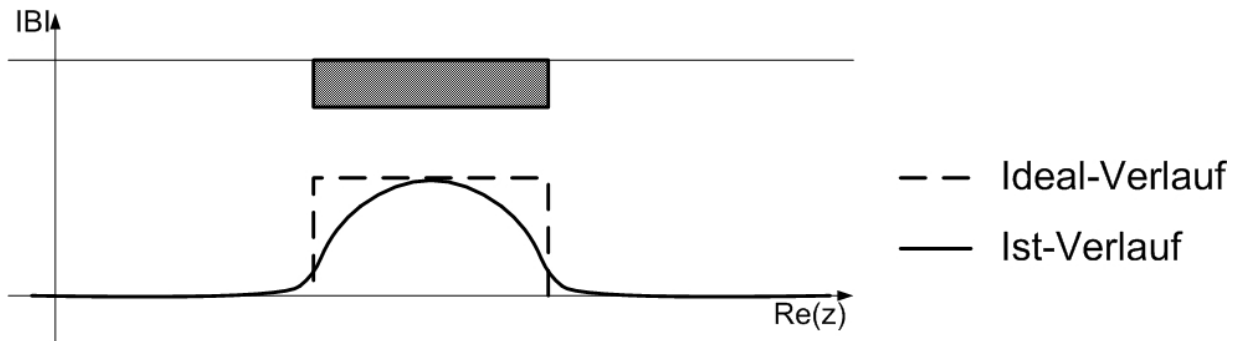


Abb. 4.3.9 Luftspaltfeld ohne Gewichtung

Dies macht eine Gewichtung  $g$  der Stromdichteverteilung entlang der Magnetkante erforderlich. Während der Programmentwicklung hat sich gezeigt, dass  $g = 0,72$  bei Abmessungen, die im Rahmen des Üblichen liegen ( $\delta = 0,5 \dots 2,0$  mm), einen nahezu "rechteckigen" Feldverlauf ergibt.

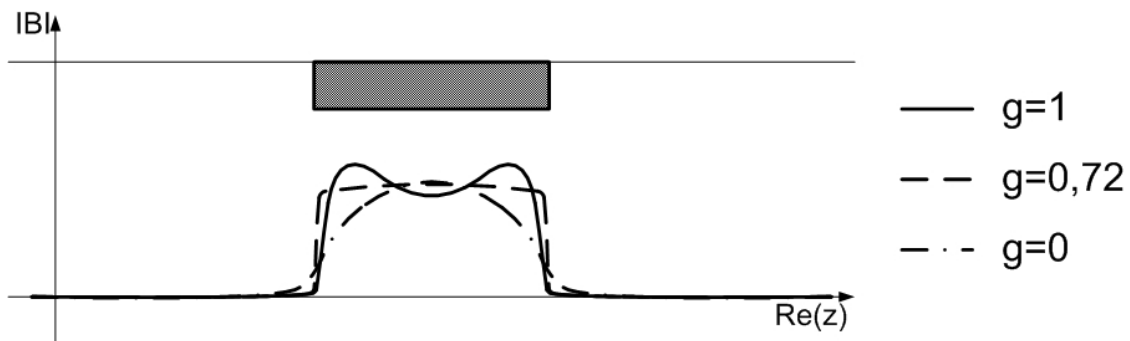


Abb. 4.3.10 Luftspaltfeld mit Gewichtung

Die Abbildung überführt die geraden Magnetkanten in der  $z$ -Ebene in gebogene, parabelähnliche Linien in der  $w$ -Ebene.

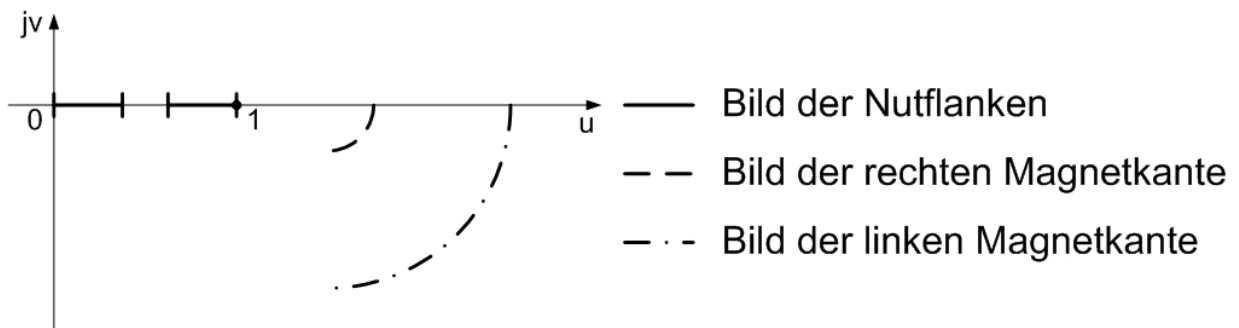


Abb. 4.3.11 Abbildung der Anordnung in der  $w$ -Ebene

Dreidimensionale Hilfsbetrachtung:

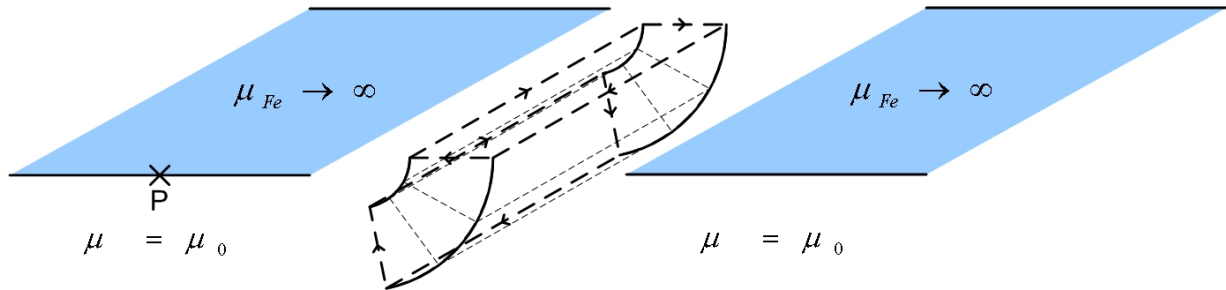


Abb. 4.3.12 3D-Hilfsbetrachtung

Das Magnetfeld im Punkt P wird vom Strom I hervorgerufen, der durch die Windungen einer Spule fließt. Diese Spule ist "um die Magnetkanten gewickelt". Für die Induktionsberechnung kann jede Windung getrennt betrachtet werden.

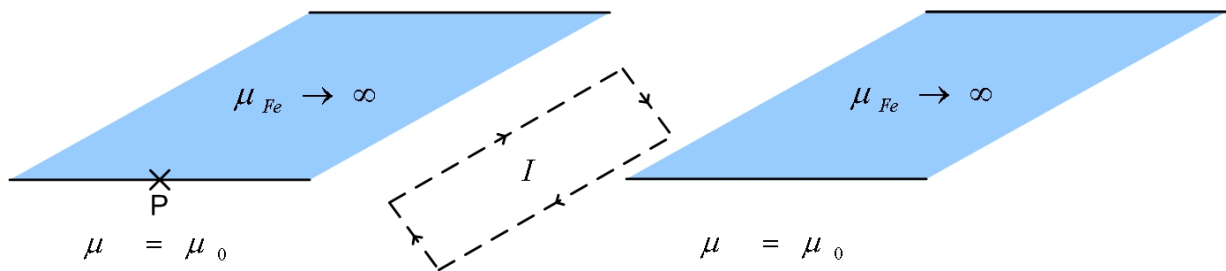


Abb. 4.3.13 Betrachtung der einzelnen Windung

Die zu unendlich angenommene Permeabilität des Eisens fordert, dass die B-Feldlinien auf der Grenzfläche zwischen Luft und Eisen senkrecht stehen. Diese Bedingung wird erfüllt durch Einführen einer Spiegelwindung, die von einem Strom der gleichen Stärke und Richtung wie die Originalwindung durchflossen wird.

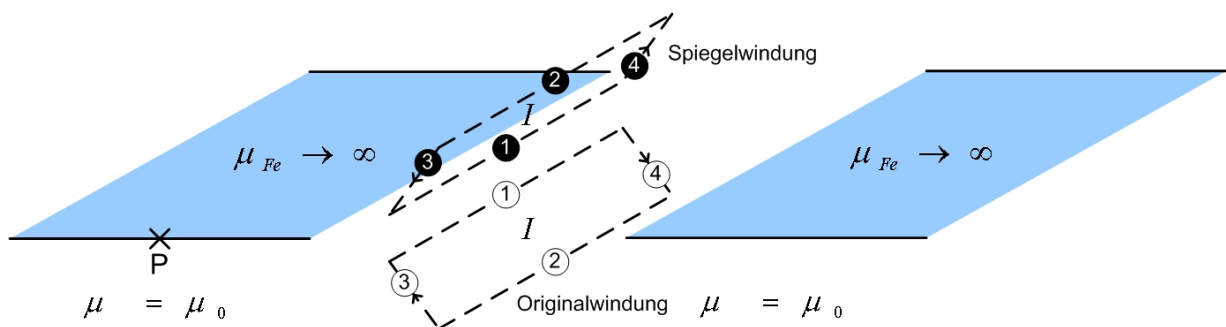


Abb. 4.3.14 Spiegelung der einzelnen Windung

Mit Hilfe des Biot-Savartschen-Gesetzes kann die Anordnung aus Original- und Spiegelwindung berechnet werden.

Weil die Konforme Abbildung nur für zweidimensionale Anordnungen definiert ist, ist diese Betrachtung implizit mit einem Abbildungsfehler behaftet. Der Übergang zum zweidimensionalen Fall geschieht dadurch, daß die Teilleiter ①, ①, ② und ② als unendlich lang betrachtet werden können; d. h. die Windung schließt sich im Unendlichen, wodurch die Teilleiter ③, ③, ④ und ④ wegfallen.

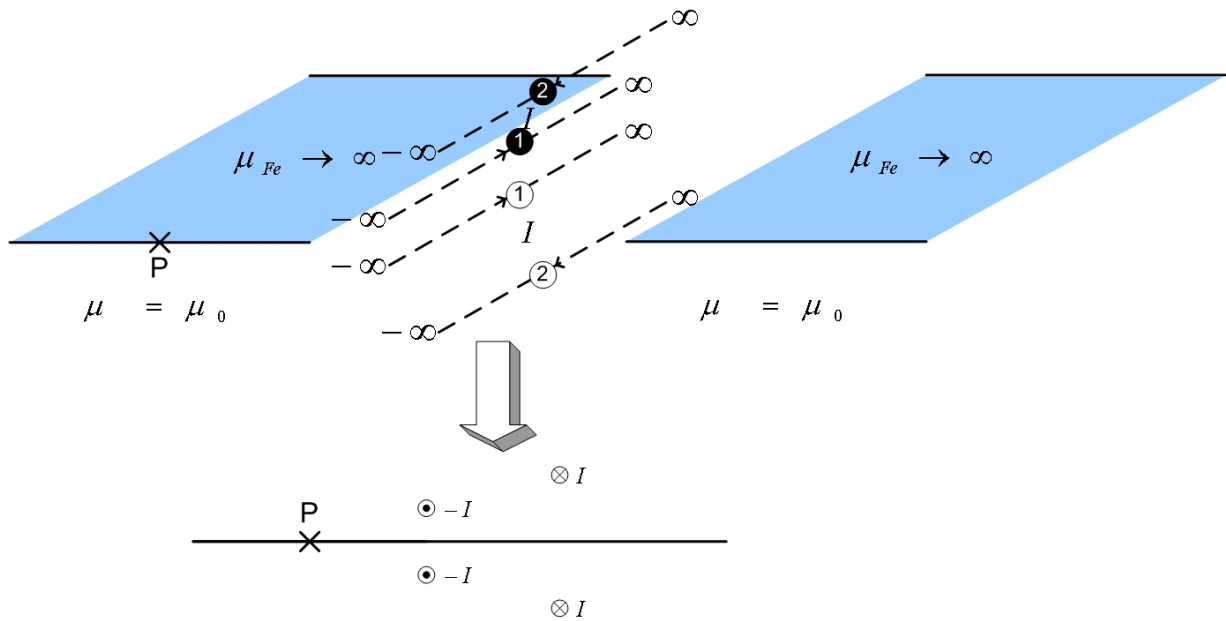


Abb. 4.3.15 Übergang zum zweidimensionalen Fall

Diese Sichtweise erlaubt es, auf die relativ aufwendige Berechnung nach Biot-Savart zu verzichten und statt dessen den Durchflutungssatz für einen unendlich langen geradlinigen Leiter zu verwenden.

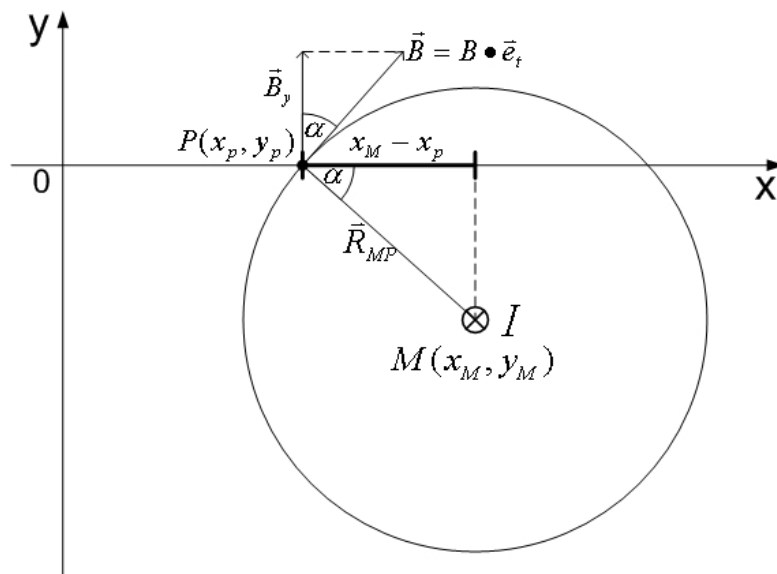


Abb. 4.3.16 Berechnung der Induktion,  $\vec{e}_t$ : Einheitsvektor in tangentialer Richtung

Wegen der durch die Einführung des Spiegelleiters erfüllten Grenzflächenbedingung interessiert nur der senkrechte Anteil  $\vec{B}_y$  von  $\vec{B}$ . Diesen erhält man durch Projektion von  $\vec{B}$  auf die Senkrechte durch P.

$$\vec{B}_y = B_y \cdot \vec{e}_y$$

$$B_y = B \cdot \cos \alpha ; \quad B = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi \cdot R_{MP}} ; \quad \cos \alpha = \frac{x_m - x_p}{R_{MP}} = \frac{x_M - x_P}{\sqrt{(x_M - x_P)^2 + y_M^2}}$$

$$B_y = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi \cdot R_{MP}} \cdot \frac{x_M - x_P}{\sqrt{(x_M - x_P)^2 + y_M^2}} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot (x_M - x_P)}{2\pi \cdot [(x_M - x_P)^2 + y_M^2]}$$

Zur Berechnung des B-Feldes in der w-Ebene ist es erforderlich, die Stromdichte der z-Ebene in die w-Ebene zu transformieren. Das geschieht mit Hilfe der ersten Ableitung der Dreyfus-Funktion  $z = f(w)$  nach w.

$$\frac{dz}{dw} = \frac{d}{dw} f(w) =$$

$$\frac{2jH \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{a(1-a)} \left( \frac{1-a}{a(1-w)} + \frac{(1-a)w}{a(1-w)^2} \right)}{\sqrt{(1-a)w} \left( 1 - \frac{(1-a)w}{a(1-w)} \right)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{c(c-1)} \left( \frac{c-1}{c(1-w)} + \frac{(c-1)w}{c(1-w)^2} \right)}{\sqrt{(c-1)w} \left( 1 + \frac{(c-1)w}{c(1-w)} \right)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{c-a}{\sqrt{w}\sqrt{1-w}} \right)}{\pi \cdot (c-a)}$$

Punkt in der z-Ebene

$$z_p = x_p + jy_p$$



Bildpunkt in der w-Ebene

$$w_p = u_p + jv_p$$

Stromdichte im Punkt  $z_p$

$$J(z_p)$$

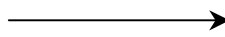


Bild-Stromdichte im Punkt  $w_p$

$$J(w_p) = J(z_p) \cdot \left| \frac{dz}{dw}(w_p) \right|$$

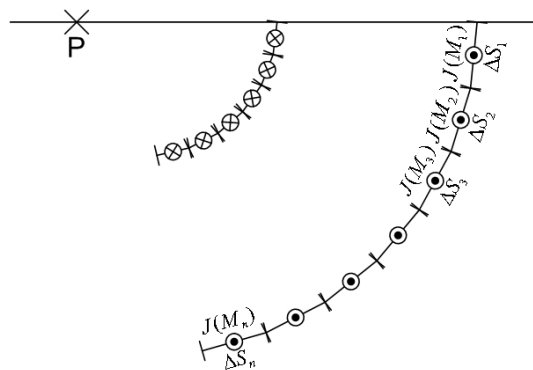


Abb. 4.3.17 Abbildung der Magnetkanten in der w-Ebene



Jedem Teilstück einer Magnetkante wird ein Stromfaden zugeordnet, dessen Strom das jeweilige Teilstück charakterisiert. Der zugehörige Strom  $I$  ergibt sich aus dem Produkt von Linienstromdichte  $J$  und Länge  $\Delta s_n$  des Abschnitts.

$$I(M_n) = J(M_n) \cdot \Delta s_n$$

$$B_y(M_n) = \frac{\mu_0 \cdot I(M_n) \cdot (x_M - x_P)}{2\pi \cdot [(x_M - x_P)^2 + y_M^2]} = \frac{\mu_0 \cdot J(M_n) \cdot \Delta s_n \cdot (x_M - x_P)}{2\pi \cdot [(x_M - x_P)^2 + y_M^2]}$$

$B_y(M_n)$  ist die Induktion, die ein Stromfaden durch  $M_n$  in  $P$  hervorruft. Der zugehörige Spiegelleiter erzeugt eine Induktion gleicher Stärke und mit dem gleichen Vorzeichen. Daher kann der Faktor 2 ergänzt werden, und man erhält die Induktion, die ein Teilstück einer Magnetkante in  $P$  erzeugt.

$$B_y(M_n) = \frac{\mu_0 \cdot J(M_n) \cdot \Delta s_n \cdot (x_M - x_P)}{2\pi \cdot [(x_M - x_P)^2 + y_M^2]} \cdot 2 = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{(x_M - x_P)}{(x_M - x_P)^2 + y_M^2} \cdot J(M_n) \cdot \Delta s_n$$

Die gesamte vom Magneten hervorgerufene Induktion im Punkt  $P$  erhält man durch Addition aller Teilinduktionen beider Magnetkanten.

Da die Ströme auf der linken und rechten Magnetkante unterschiedliche Richtung haben, müssen auch die zugehörigen Induktionen mit verschiedenen Vorzeichen behaftet sein:

rechte Magnetkante  $\Rightarrow$  Strom fließt in die Zeichenebene hinein  $\Rightarrow B$  positiv

linke Magnetkante  $\Rightarrow$  Strom fließt aus der Zeichenebene heraus  $\Rightarrow B$  negativ  
(Die Zuordnungen sind willkürlich gewählt.)

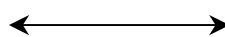
Somit erhält man:

$$B_{ges}(P) = \sum_{k=1}^n B_y(M_k)_{rechte\ Magnetkante} + \sum_{\ell=1}^m [-B_y(M_\ell)]_{linke\ Magnetkante}$$

Nach erfolgter Berechnung der Flussdichte in der  $w$ -Ebene muss das Ergebnis vom Bildbereich in den Originalbereich übertragen werden. Wie bei der Transformation der Stromdichte wird die erste Ableitung der Dreyfus-Funktion dazu herangezogen.

Bildpunkt in der  $w$ -Ebene

$$w_p = u_p + jv_p$$

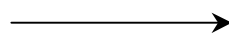


Punkt in der  $z$ -Ebene

$$z_p = x_p + jy_p$$

Bild-Flußdichte im Punkt  $w_p$

$$B(w_p)$$



Flußdichte im Punkt  $z_p$

$$B(z_p) = \frac{B(w_p)}{\left| \frac{dz}{dw}(w_p) \right|}$$

Die Schubkraft, die an einem Flankenabschnitt der Höhe  $\Delta s_n$  und der Breite  $l_{ax}$  angreift, beträgt:

$$F_n = \frac{l_{ax}}{2\mu} \cdot B_n^2 \cdot \Delta s_n$$

Die Schubkraft, die auf eine Nutflanke wirkt, ist:

$$F_{Flanke} = \sum_{m=1}^n F_m = \sum_{m=1}^n \frac{l_{ax}}{2\mu} \cdot B_m^2 \cdot \Delta s_m$$

Resultierende Schubkraft auf die gesamte Nut:

$$F_{Nut} = F_{Flanke\ links} - F_{Flanke\ rechts}$$

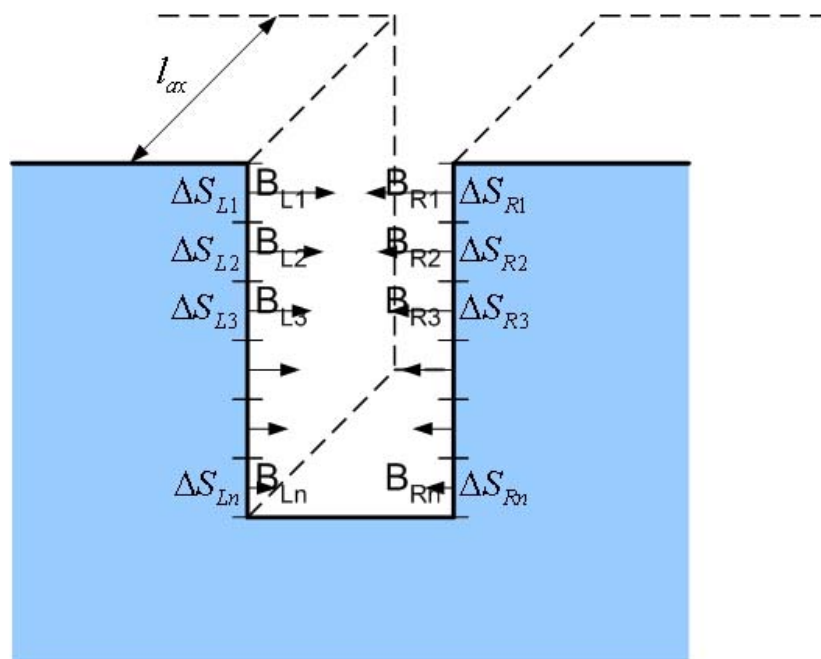


Abb. 4.3.18 Berechnung der Schubkräfte an den Nutflanken

### 4.3.2 Nachprüfen anhand eines einfachen Beispiels

Für die Überprüfung des ANSYS Programms mit der vorgeschlagenen analytischen Methode wurde ein eher extremes Testbeispiel mit einem Dauermagnet (NdFeB) und einem Nutschlitz untersucht. Dabei wird die Position des Magneten als Variationsparameter angesetzt und anschließend die FEM-Berechnung durchgeführt.

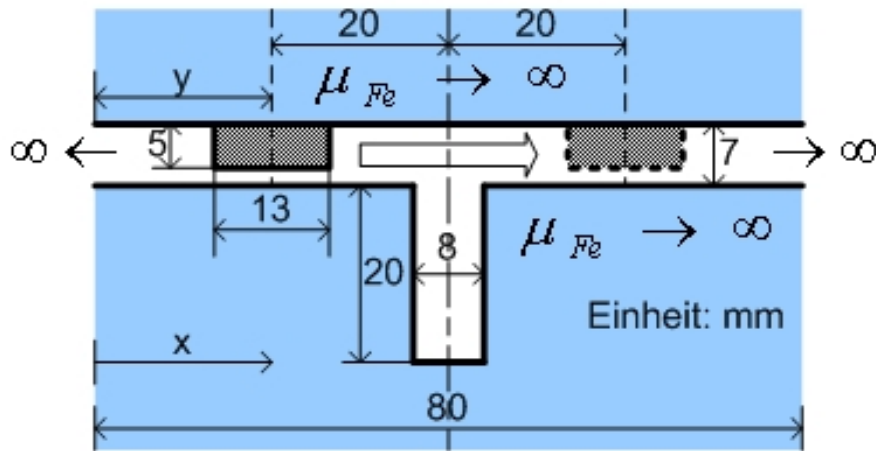


Abb. 4.3.19 Anordnung mit einem Magnet und einem Nutschlitz,  $B_r=1,19T$ ,  $L_{ax}=90mm$

Die numerische 3D-Behandlung dieses Problems ist noch relativ einfach, da hier statt eines Stators mit Nuten und Spulen nur ein massiver Eisenrückschluss vorhanden ist. Dennoch ist die Rechnung wegen der großen Zahl erforderlicher Elemente immer noch sehr aufwändig. Deshalb wird zunächst versucht, das Problem mit einer 2D-Modellierung zu lösen. Die sensiblen Gebiete sind dabei fein in quadratische Elemente aufgelöst. Dies reduziert die Zahl der erforderlichen Elemente im Vergleich zu einem Einsatz der linearen Elemente und führt zu besseren Ergebnissen.

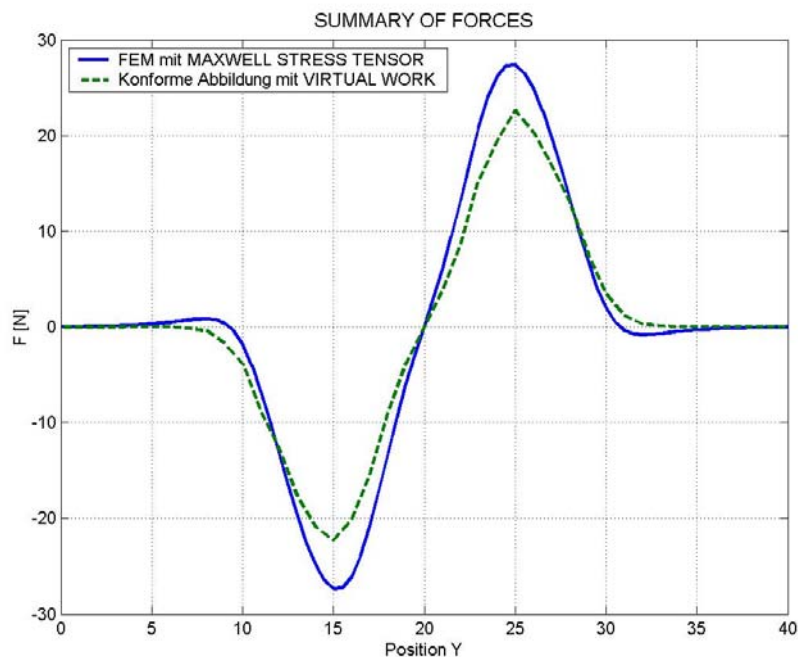


Abb. 4.3.20 Vergleich FEM mit Konformer Abbildung Methode

Der Kraftverlauf als Funktion der Magnetposition in Bild 4.3.20 zeigt eine qualitative gute Übereinstimmung der analytischen und numerischen Berechnungsverfahren. Diese

Anschauung ist als Ursache für positionsabhängige Rastkräfte in Vorschubrichtung anzusehen. Wegen der zahlreichen Vereinfachungen und Idealisierung in der Modellierung mit Konform-Abbildung wird die FEM-Rechnung bei der Interpretation der Ergebnisse als „richtig“ definiert. Diese Annahme ist jedoch nicht automatisch zutreffend und muss im Einzelfall nachgeprüft werden. Sie beruht zum Teil auf verfahrensbedingten Fehlern bei der Feinheit der Vernetzung und die Beschränkung der maximalen Elementzahl des verfügbaren Programms. Aus dem Bild wird deutlich, dass die Kraftwirkung vor allem auf der Reluktanzänderung beruht.

