



OTTO VON GUERICKE  
UNIVERSITÄT  
MAGDEBURG

FAKULTÄT FÜR  
ELEKTROTECHNIK UND  
INFORMATIONSTECHNIK

# Auslegungskriterien hochdynamischer Linearmaschinen für alternierende Bewegungen

## Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

von

**M. Sc. Sebastian Benecke**

geboren am 17. April 1992 in Beckendorf-Neindorf

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

**Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold**

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg  
Lehrstuhl für elektrische Antriebssysteme

**Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Markus Henke**

Technische Universität Braunschweig  
Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen

Promotionskolloquium am 27. Juni 2023



## Kurzfassung

Bei der Auslegung von elektrischen Linearmaschinen kann es eine Herausforderung sein, einen genauen Arbeitspunkt zu definieren, für den die Maschine optimiert werden soll. Vor allem bei Linearaktuatoren mit hochdynamischen Bewegungsverläufen ist es nicht möglich, einen stationären Betriebspunkt für die Optimierung festzulegen, wie es bei konventionellen Auslegungsmethoden etabliert ist. Mit dieser Problemstellung befasst sich die vorliegende Arbeit.

Vor dem Hintergrund der Maximierung der Energieeffizienz eines Antriebssystems für periodische Bewegungen wurde dessen Verhalten analytisch beschrieben und charakteristische Eigenschaften und Zusammenhänge herausgearbeitet. Basierend auf den dabei gefundenen Auslegungskriterien ist ein Optimierungsablauf entwickelt worden, der zum Design einer elektrischen Maschine für einen Freikolbenlineargenerator eingesetzt wurde.

Anhand von experimentellen Messungen an dem konstruierten Prototyp konnten die Simulationsschritte verifiziert und die Wirksamkeit der Auslegungskriterien unter Beweis gestellt werden. Damit erreichte diese Forschungsarbeit das Ziel, eine Auslegungsmethodik für elektrische Linearmaschinen zu entwickeln, die ausschlaggebenden allgemeinen Charakteristiken sowohl der Maschine als auch von dynamischen Belastungsverläufen herauszuarbeiten und eine Validierung durchzuführen. Diese Herangehensweise für die Optimierung von Antrieben mit periodischen Bewegungszyklen kann neben den erwähnten Freikolbenmaschinen in anderen direkt angetriebenen Systemen wie Pumpen, Kompressoren oder Wellenkraftwerken Anwendung finden.



## **Abstract**

When designing electrical linear machines, it can be a challenge to define an exact operating point for which the machine is to be optimized. Especially for linear actuators with highly dynamic motion profiles, it is not possible to define a steady-state operating point for optimization, as is done in conventional design methods. This problem is addressed in the present work.

With the priority on maximizing the energy efficiency of a drive system for periodic movements, its behavior was described analytically and characteristic properties and relationships were established. Based on the design criteria found in the process, an optimization procedure was developed which was used to design an electric machine for a free-piston linear generator.

Experimental measurements on the designed prototype were used to verify the simulation steps and to prove the effectiveness of the design criteria. Thus, this research achieved the goal of developing a design methodology for electrical linear machines, elaborating characteristic criteria and performing a validation in order to present an approach for the optimization of drive systems with highly dynamic, periodic motion cycles.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>VIII</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>IX</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Einsatzgebiete von Linearmaschinen . . . . .	1
1.1.1. Transport und Positionierung . . . . .	2
1.1.2. Energieumwandlung . . . . .	3
1.2. Hintergrund der Arbeit . . . . .	4
1.3. Inhalt und Aufbau der Dissertation . . . . .	5
<b>2. Grundlagen Elektrischer Maschinen</b>	<b>7</b>
2.1. Funktionsweise . . . . .	7
2.1.1. Allgemeine Zusammenhänge . . . . .	8
2.1.2. Rotierende elektrische Maschinen . . . . .	10
2.1.3. Linearmaschinen und ihre Besonderheiten . . . . .	12
2.2. Auslegung . . . . .	15
2.2.1. Auslegung von Linearmaschinen . . . . .	15
2.2.2. Berücksichtigung der Bewegung . . . . .	16
2.3. Optimierungsalgorithmen . . . . .	17
2.3.1. Optimierung mit analytischen Methoden . . . . .	18
2.3.2. Optimierung mit numerischen Methoden . . . . .	19
2.3.3. Konvergenzkriterium und multikriterielle Optimierung . . . . .	20
2.4. Modellierung und Simulation . . . . .	21
2.4.1. Finite Elemente Methode . . . . .	22
2.4.2. Betriebssimulation . . . . .	22
2.5. Regelung . . . . .	24
2.5.1. Kaskadierte Regelung . . . . .	24
<b>3. Analytische Betrachtungen zur Maschinenauslegung</b>	<b>26</b>
3.1. Einfluss von Periodischen Bewegungsabläufen . . . . .	26
3.1.1. Analyse der Kupferverluste . . . . .	26
3.1.2. Analyse der Eisenverluste . . . . .	31
3.1.3. Maschinendimensionierung . . . . .	32
3.2. Erweiterung der Dimensionierung . . . . .	33
3.2.1. Einfluss weiterer Maschinenkomponenten . . . . .	33
3.2.2. Federmechanismus . . . . .	35
<b>4. Numerische Optimierung</b>	<b>41</b>
4.1. Finite-Elemente-Methode . . . . .	41
4.1.1. Stationäre Finite-Elemente-Analyse . . . . .	42

4.1.2. Dynamische Finite-Elemente-Analyse . . . . .	42
4.2. Betriebsmodell . . . . .	44
4.3. Implementierung des Optimierungsalgorithmus . . . . .	45
<b>5. Einsatz des Optimierungsverfahrens</b>	<b>48</b>
5.1. Auswahl der Anwendung . . . . .	48
5.1.1. Membranvakuumpumpe . . . . .	48
5.1.2. Freikolbenlineargenerator . . . . .	52
5.2. Festlegung des Maschinentyps . . . . .	55
5.2.1. Slot-Pol-Kombination . . . . .	55
5.2.2. Materialparameter . . . . .	56
5.2.3. Tubulare oder Flache Ausführung . . . . .	56
5.2.4. Geometrieparameter . . . . .	59
5.2.5. Konzept zur Konstruktiven Umsetzung . . . . .	61
5.3. Ablauf der Optimierung . . . . .	62
5.3.1. FEM-Modell des Prototyps . . . . .	62
5.3.2. Vernetzung . . . . .	64
5.3.3. Auslegung mit numerischem Verfahren . . . . .	67
5.3.4. Anwendung der analytischen Betrachtung . . . . .	69
<b>6. Simulative Untersuchung des Prototyps</b>	<b>73</b>
6.1. Umsetzung des Optimierungsergebnisses . . . . .	73
6.1.1. Wicklungsauslegung . . . . .	74
6.1.2. Mechanische Belastung durch Normalkräfte . . . . .	77
6.2. Analyse der Endeffekte . . . . .	79
6.2.1. Anpassung der Läuferstruktur . . . . .	80
6.2.2. Optimierung der Ansteuerung . . . . .	83
6.2.3. Anpassung der Transformation . . . . .	85
6.3. Simulation des Antriebs . . . . .	88
6.3.1. Reglerauslegung . . . . .	88
6.3.2. Betriebsverhalten . . . . .	90
6.4. Vergleich der Simulationsschritte . . . . .	93
<b>7. Experimentelle Validierung der Auslegung</b>	<b>95</b>
7.1. Konstruktion und Inbetriebnahme des Versuchsstands . . . . .	95
7.1.1. Läuferaufbau . . . . .	96
7.1.2. Statoraufbau . . . . .	96
7.1.3. Versuchsstand . . . . .	98
7.1.4. Auswahl der Elektronikhardware . . . . .	99
7.2. Charakteristiken des Prototyps . . . . .	101
7.2.1. Flussverkettung . . . . .	102
7.2.2. Reluktanzkraft . . . . .	103
7.2.3. Strom-Kraft-Kopplung . . . . .	104
7.3. Betriebsverhalten des Antriebssystems . . . . .	105
7.3.1. Beurteilung der Regelung . . . . .	105
7.3.2. Analyse des Leistungsflusses . . . . .	107
7.3.3. Auswertung der Bewegungscharakteristika . . . . .	110

<b>8. Zusammenfassung</b>	<b>113</b>
8.1. Ausblick . . . . .	114
<b>9. Literaturverzeichnis</b>	<b>115</b>
9.1. Eigene Veröffentlichungen . . . . .	115
9.2. Allgemeines Literaturverzeichnis . . . . .	116
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>124</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>127</b>
<b>A. Analytische Optimierung der Maschinengröße</b>	<b>128</b>
<b>B. Lastverläufe</b>	<b>129</b>
<b>C. Datenblätter</b>	<b>131</b>

## Abkürzungsverzeichnis

<b>AP</b>	Arbeitspunkt
<b>BO</b>	Betragsoptimum
<b>CFK</b>	Carbonfaserverstärkter Kunststoff
<b>EMK</b>	Elektromotorische Kraft
<b>ESB</b>	Ersatzschaltbild
<b>FEA</b>	Finite-Elemente-Analyse
<b>FEM</b>	Finite-Elemente-Methode
<b>FFT</b>	Schnelle Fourier Transformation (engl: Fast Fourier Transform)
<b>FKLG</b>	Freikolbenlineargenerator
<b>LUT</b>	Look-Up-Tabelle
<b>PM</b>	Permanentmagnet
<b>PMSM</b>	Permanentmagnet-Synchronmaschine
<b>PWM</b>	Puls-Weiten-Modulation
<b>SMC</b>	Weichmagnetischer Pulververbundwerkstoff (engl: Soft Magnetic Composite)
<b>SO</b>	Symmetrisches Optimum

# Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
<b>Vektoren und Matrizen</b>		
$\Delta^{\text{opt}}$		Optimum der Eingangsparameter
$\Delta_1$		Kombination von Eingangsparameter
$\Delta$		Simplex aus Kombinationen von Eingangsparametern
$\mathbf{A}_l$	$\text{m}^2$	Normalenvektor einer Fläche
$\mathbf{A}$	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}}$	Magnetisches Vektorpotenzial
$\mathbf{B}$	T	Magnetische Flussdichte
$\mathbf{D}$	$\frac{\text{C}}{\text{m}^2}$	Elektrische Flussdichte
$\mathbf{E}_{\text{el}}$	$\frac{\text{V}}{\text{m}}$	Elektrische Feldstärke
$\mathbf{E}^R$	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}}$	Ableitung der Flussverkettung in Rotorkoordinaten
$\mathbf{E}^S$	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}}$	Ableitung der Flussverkettung in Statorkoordinaten
$\mathbf{E}^{ABC}$	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}}$	Ableitung der Flussverkettung in Phasengrößen
$\mathbf{F}_L$	N	Lorentzkraft
$\mathbf{H}$	$\frac{\text{A}}{\text{m}}$	Magnetische Feldstärke
$\mathbf{I}_n$		Einheitsmatrix
$\mathbf{J}$	$\frac{\text{A}}{\text{m}^2}$	Elektrische Stromdichte
$\mathbf{K}$		Clarke-Transformationsmatrix
$\mathbf{L}^R$	H	Induktivitäten in Rotorkoordinaten
$\mathbf{T}_k$		Korrigierte Park-Transformationsmatrix
$\mathbf{T}$		Park-Transformationsmatrix
$\Psi^R$	Wb	Flussverkettung in Rotorkoordinaten
$\lambda$		Lagrange-Multiplikator
$\mathbf{e}_x$		Einheitsvektor in x-Richtung
$\mathbf{e}_y$		Einheitsvektor in y-Richtung
$\mathbf{i}^R$	A	Strom in Rotorkoordinaten
$\mathbf{i}^S$	A	Strom in Statorkoordinaten
$\mathbf{i}^{ABC}$	A	Strom in Phasengrößen
$\mathbf{u}^R$	V	Spannung in Rotorkoordinaten
$\mathbf{u}$	V	Spannungsraumzeiger
$\mathbf{v}$	$\frac{\text{m}}{\text{s}}$	Geschwindigkeitsvektor

Symbol	Einheit	Beschreibung
<b>Griechische Formelzeichen</b>		
$\Gamma_k$		Asymmetrie-Korrekturfaktor der Transformation
$\Lambda$		Lagrange-Funktion
$\Phi$	Wb	Magnetischer Fluss
$\Psi_{PM}$	Wb	Permanentmagnet-Fluss
$\Psi_a$	Wb	Flussverkettung in Phase A
$\Psi_b$	Wb	Flussverkettung in Phase B
$\Psi_c$	Wb	Flussverkettung in Phase C
$\Psi$	Wb	Magnetische Flussverkettung
$\alpha_1$	$\frac{m}{s^2}$	Lastparameter Beschleunigung
$\alpha$	$\frac{m^2}{s^3}$	Lastparameter Beschleunigung
$\beta$	$\frac{Nm}{s}$	Lastparameter Beschleunigung und Kraft
$\chi$		Eingangsparameter einer Optimierung
$\delta$	m	Lastparameter Geschwindigkeit
$\eta$		Wirkungsgrad
$\gamma_1$	$\frac{N}{s}$	Lastparameter Kraft
$\gamma$	$\frac{N^2}{s}$	Lastparameter Kraft
$\mu_0$	$\frac{Vs \cdot m}{A}$	Magnetische Feldkonstante
$\mu_r$		Relative magnetische Permeabilität
$\nu$		Nebenbedingung
$\omega_0$	$\frac{rad}{s}$	Eigenkreisfrequenz
$\omega_{el}$	$\frac{rad}{s}$	Elektrische Kreisfrequenz
$\omega_m$	$\frac{rad}{s}$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\omega$	$\frac{rad}{s}$	Winkelgeschwindigkeit / Kreisfrequenz
$\rho_{Cu}$	$\frac{\Omega \cdot m}{m^2}$	Spezifischer Widerstand von Kupfer
$\rho_{el}$	$\frac{m}{\Omega}$	Elektrische Leitfähigkeit
$\rho_{m,cfk}$	$\frac{kg}{m^3}$	Dichte von carbonfaserverstärktem Kunststoff
$\rho_{m,pm}$	$\frac{kg}{m^3}$	Dichte von Permanentmagneten
$\rho_m$	$\frac{kg}{m^3}$	Dichte, allgemein
$\rho$	$\frac{As}{m^3}$	Raumladungsdichte
$\sigma_1$		Parameter der Reflexion (Downhill-Simplex Algorithmus)
$\sigma_2$		Parameter der Expansion (Downhill-Simplex Algorithmus)
$\sigma_3$		Parameter der Kontraktion (Downhill-Simplex Algorithmus)
$\sigma_4$		Parameter der Komprimierung (Downhill-Simplex Algorithmus)

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Beschreibung</b>
$\sigma$		Realteil des komplexen Frequenzparameters
$\tau_p$	m	Polteilung
$\theta_k$	rad	Korrekturwinkel der Transformation
$\theta_m$	rad	Mechanischer Winkel
$\theta$	rad	Elektrischer Winkel
$\zeta$		Zielfunktion

---

### Römische Formelzeichen

---

$A_{Cu}$	$m^2$	Wicklungsfläche
$A_L$	$m^2$	Läuferfläche
$A_d$	$m^2$	Drahtquerschnitt
$A$	$m^2$	Flächeninhalt
$B_r$	T	Magnetische Remanenzflussdichte
$B$	T	Magnetische Flussdichte
$D_\Delta$		Größe des Simplex
$E_0$	$\frac{Vs}{m}$	Komponente räumliche Ableitung der Flussverkettung in Rotorkoordinaten: Nullsystem
$E_a$	$\frac{Vs}{m}$	Räumliche Ableitung der Flussverkettung in Phase A
$E_b$	$\frac{Vs}{m}$	Räumliche Ableitung der Flussverkettung in Phase B
$E_c$	$\frac{Vs}{m}$	Räumliche Ableitung der Flussverkettung in Phase C
$E_d$	$\frac{Vs}{m}$	Komponente der räumliche Ableitung der Flussverkettung in Rotorkoordinaten: d-Achse
$E_q$	$\frac{Vs}{m}$	Komponente der räumliche Ableitung der Flussverkettung in Rotorkoordinaten: q-Achse
$E$	$\frac{Vs}{m}$	Räumliche Ableitung der Flussverkettung
$F_0$	N	Vorspannung
$F_L$	N	Lastkraft
$F_M$	N	Maschinenkraft
$F_N$	N	Normalkraft
$F_{Reib}$	N	Reibungskraft
$F_R$	N	Reluktanzkraft
$F_W$	N	Gegenkraft
$F_f$	N	Federkraft
$F_p$	N	Druckkraft
$F$	N	Kraft, allgemein
$G_M(s)$		Übertragungsfunktion der elektrischen Maschine

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Beschreibung</b>
$G_{PI}(s)$		Übertragungsfunktion eines PI-Reglers
$G_{R,i}(s)$		Übertragungsfunktion des Stromreglers
$G_{R,v}(s)$		Übertragungsfunktion des Geschwindigkeitsreglers
$G_{R,x}(s)$		Übertragungsfunktion des Positionsreglers
$G_S(s)$		Übertragungsfunktion des leistungselektronischen Stellglieds
$G_f(s)$		Übertragungsfunktion eines PT1-Gliedes
$H_{cJ}$	$\frac{A}{m}$	Koerzitivfeldstärke der Polarisaton
$H$	$\frac{kA}{m}$	Magnetische Feldstärke
$I$	A	Elektrischer Strom (stationär)
$J_T$	$kg\ m^2$	Trägheitsmoment
$J$	$\frac{A}{mm^2}$	Stromdichte
$K'_{F,J}$	$\frac{Nm}{A}$	Bezogene Stromdichte-Kraft-Konstante
$K_A$	$\frac{W}{m}$	Substitution im ersten Summanden der Kupferverluste
$K_B$	W m	Substitution im zweiten Summanden der Kupferverluste
$K_C$	$W\ m^2$	Substitution im dritten Summanden der Kupferverluste
$K_D$	W	Substitution im vierten Summanden der Kupferverluste
$K_{F,J}$	$\frac{Nm^2}{A}$	Stromdichte-Kraft-Konstante
$K_{Fe,1}$	$\frac{Ws^2}{m^3}$	Konstante zur Eisenverlustberechnung
$K_{Fe,2}$	$\frac{Ws}{m^2}$	Konstante zur Eisenverlustberechnung
$K_F$	$\frac{N}{A}$	Strom-Kraft-Konstante
$K$		Kriterium einer Zielfunktion
$L_d$	H	Induktivität in Rotorkoordinaten: d-Achse
$L_q$	H	Induktivität in Rotorkoordinaten: q-Achse
$L$	H	Induktivität
$M_\Delta$		Schwerpunkt des Simplex
$M$	N m	Drehmoment
$N$		Windungszahl
$P$	W	Leistung, allgemein (stationär)
$P_{Cu}$	W	Verlustleistung am Widerstand (stationär)
$P_{Fe,m}$	$\frac{W}{kg}$	Verlustleistung in ferromagnetischem Material
$P'_{Fe}$	W	Bezogene Verlustleistung in ferromagnetischem Material
$P_{Fe}$	W	Verlustleistung in ferromagnetischem Material
$P_{ab}$	W	Abgegebene Leistung (stationär)
$P_{el}$	W	Elektrische Leistung (stationär)
$P_m$	W	Mechanische Leistung

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Beschreibung</b>
$P_{\text{reib}}$	W	Reibungsverlustleistung (stationär)
$P_{\text{v}}$	W	Elektrische Verlustleistung
$P_{\text{zu}}$	W	Zugeführte Leistung (stationär)
$R'$	$\frac{\Omega}{\text{m}}$	Bezogener elektrischer Widerstand
$R_{\text{E}}$	$\Omega$	Separator, nicht bezogener elektrischer Widerstand
$R_{\text{a}}$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand in Phase A
$R_{\text{b}}$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand in Phase B
$R_{\text{c}}$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand in Phase C
$R_{\text{gas}}$	$\frac{\text{JK}}{\text{mol}}$	Universelle Gaskonstante
$R_{\text{m}}$	$\frac{\text{As}}{\text{V}}$	Magnetischer Widerstand
$R$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand
$T_{\text{I}}$	s	PI-Regler Integrationszeitkonstante
$T_{\text{N}}$	s	PI-Regler Nachstellzeitkonstante
$T_{\text{f,i}}$	s	Zeitkonstante Stromfilter
$T_{\text{f,v}}$	s	Zeitkonstante Geschwindigkeitsfilter
$T_{\text{f,x}}$	s	Zeitkonstante Positionsfilter
$T_{\text{f}}$	s	PT1-Filter Zeitkonstante
$T_{\text{ij}}$	$\frac{\text{N}}{\text{m}^2}$	Maxwellscher Spannungstensor
$T_{\text{m}}$	s	Mechanische Periodendauer
$T_{\text{th}}$	K	Absolute Temperatur
$T_{\Sigma}$	s	Summenzeitkonstante
$T$	s	Periodendauer
$U_{\text{z}}$	V	Zwischenkreisspannung
$V_{\text{Cu}}$	$\text{m}^3$	Wicklungsvolumen einer Phase
$V_{\text{K}}$	$\text{m}^3$	Kammervolumen
$V_{\text{m}}$	$\frac{\text{m}^3}{\text{mol}}$	Molares Volumen
$V$	$\text{m}^3$	Volumen
$\Delta F_{\text{M}}$	N	Kraftwelligkeit Amplitude
$y$		Y-Koordinate
$a$	$\frac{\text{m}}{\text{s}^2}$	Beschleunigung
$b_{\text{cfk}}$	mm	Dicke der CFK-Platten
$b_{\text{e}}$	mm	Rückschlussbreite
$b_{\text{l}}$	mm	Luftspalt
$b_{\text{m}}$	mm	Magnetbreite
$b_{\text{s}}$	mm	Slottiefe