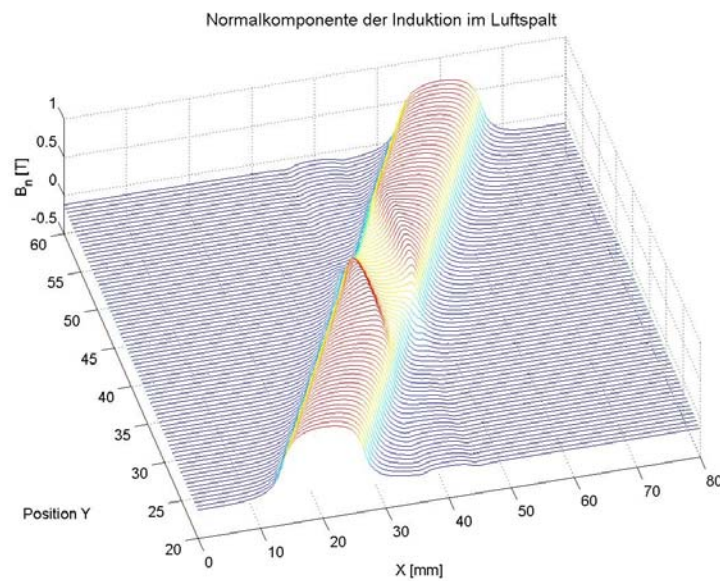


Abb. 4.3.21 Normalkomponente der Induktion im Luftspalt

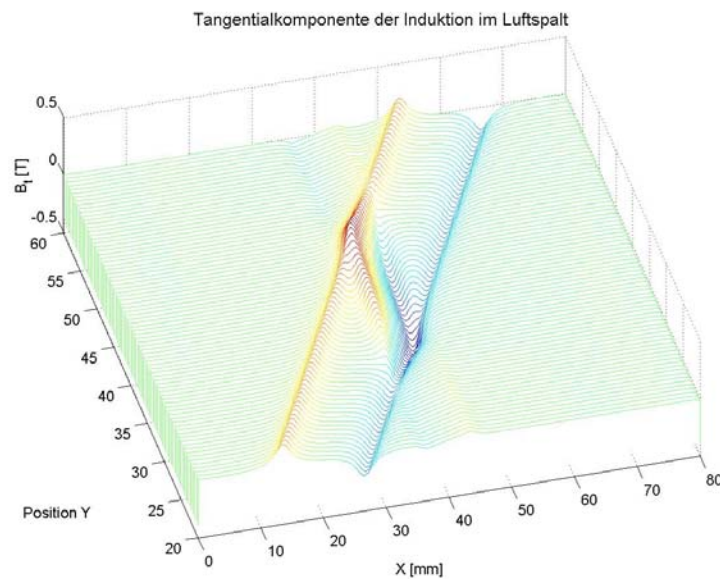


Abb. 4.3.22 Tangentialkomponente der Induktion im Luftspalt

Zur Illustration des Luftspaltfeldes zeigen Bild 4.3.21 und Bild 4.3.22 die Normal- und Tangentialkomponenten der Induktion entlang dem Luftspalt der Anordnung. Die Wasserfalldiagramme ermöglichen eine anschauliche Darstellung der Nutzungseffekte.

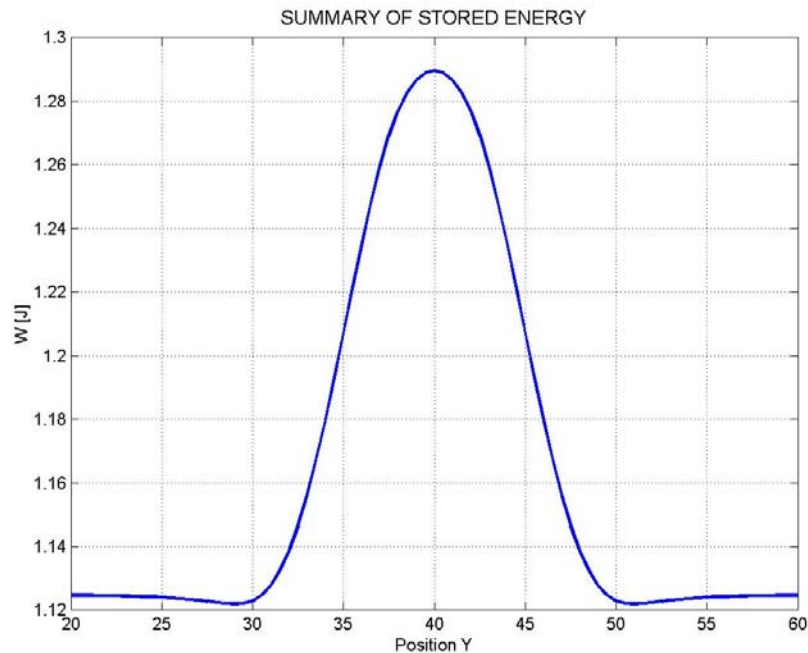


Abb. 4.3.23 Systemenergie als Funktion der Verschiebung

Bild 4.3.23 zeigt den aus der FEM-Rechnung erhaltenen Energieumsatz des Systems infolge der Verschiebung des Magneten und veranschaulicht den Zusammenhang des lokalen Energiemaximums mit der labilen Lage des Magneten (vgl. Kap. 5.2).

Trotz der guten Übereinstimmung beider Vorgehensweisen ist die analytische Lösung nur für einfachste Geometrien und lineares Materialverhalten geeignet. Eine exakte analytische Bestimmung der Kraftwelligkeit mit Hilfe der Konform-Abbildung scheitert an der Komplexität der Luftspaltgeometrie, der magnetischen Erregung und der elektrischen Speisung, sie stellt aber insofern einen guten Testfall dar. In der vorliegenden Arbeit beschränkten sich die weiteren Untersuchungen auf FEM.

## 5. Konzeptionelle Maßnahmen zur Reduzierung der Kraftwelligkeit

### 5.1 Idee von KWA(Kraftwelligkeitsausgleich)

1999 hat die Siemens-AG ein Patent (DE 19829052 C1) auf eine Kompensationsmöglichkeit für die Kraftwelligkeit erhalten.

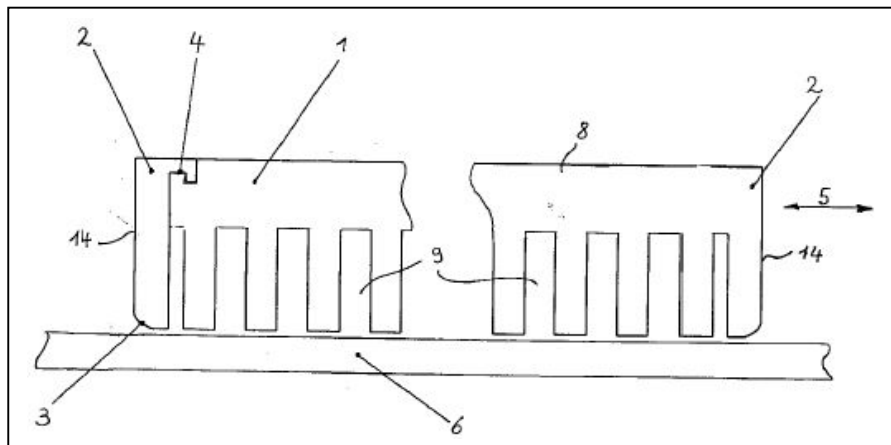


Abb. 5.1.1 Siemens-Patent (Fig.1)

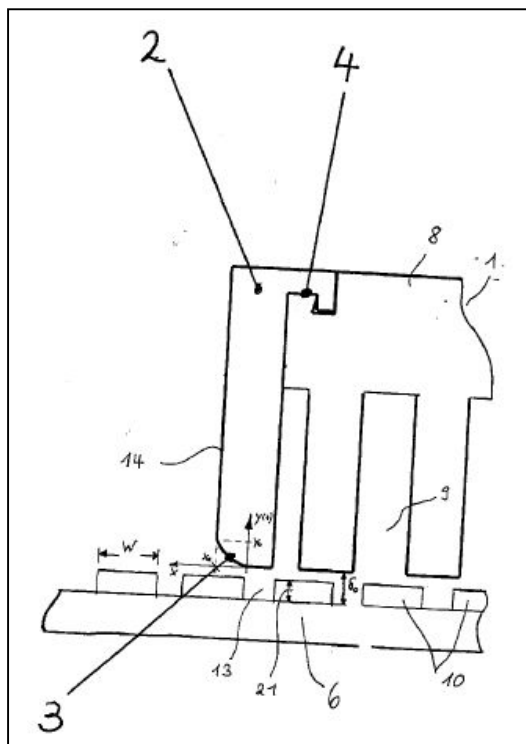


Abb. 5.1.2 Siemens-Patent (Fig.2)

#### **Abstract des Patentes:**

Um die Kraftwelligkeit eines Synchronlinearmotors nahezu vollständig zu unterdrücken, weist dieser folgende Merkmale auf: mindestens ein Primärteil(1) und mindestens ein Sekundärteil(6), das eine Folge von durch Permanentmagneten gebildeten Polen(10) aufweist und außerdem in Bewegungsrichtung(5) größer ist als die Länge des Primärteils(1). Das Primärteil(1) weist Primärnuten(9) auf, die zur Aufnahme von ein- oder mehrphasigen Wicklungen geeignet sind. Außerdem weist das Primärteil(1) Mittel auf, die zu einer Änderung der Magnetkraft in Bewegungsrichtung(5) des Linearmotors im Bereich der Endstücke(2) des Primärteils(1) führen. Die Stirnflächen(14) der Endstücke(2) verlaufen senkrecht zur Bewegungsrichtung(5) des Linearmotors.

Die Erfindung bezieht sich auf permanentmagneterregten eisenbehafteten Kurzstator-Synchron-Linearmotor in Einzelkammausführung. Laut Erfindung kann die Kraftwelligkeit bzw. Polwelligkeit der bisherigen Synchron-Linearmotoren durch Anbringen an den Enden speziell geformter, senkrecht zur Bewegungsrichtung gerichteter Endstücke aus ferromagnetischen Materialien am Anfang und Ende der jeweiligen Primärteile nahezu vollständig unterdrückt werden. Die Vorgehensweise der Optimierung bleibt jedoch unklar, deshalb wird das Thema hier näher untersucht.

## 5.2 Entstehungsmechanismus und Einflussparameter für die Kraftwelligkeit

### 5.2.1 Entstehungsmechanismus

Um den Entstehungsmechanismus der Kraftwelligkeit zu ermitteln, beginnt man am besten mit dem Energieumwandlungsvorgang im Dauermagnetfeld. Dazu wird ein einfacher magnetischer Kreis, besteht aus einem Dauermagnet M (Seltenerd magnet NdFeB), einem Luftspalt F und einem Joch J (als magnetisch unendlich gut leitend angenommen), betrachtet. Streufelder usw. mögen einfachheitshalber nicht auftreten.

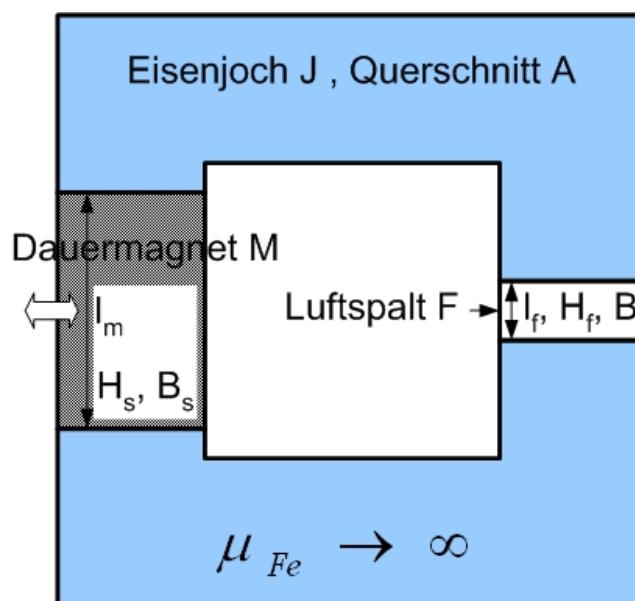


Abb. 5.2.1 Einfacher magnetischer Kreis

Nach dem Aufmagnetisieren befindet sich der Arbeitspunkt des Dauermagneten immer im 2. Quadranten auf der einfachheitshalber als linear angenommenen Entmagnetisierungskurve A und zwar durch deren Schnittpunkt S mit der sog. „Arbeitsgrade“ G, die durch die Eigenschaften des magnetischen Kreises festgelegt wird.

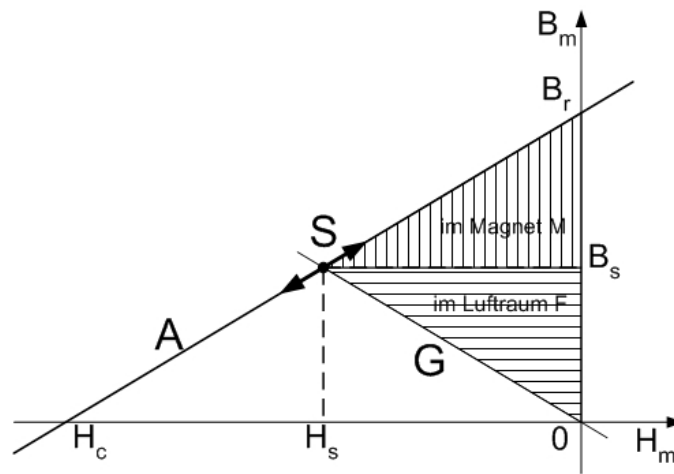


Abb. 5.2.2 Energieumwandlung des Dauermagneten

Es entsteht im Luftraum ein Magnetfeld  $B_f$ ,  $H_f$  mit der magnetischen Energie  $W_{magn,f} = \frac{1}{2} B_f H_f V_f = -\frac{1}{2} B_s H_s V_m$ . Sein Maximum hängt von dem Verlauf der Entmagnetisierungskurve A ab, d. h. die Entmagnetisierungskurve A legt fest, wie viel Energie überhaupt auf diesem Weg im Luftraum realisiert werden kann. Der Dauermagnet enthält ebenfalls eine magnetische Energie  $W_{magn,m} = V_m \int_{B_r}^{B_s} H_m dB_m$ . Die Energiesumme ist proportional zum Magnetvolumen  $V_m$  und entspricht der schraffierten Fläche.

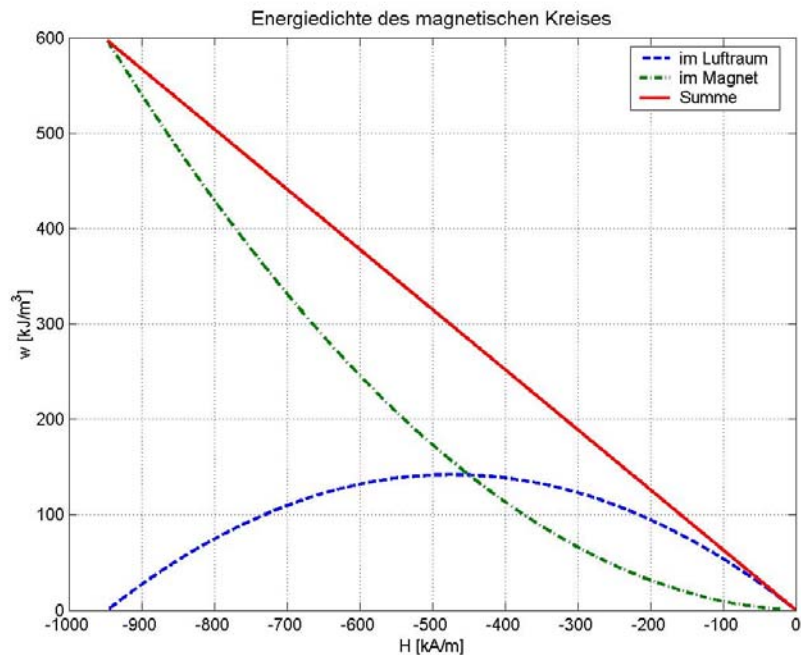


Abb. 5.2.3 Energiedichte des magnetischen Kreises



Beim Herausziehen des Dauermagneten verringert sich seine Kontaktfläche zum Joch, die Arbeitsgrade neigt sich in der Richtung negativer Abszissenachse, der Schnittpunkt wird verlegt, die in Luftraum und Magnet gespeicherte Energiesumme nimmt zu. Die Energiezunahme liefert nicht etwa, wie oft zu lesen, der Dauermagnet, sie wird vielmehr aus der mechanischen Energie von außen gedeckt. Bild 5.2.3 zeigt die Änderungstendenz der verschiedenen Energien als Funktion der Feldstärke im Magnet.

Die magnetische Energie im Luftraum nimmt bei Annäherung an ihr Maximum immer langsamer zu, dann wieder auf Null ab, die Energie im Magnet wächst zunächst langsam, dann schneller bis zum Gesamtenergiewert.

Für elektrische Maschinen wird meist nicht die Frage nach der mit Hilfe des Dauermagneten maximal umsetzbaren Gesamtenergie gestellt, sondern nach der magnetischen Energie, die mit Hilfe des Dauermagneten in einem Luftraum realisiert werden kann. Die Frage ist i. a. gleichbedeutend mit derjenigen nach der höchsten erzielbaren magnetischen Induktion  $B_f$  im Luftraum. Zur bestmöglichen Ausnutzung des Magnetmaterials wird die Lage des Schnittpunktes S oft entsprechend vorgegeben.

Beim Herausziehen des Dauermagneten aus der Anfangsposition greift an ihm eine Rückstellkraft an, eine äußere Kraft muss gegen die Rückstellkraft mechanische Arbeit leisten, damit die Energiebilanz stimmt. Während die Gesamtenergie durch Herausziehen des Dauermagneten monoton wächst, bleibt ihre Zunahme pro Verschiebungseinheit jedoch fast unverändert. Daher ist die Rückstellkraft unabhängig von der Auslenkung konstant. Wenn sich die Auslenkung periodisch ändert, dann entsteht eine Kraftpendelung, die Anfangsposition ist die einzige stabile Lage bei der Anordnung.

Unabhängig von den Materialeigenschaften und der Geometrie des magnetischen Kreises kann man die folgende Aussage treffen:

- 1) in stabilem Zustand besitzt das System ein Energieminimum,
- 2) die Energieänderung im magnetischen Kreis tritt hauptsächlich im Dauermagnet auf, wenn die Auslegung durch bestmögliche Nutzung des Magnetmaterials erfolgt.

Bisher wurde vereinfachend angenommen, dass das Feld im Magnetmaterial nur in Magnetisierungsrichtung verläuft, also keine Feldanteile quer oder schräg zur Magnetisierungsrichtung auftreten. Das ist praktisch nun nicht der Fall, der Magnetraum ist vielmehr eher wie ein Luftraum auffassbar, infolgedessen macht man bei größeren Luftspalten und Magnetdicken quantitative Fehler, besonders bei der Berechnung der Pendelkraft. Durch genauere Feld- und Energieberechnung kann man diese Fehler reduzieren.

Diese Überlegung kann man auf den magnetischen Kreis des Linearmotors übertragen. Wie sich bei diesem die Verhältnisse ändern und gleichzeitig sehr viel komplizierter werden, zeigt die nachstehende Betrachtung der Einflussparameter für die Kraftwelligkeit.

Im Sinne einer größeren Allgemeinheit und Vergleichbarkeit ist es angebracht, die **Kraftwelligkeit** folgenderweise zu definieren:

$F_N$ :	Gleichanteil der Vorschubkraft durch Speisung mit Nennstrom,
$F_{\sim\text{eff}}$ :	quadratischer Mittelwert (engl.: root mean square (RMS)) des Vorschubkraft-Wechselanteils,
$F_{\sim\text{Ampl}}$ :	$\sqrt{2} \times F_{\sim\text{eff}}$ ,
Kraftwelligkeit:	prozentuales Verhältnis zwischen $F_{\sim\text{Ampl}}$ und $F_N$ .

## 5.2.2 Einflussparameter

In der Literatur beschränkt sich die Analyse der Kraftwelligkeit und deren Ursachen in der Regel auf eine Betrachtung an rotatorischen Motoren, bei diesen ergibt sich daraus eine Drehmomentwelligkeit. Zu den Phänomenen bei Synchron-Linearmotoren ist relativ wenig bekannt. Nachfolgend werden die Erkenntnisse zum Thema Kraftwelligkeit auf den Synchron-Linearmotoren mit Hilfe der FEM rechentechnisch erweitert und zusammengefasst. Durch Variation der Parameter kann man auf den günstigsten Weg zur Reduzierung oder Unterdrückung unerwünschter Kraftschwankungen schließen.

### 1) Bewegungsart (Translation / Rotation)

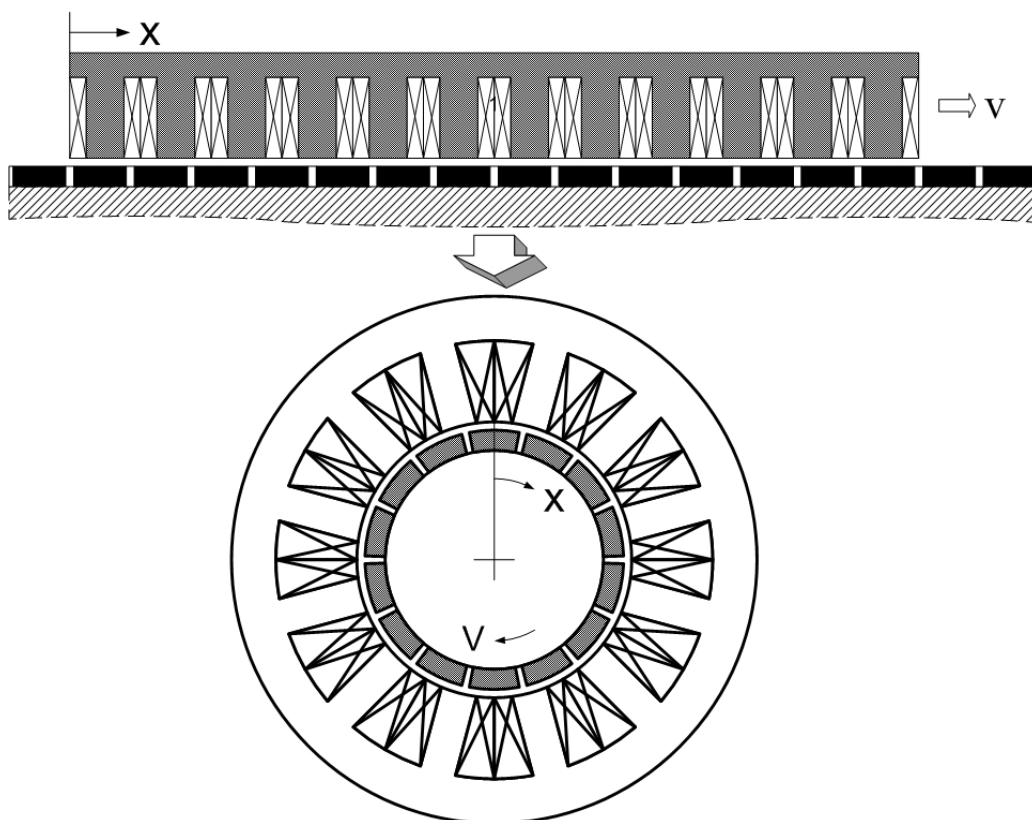


Abb. 5.2.4 Translations- und Rotationsmodell

Die bei permanentmagneterregten rotatorischen Maschinen auftretenden Drehmomentschwankungen setzen sich aus Stromkräften und Reluktanzwirkungen infolge der Nutschlitze unter Beachtung lokaler Eisensättigung zusammen. Zur Untersuchung des Einflusses wird ein permanentmagneterregter rotatorischer Servomotor anhand der Maschinendaten des Prüflings (vgl. Kap. 2.3.3) „konstruiert“, d. h., ihre mittlere Luftspaltlänge, Luftspaltbreite, elektrische Durchflutung und Blechschnittgeometrie sind möglichst gleich ausgewählt, damit dem Vergleich eine elektromagnetische Ähnlichkeit zugrunde gelegt werden kann.

Die zur Untersuchung zu vergleichenden Modelle zeigt Bild 5.2.4. Primärteil bzw. Rotor werden nun jeweils aus einer stabilen Raststelle translatorisch bzw. rotatorisch um 2 Polteilungen bewegt.

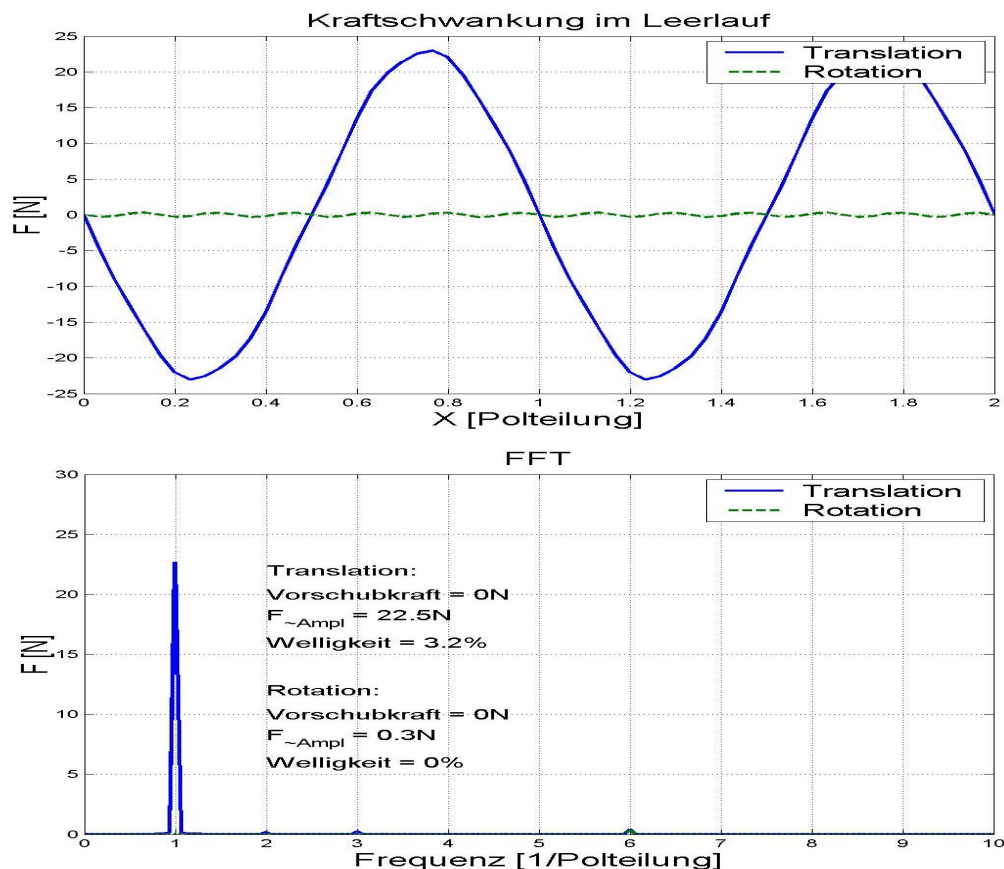


Abb. 5.2.5 Berechnete Kraftverläufe bei Translation und Rotation im Leerlauf (stromlos)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Bild 5.2.5 zeigt die berechneten Tangentialkraftverläufe als Funktion der Position bei Translation und Rotation im Leerlauf. Es ergibt sich hinsichtlich Amplitude und Wiederholfrequenz ein ganz verschiedenes Verhalten. Um das Phänomen zu erklären, zeigt Bild 5.2.6 zwei um 1/6 Polteilung mechanisch versetzte Leerlaufzustände des Rotationsmodells.

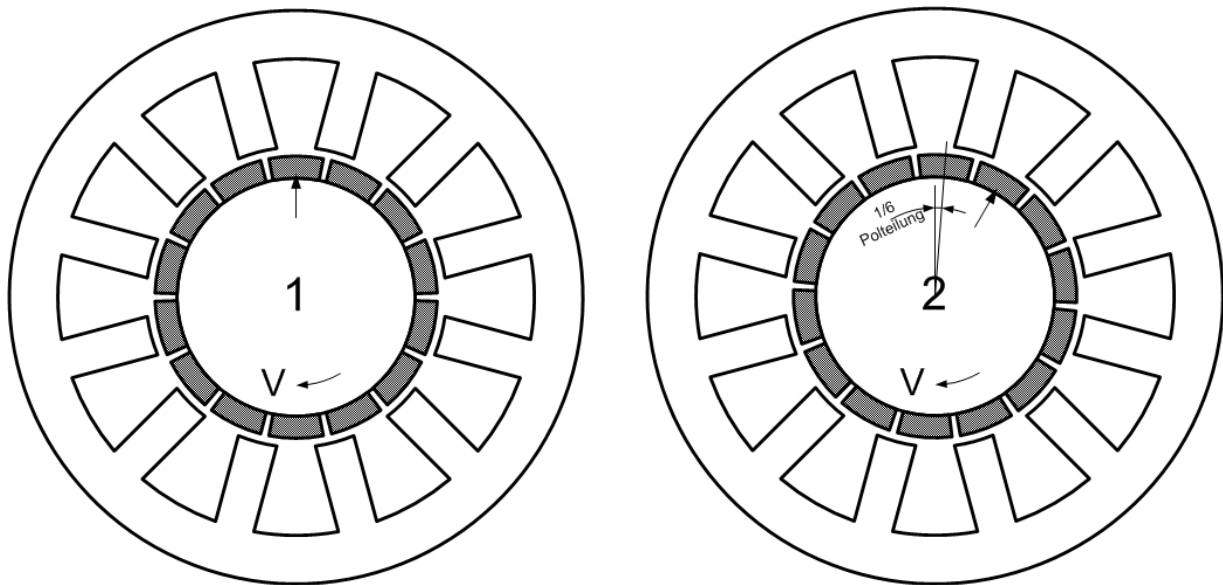


Abb. 5.2.6 Leerlaufzustand 1 und Leerlaufzustand 2 des Rotationsmodells

Durch Vergleich der Relativposition zwischen dem mit Pfeil markierten Magnetpol und dem Ständer stellt man fest, dass die beiden Zustände über den gesamten Umfang des Luftspaltes gesehen identisch sind und dass zwischen ihnen und für weiteren Verdrehungen um  $1/6$  Polteilung die gleichen Kraftwirkungen auftreten. Allgemein ergibt sich die Anzahl der Wiederholungen pro Umlauf zu:

$$N_{\text{Rast}} = \frac{2p \cdot N_1}{t}, \quad \text{mit } t = \text{ggT}(N_1, 2p)$$

Der größte gemeinsame Teiler  $t$  ist ein Vergrößerungsfaktor für das Rastmoment bzw. die Tangentialkraftschwankung. Hier ist er  $t = \text{ggT}(12, 14) = 2$ , also sind die Tangentialkraftschwankungen gering.