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Beschreibung</b>
$c_k$		Amplituden-Korrekturfaktor der Transformation
$c_E$		Faktor der Netzgröße
$c_\Delta$		Konvergenzfaktor
$c$		Konstante
$d_M$	m	Maschinengröße
$f_{PWM}$	Hz	Schaltfrequenz
$f_{el}$	Hz	Elektrische Frequenz
$f_{mech}$	Hz	Mechanische Frequenz
$f_z$	Hz	Zyklusfrequenz
$f$	Hz	Frequenz, allgemein
$h$	m	Hub
$i_0$	A	Stromkomponente in Rotorkoordinaten: Nullsystem
$i$	A	Elektrischer Strom
$i_a$	A	Strom in Phase A
$i_b$	A	Strom in Phase B
$i_c$	A	Strom in Phase C
$i_d$	A	Stromkomponente in Rotorkoordinaten: d-Achse
$i_q$	A	Stromkomponente in Rotorkoordinaten: q-Achse
$i_{vor}^*$	A	Sollstrom, vorgesteuert
$i^*$	A	Sollstrom
$k_{Cu}$		Füllfaktor einer Wicklung
$k_{f,m}$	$\frac{N}{m}$	Massenbezogene Federkonstante
$k_f$	$\frac{N}{m}$	Federkonstante
$k_{r,r}$	N	Parameter der Rollreibung
$k_{r,s}$	$\frac{Ns}{m}$	Parameter Stokes'scher Reibung
$k_\alpha$		Eisenverlust Materialparameter der Wirbelströme (Faktor)
$k_\beta$		Eisenverlust Materialparameter der Hysterese (Faktor)
$k_\gamma$		Eisenverlust Materialparameter der Hysterese (Exponent)
$k$		Laufindex
$l_m$	mm	Magnetlänge
$l_s$	mm	Slotlänge
$l_z$	mm	Zahnlänge
$l$		Iterationsschritt
$m'_{Fe}$	kg	Bezogene ferromagnetische Masse
$m'$	$\frac{kg}{m}$	Bezogene bewegte Masse

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Beschreibung</b>
$m_E$	kg	Nicht bezogene bewegte Masse
$m_{Fe}$	kg	Ferromagnetische Masse
$m$	kg	Bewegte Masse
$n_{Anz}$		Anzahl, allgemein
$n_p$		Polpaarzahl
$n_x$		Anzahl der Eingangsparameter
$n$	mol	Stoffmenge
$p$	W	Leistung, allgemein
$p_{Cu}$	W	Verlustleistung am Widerstand
$p_K$	Pa	Kammerdruck
$p_{abs}$	Pa	Druck
$p_{ab}$	W	Abgegebene Leistung
$p_{el}$	W	Elektrische Leistung
$p_{zu}$	W	Zugeführte Leistung
$p_0$	Pa	Atmosphärendruck
$q$	C	Elektrische Ladung
$s_w$	m	Mittlere Weglänge einer Windung
$s$		Komplexer Frequenzparameter
$t$	s	Zeit
$u$	V	Elektrische Spannung
$u_a$	V	Spannung in Phase A
$u_b$	V	Spannung in Phase B
$u_c$	V	Spannung in Phase C
$u_{d,vor}$	V	Kompensationsspannung in Rotorkoordinaten: d-Achse
$u_d$	V	Spannungskomponente in Rotorkoordinaten: d-Achse
$u_{q,vor}$	V	Kompensationsspannung in Rotorkoordinaten: q-Achse
$u_q$	V	Spannungskomponente in Rotorkoordinaten: q-Achse
$v$	$\frac{m}{s}$	Geschwindigkeit
$w_{cfk}$	mm	Wandstärke der CFK-Stangen
$w$		Wichtungsfaktor einer Zielfunktion
$x$	m	Position
$y$	m	Verschiebung



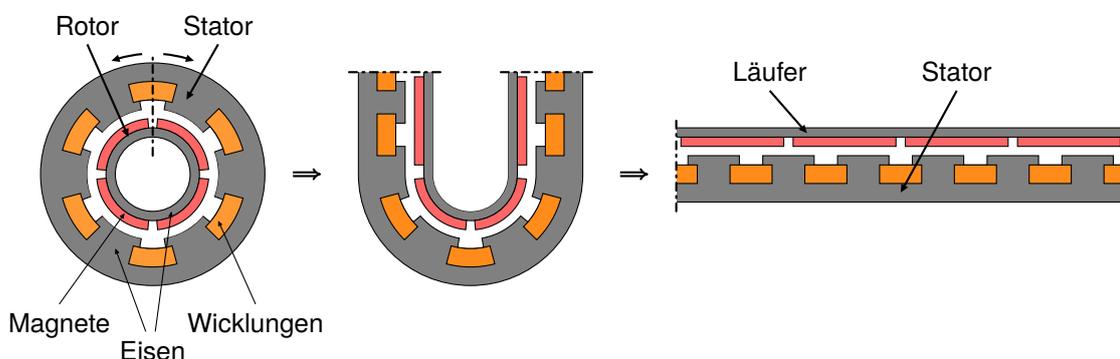
# 1. Einleitung

Das Absolvieren von Bewegungen war in der Geschichte der Menschheit immer von zentraler Bedeutung. Den dafür benötigten Aufwand zu minimieren, war stets ein treibender Faktor für den Fortschritt und die technischen Innovationen. Die Entwicklung fand von einfachen Hebeln, über die Nutzung des Rades und Seilzügen bis zur Erfindung der Dampfmaschine und Verbrennungsmotoren statt. In jüngster Zeit bilden die elektrischen Maschinen vermehrt das Rückgrat vieler Anwendungen mit mechanischen Bewegungsvorgängen.

Aufgrund der Vielzahl an möglichen Ausführungen, Bauformen und Leistungsklassen gibt es einen immer größer werdenden Bedarf an elektrischen Aktuatoren. Die Anzahl der Einsatzgebiete und damit Anforderungen an Effizienz, Genauigkeit und Flexibilität wächst stetig. Deswegen sind innovative Lösungen gebraucht, die es ermöglichen, die Bedarfe optimal abzudecken. Gleichzeitig können neue Anwendungen aufgrund von aktueller Grundlagenforschung vielleicht sogar erst erschlossen werden.

Neben den weit verbreiteten rotativen elektrischen Maschinen, gibt es unkonventionelle Ausführungen um andere Bewegungsformen zu vollführen. Lineare Direktantriebe ermöglichen die Umsetzung einer translatorischen Bewegung ohne den Einsatz einer mechanischen Bewegungsumformung, wobei potentiell der Wirkungsgrad und die Genauigkeit verbessert sowie eine kompaktere Bauform erreicht werden kann. Eine mechanische Übersetzung wie zum Beispiel ein Exzenter oder Gewindetrieb benötigt meist zusätzliche Lager, die wiederum durch die unvermeidliche Reibung zu größerer Verlustleistung führen. Zudem bringen sie Elastizität und Spiel in das System, wodurch es zu Schwingungen neigt und eine hochdynamische Regelung verhindert.

## 1.1. Einsatzgebiete von Linearmaschinen



**Abbildung 1.1.** – Prinzipdarstellung des Übergangs von einer rotierenden elektrischen Maschine zu einer Linearmaschine am Beispiel einer PMSM

Elektrische Linearmaschinen gibt es in unterschiedlichen Ausführungen. Neben den grundlegend verschiedenen Funktionsprinzipien, wie man sie von rotativen Maschinen kennt, finden sich weiterhin Gestaltungsmöglichkeiten aufgrund der endlichen Länge von der bewegten Komponente (Läufer) und dem stationären Teil (Stator).

Eine Linearmaschine kann grundsätzlich als eine abgerollte, rotierende Maschine angesehen werden, wie in Abbildung 1.1 illustriert ist. Aufgrund ihrer mannigfaltigen Ausführungsformen ist der Einsatz von Linearmaschinen auch in vielen Gebieten möglich. Dabei können Fahrstrecken von mehreren Kilometern bis hin zu hoch genauen Positionierungsaufgaben im Nanometer-Bereich absolviert werden. Ausgiebige Forschungen beschäftigen sich ebenfalls mit Linearaktoren für periodische Bewegungen, wo die effiziente Energieumwandlung im Vordergrund steht.

### 1.1.1. Transport und Positionierung



(a) Transrapid auf einer Teststrecke<sup>1</sup>



(b) Fahrstuhl Prototyp aus [10]

**Abbildung 1.2.** – Anwendung von Linearmaschinen für Transportaufgaben

Ein sehr prominentes Beispiel für den Einsatz von elektrischen Linearmaschinen bilden Magnetschwebebahnen wie der Transrapid (Abbildung 1.2a). Es handelt sich um ein innovatives Konzept zum Antrieb einer Bahn, welche zur Minimierung der Reibungsverluste ohne mechanischen Kontakt entlang der Fahrstrecke bewegt werden soll. Neben dem Einsatz von Elektromagneten zur Umsetzung des schwebenden Zugs, wird dort eine Linearmaschine für den Antrieb genutzt. Gleichmaßen interessante Systeme werden in letzter Zeit im Zusammenhang mit Fahrstühlen vorgestellt [10, 11]. Durch die Anwendung von Linearmaschinen zur Beförderung der Kabinen (Abbildung 1.2b) ist die Umsetzung völlig neuartiger Konzepte möglich, da kein Seilzug mehr notwendig ist und mehrere Fahrzeuge in einem Schacht untergebracht werden können. Dabei wird zusätzlich zum vertikalen Antrieb die horizontale Bewegungen umgesetzt, was ein sehr flexibles Transportsystem auf engstem Raum ergibt. Ein weiteres Einsatzgebiet für elektrische Linearmaschinen bildet die Positionierung in Fertigungssystemen. So können sehr schnelle und genau Förderbänder zum Transport von Werkstücken umgesetzt oder die Werkzeugmaschinen mit hochdynamischen Positioniersystemen ausgestattet werden. Speziell in dem Bereich der Fertigung von Halbleitern ist eine hoch genaue Positionierung im Nanometer-Bereich erforderlich, was ebenfalls mit speziell ausgelegten Linearmaschinen erreicht werden kann [12].