Im Gegensatz zu den rotierenden Synchronmotoren, die sich in Umfangsrichtung betrachtet endlos fortsetzen, weist ein Synchron-Linearmotor als besonderes Merkmal einen Anfang und ein Ende auf, daher wiederholt sich die symmetrische Lage des Primärteils bezüglich der Magnetbahn zusätzlich und in diesem Fall allein beherrschend nach der Periode von einer Polteilung.

Bild 5.2.7 zeigt die berechneten Kraftverläufe als Funktion der Position bei Translation und Rotation im Betrieb. Die Kraftwelligkeiten der beiden Bewegungsarten haben beiden leicht zugenommen. Während die Kraftschwankungsperiode der translatorische Bewegung weiterhin eine Polteilung beträgt, pendelt die Kraft bei Rotationsbewegung jetzt nur 3 mal pro Polteilung. Um das Phänomen zu erklären, zeigt Bild 5.2.8 und 5.2.9 zwei um  $60^\circ$  mechanisch ( $1/3$  Polteilung) und elektrisch versetzte Zustände des Rotationsmodells mit den dazugehörigen Stromzeigern.

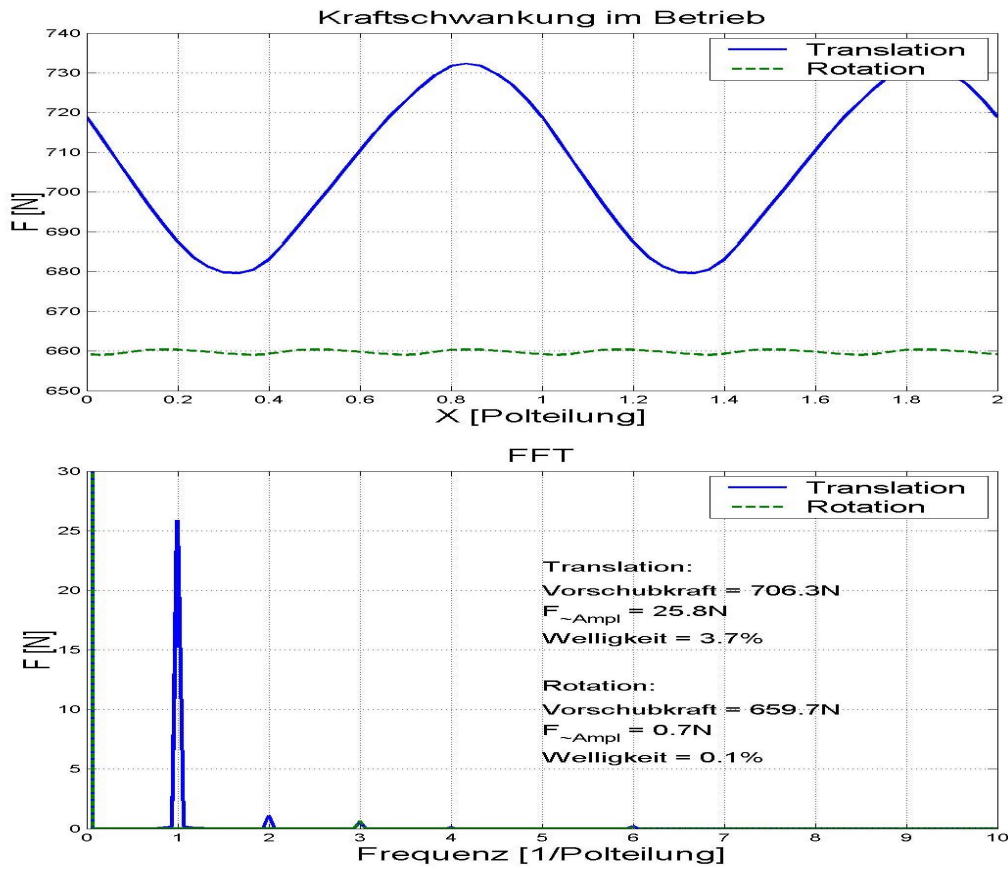


Abb. 5.2.7 Berechnete Kraftverläufe bei Translation und Rotation im Betrieb,  $I=I_N=12A$ , Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$

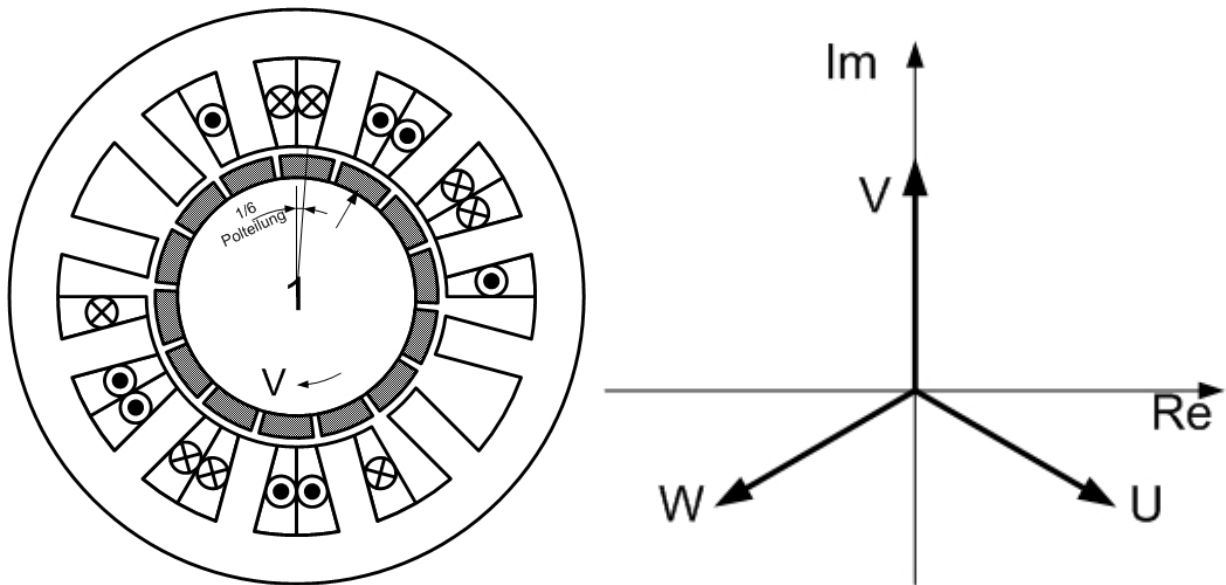


Abb. 5.2.8 Betriebszustand 1 des Rotationsmodells und dazugehöriger Stromzeiger

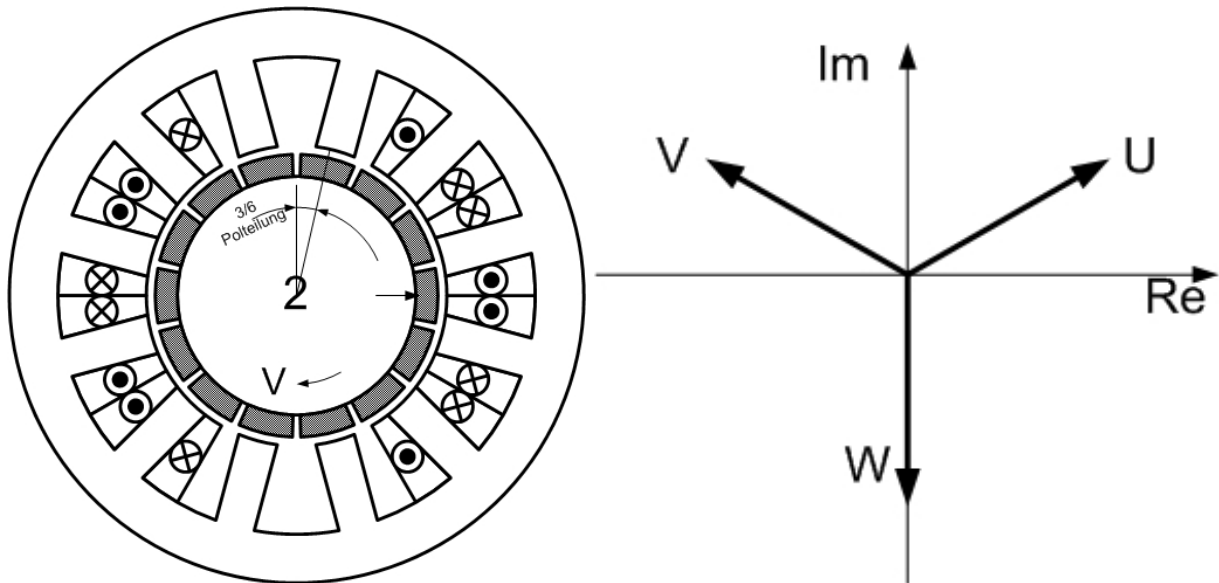


Abb. 5.2.9 Betriebszustand 2 des Rotationsmodells und dazugehöriger Stromzeiger

Wegen der Phasenwinkel der ausgewählten Zustände fällt ein Strangstrom ganz auf die Imaginärachse, so dass die anderen zwei Phasen sich lediglich durch ihre Vorzeichen unterscheiden. Dadurch gewinnt man eine einfache Darstellung der Bestromung. Durch Vergleich der Relativposition zwischen dem mit Pfeil markierten Magnetpol und dem Ständer stellt man fest, dass die beiden Zustände magnetisch gleichwertig sind, woraus sich die Periodizität von  $1/3$  Polteilung ergibt. Beim Linearmotor ist weiterhin der Endeffekt dominant, daher wiederholt sich der Kraftverlauf weiterhin nach einer Polteilung wie im Leerlauf.

## 2) Nutzahl–Polpaarzahl-Verhältnis

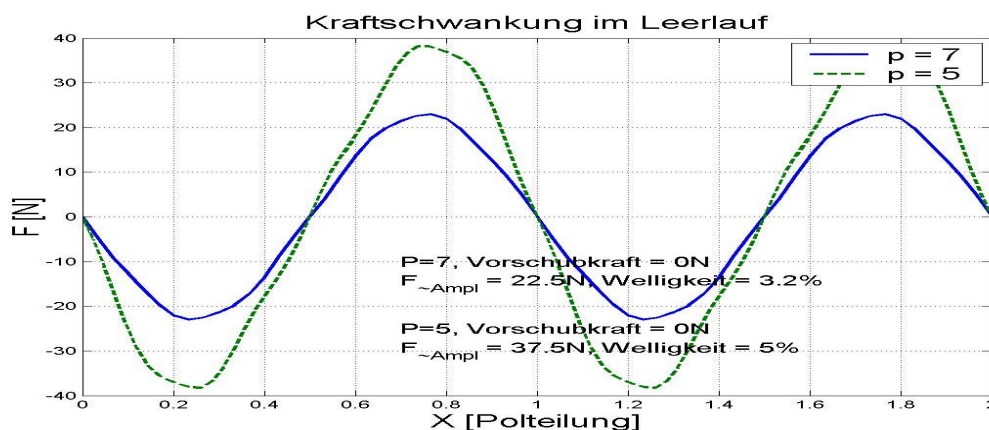


Abb. 5.2.10 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von  $N_1$ -p-Verhältnis, (stromlos)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

Mit der Ständernutzahl  $N_1=12$  lassen sich gemäß Kap. 2.3.1 mit  $p=5$  und  $p=7$  zwei Polzahlen ausführen. Trotz des gleichen Statorblechschnitts und Polbedeckungsfaktors unterscheiden sich die zwei Varianten durch ihre Leitwertswellen und die Wellen der magnetischen Erregung. Bild 5.2.10 und 5.2.11 zeigt die berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit vom Nutzah-Polpaarzahl-Verhältnis.

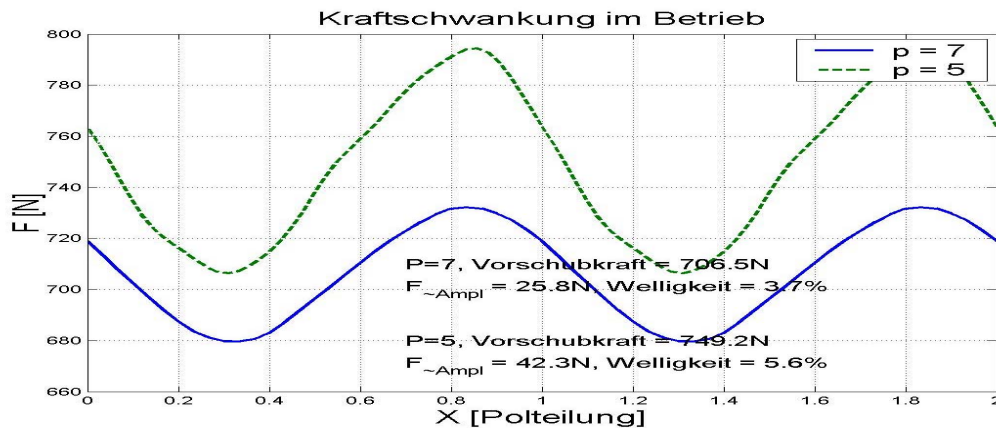


Abb. 5.2.11 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von  $N_1$ - $p$ -Verhältnis,  $I=I_N=12A$ ,  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

### 3) Luftspaltweite

Der magnetisch wirksame Luftspalt muss beim Synchron-Linearmotor mit Dauermagneten in der Regel relativ groß gewählt werden und bestimmt alle Luftspaltgrößen direkt, beeinflusst er daher auch den Kraftverlauf. Bild 5.2.12 zeigt die berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit der Luftspaltweite.

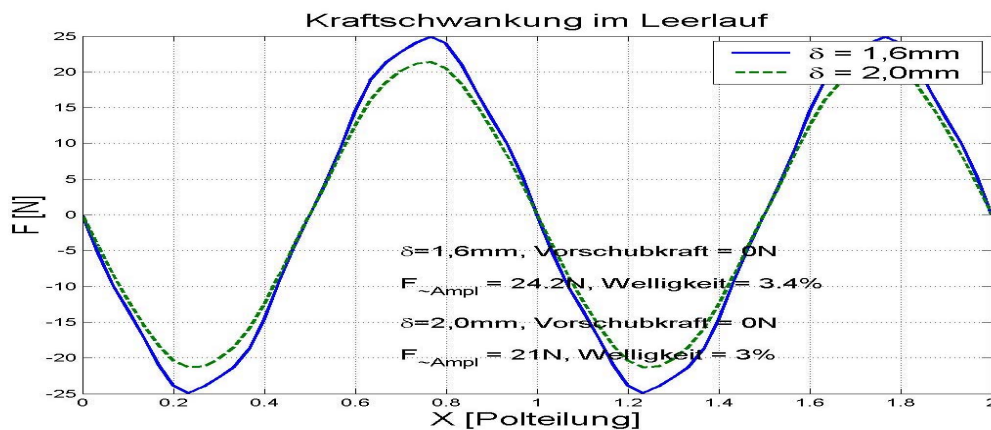


Abb. 5.2.12 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von der Luftspaltweite, (stromlos)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

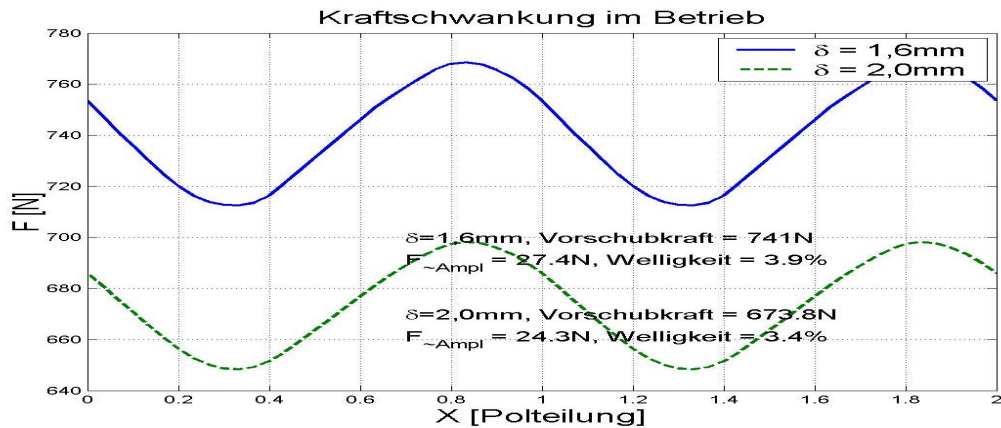


Abb. 5.2.13 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von der Luftspaltweite,  $I=I_N=12A$ , Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$

4) Nutbreite–Zahnbreite-Verhältnis

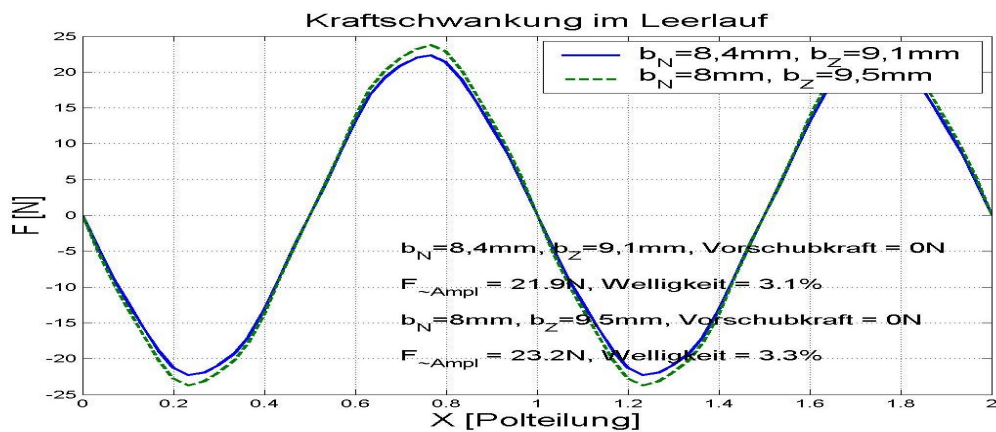


Abb. 5.2.14 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit vom  $b_N$ – $b_Z$ -Verhältnis, (stromlos) Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$

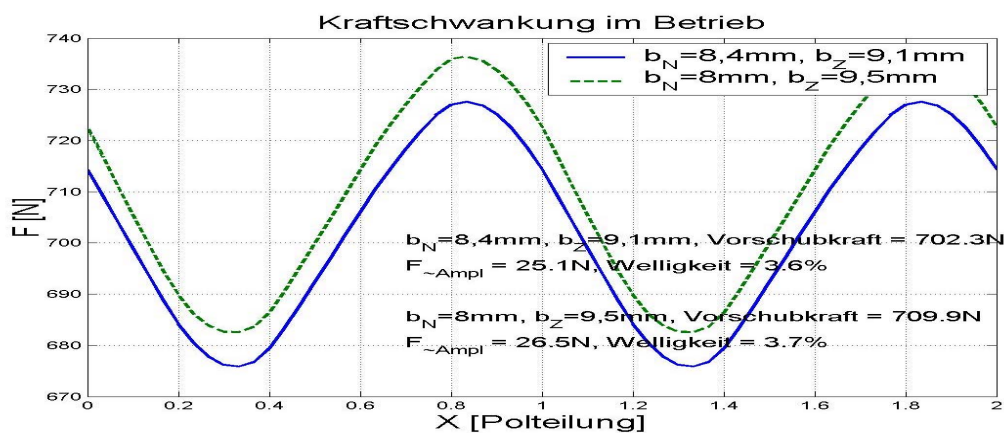


Abb. 5.2.15 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit vom  $b_N$ – $b_Z$ -Verhältnis,  $I=I_N=12A$ , Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$



Beim Statorblechschnitt mit offener Nut beeinflusst das Nutbreite–Zahnbreite-Verhältnis die Leitwertswellen und daher den Kraftverlauf. Relativ zu den Endeffekten beim Synchron-Linearmotor ist die Änderung jedoch gering.

### 5) Polbedeckungsfaktor, Nutschlitzbreite

In der Literatur [26] wird gelegentlich vorgeschlagen, den Polbedeckungsfaktor  $\alpha$  und die Nutschlitzbreite  $b_s$  als Einflussparameter der Kraftwelligkeit zu verwenden. Auf der Grundlage des Prüflings werden die 2 Parameter im Bereich  $\alpha=0,87$  auf 1 und  $b_s=9,3\text{mm}$  auf  $3\text{mm}$  variiert, die resultierenden Kraftverläufe werden berechnet und im Bild 5.2.16 und 5.2.17 zusammengestellt.

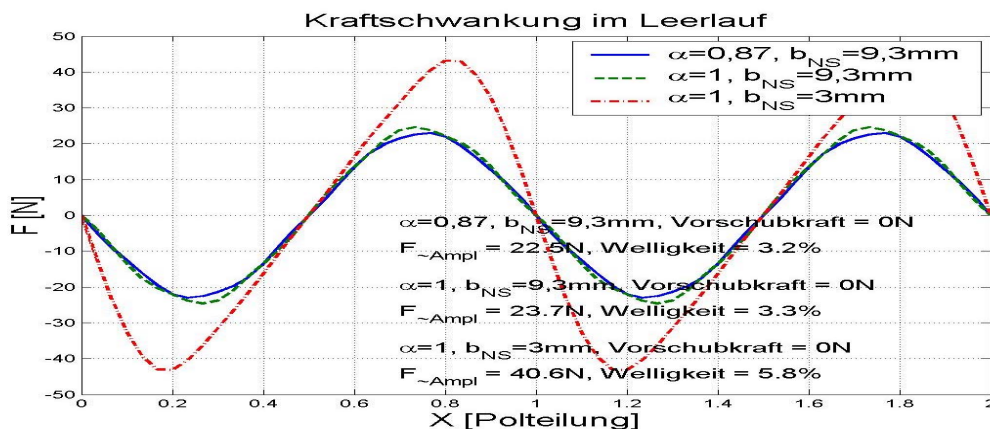


Abb. 5.2.16 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von  $\alpha$  und  $b_s$ , (stromlos)  
Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$

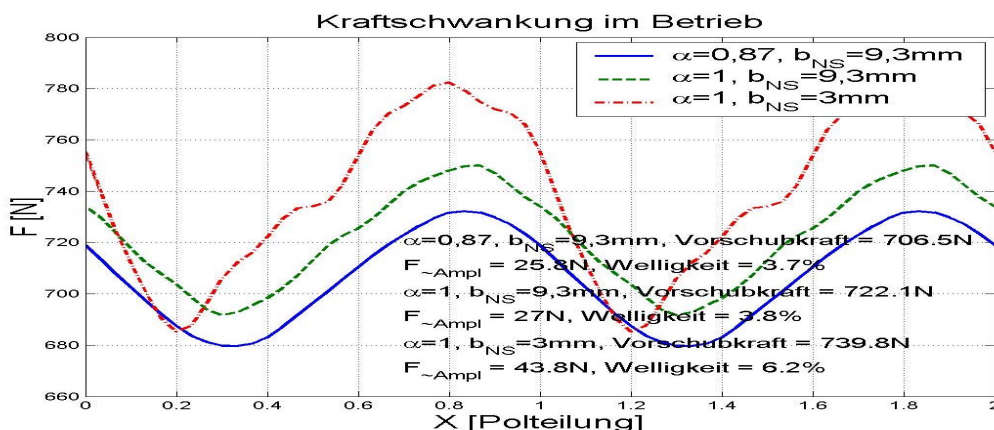


Abb. 5.2.17 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von  $\alpha$  und  $b_s$ ,  $I_N=12\text{A}$ ,  
Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$

Es ist interessant festzustellen, dass eine volle Polbedeckung des Sekundärteils mit Magneten ( $\alpha = 1$ ) und eine weiter geschlossene Nut die Erhöhung der Nutzkraft zwar unterstützt, jedoch nicht unbedingt bei der Kraftwelligkeitsbekämpfung, unter

Umständen sogar schädlich wirkt.

## 6) Feldverstärkung und Feldschwächung

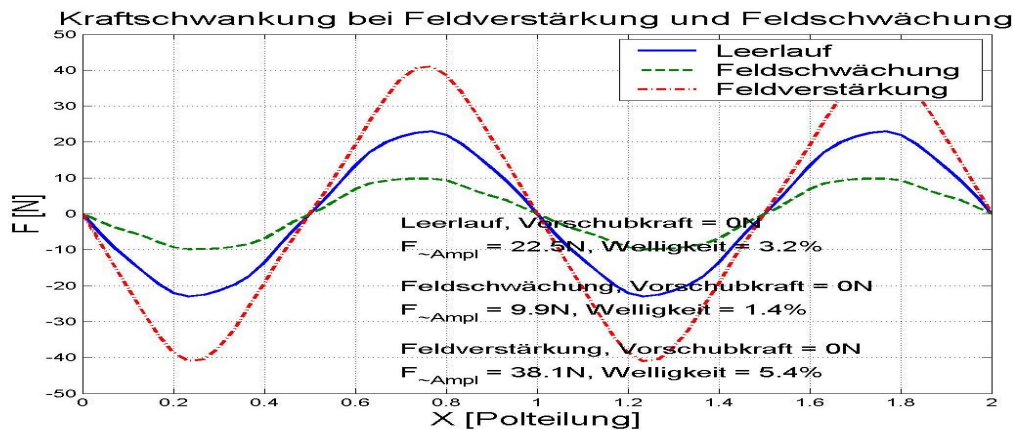


Abb. 5.2.18 Berechnete Kraftwelligkeit in Abhängigkeit von Stromkomponenten  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

Bei PM-Synchronmaschinen ist die permanentmagnetische Erregung konstant und damit eine "Feldschwächung" im eigentlichen Sinne ohne Änderung an Magneten grundsätzlich nicht möglich. Dies führt zu einer Proportionalität zwischen induzierter Spannung und Drehzahl. Durch eine Stromkomponente in der Längsachse des Polradfeldes kann das wirksame Erregerfeld jedoch beeinflusst und damit der M-n-Bereich bzw. F-v-Bereich erweitert werden. Dabei wird die Kraftwelligkeit entsprechend geändert. Die Situation ist in Bild 5.2.18 veranschaulicht. Zur Feldverstärkung und Feldschwächung ist die d-Stromkomponenten jeweils gleich dem Nennstrom ( $I_N=12A$ ) des Prüflings.

## 7) Statorblechmaterial

Da die Eigenschaft und Qualität des Statorblechs die Reluktanz direkt beeinflusst, stellt sich das Material auch als ein wichtiger Variationsparameter der Kraftwelligkeit dar. Dies ist vor allem bei eisenlosen Statoranordnungen interessant, die Betriebsbedingungen sind durchaus verschieden von den normalen elektrischen Maschinen mit eisenbehafteten Statorwicklungen und wohl definierten Nutöffnungen.

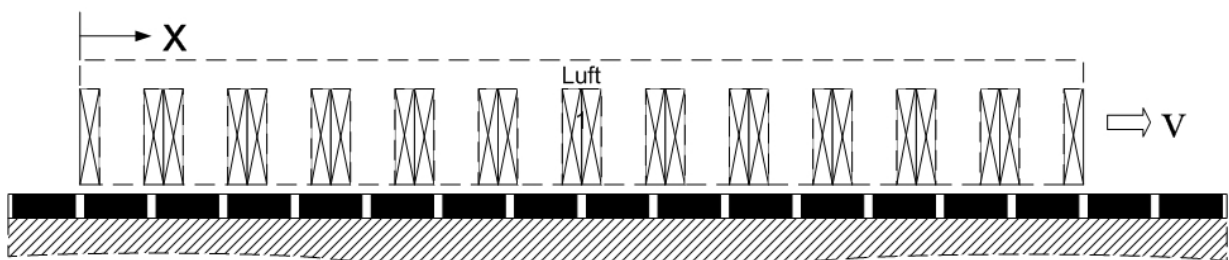


Abb. 5.2.19 „Eisenloser“ Prüfling

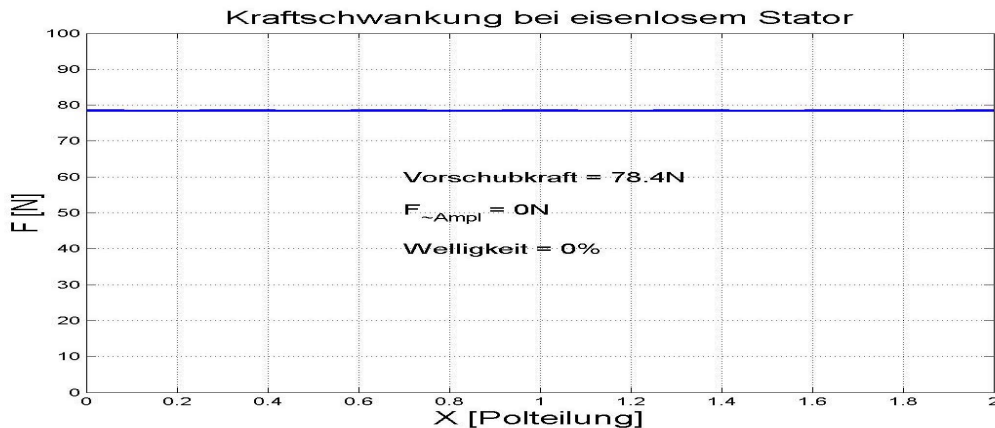


Abb. 5.2.20 Berechnete Kraftwelligkeit bei eisenlosem Stator,  $I=I_N=12A$ ,  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

Bild 5.2.20 zeigt den berechneten Kraftverlauf des „eisenlosen“ Prüflings (siehe Bild 5.2.19) bei der Speisung mit Nennstrom ( $I_N=12A$ ).

Im betrachteten Fall verschwindet die Kraftschwankung praktisch ganz, die mittlere Nutzkraft wird jedoch deutlich reduziert. Durch das Konzept einer semi-zahnlosen Anordnung mit mehr oder weniger kurzen Zähnen zwischen den Spulenseiten kann jedoch versucht werden, die Nutzkraft und Verlustbilanz aufzubessern und dabei dennoch die erkannten Vorteile weitgehend beizubehalten. Die Höhe der Zähne kann dabei als Entwurfsparameter dienen, so dass ein stetiger Übergang zwischen "eisenlos" und "klassisch eisenbehaftet" möglich ist. Wegen der niedrigen Kraftdichte und Materialausnutzung ist diese Maßnahme generell nur für spezielle Anwendungen empfehlenswert.

#### 8) Sonstige Parameter

Beim konkreten Motorentwurf gibt es natürlich weitere technische Daten, die mit der Kraftwelligkeit eng verbunden sind. Hierzu gehören vor allem Schrägung (nähere Betrachtung siehe Kap. 5.2.3), Magnetform, Zahnkopfgeometrie und Umgebungsbedingungen wie Temperatur usw.

Die Permanentmagnete werden üblicherweise als quaderförmige Gebilde mit konstanter Höhe in Magnetisierungsrichtung realisiert, da sie so besonders einfach zu fertigen sind und eine einfache Kontrolle der Maßtoleranzen erlauben. Die am Stator wirksame Flussdichteverteilung weicht von der an sich erwünschten Sinusform deutlich ab und ist als mehr oder weniger abgerundet trapezförmig zu bezeichnen. Die nicht sinusförmige Feldverteilung führt zu Oberschwingungen in der induzierten Spannung und in Folge dessen - trotz sinusförmiger Ströme - auch zu unerwünschten Kraftschwankungen. Bei der Optimierung der Magnetform (bzw. Zahnkopfgeometrie) erinnert der Ansatz an das Vorgehen bei Schenkelpol-Synchronmaschinen, durch sog. Sinuspole eine Verbesserung der Feldform zu erreichen.

Fazit:

In elektrischen Maschinen für translatorische, rotatorische oder Schwenkbewegungen tritt aus verschiedenen Gründen verursacht eine Kraft- / Drehmomentwelligkeit auf, man unterscheidet elektrodynamische und Reluktanz-bedingte Effekten.

Die elektrodynamisch erregten Kraft- / Drehmomentschwankungen basieren auf Erregerfeld- und Durchflutungswellen unterschiedlicher Ordnung. Die Durchflutungswellen werden durch die Wicklungsauslegung und die Art der Stromeinspeisung hervorgerufen und beeinflusst. Die Feldwellen ergeben sich aus der Gestaltung des Magnetkreises und dessen stromabhängiger Sättigung.

Die Reluktanz-bedingten Kraft- / Drehmomentschwankungen resultieren aus Schwankungen des magnetischen Leitwertes im Magnetkreis. Die Reluktanzkräfte sind auf konstruktive Inhomogenität (Nutung und Verengungen im Jochbereich) zurückzuführen.

Des weiteren treten noch mechanisch verursachte Kraft- / Drehmomentschwankungen in Lagern und Führungen auf, die den vorgenannten Kräften- / Drehmomente überlagert sind und hier nicht weiter betrachtet werden.

Wegen der großen Zahl der Parameter und der unbegrenzten Vielfalt denkbarer Maschinengeometrie ist eine allgemeine Optimierung nicht durchführbar, als Schlüssel für die Kraftwelligkeitsproblematik muss man vor allem den im allgemeinen beherrschenden Endeffekt beim PM-Synchron-Linearmotor im Auge behalten.

### **5.3 Einsatzbedingung und Forderung an den Kraftwelligkeitsausgleich**

Nach der allgemeinen Betrachtung der Einflussparameter soll noch einen Blick auf die Einsatzbedingungen und Forderungen an den Kraftwelligkeitsausgleich geworfen werden:

#### 1) Lastabhängigkeit

Die maximal erzielbare Kraftdichte des PM-Synchron-Linearmotors wird - auch wenn sie nur kurzzeitig möglich ist - durch den Magnetaufwand, den installierbaren Strombelag und die hieraus folgende Ankerrückwirkung (Entmagnetisierungsgefahr) begrenzt. Je nach Anwendung wird der Synchron-Linearmotor ständig wechselnd gespeist in der Regel mit 0 - 2 x Nennstrom.

Bild 5.3.1 zeigt die berechnete Vorschubkraft des Prüflings als Funktion des Speisestroms in normierter Darstellung. Der lineare Kurvenverlauf bietet einen guten Nachweis für die hohe Belastbarkeit des Versuchsobjektes(vgl. Kap. 2.3.3).

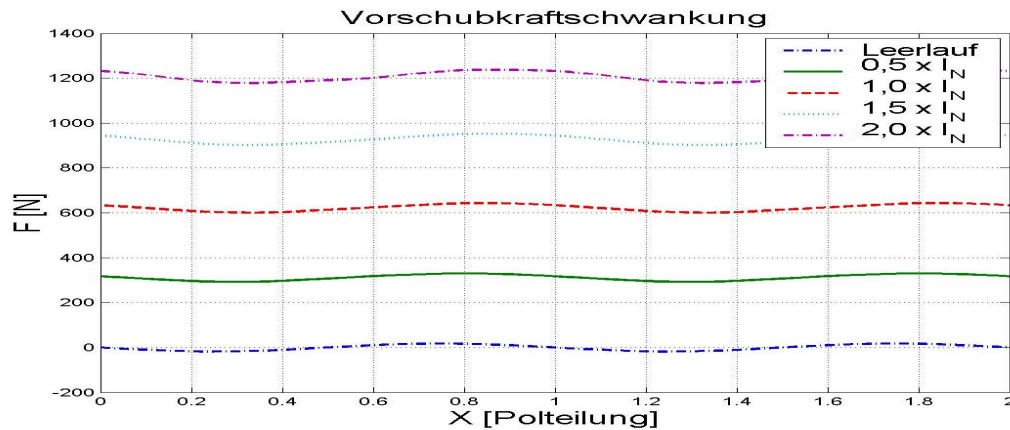


Abb. 5.3.1 Berechnete Vorschubkraft als Funktion des Speisestroms

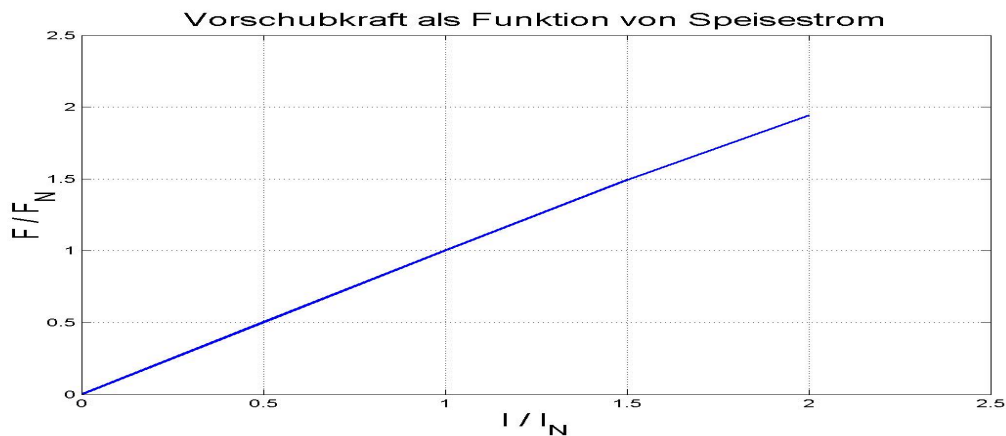


Abb. 5.3.2 Normierte Vorschubkraft als Funktion des normierten Speisestroms

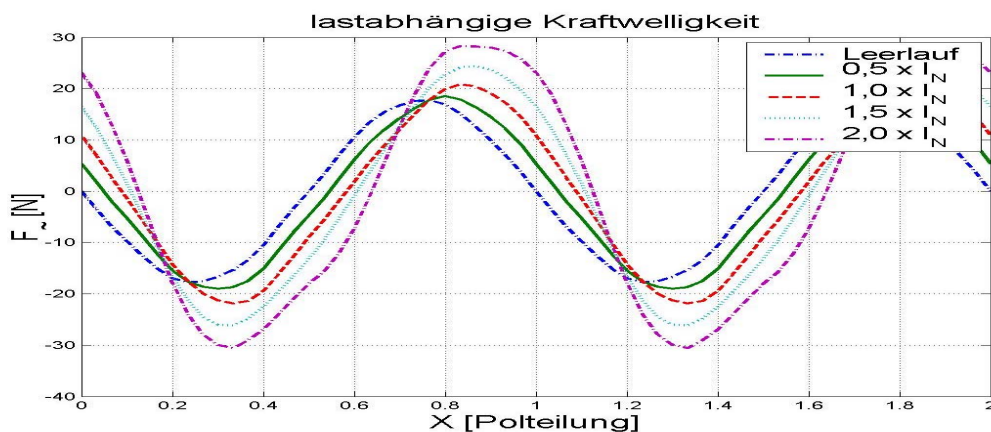


Abb. 5.3.3 Lastabhängige Wechselanteile der Vorschubkräfte

Bild 5.3.3 und 5.3.4 zeigen die Wechselanteile der Vorschubkräfte und die Kraftwelligkeit nach der Definition (vgl. Kap. 5.2.1) bei zunehmender Last prozentual gesehen mit gewisser Steigerung und Phasenänderung, im Gegenteil nimmt der Schwingungsgehalt bezogen auf die mittlere Nutzkraft jedoch ab, bei starker Sättigung

könnte er sogar ganz verschwinden wie bei eisenlosem Stator.

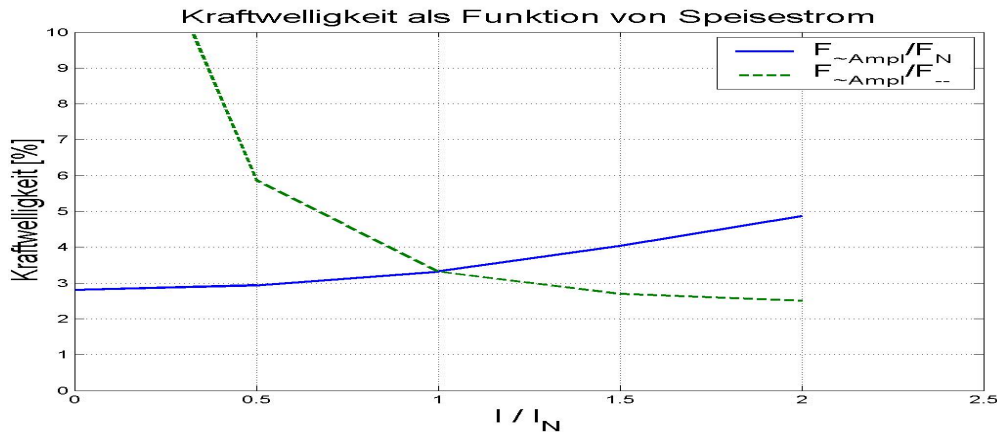


Abb. 5.3.4 Lastabhängige Kraftwelligkeit

## 2) Einfluss der Schrägung

Zur Bekämpfung der Kraft- / Drehmomentwelligkeit bei permanentmagneterregten Drehstromantrieben wird in der Literatur gelegentlich vorgeschlagen, eine Schrägung um eine Nutteilung  $\tau_n$ , eine Polteilung  $\tau_p$  oder ihre Differenz  $|\tau_p - \tau_n|$  vorzunehmen.

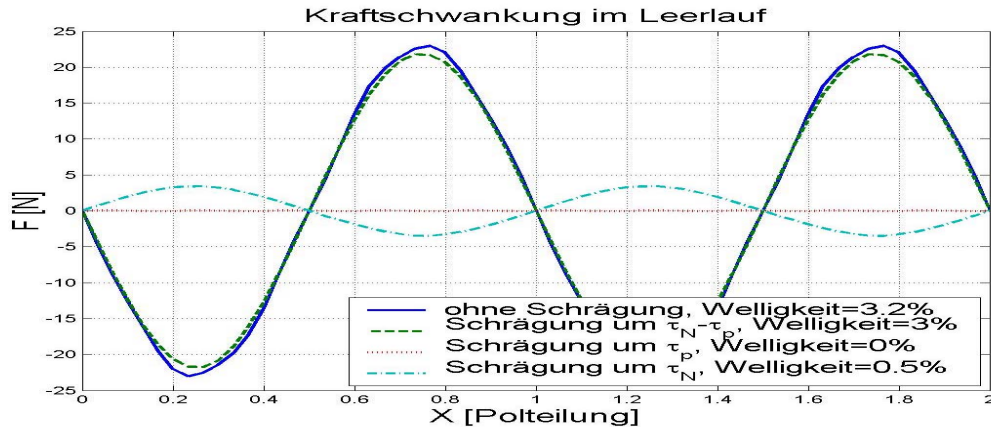


Abb. 5.3.5 Berechnete Kraftschwankung für verschiedene Schrägungen im Leerlauf, **stromlos, Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Bei gleich gehaltenen Stromstärken - entsprechend konstanter Wärmeentwicklung - zeigt sich der in Bild 5.3.6 dargestellte Sachverhalt, er bestätigt den günstigen Einfluss der Schrägung bezüglich Kraftwelligkeitsreduzierung.

Wegen des Endeffekts beim Synchron-Linearmotor bringt erst ein großer Schrägungswinkel eine gute Wirkung; dadurch verschlechtert sich aber der Schrägungsfaktor entsprechend und eine starke Herabsetzung der mittleren Kraftdichte ist das Resultat. Diese Maßnahmen zur Verringerung der Kraftwelligkeit sind ebenso nicht zufrieden stellend wie der Einsatz eines eisenlosen Stators.

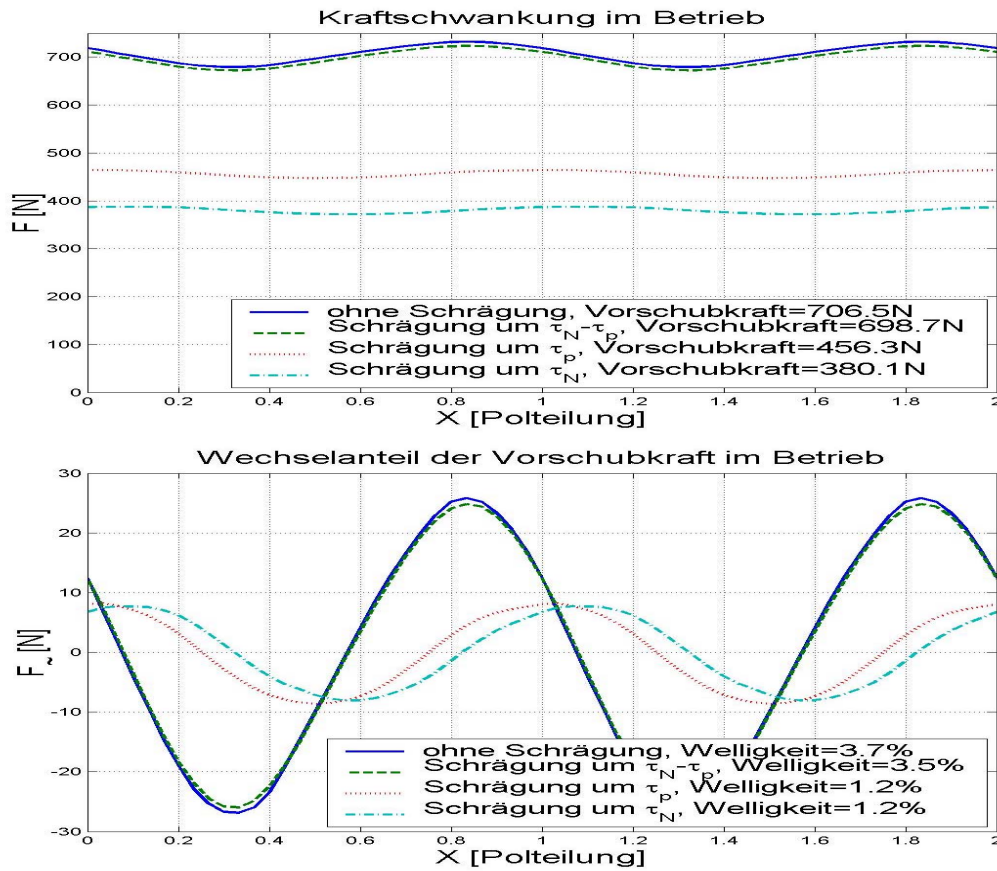


Abb. 5.3.6 Berechnete Kraftschwankung für verschiedene Schrägungen im Betrieb,  $I = I_N = 12A$ , Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N = 706,3N$

3) Symmetriefrage des KWA

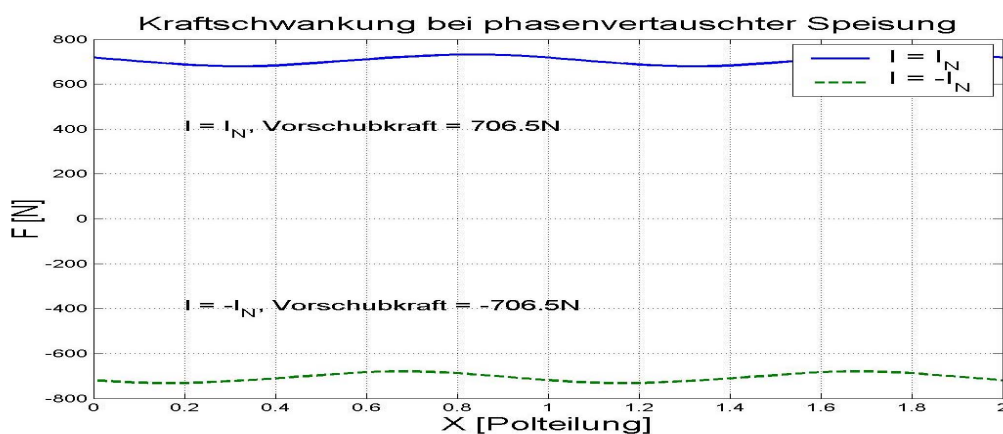


Abb. 5.3.7 Kraftverläufe bei phasenvertauschter Sinusspeisung

Fließt Drehstrom durch die Motorwicklungen, dann entsteht ein Statorfeld, das je nach Bestromung gepolt ist. Im Zusammenwirken mit dem Magnetfeld des Sekundärteils ergibt sich die Kraftwirkung, die Primärteil antreibt. Bei umkehrter Phasenfolge des

Speisestroms ergibt sich eine Krafrichtungsumkehr, das gesamte Luftspaltfeld wird entsprechend geändert.

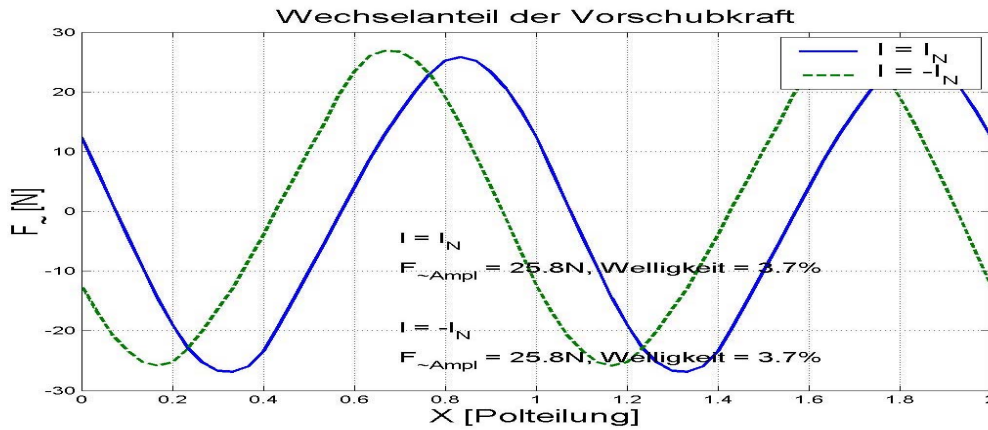


Abb. 5.3.8 Wechselanteile der Vorschubkräfte bei phasenvertauschter Sinusspeisung

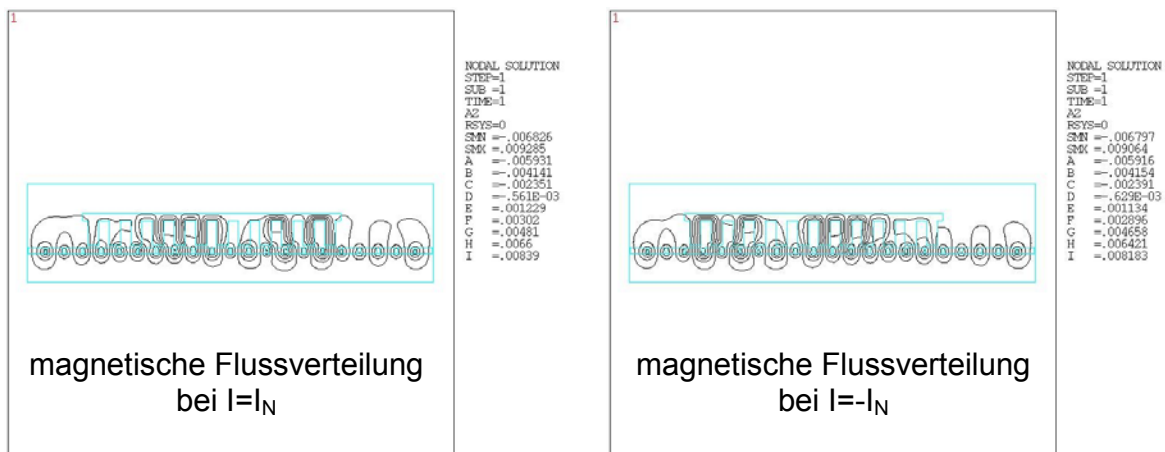


Abb. 5.3.9 Magnetische Flussverteilungen bei phasenvertauschter Sinusspeisung

Bild 5.3.8 und Bild 5.3.9 zeigen die berechneten Kraftschwankungen und die entsprechenden magnetischen Flussverteilungen (positionsabhängig). Die Spiegelung des Statorfeldes bringt folgenden Hinweis: Zwecks Kraftwelligkeitsausgleich ist ein symmetrisches Anordnen von Kompensationssteilen(KWA) gemäß Bild 5.3.10 sinnvoll.

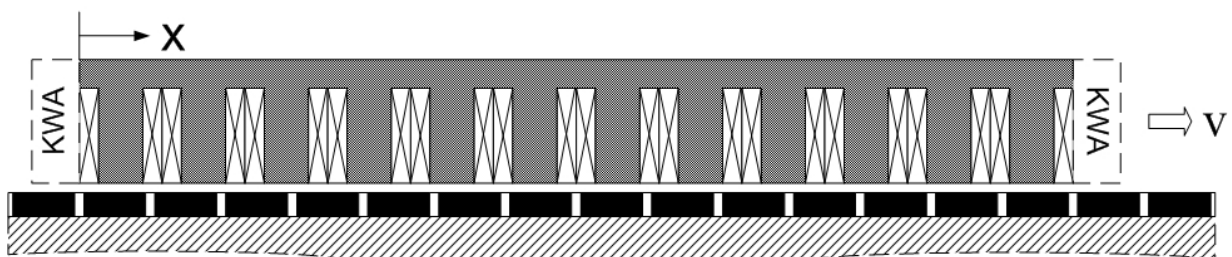


Abb. 5.3.10 Symmetrisches Anordnen von Kompensationssteilen(KWA)



## 4) Baukastenprinzip



Abb. 5.3.11 Konfigurationsbeispiel nach Baukastenprinzip

Da die erreichbare Vorschubkraft bei einer gegebenen Maschinenapplikation technisch begrenzt ist, gehen Anwender dazu über, Linearmotoren in Reihe oder parallel zu schalten, um adäquate Vorschubkräfte zu ermöglichen. Durch den modularen Aufbau der Antriebsmodule kann mit einer geringen Anzahl von Einzelkomponenten eine Vielzahl von Anwenderapplikationen bedient werden. Eine Konfiguration ist als Beispiel in Bild 5.3.11 dargestellt.

Primär- / Sekundärteil		ZS-Zahnspulenwicklung	
Primär-Aktivlänge [mm]	160	Strangzahl	3
geom. Luftspaltweite [mm]	1,5	Polpaarzahl	4
Blechpaketbreite [mm]	90	Nutzzahl	9
Eisenfüllfaktor	0,95	Blechschnittgeometrie	
Polbedeckungsfaktor	0,84	Zahnbreite [mm]	9
Anzahl der Leiter pro Nut	272	Zahnhöhe [mm]	32
Anzahl der parallelen Zweige	1	Nutbreite [mm]	8,78
geom. Leiterquerschnitt [mm <sup>2</sup> ]	0,5	Primär-Jochhöhe [mm]	8

Abb. 5.3.12 Technische Daten des bekannten Synchron-Linearmotors

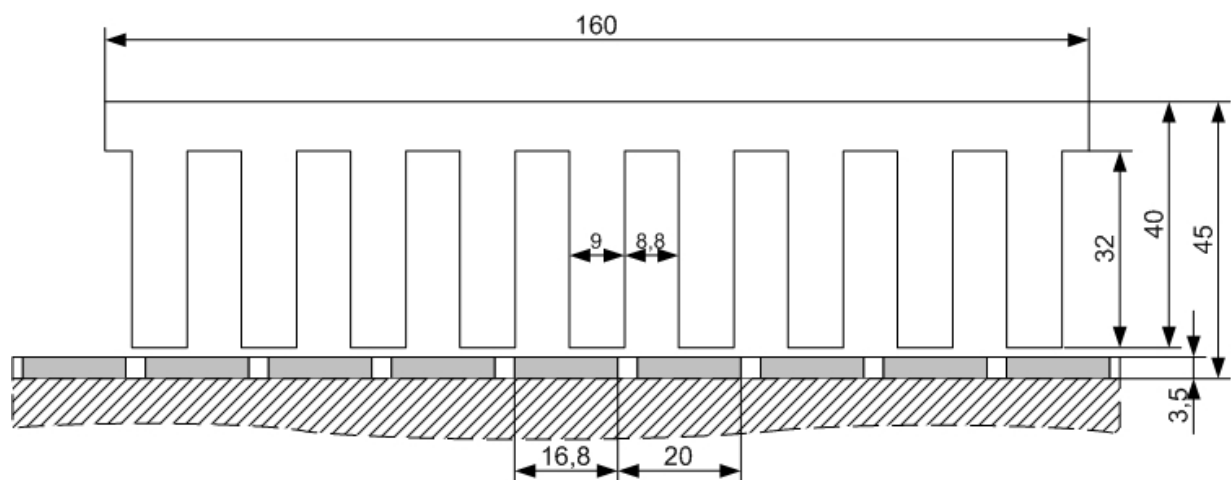


Abb. 5.3.13 Blechschnitt des bekannten Synchron-Linearmotors (Maß in mm)

Zur Reduzierung des Rechenaufwands wird hier ein bekannter Synchron-Linearmotor mit geringerer Nut- und Polpaarzahl verwendet, dessen Motordaten und Abmessungen aus Bild 5.3.12 und Bild 5.3.13 hervorgehen.