---

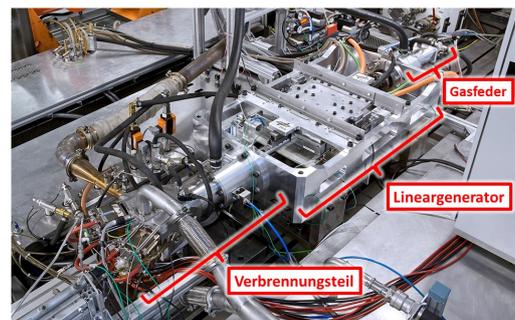
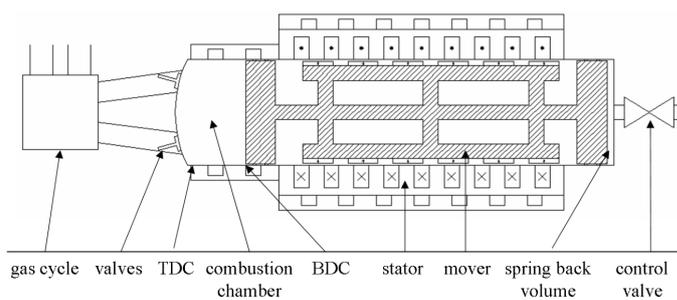
<sup>1</sup>Foto: Stahlkocher (übertragen von dewiki) CC BY-SA 3.0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=30977>

### 1.1.2. Energieumwandlung

Eine Technologie, wo Linearmaschinen eingesetzt werden können um die Funktionalität zu erweitern, sind die Freikolbenmaschinen [13]. Dabei handelt es sich um Verbrennungsmotoren, bei denen die lineare Bewegung des Kolbens nicht in eine Rotation umgewandelt, sondern direkt von der gekoppelten Maschine genutzt wird. Allgemein wird bei Verbrennungsmotoren ein Kolben durch die Verbrennung von Kraftstoffen im Zylinder in Bewegung versetzt. Dies ergibt einen linearen Hub, der bei konventionellen Maschinen durch einen Exzenter an der Kurbelwelle zu einer Drehbewegung führt, die für den Antrieb einer rotierenden Arbeitsmaschine genutzt wird. Durch eine Schwungmasse oder mehrere an der Kurbelwelle versetzte Zylinder kann die Rückstellkraft für die entgegengesetzte Bewegung des Kolbens bereitgestellt werden. Bei einer Freikolbenmaschine hingegen wird die alternierende Bewegung des Kolbens ohne Umwandlung direkt von der linear arbeitenden Lastmaschine genutzt und meist eine Feder zum Rückstellen des Kolben eingesetzt (Abbildung 1.3a).

Verschiedene Vorteile ergeben sich daraus:

- Einfacher Aufbau, da keine Kurbelwelle benötigt wird
- Viele Freiheiten bei dem Betrieb und der Regelung des Verbrennungsprozesses
- Optimale Verbrennung und möglicher Einsatz verschiedener Kraftstoffe in einer Maschine



(a) Prinzipdarstellung eines Freikolbenlineargenerators aus [14] (b) Funktionsdemonstrator des DLR in Stuttgart<sup>2</sup>

**Abbildung 1.3.** – Freikolbenmaschine mit einer Linearmaschine als Generator

Diese Vorteile können besonders gut umgesetzt werden, wenn keine rein passive Lastmaschine wie Kompressoren, Hydraulikpumpen oder Gasgeneratoren zum Einsatz kommt, sondern eine elektrische Maschine zur Energieerzeugung. In diesem Fall spricht man von einem Freikolbenlineargenerator (FKLG). Der Kolben eines Verbrennungsmotors ist dabei an eine elektrische Linearmaschine gekoppelt, wie in Abbildung 1.3 gezeigt, welche als Generator fungiert und die nach der Verbrennung freigesetzte mechanische Energie in elektrische Energie umwandelt. Diese Kombination aus Verbrennungsmotor und elektrischer Energieerzeugung kann in thermoelektrischen Kraftwerken verwendet oder im Automobil-Bereich als hybrider Range-Extender eingesetzt werden. Die Nutzung eines FKLG als Range-Extender verspricht eine effizientere Technologie zu sein als Lösungen wie Brennstoffzellen, Gasturbinen oder rotierende Verbrennungsmotoren, insbesondere für den kurzfristigen Umstieg auf alternative Antriebskonzepte [15].

Eine bisher weitgehend ungenutzte Energieform gibt es in Form von Wellen in großen Gewässern. Sie verspricht eine gute Ergänzung im Repertoire der Energieerzeugung aus regenerativen Quellen zu sein, wenn die Umwandlung in elektrische Energie effizient möglich ist. Es existieren bereits einige Konzepte, die

<sup>2</sup>Foto: Freikolben (Eigenes Werk), CC BY-SA 4.0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=40067039>

sich dieser Herausforderung stellen [16], wobei ebenfalls Linearmaschinen zum Einsatz kommen. Bei einer archimedischen Wellenschaukel wird eine am Meeresgrund verankerte Boje mit einem Lineargenerator ausgestattet. Dessen Läufer ist an einem Tauchkörper befestigt, der durch ändernden Wasserdruck bei Wellengang in Bewegung versetzt wird, woraus die elektrische Energie gewonnen wird.

Eine typische Einsatzmöglichkeit zum Ersatz der rotierenden elektrischen Maschinen durch lineare Aktoren sind bestimmte Pumpen und Kompressoren, bei denen ebenfalls translatorische Kolbenbewegungen umgesetzt werden. Mögliche Anwendungen sind Kühlschrankkompressoren [17] und Membranvakuumpumpen [1], die mit effizienten und kompakten Linearmaschinen angetrieben werden können.

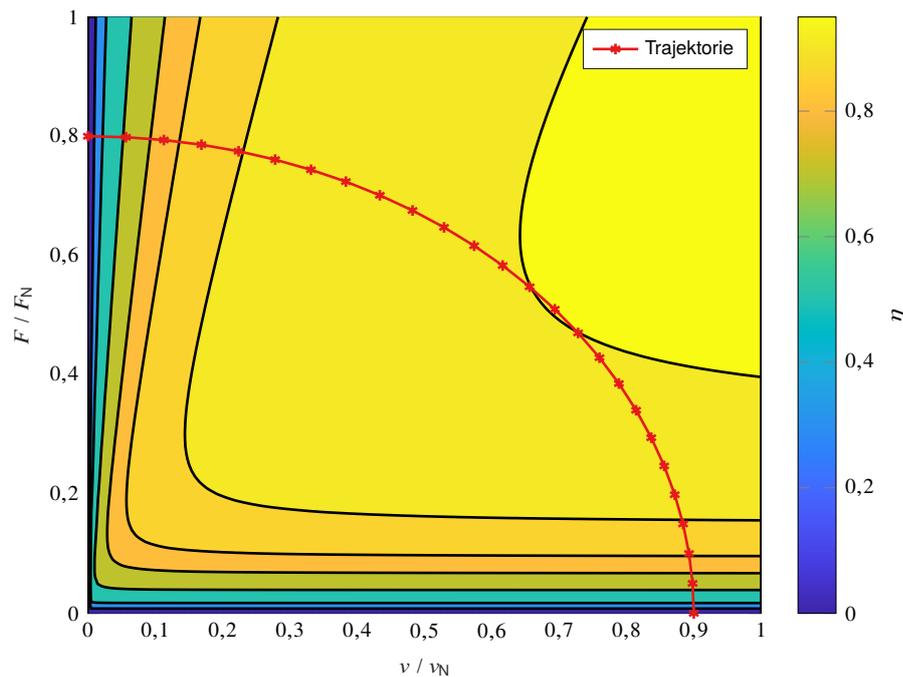
Eine sehr spezielle Anwendung von Linearmaschinen bilden die sogenannten Energy Harvester. Hier ist es das Ziel aus kleinen Vibrationen, die als Nebeneffekt anderer Bewegungen auftreten, Energie zu gewinnen, um bestimmte mobile Geräte geringer Leistung versorgen zu können. So ist es möglich kleine Linearmaschinen einzusetzen, die z. B. aus der Gehbewegung Energie gewinnen können [18].

## 1.2. Hintergrund der Arbeit

Aufgrund der direkten Kopplung von der Linearmaschine zu dem Arbeitsprozess, stellen die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten einer große Herausforderung bei ihrer Auslegung dar. Die Parallelen zwischen rotierenden und Linearmaschinen werden ebenfalls hier ausgenutzt, wobei allerdings beachtet werden muss, dass sich das Betriebsverhalten deutlich unterscheiden kann. Bei einem Antriebssystem, das eine alternierende Bewegung fordert, wie zum Beispiel einem FKLG, wird der Lastverlauf durch einen bestimmten Hub und eine Frequenz, was zu einer maximalen Geschwindigkeit führt, sowie die maximale Kraft bestimmt. Die Herausforderung besteht in dem Fall in der Wahl der entsprechenden elektrischen Maschine. Beispielsweise ist in vorangegangenen Forschungen [19] eine Linearmaschine ausgewählt worden, die bei minimaler Läufermasse die geforderte Lastkraft und Geschwindigkeit erreichen konnte. Im Betrieb fiel auf, dass die gewünschte Betriebsfrequenz aufgrund hoher Beschleunigungskräfte nicht erreicht werden konnte. Dazu kam, dass die elektrische Maschine häufig in einem Arbeitspunkt (AP) betrieben wurde, der von einem sehr schlechten Wirkungsgrad geprägt war.

Der ausschlaggebende Grund für das schlechte Verhalten des Antriebssystems liegt darin, dass die Maximalwerte der Lastparameter keinen stationären AP darstellen. Während einer alternierenden Bewegung wird eine kontinuierliche Trajektorie im Kraft-Geschwindigkeits-Kennfeld absolviert (siehe Abbildung 1.4). Eine Maschine, die ein optimales Verhalten in einem Punkt auf dieser Trajektorie aufweist, ist für den gesamten Verlauf nicht die beste Wahl. Außerdem können die zu optimierenden Maschinenparameter ebenfalls Auswirkungen auf den Verlauf haben, da sie z. B. durch den Einfluss auf die bewegte Masse die nötige Kraft verändern. Damit ist auch die Auslegung einer Linearmaschine eine neuartige Herausforderung, wenn die Anwendung einen effizienten Betrieb bei alternierenden Bewegungen fordert.