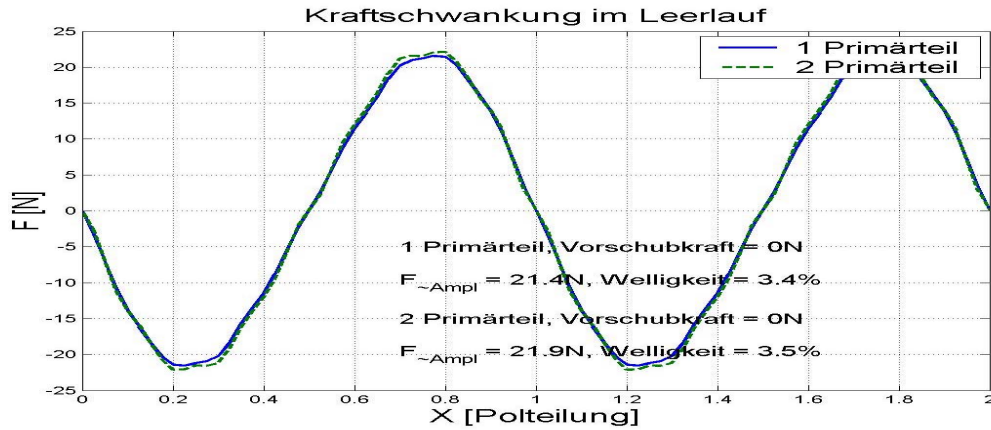


Abb. 5.3.14 Vergleich der berechneten Kraftverläufe im Leerlauf, (stromlos)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=630,5N$**

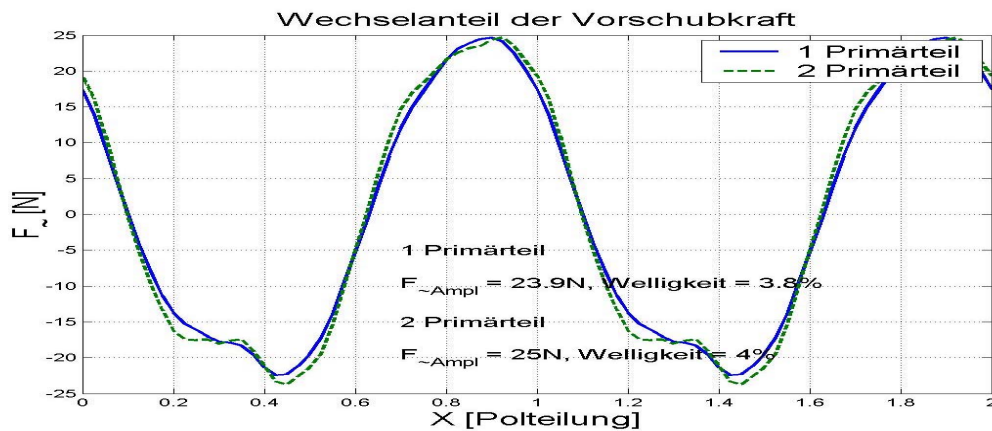
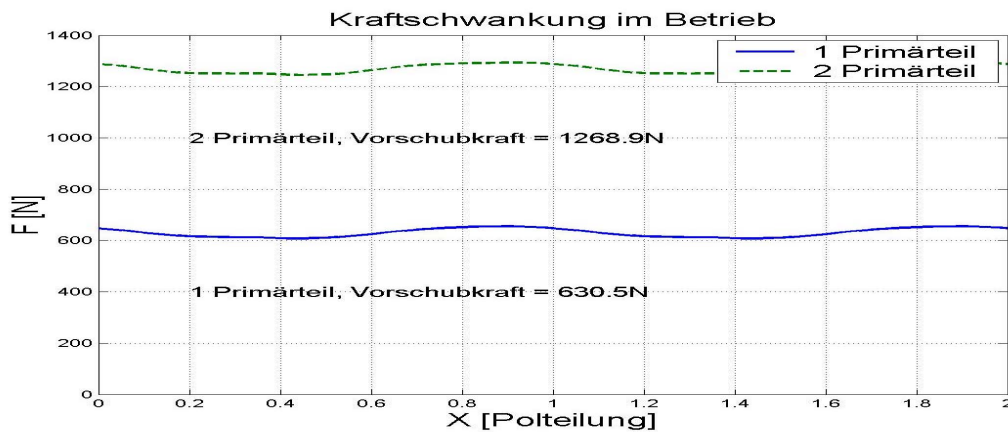


Abb. 5.3.15 Vergleich der berechneten Kraftverläufe im Betrieb,  $I=I_N=5,7A$ ,  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=630,5N$**

Bild 5.3.14 und 5.3.15 veranschaulichen die erwartete Unabhängigkeit der Kraftschwankung von der Anzahl der zusammenschalteten Primärteile im stromlosen Fall und im Betrieb. Die dominante Wirkung des Endeffekts beim PM-Synchron-Linearmotor wird gut bestätigt. Der Optimierungsaufwand für die Produktreihe nach Baukastenprinzip könnte dadurch minimiert werden.

Im weiteren werden die konzeptionellen Maßnahmen zur Reduzierung der Kraftwelligkeit ermittelt. Die Untersuchung beschränkt sich auf vorgegebenen PM-Synchron-Linearmotor in Zahnspulentechnik (d. h. die Motordaten und Abmessungen stehen bereits fest).

Trotz der unvermeidlichen Toleranzen aller Art müssen die Maßnahmen unter praktischen Bedingungen preisgünstig und technisch tauglich sein, zielführend ist daher der Einsatz von ungeschrägten, symmetrisch am Primärteil montierbare Kompensationsstücke mit möglichst einfacher Kontur, weiter sollen im Sinne einer größeren Allgemeinheit die Optimierungsergebnisse hinsichtlich Lastabhängigkeit und Verwendbarkeit für Baukastensystem geprüft werden.

#### 5.4 Optimierung der KWA(Kraftwelligkeitsausgleich)-Kontur

Zur Optimierung der KWA-Kontur hinsichtlich des Kraftwelligkeitsausgleichs sind gezielte Vorgehensweisen von großer Wichtigkeit. Eine derartige Aufgabe gehört zu der Klasse der sog. "schlecht formulierten Probleme" (ill-posed problems). Das heißt, dass ihre Lösung entweder nicht eindeutig oder auch unstetig sein kann. Das hat zur Folge, dass die Rechen- und Messaufgaben gewaltig expandieren. Es ist daher zweckmäßig, sich auf die Variation eines einzigen Parameters zu beschränken.

Als Ausgangspunkt dient der Vorschlag aus der Patentlage in Kapitel 5.1. Die Breite des KWA-Endstücks wird so vorgegeben, dass sie gerade 1/2 Polteilung beträgt. Die Kraftwelligkeit mit einem derartigen KWA-Endstück vor der Optimierung ist vergleichbar mit dem ursprünglichen Wert ohne KWA (vgl. Kap. 5.5), dabei wird 1/4 Kreisbogen als Wunschkontur angenommen, der Radius wird als Optimierungsparameter verwendet.

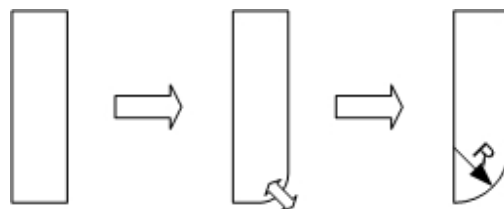


Abb. 5.4.1 KWA-Endstück mit runder Kontur ( $R_{\max} = \tau_p/2$ )

Der Primärteil des Prüflings wird mit 2 KWA-Endstücken an beiden Enden gemäß Bild 5.4.2 ausgerüstet und um 2 Polteilungen verschoben, Bild 5.4.3 und 5.4.4 zeigen die Kraftverläufe mit und ohne Last als Funktion des Optimierungsparameters.

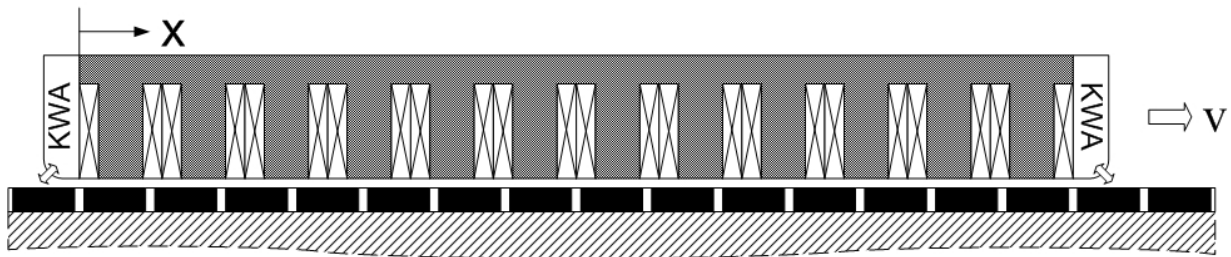
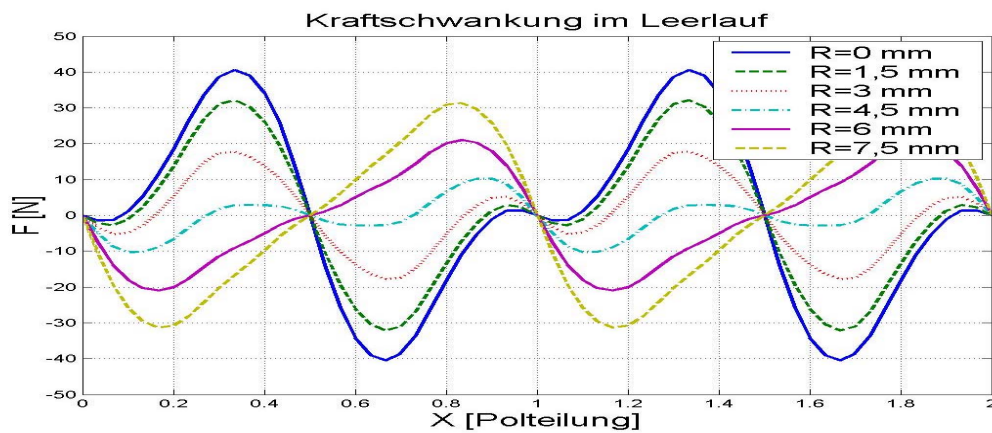
Abb. 5.4.2 Prüfling mit KWA-Endstück (runde Kontur,  $R_{\max} = \tau_p/2$ )

Abb. 5.4.3 Berechnete Kraftschwankung im Leerlauf mit KWA (runde Kontur)

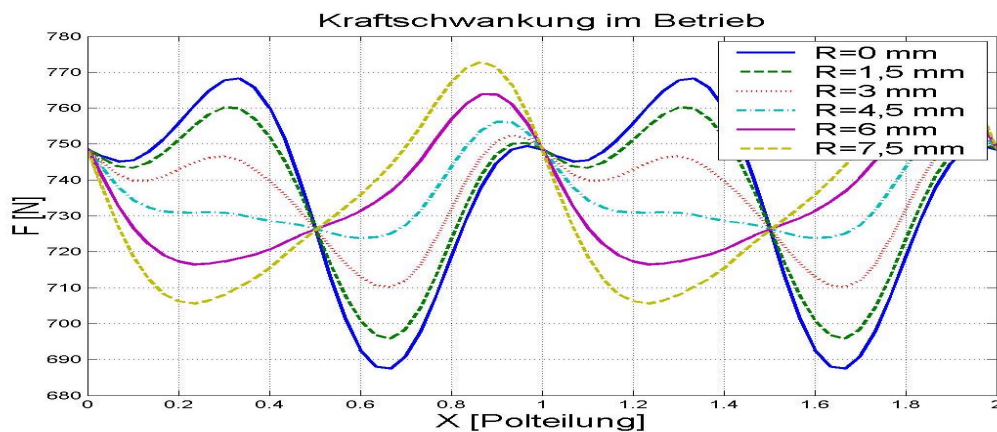


Abb. 5.4.4 Berechnete Kraftschwankung im Betrieb mit KWA (runde Kontur)

Es existiert offenbar ein optimaler Konturparameter für den betrachteten KWA. Wie gezeigt, ist die Lage dieses Optimums unabhängig vom Lastzustand, und das hat eine große Bedeutung für ein derartiges Kompensationsverfahren. Das Kraftschwankungsminimum kann auf eine günstig kleine Reluktanzschwankung mit dem KWA bezüglich Position und Speisung des Primärteils zurückgeführt werden.

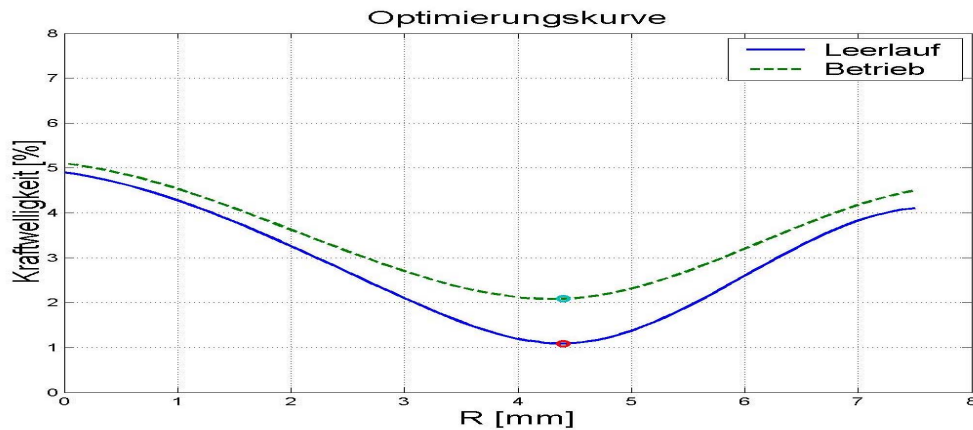


Abb. 5.4.5 Optimierungskurve des KWA mit runder Kontur ( $R_{max} = \tau_p/2$ )

Das Optimierungsergebnis wird durch die begleitenden experimentellen Untersuchungen verifiziert, Bild 5.4.6 zeigt die Reduzierung der Kraftwelligkeit mit Hilfe des KWA auf 1/3 im Leerlauf und weniger als 1/2 im Betrieb gegenüber dem Fall ohne KWA.

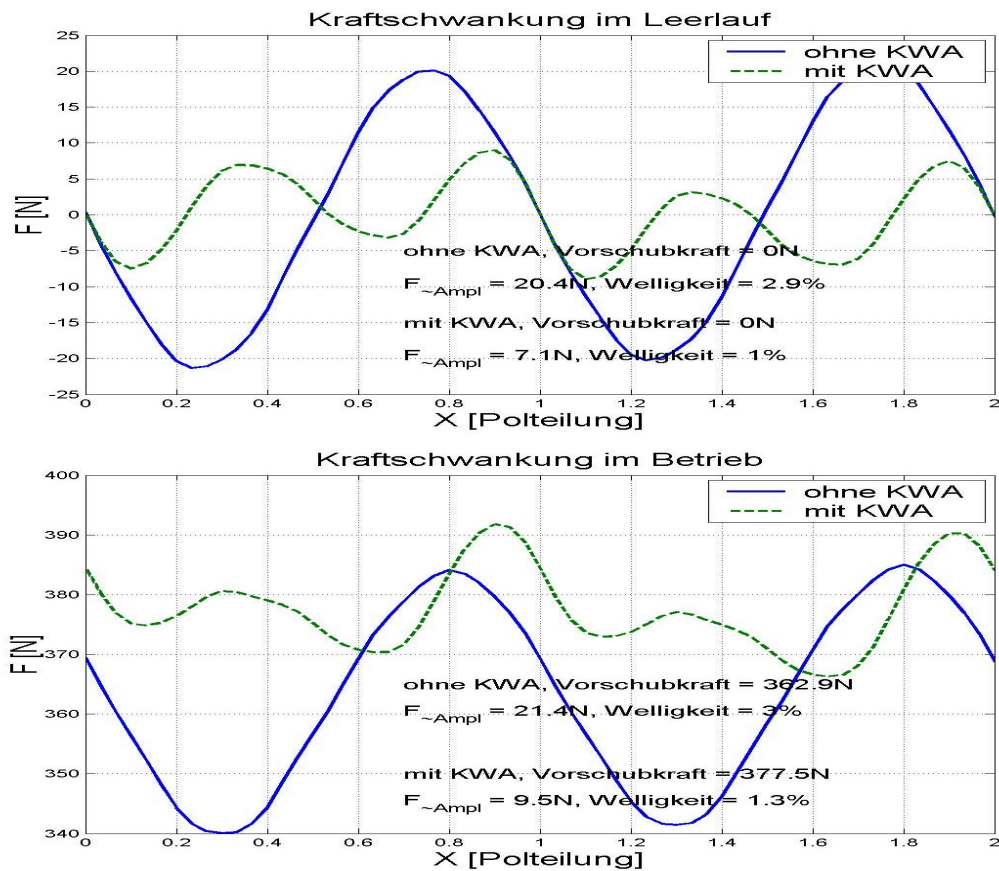


Abb. 5.4.6 Messtechnische Validierung des optimierten KWA (runde Kontur)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N = 706,3N$**

Ein ähnlicher Algorithmus kann für die Tests von weiteren KWA-Konturen verwendet werden. Dazu kommt eine schräge Kontur in Betracht, d. h. es wird ein gleichschenkeliges Dreieck vom KWA-Endstück abgeschnitten, die Seitenlänge wird als Optimierungsparameter verwendet.

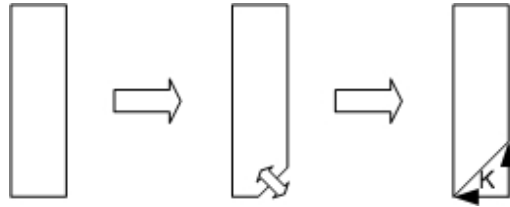


Abb. 5.4.7 KWA-Endstück mit schräger Kontur ( $K_{\max} = \tau_p/2$ )

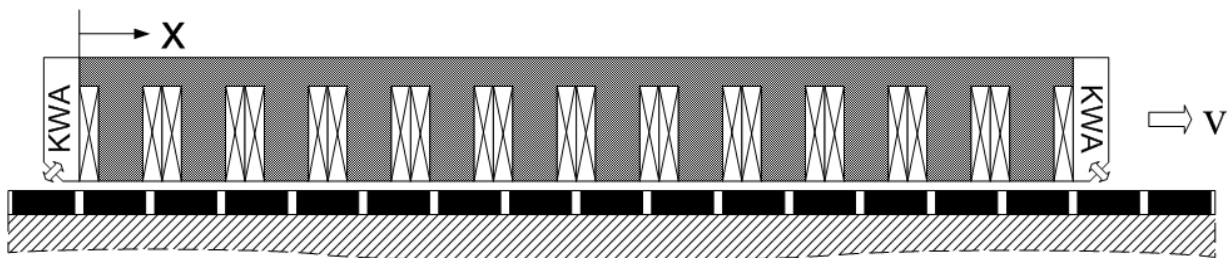


Abb. 5.4.8 Prüfling mit KWA-Endstück (schräge Kontur,  $K_{\max} = \tau_p/2$ )

Der Primärteil des Prüflings wird mit 2 KWA-Endstücken an beiden Enden gemäß Bild 5.4.8 ausgerüstet und um 2 Polteilungen verschoben, Bild 5.4.9 und 5.4.10 zeigen die Kraftverläufe mit und ohne Last als Funktion des Optimierungsparameters.

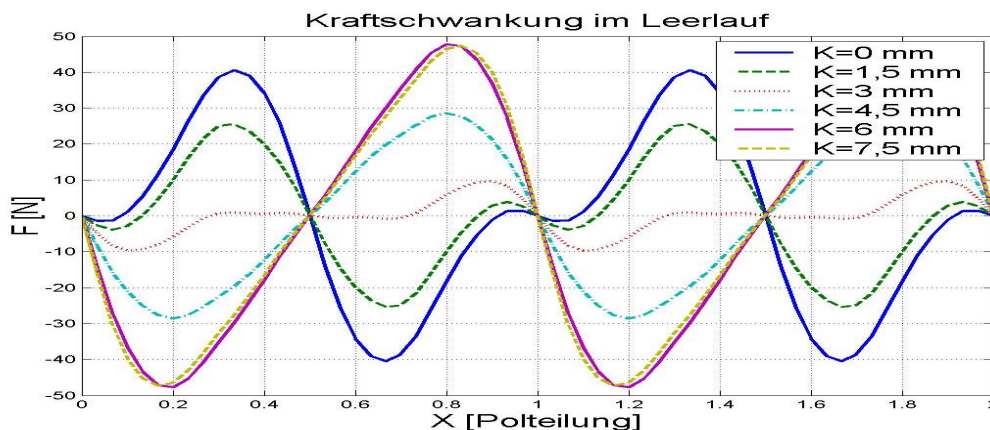


Abb. 5.4.9 Berechnete Kraftschwankung im Leerlauf mit KWA(schräge Kontur)

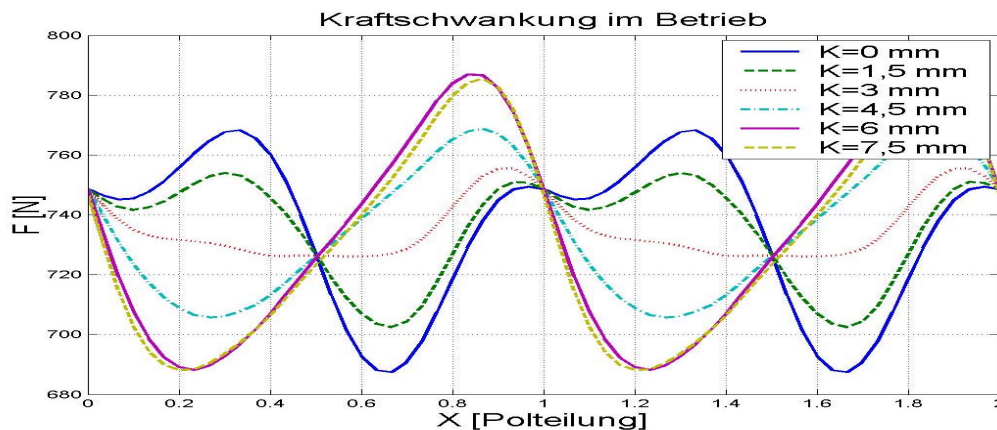


Abb. 5.4.10 Berechnete Kraftschwankung im Betrieb mit KWA(schräge Kontur)

Bild 5.4.11 zeigt die Optimierungskurven als Funktion des Optimierungsparameters. Auch hier existiert ein optimaler Konturparameter für den betrachteten KWA, auch hier ist die Lage des Optimums unabhängig von dem Lastzustand.

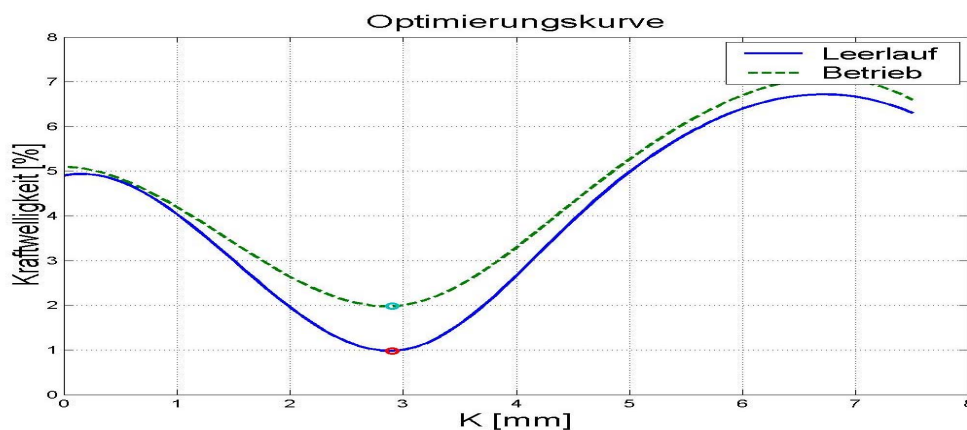


Abb. 5.4.11 Optimierungskurve des KWA mit schräger Kontur ( $K_{\max} = \tau_p/2$ )

Die experimentellen Untersuchungen verifizieren das Optimierungsergebnis, Bild 5.4.12 zeigt die Reduzierung der Kraftwelligkeit mit Hilfe des KWA auf 1/3 im Leerlauf und weniger als 1/2 im Betrieb.

Der Vergleich der Optimierungskurven zeigt, dass der KWA mit runder Kontur die bessere Möglichkeit besitzt, die „minimale“ Kraftwelligkeit zu treffen, da das breite Minimum vorteilhaft ist. Die beiden KWA-Varianten können die Kraftwelligkeit im stromlosen Zustand auf 1% reduzieren, mit steigender Last verringert sich ihre Kompensationswirkung und die Kraftwelligkeit erreicht wieder um 2%.

Wegen der Lastabhängigkeit sind diese Maßnahmen zur Reduzierung der Kraftwelligkeit aber nicht zufrieden stellend, besteht doch gleichzeitig eine Herabsetzung der Kraftdichte.

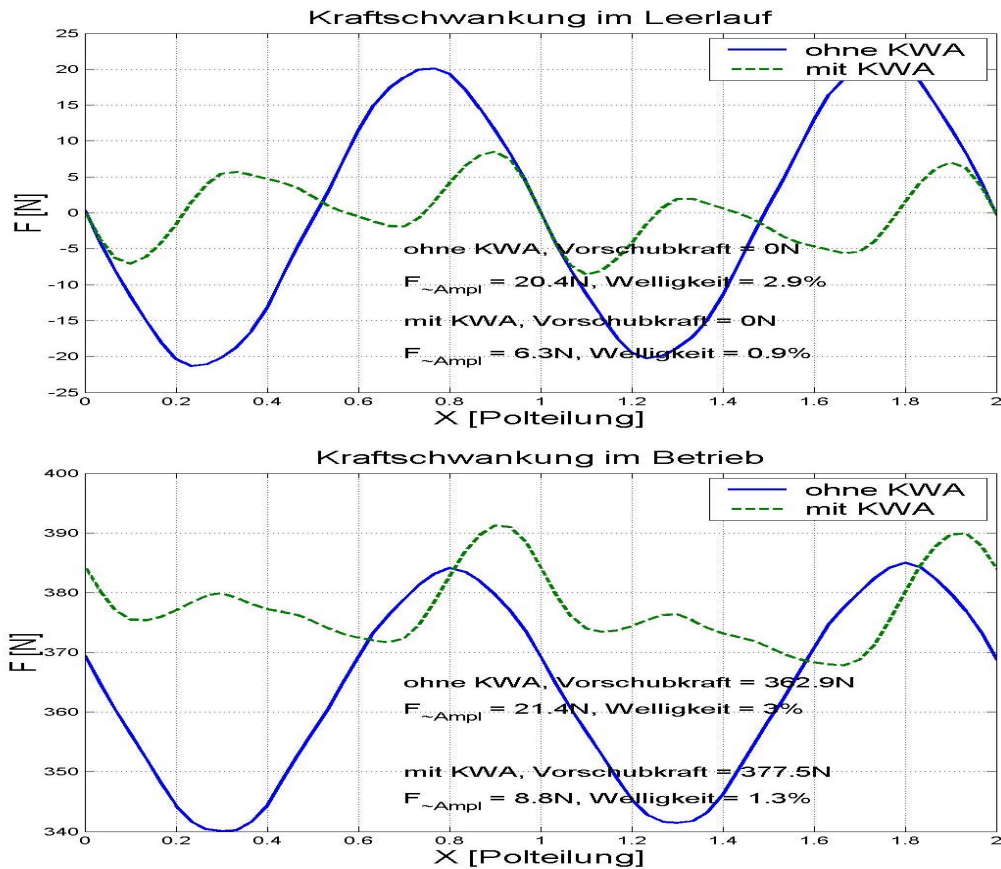


Abb. 5.4.12 Messtechnische Validierung des optimierten KWA (schräge Kontur)  
Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$

## 5.5 Optimierung durch Generieren neuer Raststellen

Bei der Optimierung der KWA-Kontur (vgl. Kap. 5.4) entdeckt man ein interessantes Phänomen: Obwohl die Kraftschwankungsperiode beim permanentmagneterregten Synchron-Linearmotor normalerweise etwa sinusförmig eine Polteilung durchläuft, können sich die Nulldurchgänge der Kraftschwankung innerhalb einer Polteilung bei einigen KWA-Einheiten vermehren. Diese Erscheinung ist bei den beiden Optimierungsvarianten im stromlosen Fall deutlich zu erkennen, mit Strom ist sie wegen der komplizierten Kurvenverläufe nicht deutlich erkennbar, aber durch eine Fourier-Analyse findet man die Spur wieder. Dieser Effekt lässt sich so interpretieren, dass die ferromagnetischen KWA-Endstücke die Änderungsperiode der Systemreluktanz soweit beeinflussen können, so dass durch ihre Ergänzung neue Raststellen für die ganze Anordnung entstehen.

Ähnliche Effekte gibt es auch bei der Ausführung des Statorblechpaketes mit sog. Hilfsnuten (siehe Bild 5.5.1). Durch die eingebrachten Nuten in jedem Zahnkopf des Primärteils lässt sich auf künstlichem Weg die Anzahl der Nuten verdoppeln und gleichermaßen die Wellenlänge der magnetischen Leitwertschwankung halbieren. Die



Hilfsnuten müssen jedoch exakt auf die eigentliche Nutgeometrie abgestimmt werden, sonst können sie eine verstärkte Kraftwelligkeit hervorrufen. Gleichzeitig muss eine Herabsetzung der Kraftdichte in Kauf genommen werden, da der magnetisch wirksame Luftspalt größer und der Wickelraum verkleinert wird. Aus diesem Grund wird diese Lösung normalerweise nicht angewendet.

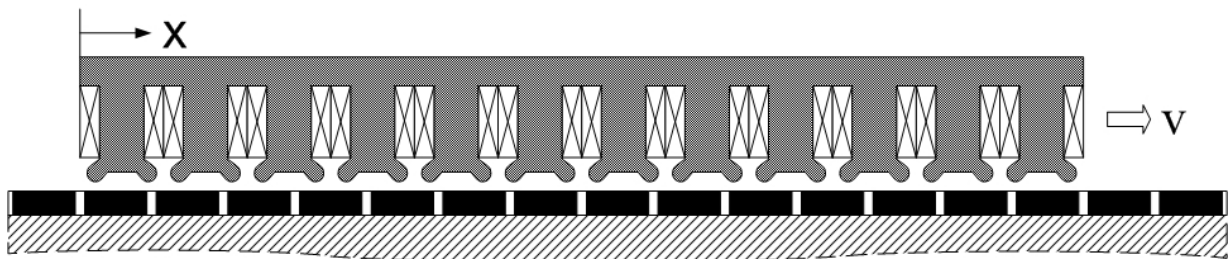


Abb. 5.5.1 Sonderausführung des Statorblechpaketes mit Hilfsnuten

Um mehr Raststellen zu erzielen, dürfte eine einfache Rechteck-Kontur zweckmäßig sein, dabei wird die Breite des KWA-Endstücks von 1xPolteilung bis zu 0 durch Verstellung seiner Außenflanke zum Primärteil variiert und als Optimierungsparameter verwendet.

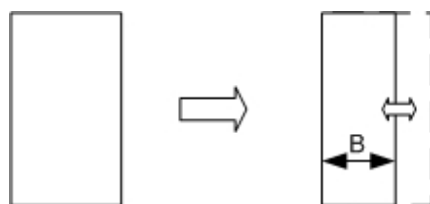


Abb. 5.5.2 KWA-Endstück mit Rechteck-Kontur (Variante 1,  $B_{\max}=\tau_p$ )

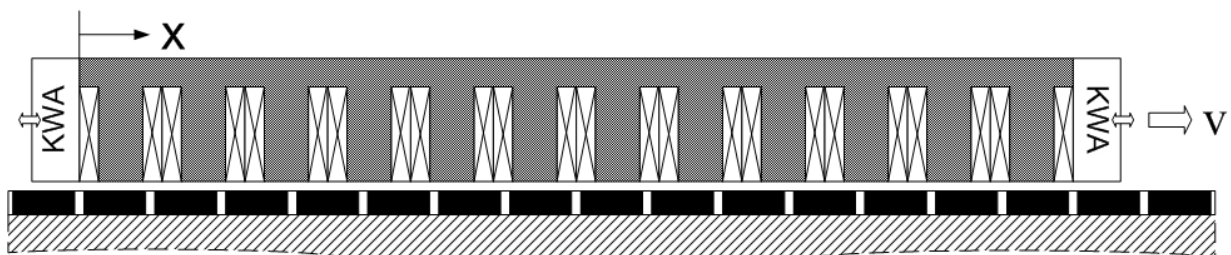


Abb. 5.5.3 Prüfling mit KWA-Endstück (Rechteck-Kontur Variante 1,  $B_{\max}=\tau_p$ )

Der Primärteil des Prüflings wird jeweils mit 2 KWA-Endstücken an beiden Enden gemäß Bild 5.5.3 ausgerüstet und um 2 Polteilungen verschoben, Bild 5.5.4 und 5.5.5 zeigen die berechneten Kraftverläufe mit und ohne Last als Funktion des Optimierungsparameters.

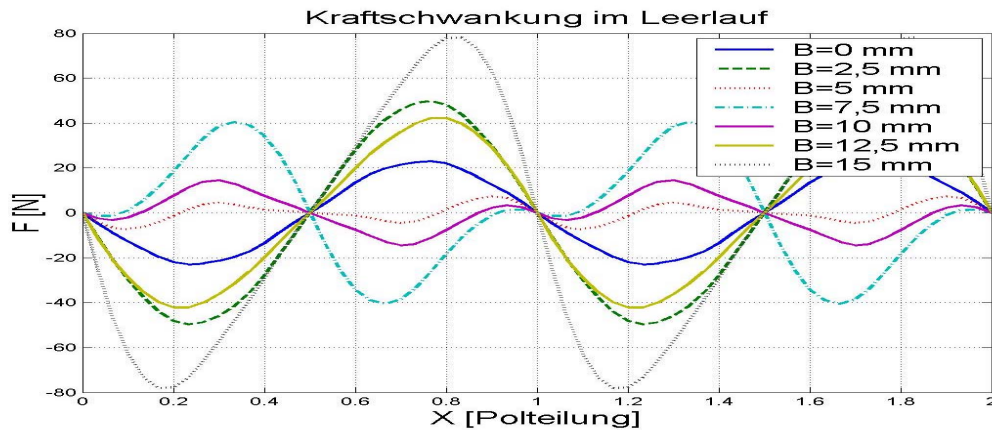


Abb. 5.5.4 Berechnete Kraftschwankung im Leerlauf mit KWA (Rechteck Variante 1)

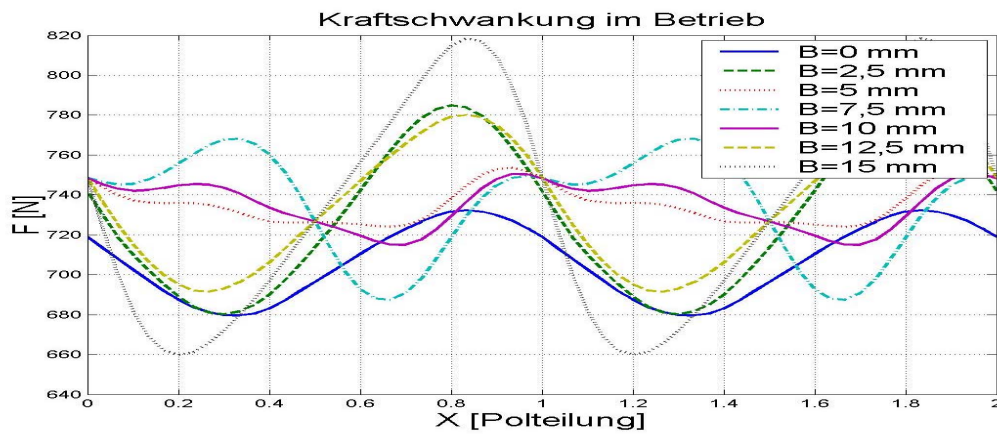


Abb. 5.5.5 Berechnete Kraftschwankung im Betrieb mit KWA (Rechteck Variante 1)

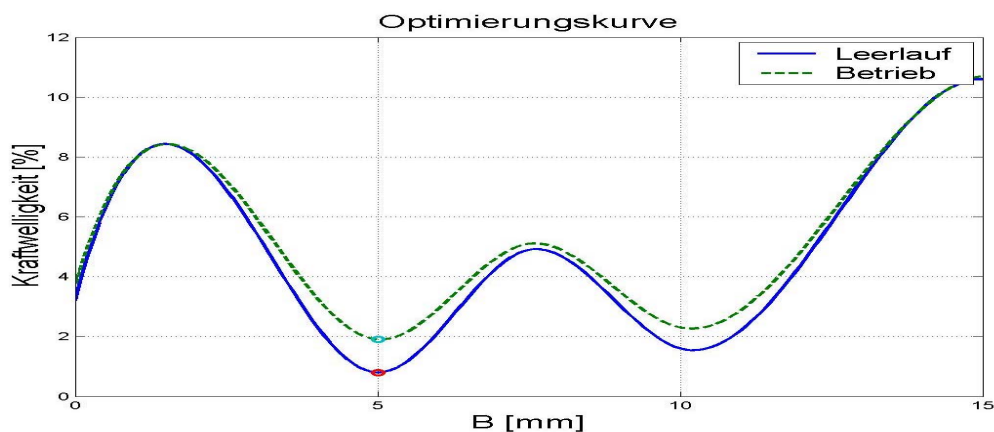


Abb. 5.5.6 Optimierungskurve des KWA mit Rechteck-Kontur (Variante 1)

Es existieren offenbar zwei lokale Minima auf den Optimierungskurven, ihre Lagen sind unabhängig vom Wicklungsstrom wie bei den KWA mit runder oder schräger Kontur. Das linke Minimum wird als Optimierungsergebnis angenommen und der entsprechende Parameter wird durch die begleitenden experimentellen Untersuchungen verifiziert.

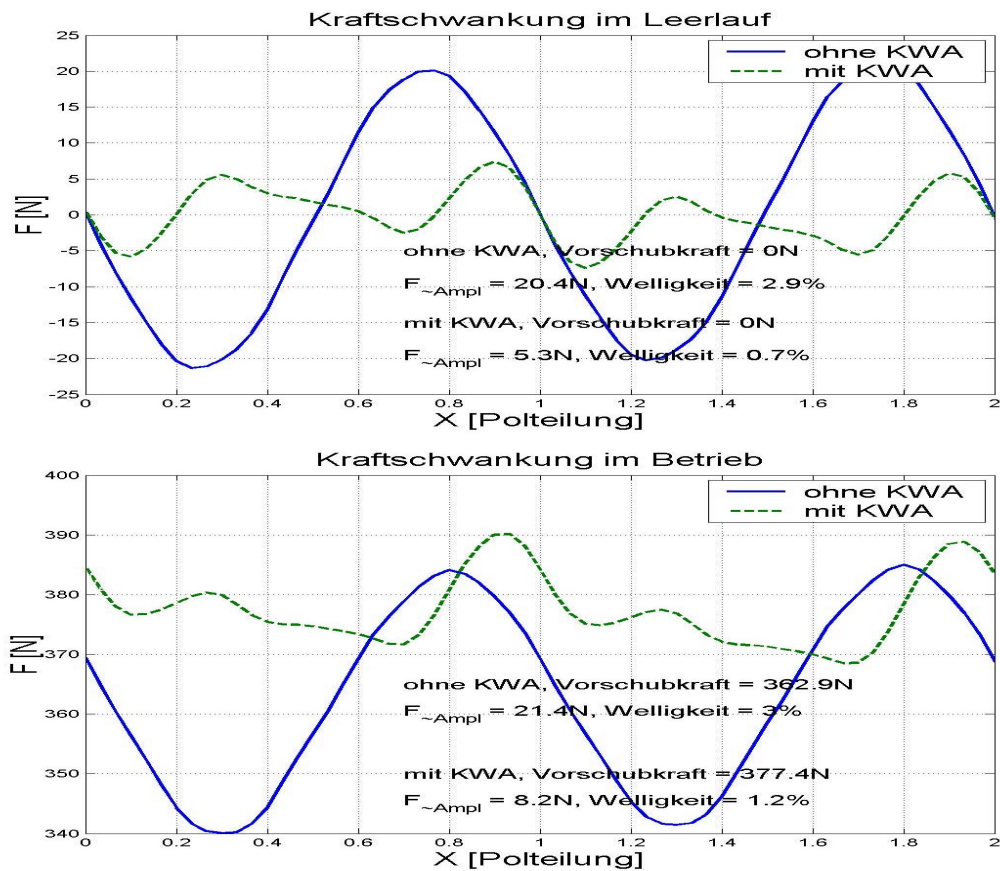


Abb. 5.5.7 Messtechnische Validierung des optimierten KWA (Rechteck-Kontur 1)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Bild 5.5.7 zeigt die Reduzierung der Kraftwelligkeit mit Hilfe des KWA auf 1/4 im Leerlauf und weniger als 1/2 im Betrieb, also eine leichte Verbesserung im Vergleich zum KWA mit runder oder schräger Kontur, aber die Lastabhängigkeit ist weiterhin vorhanden.

Ein gleicher Algorithmus kann für die Tests einer weiteren KWA-Konturen verwendet werden. Dazu wird die Innenflanke des KWA-Endstücks zum Primärteil ohne Beeinträchtigung ihrer magnetischen Verbindung verändert, seine Breite wird ebenfalls von  $1 \times \text{Polteilung}$  bis zu 0 variiert und als Optimierungsparameter verwendet. Die ganze Anordnung hat somit eine feste Gesamtlänge.



Abb. 5.5.8 KWA-Endstück mit Rechteck-Kontur (Variante 2,  $B_{\max}=\tau_p$ )

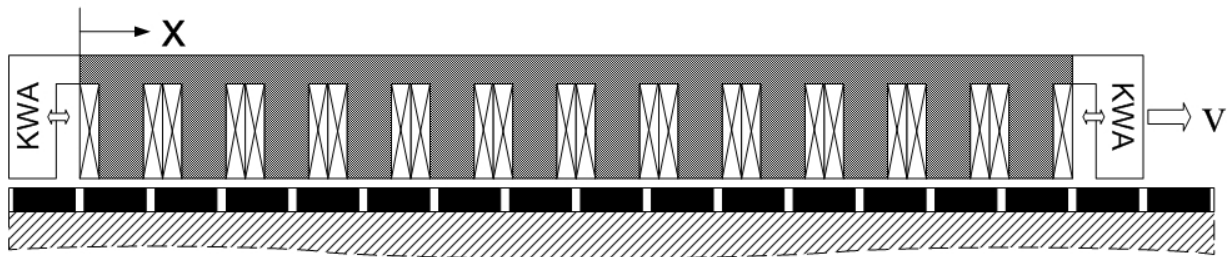


Abb. 5.5.9 Prüfling mit KWA-Endstück (Rechteck-Kontur Variante 2,  $B_{\max}=\tau_p$ )

Der Primärteil des Prüflings wird mit 2 KWA-Endstücken an beiden Enden gemäß Bild 5.5.9 ausgerüstet und um 2 Polteilungen verschoben, Bild 5.5.10 und 5.5.11 zeigen die berechneten Kraftverläufe mit und ohne Last als Funktion des Optimierungsparameters.

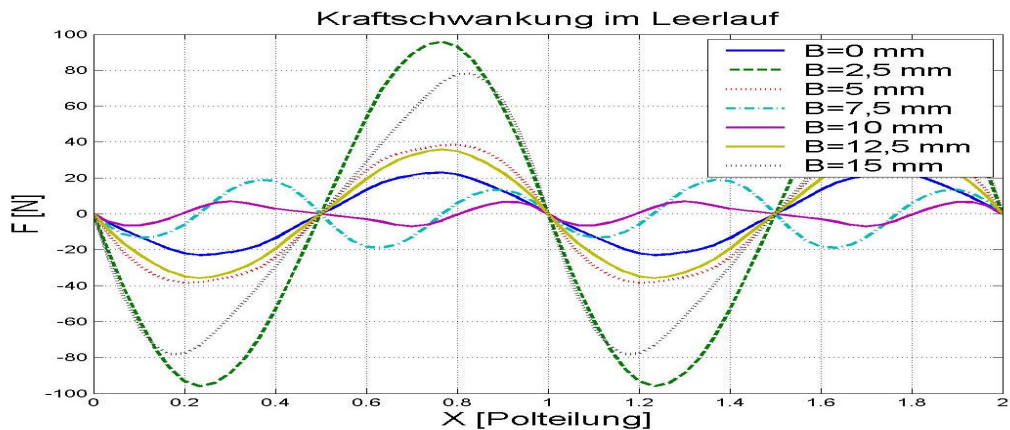


Abb. 5.5.10 Berechnete Kraftschwankung im Leerlauf mit KWA (Rechteck Variante 2)

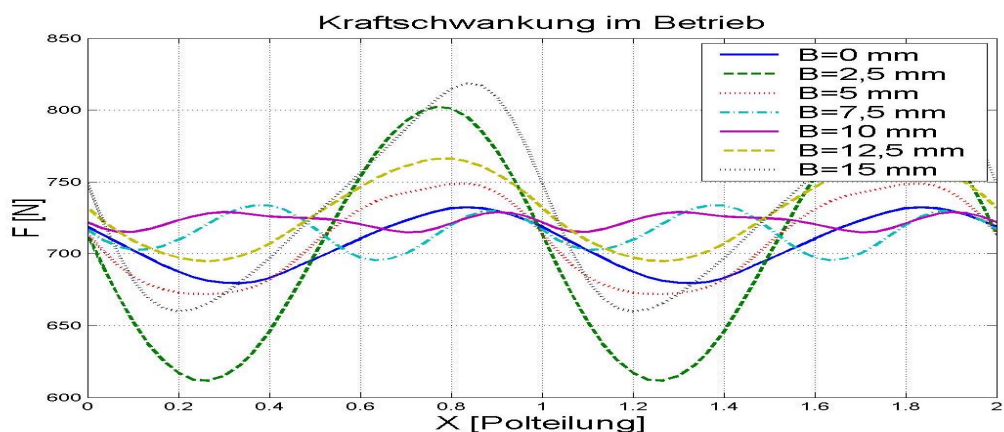


Abb. 5.5.11 Berechnete Kraftschwankung im Betrieb mit KWA (Rechteck Variante 2)

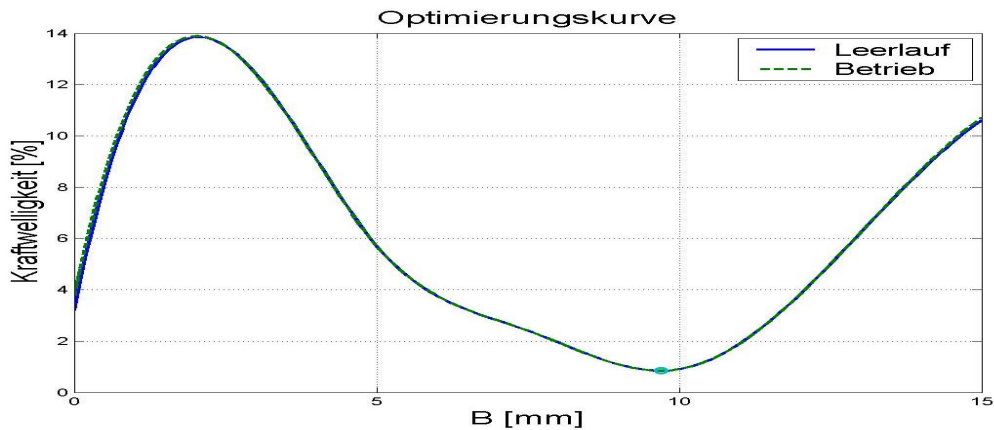


Abb. 5.5.12 Optimierungskurve des KWA mit Rechteck-Kontur (Variante 2)

Auch hier existiert ein optimaler Konturparameter wie beim KWA mit runder oder schräger Kontur, die Lage des Optimums ist wieder unabhängig von dem Lastzustand wie vorher. Die Kraftwelligkeit ist aber nicht mehr stromabhängig.

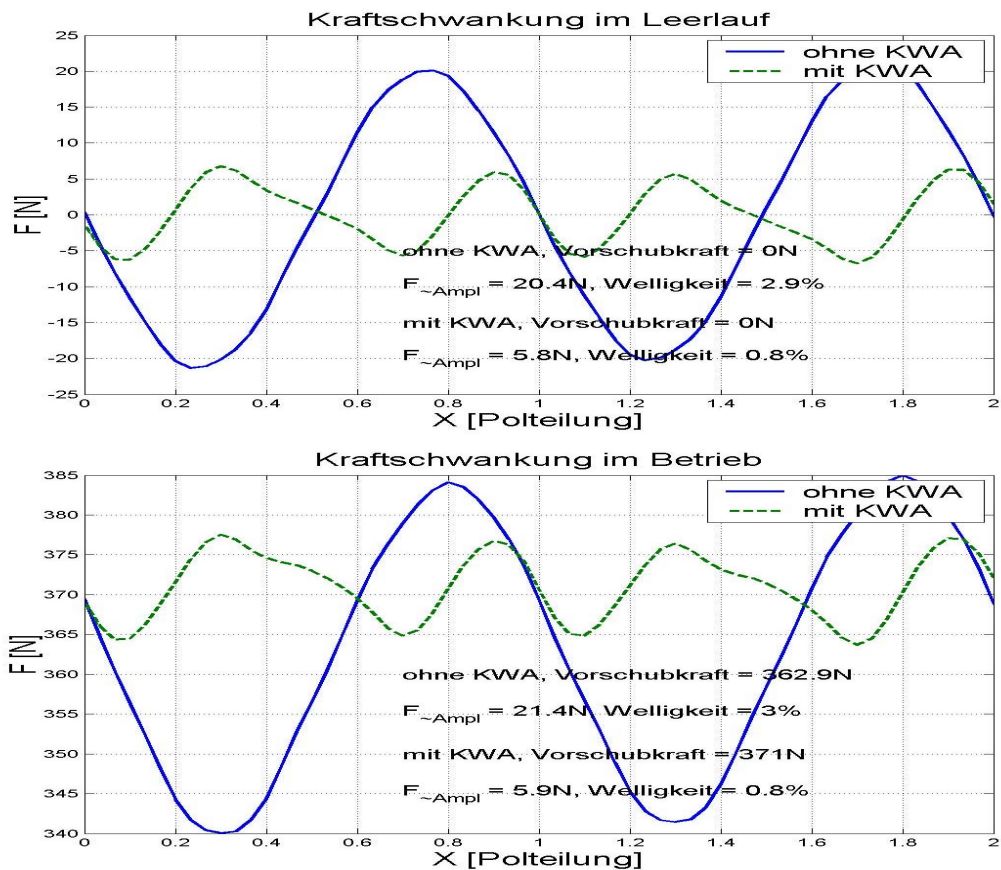


Abb. 5.5.13 Messtechnische Validierung des optimierten KWA (Rechteck-Kontur 2)  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Das Optimierungsergebnis wird durch die begleitenden experimentellen Untersuchungen verifiziert, Bild 5.5.13 zeigt die Reduzierung der Kraftwelligkeit mit Hilfe des KWA sowohl im Leerlauf als auch im Betrieb bis unter 1%. Die neuen Raststellen sind in beiden Fällen deutlich zu erkennen.

Durch Vergleich der Optimierungskurven stellt man fest, dass der KWA mit Rechteck-Kontur Variante 2 die bessere Lösung ist als Variante 1 sowie KWA mit runder oder schräger Kontur. Die Lastunabhängigkeit beruht sowohl auf der KWA-Breite als auch auf der KWA-Position. Der einzige Nachteil ist die Herabsetzung der Kraftdichte bzw. Vergrößerung des Bauvolumens.

Im Sinne einer Verallgemeinerung ist es angebracht, das Verfahren auch mit anderen Motorausführungen zu testen. Dazu kommt zunächst eine Anordnung mit  $N=18$  Nuten und der Polzahl  $2p=21$  in Betrachtung, sie entsteht durch die Ergänzung des Prüflings um eine weitere Wicklungseinheit (1/2 Urwicklung, vgl. Kap. 2.3.1), der KWA-Parameter wird direkt von der vorherigen Optimierung übernommen. Bild 5.5.14 zeigt den Vergleich mit und ohne KWA für die betrachtete Anordnung.

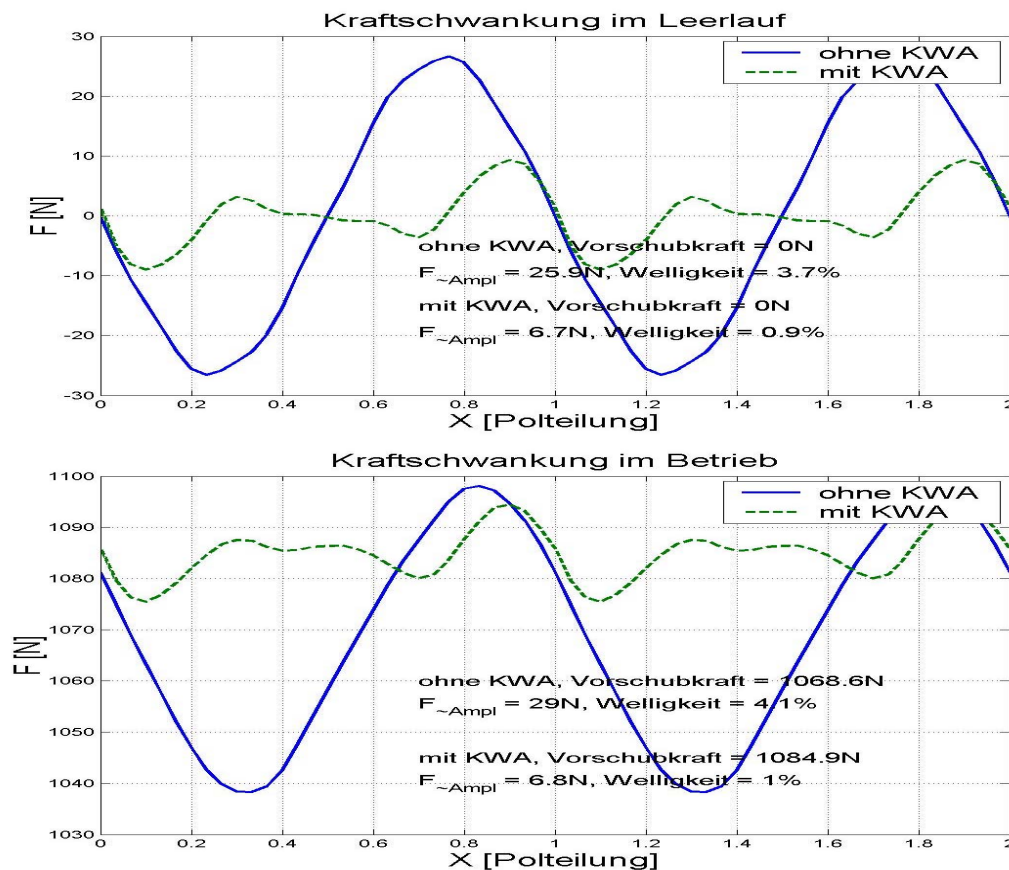


Abb.5.5.14 Simulation der Kraftschwankung für die Linearmotorvariante  $N=18$ ,  $2p=21$  mit optimierten KWA, **Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

Es werden noch 2 Anordnungen rechnerisch untersucht, die erste Anordnung ist der schon in Kap. 5.3 erwähnte Synchron-Linearmotor mit  $N=9$  Ständernuten und  $2p=8$  Polen, die zweite Anordnung ist die Verdoppelung mit  $N=18$  Ständernuten und  $2p=16$  Polen. Die Simulation wird an dem einfachen Primärteil durchgeführt, der optimierte KWA-Parameter wird bei den beiden Anordnungen unterstellt.