Dies zeigt das besondere Potenzial der näheren Untersuchung von den Auslegungskriterien für einen nichtstationären AP. Da es bei rotierenden Maschinen etabliert wurde, erfolgte konventionell sowohl die Optimierung als auch die Auswahl einer Linearmaschine auf Grundlage des Arbeitspunktes. Eine allgemeine Klassifizierung von alternierenden Bewegungen ähnlich wie die Einstufung anhand eines stationären Arbeitspunktes, ist noch nicht etabliert. Das Ziel dieser Forschung ist daher, die Kriterien zur Auswahl und Auslegung von elektrischen Linearmaschinen für solche Anwendungen herauszuarbeiten. Damit soll eine Steigerung der Effizienz des Antriebssystems ermöglicht werden, da der Betrieb einer



**Abbildung 1.4.** – Ausschnitt einer sinusförmigen Bewegungstrajektorie in dem prinzipiell angedeuteten Wirkungsgradkennfeld einer elektrischen Linearmaschine

Maschine im Teillastbereich zu einem reduzierten Wirkungsgrad führt [20]. Gleichzeitig kann die Auslegung oder Auswahl einer Linearmaschine für eine bestimmte Anwendung erleichtert werden.

### 1.3. Inhalt und Aufbau der Dissertation

Im Rahmen dieser Dissertation werden die Grundlagen zur Auslegung von elektrischen Linearmaschinen für alternierende Bewegungen erarbeitet. Begonnen wird mit der allgemeinen analytischen Betrachtung des Verhaltens der Maschine. Dabei werden die maßgebenden Charakteristiken sowohl des Bewegungsablaufs als auch der elektrischen Maschine herausgearbeitet, welche die Kenngrößen des Antriebssystems bestimmen. Besonderes Augenmerk wird dabei auf die Verlustmechanismen gelegt. In diesem Zug wird ebenfalls untersucht, wie sich ein Federmechanismus auswirkt, da dies ein gängiger Ansatz zur Verbesserung des Verhaltens solcher Aktoren ist. Erste Aussagen zur Dimensionierung von der Linearmaschine und einer Feder können daraus abgeleitet werden. Diese sind allerdings unter stark vereinfachten Bedingungen erarbeitet, weshalb eine Validierung notwendig ist.

Aus diesem Grund wird im nächsten Schritt auf die numerische Modellierung des Antriebssystems zurückgegriffen, um auf dessen Grundlage ein Optimierungskonzept zu entwickeln. Dabei werden die Erfahrungen zur exakten und effizienten Modellbildung und Auswertung der Simulationsergebnisse aus der Literaturrecherche angewendet. Nachdem ein geeigneter Optimierungsalgorithmus gewählt wurde, ist eine Anwendung auszuwählen, für die ein Prototyp ausgelegt wird, anhand dessen die Berechnungen validiert werden können. Hierbei ist die Wahl eines geeigneten Maschinentyps auf Grundlage von bereits auf dem Gebiet durchgeführten Forschungen zu treffen. Das Optimierungsergebnis für die Linearmaschine wird anschließend eingehend simulativ untersucht, um das zu erwartende Verhalten genau beschreiben zu

können und mit den Modellen aus der Optimierung zu vergleichen. In diesem Schritt wird ebenfalls die Regelung der Maschine ausgelegt und Maßnahmen zur potenziellen Effizienzsteigerung mit Hinblick auf bislang nicht betrachtete Effekte des Antriebssystems erarbeitet.

Den Abschluss bildet die Konstruktion des Prototyps mit dem entsprechenden Versuchsstand. Die experimentellen Messungen der Charakteristiken der Maschine, sowie das statische und dynamische Verhalten werden herangezogen, um die im Vorhinein getroffenen Annahmen zu überprüfen und die Modellierung zu verifizieren.

Die Forschungsergebnisse sind in verschiedenen Publikationen zusammengefasst. Während die Auslegungskriterien in [2, 3] umfassend beschrieben sind, beschäftigt sich [1, 4, 5] mit den Anforderungen verschiedener Anwendungen von Linearmaschinen. Diese Applikationen verlangen ebenfalls darauf angepasste Ansteuerungen und Regelungsmethoden, welche in [6, 7, 8] dargestellt sind. Die abschließende Validierung der Forschungen an dem Prototyp war das Thema in [9].

Damit ist ein Ausgangspunkt geschaffen, der für die Auslegung von effizienten elektrischen Maschinen genutzt werden kann, die nicht bei einem stationären Arbeitspunkt betrieben werden sollen. Der entwickelte Prototyp einer Linearmaschine repräsentiert ein Beispiel für die Anwendung des erarbeiteten Optimierungskonzeptes.

## 2. Grundlagen Elektrischer Maschinen

Da die Auslegung von elektrischen Maschinen einen Schwerpunkt der vorliegenden Forschungsarbeit bildet, ist das Verständnis ihrer Funktionsprinzipien eine Grundvoraussetzung. Deshalb wird in dem folgenden Kapitel kurz auf die Grundlagen zur Beschreibung elektromagnetischer Felder und die Kopplung zur Kinetik eingegangen.

Darauf folgt eine eingehende Zusammenfassung über den Stand der Technik zur Optimierung von elektrischen Maschinen. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Auslegung von Linearmaschinen und den Herausforderungen bei der Umsetzung eines Optimierungsalgorithmus.

Den Abschluss dieses Kapitels bildet die Beschreibung der Modellierungsmethoden und der Möglichkeiten zur Regelung von Antriebssystemen, was für die Inbetriebnahme eines Prototyps zur Verifizierung der Auslegungsprinzipien notwendig ist.

### 2.1. Funktionsweise

Um die Auslegung von elektrischen Maschinen erläutern zu können, ist eine mathematische Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge notwendig.

Eine wichtige Grundlage beim Funktionsprinzip von elektrischen Maschinen ist die Kopplung von elektrischen und magnetischen Feldern, die durch die maxwellschen Gleichungen beschrieben wird [21].

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{d}{dt} \mathbf{D} \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E}_{\text{el}} = -\frac{d}{dt} \mathbf{B} \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad (2.4)$$

Damit wird der Zusammenhang zwischen dem magnetischen Feld, repräsentiert durch dessen Feldstärke  $\mathbf{H}$  und Flussdichte  $\mathbf{B}$ , sowie dem elektrischen Feld, das von der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}_{\text{el}}$  und Flussdichte  $\mathbf{D}$  geprägt wird, beschrieben. Außerdem ist der Einfluss der Stromdichte  $\mathbf{J}$  hinterlegt. Zum Lösen der physikalischen Problemstellungen wurde das magnetische Vektorpotential ( $\mathbf{A}$ ) eingeführt, aus dem sich  $\mathbf{B}$  folgendermaßen ergibt:

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A} \quad (2.5)$$

Die Beschreibung nach (2.1 - 2.4) bildet die Grundlage zur Berechnung der elektromagnetischen Felder in elektrischen Maschinen. Das Induktionsgesetz (2.2) beinhaltet auch eine erste Kopplung zum mechanischen

System [22]. Ein sich zeitlich änderndes Magnetfeld  $\mathbf{B}$ , in dem sich ein elektrischer Leiter befindet, führt aufgrund des Einflusses auf  $\mathbf{E}_{\text{el}}$  zu einer Spannung  $u$  über dem Leiter:

$$u = \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.6)$$

Wobei der magnetische Fluss  $\Phi$  durch eine bestimmte Fläche  $\mathbf{A}_l$  ausgedrückt werden kann mit:

$$\Phi = \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A}_l \quad (2.7)$$

Diese zeitliche Änderung des Magnetfeldes kann bei einem konstanten Magnetfeld durch Bewegung des Leiters realisiert werden. Die weiterhin nötige Kopplung von elektromagnetischen und mechanischen Größen liefert die Lorentzkraft, deren magnetische Komponente beschrieben wird durch:

$$\mathbf{F}_L = q \cdot \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.8)$$

In dem folgenden Abschnitt werden die auf diesen Gesetzmäßigkeiten basierenden Grundgleichungen der elektrischen Maschinen erläutert und die hier genutzte Nomenklatur für die Linearmaschine eingeführt.

### 2.1.1. Allgemeine Zusammenhänge

Die Modellierung von elektrischen Maschinen auf Grundlage des Ersatzschaltbildes (ESB) ist eine etablierte Herangehensweise. Dabei sind die Gesetzmäßigkeiten zu beachten, die für die verwendeten Bauelemente gelten, um die Spannungsgleichung aufzustellen. Im Weiteren wird sich auf lineare Widerstände  $R$  und Induktivitäten  $L$  beschränkt, für die folgende Gleichungen gelten:

$$u = R \cdot i \quad (2.9)$$

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.10)$$

Ausgehend von (2.6) gilt zudem für die induzierte Spannung einer Spule:

$$u = \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.11)$$

Dabei wird der magnetische Fluss  $\Phi$  aufgrund der mehrfachen Windungen des Leiters in einer Spule durch die Flussverkeftung  $\Psi$  ersetzt. Die Berechnung der umgesetzten elektrischen Leistung  $p_{\text{el}}$  erfolgt nach:

$$p_{\text{el}} = u \cdot i \quad (2.12)$$

$$p_{\text{Cu}} = i^2 \cdot R \quad (2.13)$$

Aus (2.12) ergibt sich mit (2.9) die Leistung, die ein Strom in einem Leiter mit Widerstand  $R$  in Wärme umwandelt (2.13), was als ohmsche oder Kupferverluste bezeichnet wird. Für die weiteren Betrachtungen wird häufig von den zeitlichen Mittelwerten der Leistungen ausgegangen:

$$P = \bar{p} \quad (2.14)$$

Aufgrund des Aufbaus von elektrischen Maschinen, wo meist ein Spule aus leitfähigem Material um einen ferromagnetischen Kern angeordnet ist, müssen die Eisenverluste bei deren Analyse berücksichtigt werden. Es handelt sich dabei um einen besonderen Effekt, der drei Mechanismen zusammenfasst, die zu Leistungsverlusten führen:

- Wirbelstromverluste, die aufgrund von induzierten Strömen in leitfähigem Material auftreten, das von einem wechselnden Magnetfeld durchsetzt ist,
- Hystereseverluste, die durch die Ummagnetisierung der magnetischen Dipole in ferromagnetischem Material hervorgerufen werden und
- Exzess-Verluste, eine Energie nötig zur Verschiebung der Bloch Wände, die an den Grenzflächen einheitlich magnetisierter Abschnitte (Weiss-Bezirke) auftreten.

$$P_{\text{Fe,m}} = k_{\alpha} \cdot B^2 \cdot f^2 + k_{\beta} \cdot B^{k_{\gamma}} \cdot f \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{kg}} \right] \quad (2.15)$$

Mit einer abgewandelten Steinmetz-Formel (2.15), die auf Hystereseverluste und Wirbelstromverluste eingeht, können die Eisenverluste abgeschätzt werden. Sie basiert auf der von Bertotti in [23] vorgestellten Methode, wobei Exzess-Verluste wie schon in [24] vernachlässigt werden. Diese Formel wurde gewählt, da sie die hauptsächlichen Verlustmechanismen mit vertretbarem Aufwand ausreichend darstellt, ohne dass die Hysteresese in der  $B(H)$ -Kennlinie (ein charakteristische Eigenschaft von ferromagnetischen Materialien) oder direkt die Wirbelströme ausgewertet werden müssen. Die nötigen Materialparameter  $k_{\alpha}$ ,  $k_{\beta}$  und  $k_{\gamma}$  können den Datenblättern des ferromagnetischen Stoffes entnommen oder abgeleitet werden.

Neben den elektrischen Größen muss das mechanische Verhalten beschrieben werden. In diesem Fall werden aufgrund der geringen Massen und Geschwindigkeiten, die auftreten, keine relativistischen Effekte betrachtet und auf die Newtonsche Mechanik zurück gegriffen.

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} = \sum F \quad (2.16)$$

$$J_{\text{T}} \cdot \frac{d^2 \theta_{\text{m}}}{dt^2} = \sum M \quad (2.17)$$

Das Kräftegleichgewicht nach (2.16) beschreibt die grundlegende Bewegungsgleichung für eine translatorische Bewegung, die auch korrespondierend für Rotationen ausgedrückt werden kann (2.17). Die mechanische Leistung, die von einer elektrischen Maschine aufgebracht wird, ergibt sich aus der Kraft  $F_{\text{M}}$  und Bewegungsgeschwindigkeit  $v$  (2.18) bzw. den entsprechenden Größen Drehmoment  $M$  und mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{m}}$  bei einer rotierenden Bewegung (2.19).

$$P_{\text{m}} = F_{\text{M}} \cdot v \quad (2.18)$$

$$P_{\text{m}} = M \cdot \omega_{\text{m}} \quad (2.19)$$

Die Auswertung des Wirkungsgrad einer elektrischen Maschine kann auf Grundlage der beschriebenen Leistungen erfolgen:

$$\eta = \frac{P_{\text{ab}}}{P_{\text{zu}}} \quad (2.20)$$

Bei der Zuordnung von zugeführter Leistung  $P_{\text{zu}}$  und abgegebener Leistung  $P_{\text{ab}}$  ist eine Differenzierung zwischen motorischem und generatorischem Wirkungsgrad vorzunehmen. Einem Verbraucher, also einem

Elektromotor wird elektrische Leistung  $P_{el}$  zugeführt, die in mechanische Leistung  $P_m$  umgewandelt wird. Währenddessen ist die zugeführte Leistung bei einem Generator die mechanische Leistung und elektrische Leistung wird abgegeben.

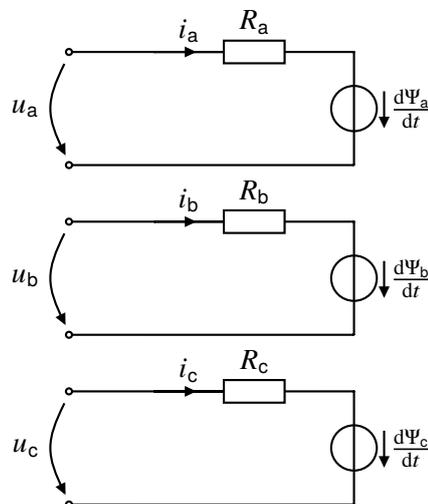
$$P_{el} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{reib} + P_m \quad (2.21)$$

Gleichung (2.21) dient der Definition der Energieflussrichtung und setzt die Konvention für die Vorzeichen, die nachfolgend genutzt wird. Die Verlustleistungen  $P_{Cu}$ ,  $P_{Fe}$  und  $P_{reib}$  können nur abgegeben werden, weshalb sie stets einen positiven Wert haben, während  $P_{el}$  und  $P_m$  sowohl positiv als auch negativ werden können.

### 2.1.2. Rotierende elektrische Maschinen

Dreiphasige Maschinen sind eine der häufigsten Ausführungen elektrischer Aktoren. Sie können in einem Ersatzschaltbild vereinfacht mit drei Stromkreisen gemäß Abbildung 2.1 beschrieben werden, welche in jeder Phase den Spannungsabfall über den Widerstand der Leitungen und die induzierte Spannung aufgrund der Änderung der Flussverkettung in den Spulen  $\frac{d\Psi}{dt}$  berücksichtigt. Letztere kann dabei den Einfluss von sowohl der Eigeninduktivität der jeweiligen Phasen als auch die Gegeninduktivität aufgrund der Verkettung des magnetischen Flusses der anderen Phasen sowie des Erregerflusses beinhalten. Somit gilt für die zugrunde liegende Spannung einer Phase folgende Gleichung:

$$u = i \cdot R + \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.22)$$



**Abbildung 2.1.** – Dreiphasiges Ersatzschaltbild einer elektrischen Maschine

Für Berechnungen und Simulationen wird jedoch selten diese Darstellung genutzt. Hier wird sich die Eigenschaft zunutze gemacht, dass die einzelnen Phasen räumlich gleichmäßig um einen Kreis verteilt sind, im einfachsten Fall gegeneinander um  $120^\circ$  verschoben. Es kann von einem Koordinatensystem ausgegangen werden, dessen Achsen entsprechend der räumlichen Verteilung angeordnet sind. Die zeitlich veränderlichen Größen, die in den einzelnen Phasen mit einer zusätzlichen zeitlichen Phasenverschiebung auftreten, bilden dort nach vektorieller Addition einen Raumzeiger. Diese Raumzeiger rotieren mit der

Bewegung des Rotors, weshalb man von einem Drehfeld redet. Hier kommt die Transformation zuerst in ein statororientiertes Koordinatensystem mit zwei Achsen (Clarke-Transformation) zum Einsatz, wo die Vektoren mit einem hochgestellten „S“ gekennzeichnet werden. Nach dem anschließenden Übergang zu einem mit dem Rotor / Läufer rotierendem Koordinatensystem (Park-Transformation), wird ein hochgestelltes „R“ genutzt. Die Rotation wird durch den elektrischen Winkel  $\theta$  beschrieben, dessen zeitliche Änderung die elektrische Kreisfrequenz  $\omega_{el}$  ergibt (2.24).

$$\omega_{el} = 2 \cdot \pi \cdot f_{el} \quad (2.23)$$

$$\omega_{el} = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.24)$$

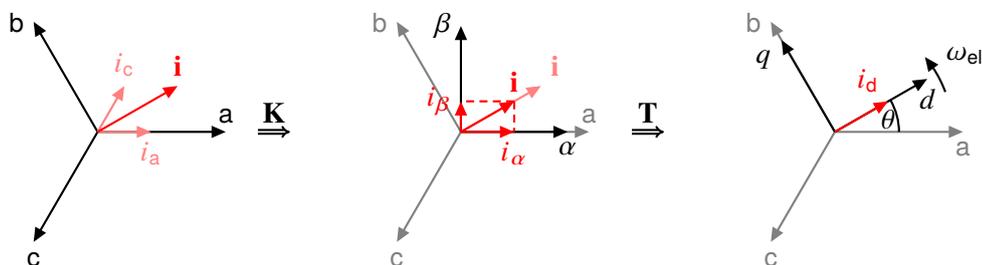
Beschrieben werden die Transformationen allgemein durch folgende Matrixoperationen, hier am Beispiel des Stromraumzeigers, bestehend aus den Phasengrößen des Stroms  $i_a, i_b, i_c$ :

$$\mathbf{i}^S = \mathbf{K} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{mit:} \quad \mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{i}^R = \mathbf{T} \mathbf{i}^S \quad \text{mit:} \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Durch diese Transformationen wird die Beschreibung einer elektrischen Maschine, welche in der Phasendarstellung gegenseitig gekoppelte Systeme sowie im stationären Betrieb zeitabhängige Größen beinhaltet, in eine Darstellung mit Gleichgrößen überführt, wo je nach Maschinentyp die Kopplung wegfällt oder mit konstanten Induktivitäten beschrieben werden kann. Zusätzlich ergibt sich eine Vereinfachung, wenn es sich um eine komplett symmetrische Maschine handelt oder sie keinen zum Nullpotenzial angeschlossenen Sternpunkt hat. In dem Fall addieren sich die Beträge der Phasenströme zu jedem Zeitpunkt zu null und in den Transformationen muss das Nullsystem, beschrieben durch die dritte Zeile in  $\mathbf{K}$  und der dritten Zeile und Spalte in  $\mathbf{T}$ , nicht beachtet werden. Es werden dann entsprechend reduzierte Matrizen für die Transformation verwendet und die Nullkomponente der transformierten Größen vernachlässigt.

Der Ablauf der Transformation eines Stromraumzeigers ohne Berücksichtigung der Nullkomponente ist in Abbildung 2.2 grafisch dargestellt.