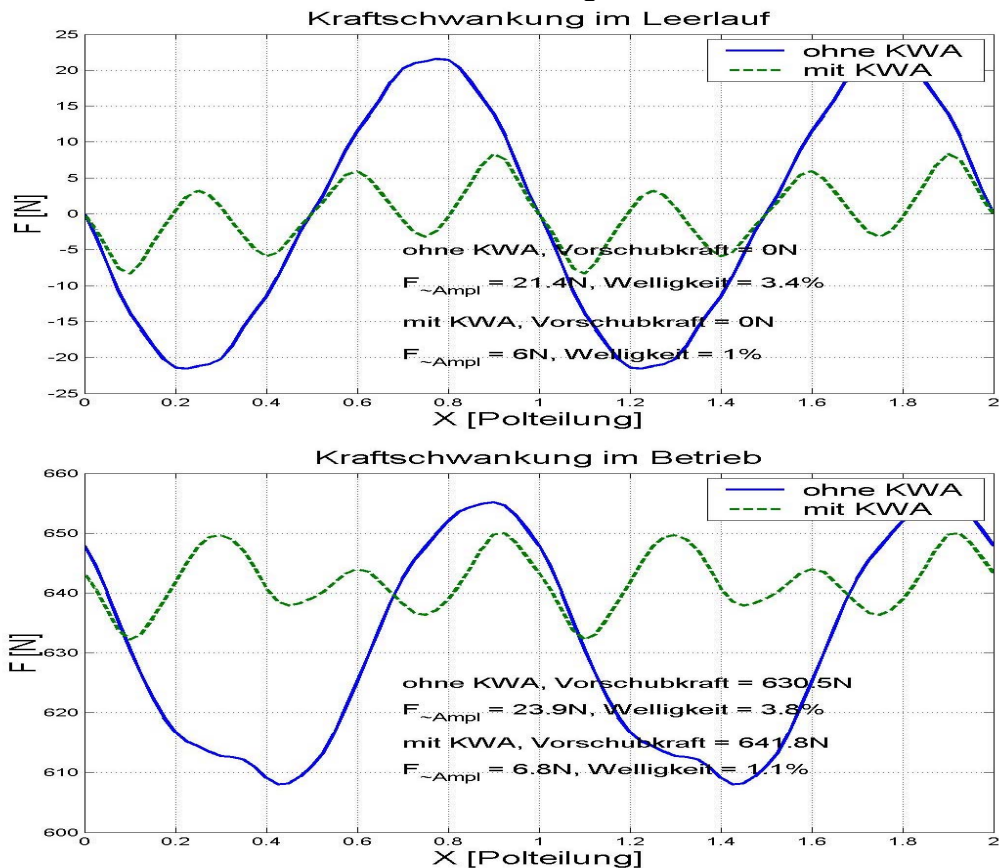


Abb. 5.5.15 Simulation der Kraftschwankung für die Linearmotorvariante  $N=9$ ,  $2p=8$  mit optimierten KWA, **Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

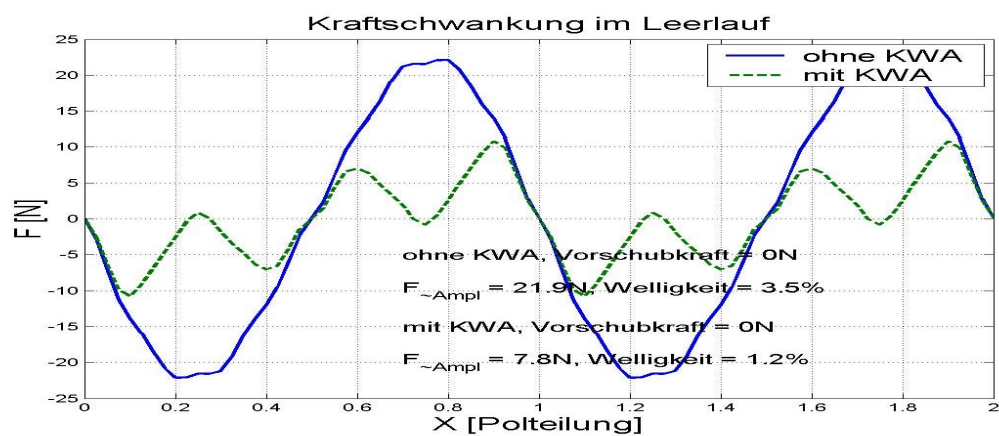


Abb. 5.5.16 Simulation der Kraftschwankung für die Linearmotorvariante  $N=18$ ,  $2p=16$  mit optimierten KWA im Leerlauf, **Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

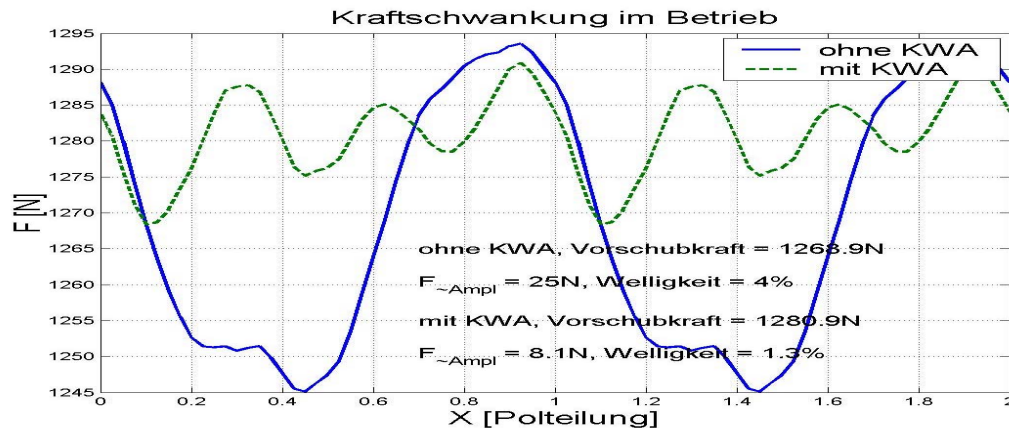


Abb. 5.5.17 Simulation der Kraftschwankung für die Linearmotorvariante  $N=18$ ,  $2p=16$  mit optimierten KWA im Betrieb, **Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Die lastunabhängige Reduzierung der Kraftwelligkeit durch den KWA ist bei alle 3 Linearmotorvarianten Ergebnis der Simulation.

## 5.6 Optimierung durch gegenseitigen Ausgleich mehrerer Primärteile

Die Optimierung mit Hilfe einer günstigen KWA-Kontur (vgl. Kap. 5.4) oder durch die Generieren neuer Raststellen (vgl. Kap. 5.5) stellen zwar eine praktikable Lösung zur Reduzierung der Kraftwelligkeit dar, sie setzt jedoch die experimentell-iterativen Prozesse mit FEM-Unterstützung voraus, der Rechenaufwand ist hierbei nicht zu unterschätzen. Außerdem führt jede Abweichung vom Idealzustand durch Bearbeitung, Montage oder Materialeigenschaften unweigerlich zur Flussdichteänderung im Luftspalt und beeinträchtigt damit die angestrebte Kompensationswirkung.

Unter Beachtung der durch umfangreiche Untersuchungen bestätigten Tatsache, dass die Periode der nahezu sinusförmigen Kraftschwankung beim PM-Synchron-Linearmotor mit sinusförmigem Ständerstromsystem (ohne Einfluss durch mechanische Störungen und Kompensationsmaßnahmen) immer einer Polteilung entspricht, kommt man spontan auf die Idee, die Kraftwelligkeit durch Zusammenkoppeln mehrerer Primärteile zu unterdrücken.

Bild 5.6.1 veranschaulicht das Funktionsprinzip mit 3 zusammengekoppelten Primärteilen als Beispiel. Die Anzahl der zu koppelnden Primärteilen hängt von der Strangzahl des Antriebssystems ab. Durch mechanischen und elektrischen gegenseitigen Versatz um  $120^\circ$  ist die Idee beim 3-phasigen Drehstromsystem besonders leicht zu realisieren.



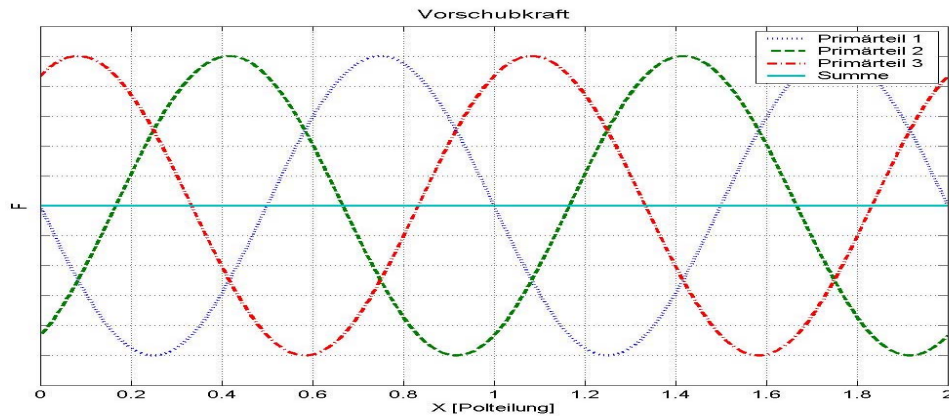


Abb. 5.6.1 Kraftverläufe von einzelnen und zusammengekoppelten Primärteilen am Beispiel von 3 Primärteilen

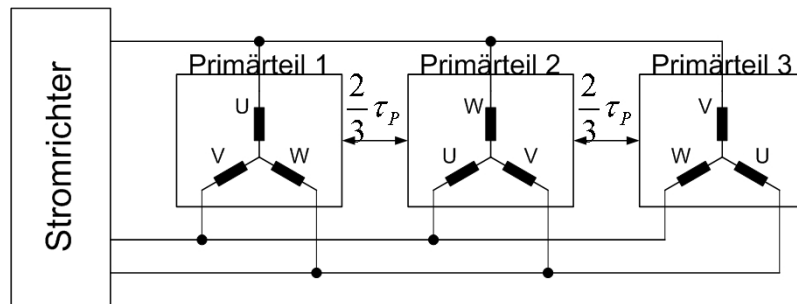


Abb. 5.6.2 Technische Realisierung mit 3 zusammengekoppelten Primärteilen

Bild 5.6.2 zeigt die technische Realisierung mit 3 zusammengekoppelten Primärteilen, dabei werden die elektrischen Anschlüsse der einzelnen Primärteile zyklisch getauscht. Zwischen den benachbarten Primärteilen besteht ein Abstand von  $2/3$  Polteilung ( $120^\circ$  mechanischer Winkelversatz). Für den Fall mit 2 Primärteilen ist der Ausgleich prinzipiell auch möglich, wenn der mechanische und elektrische Winkelversatz zwischen den benachbarten Primärteilen  $90^\circ$  beträgt.

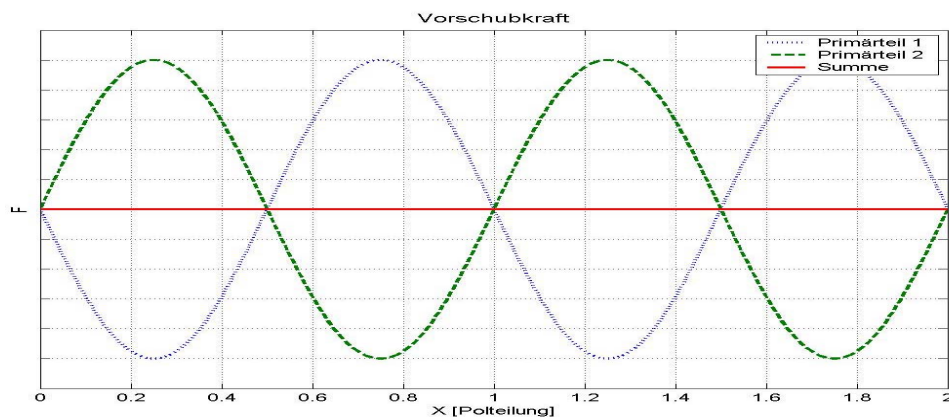


Abb. 5.6.3 Ausgleich der Kraftschwankung mit 2 Primärteilen

Darüber hinaus kann eine Urwicklung unter Umständen weiter unterteilt werden (vgl. kap. 2.3.1), da im Gegensatz zu rotierenden Maschinen Linearmotoren keine gerade Polzahl voraussetzen. Dies kann mit dem „zerlegten“ Prüfling (siehe Bild 5.6.4) leicht überprüft werden.

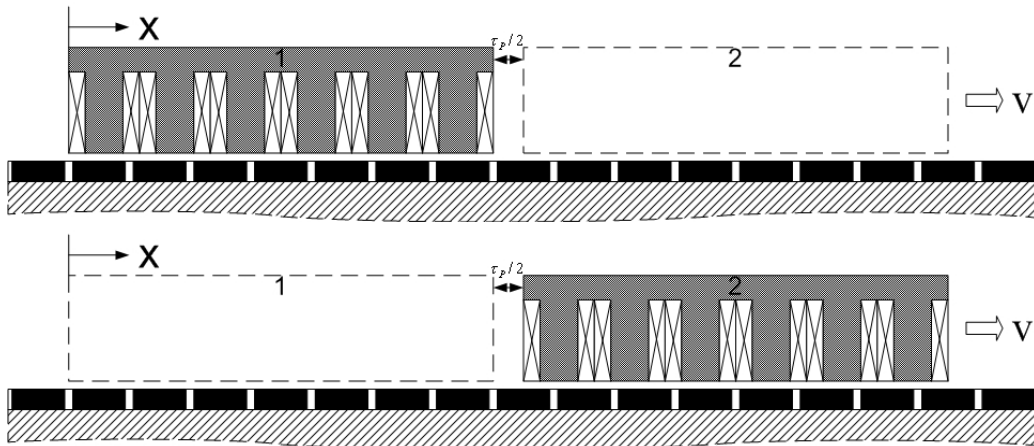


Abb. 5.6.4 In zwei Kurzstatorn „zerlegter“ Prüfling

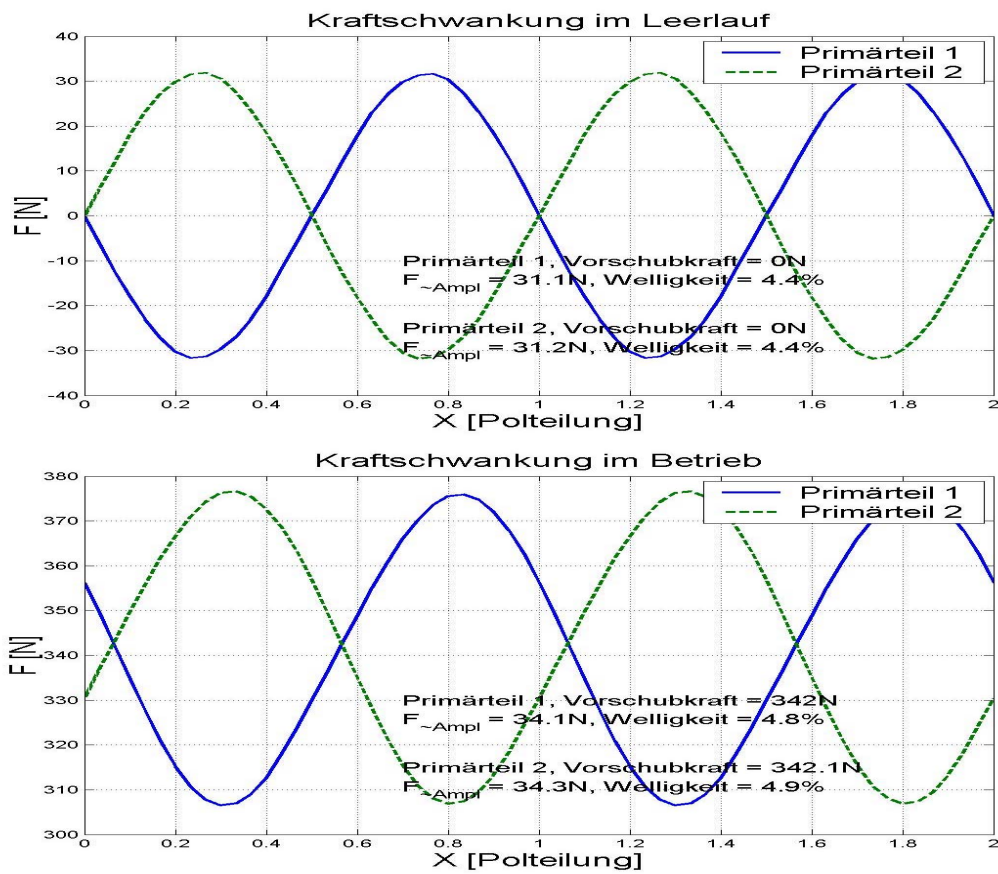


Abb. 5.6.5 Berechnete Kraftverläufe der einzelnen Wicklungseinheiten  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3N$**

Bild 5.6.5 zeigt die nahezu sinusförmigen Kraftverläufe der zwei Wicklungseinheiten. Wie erwartet liefern sie durch entsprechenden mechanischen und elektrischen Versatz exakt die gegenphasigen Wechselanteile der Vorschubkraft sowohl im Leerlauf als auch im Betrieb.

Um den elektrischen Winkelversatz um  $90^\circ$  ohne weiteren Stromrichter zu verwirklichen, kann man eine der beiden Wicklungseinheiten in Sternschaltung, die andere in Dreieckschaltung realisieren. Für die Windungszahl und den Leiterquerschnitt der beiden Wicklungseinheiten besteht das Verhältnis von  $\sqrt{3}$ . Um einen möglichen Kreisstrom in Dreieckschaltung auszuschließen und damit die 2 Primärteile das gleiche elektromagnetische Verhalten aufweisen, muss die induzierte Spannung im einzelnen Strang bezüglich der 3. Harmonischen sorgfältig geprüft werden.

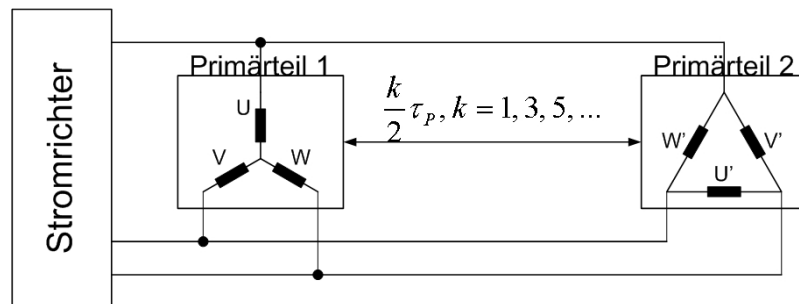


Abb. 5.6.6 Technische Realisierung mit 2 zusammengekoppelten Primärteilen

Aus der zuvor formulierten Überlegung ergeben sich die zwei in Bild 5.6.7 dargestellten Ausführungsmöglichkeiten, sie unterscheiden sich durch die magnetische Verbindung zwischen den einzelnen Wicklungseinheiten.

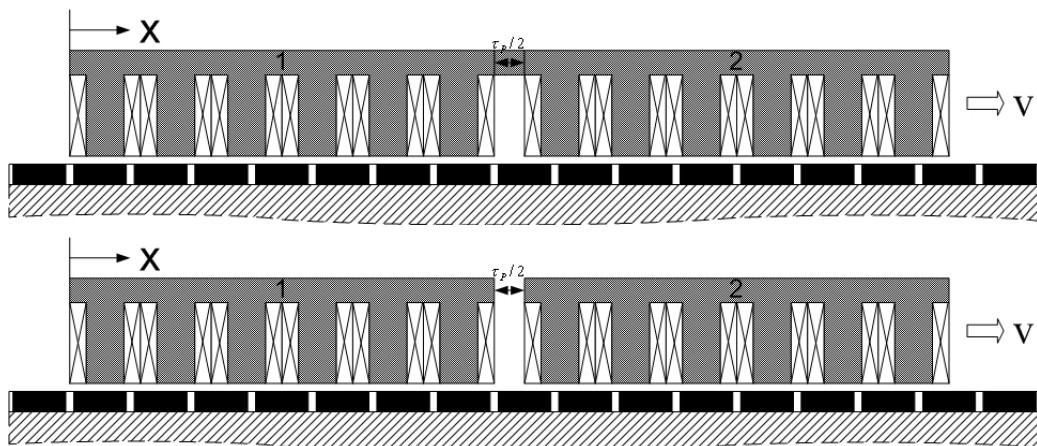


Abb. 5.6.7 Optimierungsvariante 1 (oben) und Variante 2 (unten) des Prüflings

Um den hohen Erprobungsaufwand zu vermeiden wird die Untersuchung allein mit Hilfe der FEM durchgeführt.

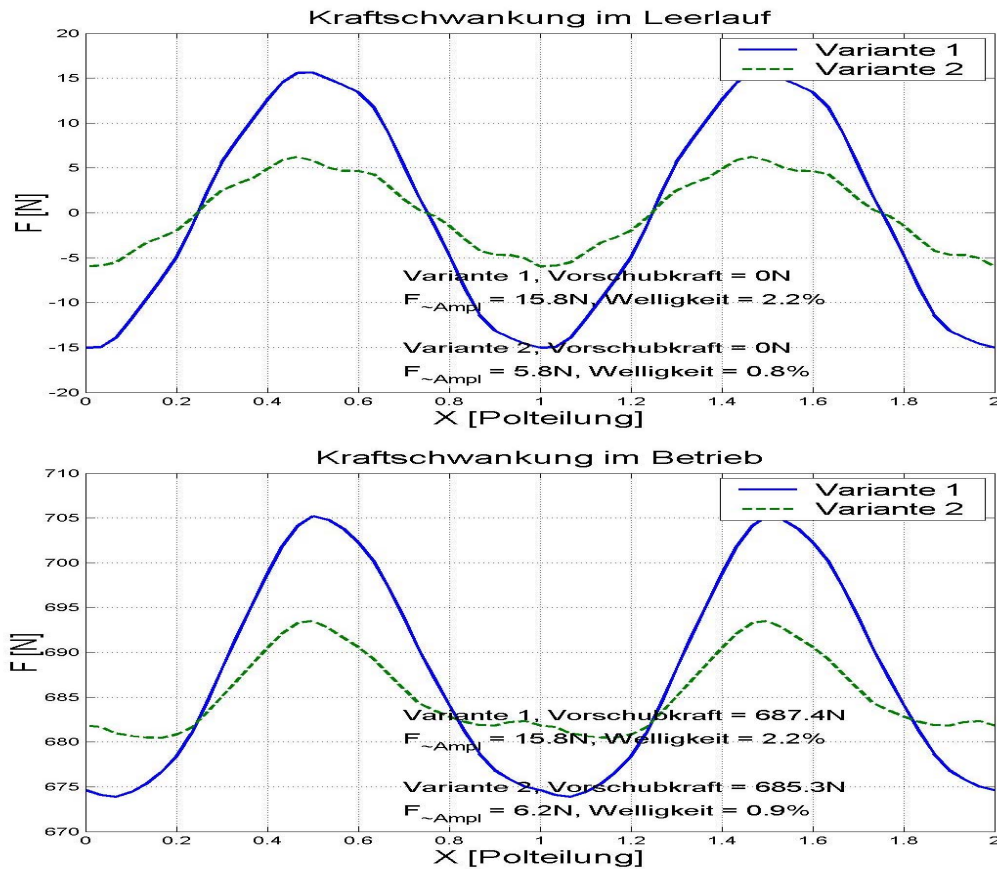


Abb. 5.6.8 Simulation der Kraftschwankung mit unterteilbarem Ständer nach Abb. 5.6.7  
**Kraftwelligkeit bezogen auf  $F_N=706,3\text{N}$**

Bild 5.6.8 zeigt die Rechenergebnisse der Kraftwelligkeit unter gleichen Bedingungen wie zuvor. Durch Vergleich der Kraftverläufe stellt man fest, dass die beiden Ausführungen die Kraftwelligkeit in unterschiedlichem Maße reduzieren können, wobei die Variante 2 die bessere Lösung ist. Ihr Optimierungsverhalten ist vergleichbar mit dem KWA-Endstück mit Rechteck-Kontur (Variante 2) nach Kap. 5.5, eine Lastabhängigkeit ist nicht zu erkennen.

Die magnetische Verbindung zwischen den einzelnen Wicklungseinheiten hat offenbar einen negativen Einfluss auf die Reduzierung der Kraftwelligkeit.

## 6. Zusammenfassung

Um die in der Automatisierung zunehmenden Anforderungen an Vorschubachsen hinsichtlich Dynamik, Präzision und Wartungsaufwand bei niedriger Bauhöhe und kleiner werdendem Bauvolumen gerecht zu werden, kommen immer mehr Synchron-Linearmotoren in Zahnspulentechnik mit Permanentmagneterregung in Werkzeugmaschinen zum Einsatz. Als hauptsächlichlicher Vorteil gegenüber der rotierenden Antriebslösung mit Getriebeübersetzung und Kugelrollspindel wird die direkte Kraftübertragung ohne Bewegungswandler genannt.

Der Übergang vom konventionellen linearen Antriebssystem zum Direktantriebssystem eröffnet dem Werkzeugmaschinenherstellern und den Industrieanwendungen eine Vielzahl neuer Möglichkeiten durch beeindruckende Verfahrgeschwindigkeit und hohes Beschleunigungsvermögen sowie Positionier- und Wiederholgenauigkeit und bietet darüber hinaus die Chance zu einer weiteren Produktivitäts- und Qualitätssteigerung. Um alle dieser Vorteile ausnutzen zu können, muss der Antrieb zuerst hinsichtlich der für Linearmotoren typisch Kraftwelligkeit optimiert werden. Die Suche nach wirtschaftlichen und praxistauglichen Gegenmaßnahmen ist ein aktuelles Forschungsthema in der Antriebstechnik. In der vorliegenden Arbeit werden die Kraftschwankungen infolge Nutung, Endeffekt und elektrischer Durchflutung in PM-Synchron-Linearmotor rechnerisch und messtechnisch untersucht. Ursachen und Eigenschaften der Kraftwelligkeit werden beschrieben und Einflussparameter aufgezeigt.

Es besteht die Möglichkeit, die Kraftwelligkeit durch bestimmte Maßnahmen zu beeinflussen, z. B. mit Hilfe des Kraftwelligkeitsausgleichs bestehend aus ferromagnetischem Material oder durch gegenseitigen Ausgleich mehrerer zusammengekoppelter Primärteile. Wie die Untersuchungen gezeigt haben, ist eine Abstimmung der Einflussparameter auf analytischem Weg kaum möglich, in der Praxis führt das auf eine experimentell-iterative Optimierung mit FEM-Unterstützung. Die gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation bietet einen klaren Hinweis, dass die hier vorgestellten Maßnahmen als geeignet angesehen werden können, sie ermöglichen eine Kraftwelligkeitsreduzierung von ursprünglichen 3-5% bis auf 1%, wobei eine leichte Herabsetzung der Kraftdichte in Kauf genommen werden muss. Beim Maschinenentwurf muss rechtzeitig ermittelt werden, welches Kompensationsverfahren günstig ist bezüglich der vorgesehenen Anwendungen.