**Abbildung 2.2.** – Prinzipdarstellung der Koordinatentransformation eines Raumzeigers

Die Rotation des elektrischen Feldes entspricht nicht zwingend genau der mechanischen Drehbewegung

der Maschine, da die Anzahl der Polpaare  $n_p$  eine Art Übersetzung darstellt (2.27).

$$\omega_m = \frac{\omega_{el}}{n_p} \quad (2.27)$$

Die Orientierung auf den momentanen elektrischen Winkel hat den Vorteil, dass sich die Beschreibung einer idealen Permanentmagnet-Synchronmaschine (PMSM) vereinfacht. Die Erregung, ausgedrückt durch die magnetische Flussverkettung, kann als Konstante angesehen werden, die lediglich in einer Achse wirkt. Ziel der Orientierung auf den momentanen elektrischen Winkel ist die Vereinfachung der Beschreibung einer idealen PMSM. Wenn die d-Achse mit der Erregung, ausgedrückt durch die (in Statorkoordinaten sinusförmig ändernde) magnetische Flussverkettung  $\Psi$ , ausgerichtet ist, erhält man in Rotorkoordinaten dafür eine Konstante, die lediglich in einer Achse wirkt. In diesem Fall lautet die Spannungsgleichung im rotorfesten Koordinatensystem (d-q-Koordinaten) allgemein:

$$\mathbf{u}^R = R \cdot \mathbf{i}^R + \frac{d\mathbf{\Psi}^R}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega \cdot \mathbf{\Psi}^R \quad (2.28)$$

$$\text{mit: } \mathbf{\Psi}^R = \mathbf{L}^R \cdot \mathbf{i}^R + \begin{pmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$u_d = R \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.30)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \cdot L_d \cdot i_d + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \quad (2.31)$$

Nach Auswertung der Leistungsbilanz (2.32), welche sich aus der Transformation der Leistungsberechnung in Phasengrößen herleitet, ergibt sich für das Drehmoment, welches eine PMSM aufbringt, der Zusammenhang gemäß (2.33).

$$P_{el} = \frac{3}{2} (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q) \quad (2.32)$$

$$M = n_p \cdot \frac{3}{2} \cdot (\Psi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (2.33)$$

### 2.1.3. Linearmaschinen und ihre Besonderheiten

Das Verhalten einer elektrischen Linearmaschine lässt sich direkt aus dem der entsprechenden rotierenden Maschine ableiten. Hier liegt kein Drehfeld mehr vor, stattdessen wird von einem Wanderfeld geredet. Den Zusammenhang zwischen mechanischer Bewegung und dem Raumzeiger ergibt sich nicht mehr über die Polpaarzahl sondern stattdessen durch die Polteilung  $\tau_p$ . Sie ist so definiert, dass die Bewegung des Läufers um ein  $\tau_p$  einer halben elektrischen Umdrehung entspricht (2.34)

$$\theta = \frac{\pi \cdot x}{\tau_p} \quad (2.34)$$

$$\omega_{el} = \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \quad (2.35)$$

Somit kann die Spannungsgleichung einer linearen Synchronmaschine im feldorientierten Koordinatensystem mittels der mechanischen Geschwindigkeit  $v$  aufgestellt werden:

$$u_d = R \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.36)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L_d \cdot i_d + \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \quad (2.37)$$

Daraus lässt sich ebenfalls wieder die Leistungsbilanz aufstellen, um die Maschinenkraft auszurechnen:

$$F_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{\tau_p} \cdot (\Psi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (2.38)$$

Aus (2.38) folgt, dass zwei Effekte zur Kraftwirkung beitragen. Wenn eine Differenz bei der Induktivität in d- und q-Achse auftritt, kann bei gleichzeitigem Einprägen eines Stroms in beiden Achsen eine Reluktanzkraft gebildet werden. Der Term  $\Psi_{PM} \cdot i_q$  zeigt einen linearen Zusammenhang der Kraft von dem q-Strom, bestimmt durch die Polteilung und den Erregerfluss, was in dem Strom-Kraft-Faktor  $K_F$  zusammengefasst werden kann:

$$K_F = \frac{\pi}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \quad (2.39)$$

Da dieser Faktor ebenfalls den Zusammenhang von der Geschwindigkeit und der induzierten Spannung beschreibt, wird er ebenfalls allgemeiner als EMK-Faktor  $E$  eingeführt:

$$K_F = E = \frac{u_q}{v} \quad (2.40)$$

Für spätere Berechnungen ist ebenfalls wichtig hervorzuheben, dass der EMK-Faktor bei einer Linearmaschine aufgrund der endlichen Länge von Stator und Läufer nicht unbedingt einen konstanten Wert annimmt. Aus diesem Grund ist die Betrachtung in den Phasengrößen ebenfalls relevant, wo sich der Vektor des EMK-Faktors  $\mathbf{E}^{ABC}$  aus der Änderung der Flussverkettung in den einzelnen Phasen folgendermaßen ergibt:

$$\mathbf{E}^{ABC} = \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_a}{dx} \\ \frac{d\Psi_b}{dx} \\ \frac{d\Psi_c}{dx} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Aus der Leistungsbilanz in den einzelnen Phasen ergibt sich dann wieder die Vortriebskraft als Produkt aus dem Strom und dem EMK-Faktor der jeweiligen Phase, welche für die Gesamtkraft addiert werden:

$$F_M = i_a \cdot E_a + i_b \cdot E_b + i_c \cdot E_c \quad (2.42)$$

Für Wirkungsgradberechnungen bei einer periodischen Bewegung, wie sie bei Linearmaschinen häufig auftritt, ist es nicht sinnvoll, die Momentanleistung zu betrachten, da sich diese während eines Zyklus stetig ändert. Gleichermäßen kann nicht davon ausgegangen werden, dass zeitlich konstante Gleichgrößen auftreten, selbst im rotierenden d-q-Koordinatensystem. Daher wird der Übergang zur mittleren Leistung

vollzogen, die sich als umgesetzte Energie während einer Periodendauer beschreiben lässt:

$$P = \frac{1}{T} \int_T p(t) dt \quad (2.43)$$

Damit wird der Wirkungsgrad über die zugeführte und abgegebene Energie nach (2.44) definiert, wie die äquivalente Kenngröße Energieeffizienz, die in [25] eingeführt wurde.

$$\eta = \frac{\int_{T_m} p_{ab} dt}{\int_{T_m} p_{zu} dt} \quad (2.44)$$

Es gibt noch weitere Eigenschaften, mit denen sich elektrische Linearmaschinen von rotierenden Maschinen absetzen.

- Ausführungsformen

Zusätzlich zu der Einteilung nach der Wirkungsweise (Asynchron, Synchron oder Reluktanz), werden Linearmaschinen nach ihrer konstruktiven Umsetzung unterschieden [26]. Bei einer Linearmaschine wird der elektrisch gespeiste Abschnitt Primärteil genannt, während das Gegenstück als Sekundärteil bezeichnet wird. Der Läufer kann dabei sowohl der Primär- als auch der Sekundärteil sein und je nach der relativen Länge dieser Komponenten zueinander gibt es die Unterscheidung in Kurzprimärteil und Langprimärteil. Die Längendifferenz ist notwendig, da sich Läufer und Stator bei der linearen Bewegung stets überschneiden müssen und der kürzere Abschnitt möglichst komplett abgedeckt sein sollte, um an jeder Position die gleiche Kraft aufbringen zu können. Allerdings gibt es ebenfalls Ausnahmen, meist bei kurzen Fahrwegen, wo die Länge beider Komponenten identisch sind.

Die lineare Bewegung ermöglicht weiterhin die Umsetzung von speziellen mechanischen Ausführungen. Besonders bei flachen Linearmaschinen ist es ohne großen Aufwand möglich, auf beiden Seiten des Läufers Statoren anzubringen, um größere Kräfte aufbringen zu können, was als Doppelstator- oder Doppelkammmaschine bezeichnet wird. Eine Tubularmaschine erhält man, wenn man eine flache Maschine um eine Achse aufrollt, die parallel zur Bewegungsrichtung liegt. Der Luftspalt zwischen Läufer und Stator bildet dann eine Zylindermantelfläche und die einzelnen Wicklungen ergeben Ringe, womit keine Wickelköpfe mehr vorliegen. Diese Aufbauform verspricht sehr kompakte Konstruktionen und wird besonders für kleine Bewegungen mit hohen Kräften gerne eingesetzt.

- Anziehungskräfte

Elektromagnetische Kräfte zwischen den statischen und bewegten Komponenten sind bei allen elektrischen Maschinen nicht zu vermeiden, allerdings hat der sehr symmetrische Aufbau rotierender Maschinen den Vorteil, dass sich Normalkräfte zum größten Teil ausgleichen. Bei einfachen Linearmaschinen treten hingegen sehr starke Normalkräfte zwischen Primär- und Sekundärteil auf, welche die Vortriebskraft um ein Vielfaches übersteigen können und auch im unbestromten Zustand auftreten. Aus diesem Grund will man auch hier symmetrische Anordnungen wie Doppelstator- und Tubularmaschinen nutzen, wo im Idealfall keine Normalkräfte auf den Läufer wirken. Sie können ebenfalls reduziert und im unbestromten Zustand komplett verhindert werden, indem auf einen Eisenkern verzichtet wird, z. B. wenn bei einer PMSM der Primärteil mit Luftspulen ohne Rückschlusseisen ausgelegt wird. Dabei wird allerdings die erreichbare Vortriebskraft gemindert, da die magnetische Flussdichte durch den größeren effektiven Luftspalt im Magnetkreis reduziert wird. Bei einer flachen Doppelstator-Linearmaschine können die Normalkräfte auf den Läufer durch Regelung

der Ströme in den Primärteilen beeinflusst werden. Dadurch ist es möglich, neben der Position in Bewegungsrichtung die dazu orthogonale Ausrichtung zu regeln [27] und somit die Lagerung in dieser Richtung zu entlasten.

- Endeffekte

Eine weitere Besonderheit, die sich aus der Struktur der Linearmaschinen ergibt, sind die Endeffekte. Da der Primär- und Sekundärteil eine endliche Länge haben, liegt keine ideal periodische Struktur vor, wie es bei rotierenden Maschinen der Fall ist. An den Enden von einem der Komponenten treten Effekte auf, die sich z. B. bei PMSMs als Reluktanzkräfte [28] auswirken können und somit in der Bewegung zu erhöhten Rastkräften führen oder durch geändertes Verhalten der magnetischen Streuflüsse Schwankungen der Wicklungsinduktivität [29] herbeiführen.

## 2.2. Auslegung

Auf dem Gebiet der elektrische Antriebe haben die rotierenden Maschinen über einen langen Zeitraum die einzigen relevanten Ausführungen dargestellt und machen auch heute noch den überwiegenden Teil der eingesetzten elektrischen Motoren und Generatoren aus. Dies hat zur Folge, dass viele Designkriterien und Grundlagen in der Auslegung von elektrischen Maschinen mit den rotierenden Maschinen gewachsen sind.

Die meisten Anwendungen erfordern den Betrieb bei einem bestimmten AP, der definiert werden kann über eine mechanische Leistung, ein Drehmoment / Kraft oder Drehzahl / Geschwindigkeit. Die Auslegung basiert auf diesem AP, bei dem der Motor oder Generator betrieben wird [30] und Optimierungspotenzial gibt es bei der Geometrie der Maschine für gegebenen geometrischen Abmessungen [31]. Diese Herangehensweise wurde nach dem Aufkommen der elektrischen Linearmaschinen für diese ebenfalls eingesetzt, was sinnvoll für Maschinen ist, welche lange Fahrstrecken bei konstanter Belastung zurücklegen (z. B. Transportsysteme).