## 7. Literaturverzeichnis

- [1] Permanent-Magnet-Excited AC-Servo Motors in Tooth-Coil Technology  
Huth, G. , IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, June 2005
- [2] Permanentmagneterregte AC-Servomotoren mit vereinfachten  
Wicklungssystemen  
Huth, G. ; Qian, K. , ETG-Fachbericht 96, Innovative klein- und  
Mikroantriebstechnik, März 2004
- [3] Finite-Elemente-Methoden  
Bathe, K. J. , Springer-Verlag, 1990
- [4] Konforme Abbildung, 2. neubearbeitete Auflage  
Betz Albert, Springer-Verlag, 1964
- [5] Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine  
Blaschke, Dissertation, TU Braunschweig, 1974
- [6] Grundlagen der Maschinenberechnung am Beispiel einer permanent-  
magnetisierregten Synchronmaschine mit Luftspaltnagneten  
BOSCH; Volker, S. , Universität Stuttgart, Seminar EM II, 1999
- [7] Taschenbuch der Mathematik  
Bronstein, I. N. ; Semendjajew, K. A. ; Musiol, G. ; Mühlig, H.  
Verlag Harri Deutsch, 1993
- [8] Moderne Stromrichterantriebe  
Brosch; Peter, F. , Vogel Buchverlag, 1998
- [9] Hochgenaue Regelung von Linearmotoren durch Optimierte Strommessung  
Brückl, S. , Vereinigte Fachverlage
- [10] Drehstromlinearmotoren  
Budig, P. K. , Hüthig-Verlag, 1983
- [11] Über die Anwendung der Theorie der konformen Abbildung zur Berechnung der  
Durchschlags- und Überschlagsspannung zwischen kantigen Konstruktionsteilen  
unter Öl  
Dreyfus, L. , Verlag Julius Springer
- [12] Hochdynamische Lageregelung mit elektrohydraulischen Antrieben  
Egner, M. , Springer-Verlag, 1988

- 
- [13] Optimierung des thermischen Verhaltens von elektrischen Linearmotoren für den Einsatz in Werkzeugmaschinen  
Eun In-Ung; Dissertation, RWTH Aachen, 1999
  - [14] Entwicklung von permanenterregten Synchronlinearmotoren mit passivem Sekundärteil für autonome Transportsysteme  
Evers Wolfgang; Dissertation, RWTH Aachen, 2000
  - [15] Schleppabstandsreduzierung momentengesteuerter Direktantriebe  
Fahrbach, Ch. ; Phillipp, W. ; Scholich, W. , Werkstatttechnik, 1991
  - [16] Nichtlineare Regelung  
Föllinger, O. , Oldenbourg Verlag, 1991
  - [17] Elektrische Maschinen  
Germar Müller, VDE Verlag
  - [18] Weiterentwicklung permanentmagneterregter Linearmotoren  
Greubel, K. ; Huth, G. , SPS/IPC/DRIVES 1999
  - [19] Erhöhung der Verfügbarkeit von Vorschubantrieben mit selbstanpassender Lageregelung  
Hagl, R. , Springer-Verlag, 1991
  - [20] Berechnung der Rastmomente in einer Anordnung bestehend aus einem Polrohr mit Dauermagneten und Rotornuten  
Hammel, M. , Studienarbeit TU Kaiserslautern, 2000
  - [21] Hochdynamische Vorschubantriebe mit Linearmotoren  
Heinemann, G. ; Papiernik, W. , VDI-Z. Special Antriebstechnik, 1998
  - [22] Physik für Ingenieure  
Hering; Martin; Stohrer, VDI Verlag
  - [23] Erhöhung der dynamischen Bahngenaugigkeit durch ganzheitliche Optimierung am Beispiel einer Linearmotorfräsmaschine  
Hua Gao, Shaker-Verlag, 1994
  - [24] Nutrustung von permanentmagneterregten AC-Servomotoren mit gestaffelter Rotoranordnung  
Huth, G. , Electrical Engineering 1996
  - [25] Drehstrom-Asynchron-Linearantrieb, Grundlagen und praktische Anwendungen für industrielle Zwecke  
Luda, G. , Vogel-Verlag, 1991

- 
- [26] Einfluss von Polbedeckungswinkel und Luftspaltgestaltung auf die Rastmomente in permanenterregten Motoren  
Marionescu, M. , etz Archiv 1988
  - [27] Theoretische und experimentelle Untersuchungen an einem linearen permanenterregten Schrittmotor  
Neubauer, L. , Dissertation, TU Berlin, 1987
  - [28] Linear-Direktantriebe hoher Genauigkeit und Dynamik, Konstruktion  
Philipp, W. , Springer-Verlag, 1991
  - [29] Regelung mechanisch steifer Direktantriebe für Werkzeugmaschinen  
Philipp, W. , Springer-Verlag, 1992
  - [30] Linearmotor oder Kugelgewindeantrieb?  
Pritschow, G. ; Bretschneider, J. , VDI-Z. Special Antriebstechnik, 1999
  - [31] Optimierung des thermischen Verhaltens von direktangetriebenen Vorschubsystemen  
Rafii Siamak, Shaker-Verlag
  - [32] Berechnung von Magnetfeldern mit Hilfe der konformen Abbildung durch numerische Integration der Abbildungsfunktion von Schwarz-Christoffel  
Reppe Klaus, Springer-Verlag, 1979
  - [33] Digitale Regelung elektrischer Antriebe  
Schönfeld, R. , Verlag Technik GmbH, 1990
  - [34] Regelungen und Steuerungen in der Elektrotechnik  
Schönfeld, R. , Verlag Technik GmbH Berlin, 1999
  - [35] Elektrische Antriebe  
Schröder, D. , Springer-Verlag, 1995
  - [36] Hochgeschwindigkeitsbearbeitung  
Schulz, H. , Carl Hanser Verlag, 1996
  - [37] Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen  
Seinsch, H. O. , Teubner Verlag, 1992
  - [38] Regelung von Synchron-Linearmotoren für hochgenaue Vorschubantriebe bei Werkzeugmaschinen  
Stefan Brückl, VDI Verlag
  - [39] Über die Streuung im Luftspalt von Turbogeneratoren  
Tägen, F. ; Weis, M. , ETZ-A Elektrotechn. Z.88(1967) H.13



- 
- [40] Two and three-phase lap windings in unequal groups  
Tingley, G. , Elect. Rev. Western Electrician, 1915
  - [41] Verbesserte Regelung für Lineardirektantriebe in Werkzeugmaschinen  
Tönshoff, H. K. ; Brahms, U. , Vereinigte Fachverlage, 1998
  - [42] Berechnung rotierender elektrischer Maschinen  
Vogt, K. , VEB Verlag Technik
  - [43] Werkzeugmaschinen, Konstruktion und Berechnung  
Weck, M. , VDI-Verlag, 1994
  - [44] Beitrag zum Entwurf von Vorschubantrieben für die  
Hochgeschwindigkeitsbearbeitung  
Zim, O. , Dissertation, ETH Zürich, 1996
  - [45] Skript für die Vorlesung „Elektrische Antriebstechnik“ I / II  
TU Kaiserslautern, EIT, MEAS
  - [46] Skript für die Vorlesung „Dynamische Regelantriebe“  
TU Kaiserslautern, EIT, MEAS
  - [47] Umdrucke für die Vorlesung „Numerische Verfahren in der Energietechnik“  
TU Kaiserslautern, EIT, MEAS
  - [48] Technischer Bericht „Einfach-Servomotoren für Pumpenantriebe“  
TU Kaiserslautern, EIT, MEAS
  - [49] Umdrucke für die Vorlesung „Elektrische Maschinen“  
TU Kaiserslautern, EIT, LSST
  - [50] Umdrucke für die Vorlesung „Kleinmotoren“  
TU Kaiserslautern, EIT, LSST
  - [51] Umdrucke für die Vorlesung „Schwingungen und Geräusche“  
TU Kaiserslautern, EIT, LSST

## A1 Koordinatentransformation:

Für die Umrechnung der statorfesten bzw. läuferfesten Koordinatensysteme  $ABC$ ,  $\alpha\beta$  bzw.  $dq$  untereinander können folgende Transformationsmatrizen verwendet werden:

$$T_{ABC \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos \vartheta & \frac{2}{3} \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{2}{3} \sin \vartheta & -\frac{2}{3} \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{2}{3} \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \vartheta & \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \vartheta & 0 \\ -\sin \vartheta + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta & \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \vartheta & 0 \end{bmatrix}$$

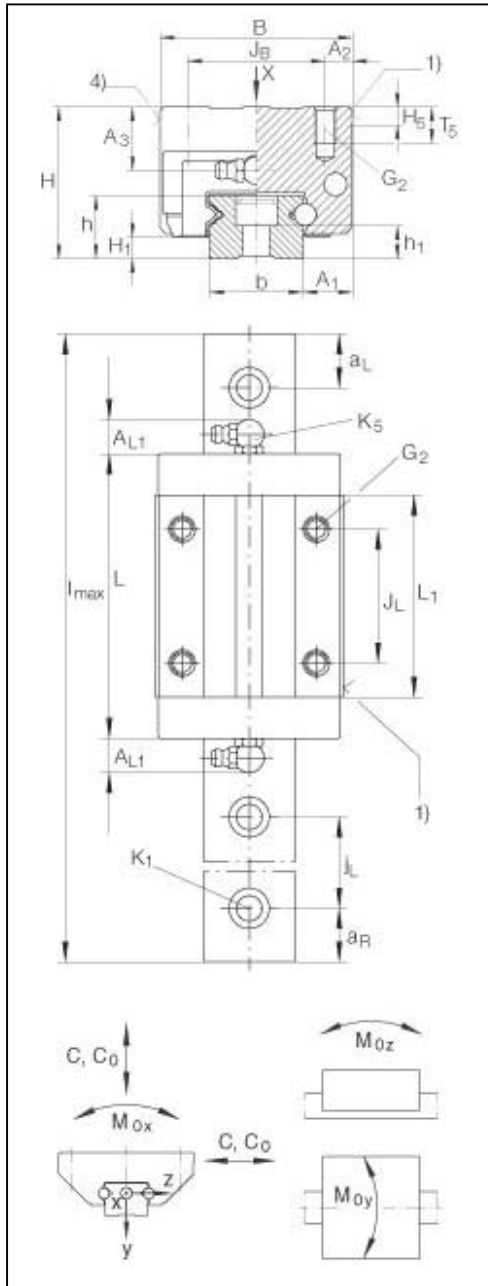
$$T_{dq \rightarrow ABC} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ -\frac{1}{2} \cos \vartheta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \vartheta & \frac{1}{2} \sin \vartheta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \vartheta \\ -\frac{1}{2} \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \vartheta & \frac{1}{2} \sin \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \vartheta \end{bmatrix}$$

$$T_{ABC \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \quad T_{\alpha\beta \rightarrow ABC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$T_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \quad T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix}$$

## A2 Technische Daten der Linearführung:

INA-Kugelumlaufeinheiten KUE 35 H mit Führungsschienen TKD 35



H	55 mm
B	70 mm
L	106,1 mm
1)	Anschlagseite
4)	Beschriftung
A <sub>1</sub>	18 mm
A <sub>2</sub>	10 mm
A <sub>3</sub>	23 mm
A <sub>L1</sub>	14 mm
a <sub>L max</sub>	71 mm
a <sub>L min</sub>	20 mm
a <sub>R max</sub>	71 mm
a <sub>R min</sub>	20 mm
b	34 mm, Toleranz: -0,004 / -0,05
G <sub>2</sub>	M8 Schrauben DIN ISO 4762-12.9
H <sub>1</sub>	8 mm
H <sub>5</sub>	6,5 mm
h	23 mm
h <sub>1</sub>	12 mm
J <sub>B</sub>	50 mm
J <sub>L</sub>	50 mm
j <sub>L</sub>	80 mm
K <sub>1</sub>	M8 Schrauben DIN ISO 4762-12.9
K <sub>5</sub>	Schmieranschluss: NIP KE M6
L <sub>1</sub>	75,4 mm
l <sub>max</sub>	2960 mm, max. Länge einteiliger TKD
T <sub>5</sub>	12 mm, maximale Einschraubtiefe
m <sub>W</sub>	1,46 kg, Gewicht des KUE 35 H
m <sub>S</sub>	5,6 kg/m, Gewicht der TKD 35
C	28000 N, Tragzahl
C <sub>0</sub>	37000 N, Tragzahl
M <sub>0x</sub>	658 Nm, Moment
M <sub>0y</sub>	450 Nm, Moment
M <sub>0z</sub>	450 Nm, Moment

### A3 Technische Daten der Kraft- und Wegmeßsysteme:

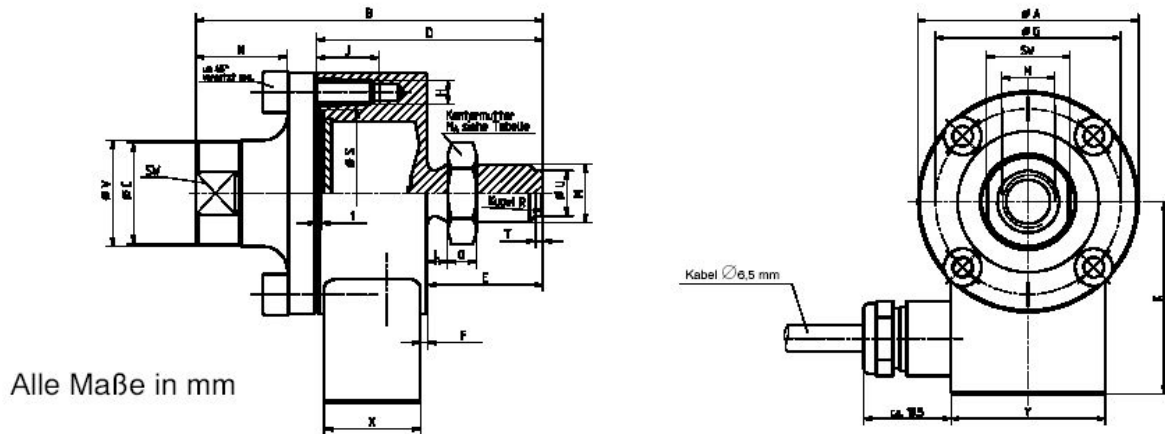
#### a) Kraftaufnehmer von HBM

Kraftaufnehmer Typ	U2		
	$F_{nom}$	kN	1
Nennkraft			
Genauigkeitsklasse	0,1		
Nennkennwert	$C_{nom}$	mV/V	2
rel. Kennwertabweichung Zug/Druck	$d_c$	%	<0,2/0,5
rel. Nullsignalabweichung	$d_{s,o}$	%	<1
rel. Umkehrspanne (0.2 $F_{nom}$ bis $F_{nom}$ )	$u$	%	<0,15
Linearitätsabweichung	$d_{lin}$	%	<0,1
Temperatureinfluss auf den Kennwert/10 K bezogen auf den Kennwert	$TK_c$	%	0,1
Temperatureinfluss auf das Nullsignal/10 K bezogen auf den Kennwert	$TK_0$	%	0,05
Exzentrizitätseinfluss bei 1mm	$d_E$	%	0,05
Querkrafteinfluss (Querkraft 10 % $F_{nom}$ ) <sup>1)</sup>	$d_Q$	%	0,1
Rel. Kriechen über 30 min	$d_{crF+E}$	%	<± 0,06
Eingangswiderstand	$R_e$	Ω	>345
Ausgangswiderstand	$R_a$	Ω	300...400
Isolationswiderstand	$R_{is}$	Ω	>2x10 <sup>9</sup>
Referenzspeisespannung	$U_{ref}$	V	5
Gebrauchsbereich der Speisespannung	$B_{U,G,T}$	V	0.5...12
Nenntemperaturbereich	$B_{t,nom}$	°C	-10...+70
Gebrauchstemperaturbereich	$B_{t,G}$	°C	-30...+85(120) <sup>2)</sup>
Lagerungstemperaturbereich	$B_{t,S}$	°C	-50...+85
Referenztemperatur	$t_{ref}$	°C	+23
Max. Gebrauchskraft	(FG)	%	150
Bruchkraft	(FB)	%	>300
Statische Grenzquerkraft <sup>1)</sup>	(FQ)	%	25
Nennmessweg	$S_{nom}$	mm	<0,1
Grundresonanzfrequenz	$f_G$	kHz	6
Gewicht		kg	0,8
Rel. zul. Schwingbeanspruchung	$F_{rb}$	%	160
Schutzart nach DIN EN 60529	IP67		
Kabellänge, 6-Leitertechnik	3 m		

1) bezogen auf einen Kraffteinleitungspunkt 20 mm über der Membran.

2) 120 Grad Ausführung optional. Die technischen Daten im erweiterten Gebrauchstemperaturbereich können von den o.g. abweichen. Die 120 Grad Ausführung ist nicht geeignet für nullpunktbezogene Langzeitmessungen.

Maßzeichnung:



Nennkraft	$\varnothing A_{0,2}$	B	$\varnothing C$	D	E	F	$\varnothing G$	H	J	K	L
1 kN	50	72	21	47	24	1,5	42	4xM5	13	43,5	4,2
M	N	O	$\varnothing S_{18}^{H8}$	SW	T	$\varnothing U$	$\varnothing V$	X	Y	$M_A(Nm)$	Kugel R
M12	19	6	34	19	1,6	9,5	22	20	35	60	60

#### b) Längenmessgerät von HEIDENHAIN

Messverfahren	inkremental
Messschritte	1 $\mu m$ bis 0,5 $\mu m$
Maßverkörperung	Glasmaßstab mit DIADUR-Gitterteilung
therm. Längenausdehnungs-Koeffizient	$\alpha_{\text{therm}} \approx 8 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
Genauigkeitsklasse	$\pm 5 \mu m$
Teilungsperiode	20 $\mu m$
Signalperiode	20 $\mu m$
Messlängen ML in mm	2040
Referenzmarke	mit
Ausführung	alle 50 mm durch Magnete auswählbar; Standard: 1 Referenzmarke in der Mitte
max. Verfahrensgeschwindigkeit	120 m/min
Vibration (55 bis 2000 Hz)	$\leq 200 \text{ m/s}^2$ (EN 60068-2-6)
Schock (11 ms)	$\leq 400 \text{ m/s}^2$ (EN 60068-2-27)
erforderliche Vorschubkraft	$\leq 4 \text{ N}$
Schutzart (EN 60529)	IP 53 bei Einbau nach Montageanleitung IP 64 bei Anschluss von Druckluft
Arbeitstemperatur	0 bis 50 °C
Masse (ohne Montagewisehe)	0,4 kg + 2,3 kg/m Messlänge
Spannungsversorgung	5V $\pm 5\%$ / < 120 mA
Inkrementalsignale	1 VSS
Grenzfrequenz (-3 dB)	$\geq 160 \text{ kHz}$
Max. Kabellänge	150 m

#### **A4 Technische Daten des DS1104 R&D Controller Boards:**

Main Processor	MPC8240, PowerPC 603e core, 250 MHz
	32 kB internal cache
Memory	32 MB synchronous DRAM (SDRAM)
	8 MB boot flash for applications
Timers	1 sample rate timer, 32-bit downcounter
	4 general purpose timers, 32 bit
	64-bit time base for time measurement
Interrupt Control Unit	Interrupts by timers, serial interface, slave DSP, incremental encoders, ADC, host PC and 4 external inputs
	PWM synchronous interrupt
A/D converter	4 multiplexed channels equipped with one 16-bit sample & hold A/D converter
	4 parallel channels each equipped with one 12-bit sample & hold A/D converter
	$\pm 10$ V input voltage range
	sampling time: 2 $\mu$ s (multiplexed); 800 ns (parallel)
	signal-to-noise ratio: > 80 dB (multiplexed); > 65 dB (parallel)
D/A converter	8 channels, 16 bit, 10 $\mu$ s max. settling time
	$\pm 10$ V output voltage range
Digital I/O	20-bit digital I/O (bit-selectable direction)
	$\pm 5$ mA output current
Digital Incremental encoder interface	Two digital inputs, TTL or RS422
	24-bit digital incremental encoders
	Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz
	5 V / 0.5 A sensor supply voltage
Serial Interface	Serial UART (RS232, RS485 or RS422)
Slave DSP Subsystem	Texas Instruments' DSP TMS320F240
	4 kWord of dual-port RAM
	Three-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs
	Frequency measurement (F/D) and generation (D/F), 4 channels each
	14 bits of digital I/O (TTL)
Physical Characteristics	Power supply 5 V, 2.5 A / -12 V, 0.2 A / 12 V, 0.3 A
	Operating temperature 0 to 55 °C (32 to 131 °F)
	Requires one 33 MHz / 32-bit 5-V PCI slot
	The I/O connector can be linked to two 50-pin, female Sub-D connectors using the adapter cable supplied.

## A5 Technische Daten der Belastungsmaschine und Stromrichter:

Motorkomponenten(Siemens):

- Primärteil (Kurzstator) Siemens 1FN3150-3WC00-0AA1
- Sekundärteil (Dauermagneten) Siemens 1FN3150-4SA00-0AA0
- Hallsensorbox 1FN3005-0PH00-0AA0

Vorschubkraft		Maximal-Geschwindigkeit <sup>2)</sup>		Linearmotoren 1FN3 mit Wasserkühlung		Gewicht	
$F_N^{1)3)}$	$F_{MAX}$	$v_{MAX}$ bei $F_{MAX}$	$v_{MAX}$ bei $F_N$	Primärteil Bestellnummer	Sekundärteil Bestellnummer	Primärteil ohne/mit Präzisionskühlung	Sekundärteil ohne/mit Kühlprofile
N	N	m/min	m/min			kg	kg
1015	2470	126	282	1FN3150-3WC00-0AA1	1FN3150-4SA00-0AA0	7,8/8,7	1,2/1,3
675	1650	126	282	1FN3150-2WC00-0AA1	1FN3150-4SA00-0AA0	5,3/6	1,2/1,3

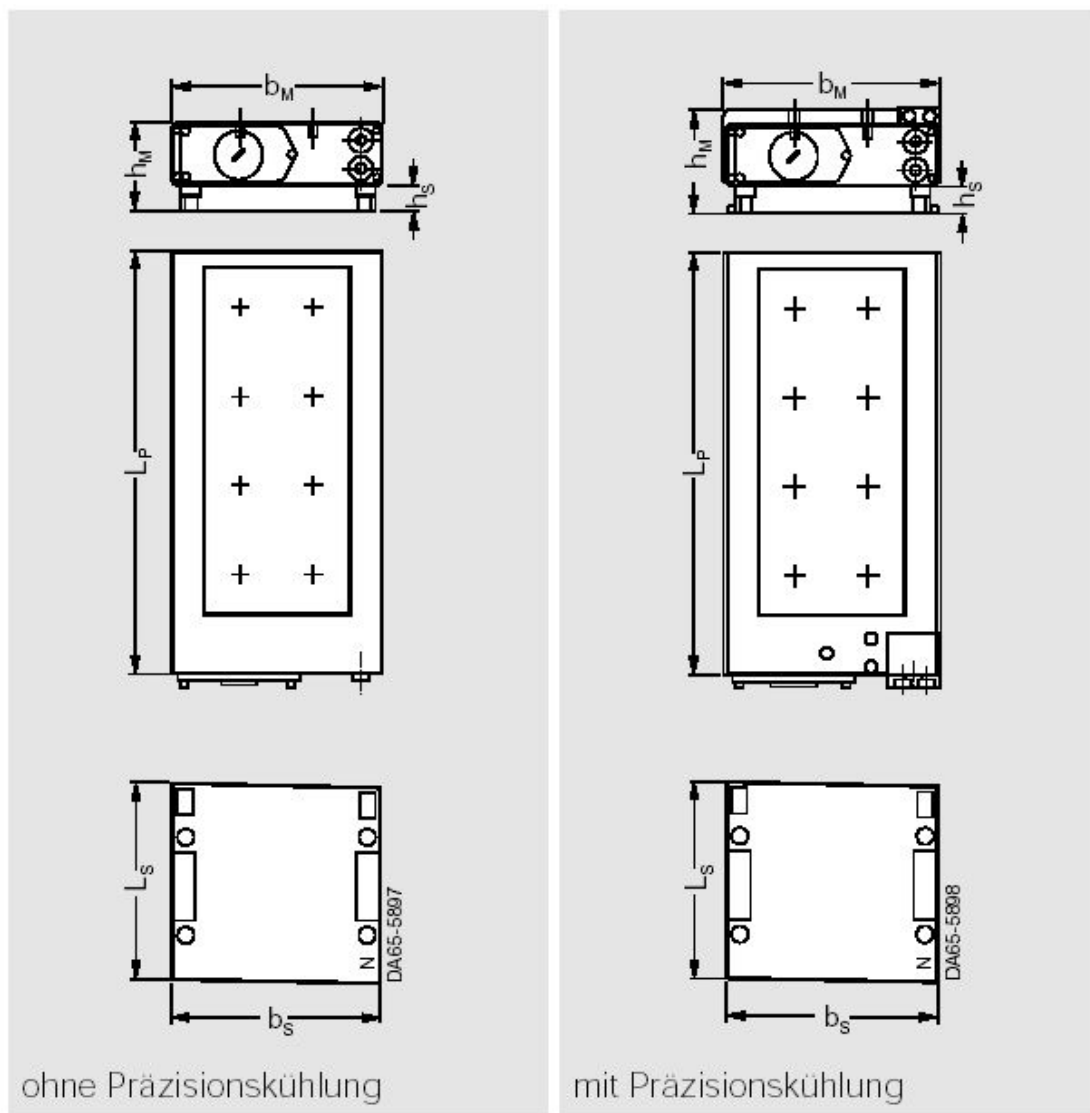
Motor-Strangstrom		Kalkulatorische Leistung elektr. Spitzenleistungsaufnahme	Erforderlicher Bemessungsstrom SIMODRIVE 6111 Leistungsmodul	Motoranschluss über Klemmenkasten
$I_N^{1)}$	$I_{MAX}$	$P_{calc}$	$I_N/I_{MAX}$	Leitungsquerschnitt Motor <sup>5)7)</sup>
A	A	kW	A	mm <sup>2</sup>
10,7	28,6	13,0	18/36	4 x 1,5

- 1) Bei Wasserkühlung mit Zulauftemperatur +30 °C.
- 2) Geschwindigkeitswerte beziehen sich auf eine Umrichter-Zwischenkreisspannung von DC 600 V.
- 3) Es muss bei Motorstillstand oder sehr geringen Geschwindigkeiten oder sehr geringen Verfahrwegen mit einer Reduzierung von bis zu 30% gerechnet werden.
- 4) Kein Präzisionskühler erhältlich.
- 5) Die Strombelastbarkeit der Leistungsleitungen entspricht der IEC 60204-1 für die Verlegeart C, Tabelle 5 unter Dauerbetriebsbedingungen in einer Umgebungstemperatur der Luft von +40 °C.
- 6) Motoranschluss über Klemmenkasten. Leistungsleitung nur als Meterware < 1,5 m.
- 7) Leitungsquerschnitt Sensor: 4 x 0,5 mm<sup>2</sup>.

Stromrichterkomponenten(Siemens):

- SIMODRIVE 611 HF-Netzfilterpaket 6SN1111-0AA01-2BB0  
16 KW, Eingang: 3AC 380-480V, 50/60HZ  
bestehend aus: HF-Netz-drossel und Netzfilter
- SIMODRIVE 611 Ein-/Rückspeisemodul 6SN1145-1BA01-0BA1  
16/21 KW geregelt, interne Entwärmung
- SIMODRIVE 611 Leistungsmodul 6SN1123-1AB00-0BA1  
2-Achs, 25 A, interne Entwärmung
- SIMODRIVE 611 universal Digitaler Regelungseinschub 6SN1118-0NH00-0AA1  
2-Achs, Inkrementalgeber sin/cos 1V<sub>PP</sub>  
Geschwindigkeits-/Drehzahl- Drehmomentensollwert, Positionieren
- SimoCom-U/611 universal Toolbox 6SN1153-0NX20-0AG0

Maßzeichnung(Maße in mm):



Baugrößen 1FN3 050 bis 1FN3 450

Linearmotor 1FN3	Ohne Präzisionskühlung		Mit Präzisionskühlung		Primärteillänge
Primärteil-Typ	$b_M$	$h_M$	$b_M$	$h_M$	$L_P$
1FN3150 - 3W	126,0	50,5	135,0	65,4	360,0

Linearmotor 1FN3	Ohne Präzisionskühlung		Mit Präzisionskühlung und Abdeckung		Sekundärteillänge
Sekundärteil-Typ	$b_S$	$h_S$	$b_S$	$h_S$	$L_S$
1FN3150 - 4SA00	118,0	13,8	135,0	16,8	120,0

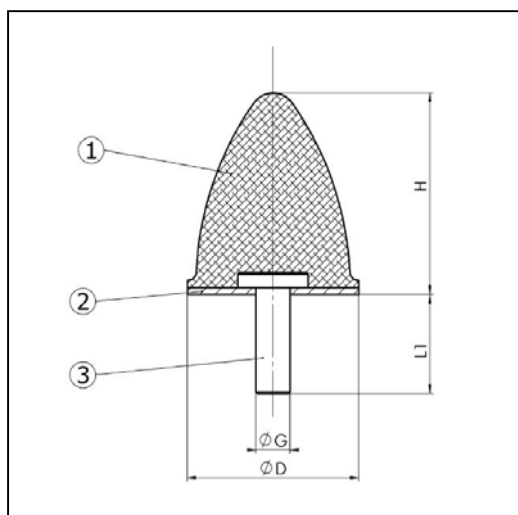


## A6 Technische Daten der Sicherheitskomponenten:

Näherungsschalter (induktiv, nicht bündig) von Schmersal:

Spannung	Frequenz	Dauerstrom	Schaltfrequenz	Länge	Gewinde	Schaltabstand
15 bis 250 V AC	45 bis 65 Hz	10-500 mA	10 Hz	118 mm	M30x1,5	15 mm

Parabel-Feder von ContiTech SCHWINGMETALL:



Technische Daten:

Form-Nr.	58499
Artikel-Nr.	3915 239
Härte (Shore A)	55
Durchmesser D (mm)	165
Höhe H (mm)	195
Anschl. GxL1	M16x43
Fz max (N)	36228
Masse (kg)	3,40

## **Lebenslauf**

### Angaben zur Person

Qian, Kai,  
geboren am 16.06.1972 in Changzhou, V.R. China,  
verheiratet mit Hui, Jingyi,  
Kind Qian, Jieming.

### Ausbildung

1978 - 1984	Grundschule Nr.1 Quqi Str.
1984 - 1987	Unterstufe der Mittelschule Luwan
1987 - 1990	Oberstufe der Mittelschule Jinyuan
1990 - 1993	Studium der Elektrotechnik an der Universität Tongji
1994 - 2000	Studium der Elektrotechnik an der TU Kaiserslautern Vertiefungsrichtung Energietechnik
Oktober 1996	Vordiplom
März 2000	Hauptdiplom

### Berufstätigkeit

2000 - 2005	Wiss. Mitarbeiter am MEAS (Lehrstuhl für Mechatronik und Antriebssysteme) der TU KL
-------------	-------------------------------------------------------------------------------------