In jüngsten Forschungen wird bei elektrischen Maschinen für Fahrtriebe immer mehr Augenmerk darauf gelegt, welche Auswirkungen ein Betrieb bei unterschiedlichen APs hat und die Auslegung der Maschine unter diesem Gesichtspunkt durchgeführt [32]. Die Häufigkeit der verschiedenen APs mit dem jeweiligen Wirkungsgrad der Maschine ist dabei besonders von Bedeutung. Das Anlaufverhalten, also die Beschleunigungsvorgänge, ist für die Maschinoptimierung jedoch selten ausschlaggebend.

### 2.2.1. Auslegung von Linearmaschinen

In den meisten Fällen ist das Auslegungsziel von elektrischen Linearmaschinen das Erreichen einer hohen Maschinenkraft. Allgemeine Optimierungen fokussieren sich auf eine möglichst große Kraft je Maschinenvolumen, weshalb Permanentmagnet (PM)-erregte Maschinen bevorzugt werden. Aufgrund vorangegangener Forschungen mit diesem Schwerpunkt haben sich ebenfalls die Tubularmaschinen als eine sehr beliebte Ausführung etabliert, da ihr kompakter Aufbau ohne externe Wickelköpfe ein geringes Volumen beansprucht [33, 34, 17].

Umfassende Forschungen wurden bereits auf diesem Gebiet durchgeführt. Viele Untersuchungen beschäftigten sich mit der Struktur des Sekundärteils, die von der Anordnung der Permanentmagnete bestimmt wird. Man unterscheidet dabei zwischen radialen Oberflächenmagneten, vergrabene Magnete, die von

ferromagnetischen Polschuhen flankiert werden, und die Halbach Anordnung [35]. Letztere zeichnet sich dadurch aus, dass die Magnetisierungsrichtung benachbarter Magnete jeweils um  $90^\circ$  gedreht ist, was zur Abschwächung des Feldes auf einer Seite bei gleichzeitiger Verstärkung auf der anderen Seite der Anordnung führt. Eine umfassende Übersicht zur Maschinenoptimierung von Tubularmaschinen mit vergrabenen und Oberflächenmagneten bezüglich des Kraft je Volumen Verhältnisses ist in [36] aufgestellt worden. Bei Maschinen mit vergrabenen Magneten liegt zusätzlich Optimierungspotenzial bei der Form der Polschuhe [37]. Die Vorteile einer Halbach Anordnung liegen in der Konzentration der Magnetfeldes auf einer Seite der Magneten, was zu einem sehr sinusförmigen Luftspaltfeld führt, ohne dass ein Rückschlusseisen notwendig ist [38, 39, 40].

Eine Besonderheit bei tubularen Maschinen stellt die Umsetzung des magnetischen Pfades dar, da der magnetische Fluss in axialer und radialer Richtung in dem ferromagnetischen Material eines eisenbehafteten Primärteils verläuft. Dies erschwert die Minimierung der Wirbelstromverluste, da dies gewöhnlich durch Unterbrechung der orthogonal zum Magnetfluss ausgerichteten Fläche leitfähigen Materials, z. B. bei Nutzung voneinander isolierter Eisenbleche, umgesetzt wird. Bei einer Tubularmaschine müssten die Bleche in radialer Richtung voneinander isoliert sein, was praktisch nicht umzusetzen ist. Fortschritte bei der Entwicklung von alternativen Materialien, insbesondere weichmagnetischer Pulververbundwerkstoff (engl: Soft Magnetic Composite) (SMC), erschließen neue Möglichkeiten [41]. Damit kann ebenfalls eine Kombination von geblechtem Eisen und SMC-Kern für eine tubulare Topologie [42] genutzt werden, um die Nachteile des SMC bezüglich der reduzierten magnetischen Permeabilität auszugleichen.

Eine weitere Erhöhung der Kraftdichte bezogen auf die Masse der Maschine bei einem tubularen Design kann durch Auslegung der Maschine mit einem äußeren und inneren Stator [43] erreicht werden. Es wurde simulativ nachgewiesen, dass die Kraftdichte dieser Anordnung mit bewegtem Sekundärteil gegenüber einfachen tubularen Maschinen stark erhöht werden kann. Bei Ausführungen mit einem Doppelstator steigt der mechanische Konstruktionsaufwand allerdings deutlich. Da die Fixierung des inneren Stators, den der Läufer komplett umschließt, zu gewährleisten ist, wird auf diese Konstruktion vorzugsweise verzichtet [44].

Eine alternative Variante Doppelstator-Tubularmaschinen zu realisieren, ist die Auslegung mit bewegtem Primärteil, ähnlich einer Tauchspule, was eine Optimierung von Vortriebskraft je Läufermasse ermöglicht [45]. Vorteil ist hier die Nutzung eines eisenlosen Läufers [46], was die Anziehungskräfte zwischen den beiden Statoren und dem Läufer negiert und die mechanische Konstruktion erleichtert.

Die Umsetzung eines Doppelstator-Design bei flachen Linearmaschinen ist dagegen geläufiger [47, 48]. Im direkten Vergleich zwischen tubularer und flacher Ausführung, der in [49] für einen FKLG durchgeführt wurde, zeigt sich, dass eine flache Maschine nicht nur in der Konstruktion Vorteile bietet. Sie erreicht trotz deutlich größerer Läufermasse das bessere Verhältnis von Leistung je Gewicht und den besseren Wirkungsgrad. Zu einem ähnlichen Ergebnis führten auch die Untersuchungen in [50], wo auf der Grundlage eines Konzepts für einen FKLG die Ansprüche an den Lineargenerator herausgearbeitet wurden.

### 2.2.2. Berücksichtigung der Bewegung

Neue Anforderungen kommen nun mit den linearen Direktantrieben für hochdynamische, alternierende Bewegungsverläufe auf. Hierbei wird der AP durch die Frequenz, den Hub und die Spitzenkraft bestimmt. In jedem Zyklus werden viele der herkömmlichen, statischen APs durchfahren, sodass die üblichen Auslegungskriterien kein optimales Ergebnis liefern können. Häufig wird diese Betriebsweise vermieden, indem

bei alternierenden Bewegungen mechanische Federungssysteme eingesetzt werden, um die elektrische Maschine von den Beschleunigungsvorgängen zu entlasten.

Ein typischer Fall ist der FKLG, wo die lineare Maschine durch Gasfedern entlastet wird [51]. Damit sollte die Optimierung des Lineargenerators auf einen stationären AP möglich sein, was in [14] ausgenutzt wurde. Der Einfluss des dynamischen Verhaltens aufgrund der oszillierenden Bewegung der Maschine wurde jedoch nicht ausreichend berücksichtigt. Der ausgelegte Generator wies eine zu hohe Läufermasse für die angestrebte Bewegungsfrequenz auf und erreichte in experimentellen Untersuchungen [52] einen geringen Wirkungsgrad. Es gibt weiterhin die Möglichkeit z. B. einstellbare Gasfedern zu verwenden. Die Untersuchungen in [53] haben gezeigt, dass auch dabei eine teilweise signifikante Verlustleistung auftritt, während zusätzliche komplexe Mechanik und Regelung notwendig ist.

Bei Linearmotoren für Kompressoren [54, 40] wird die Nutzung von mechanischen Federn und somit der Betrieb bei der Resonanzfrequenz [1] ebenfalls hervorgehoben. In [55] wird davon ausgegangen, dass durch das Tiefpassverhalten der Mechanik bei sinusförmiger Stromerregung der einphasigen oszillierenden Maschine die Kraft in Phase mit der Geschwindigkeit auftritt. Dementsprechend wurde die Motorauslegung für den Kraftspitzenwert und der korrespondierenden maximalen Geschwindigkeit durchgeführt. Es wurde ebenfalls bereits gezeigt, dass der Resonanzbetrieb nicht ausschließlich mit mechanischen Federn sondern auch durch federnde Wirkung der Reluktanzkraft, die aufgrund von Endeffekten auftritt, genutzt werden kann [56]. In allen Fällen ist die Betriebsart des Aktors dahingehend eingeschränkt, dass eine sinusförmige Bewegung bei der festen Resonanzfrequenz vollführt wird [17] und Abweichungen von diesem Verlauf die Effizienz des Antriebssystems deutlich reduziert.

Weitere Forschungen in die Richtung von Linearmaschinen für hohe Beschleunigungen zeigen, dass die bewegte Masse des Systems möglichst gering sein muss. In [57] wurden Untersuchungen zur Maschinentopologie und zu Konstruktionsmaterialien anhand eines tubularen Prototyps durchgeführt. Um die Läufermasse so gering wie möglich zu halten, wurde die Materialauswahl nach dem Kriterium Masse je Steifheit getroffen und simulativ die elektrischen, thermischen und mechanischen Effekte betrachtet. Ähnliche Ergebnisse wurden auch unter Nutzung eines flachen Linearmotors erreicht [58]. Beide Untersuchungen gingen dabei nicht näher auf den Wirkungsgrad der Energieumwandlung ein.

Wenn jedoch die dynamischen und transienten Vorgänge bezüglich der auftretenden Verluste für die Optimierung der Maschine einbezogen werden sollen, ist die Modellierung einzelner Arbeitspunkte nicht ausreichend [59]. Auch wenn die beschleunigte Bewegung mittels mehrerer stationärer Simulationen hinterlegt wird, bilden sie das reale Verhalten nicht ausreichend nach. Für Betrachtungen des Wirkungsgrades bei der Auslegung der Maschine, muss die alternierende Bewegung daher direkt nachgebildet werden [60].

### 2.3. Optimierungsalgorithmen

Unter einer Optimierung versteht man grundsätzlich die Minimierung oder Maximierung einer bestimmten Zielfunktion  $\zeta$  durch Festlegen der Werte für eine beliebigen Anzahl von Eingangsgrößen  $\chi$ :

$$\min_{\chi} \{\zeta = f(\chi)\} \quad (2.45)$$

Um folgende Beschreibungen zu vereinfachen, wird eine größere Anzahl Eingangsparameter  $n_x$  zu dem Vektor  $\Delta_1$  zusammengefasst:

$$\Delta_1 = [\chi_1, \dots, \chi_{n_x}] \quad (2.46)$$

Bei elektrischen Maschinen handelt es sich meist um verschiedene Abmessungen der Maschinengeometrie. Die Zielfunktion kann beliebig festgelegt werden und auch mehrere Größen beinhalten, die in unterschiedlicher Weise von den Eingangsgrößen abhängen. Häufig greifen auch weitere Nebenbedingungen, die z. B. den Wertebereich der Parameter einschränken.

Ausgehend von der Zielfunktion entscheidet sich die Wahl des Optimierungsansatzes. Grundsätzlich können bei der Lösung von Optimierungsproblemen analytische oder numerische Vorgehen gewählt werden.

### 2.3.1. Optimierung mit analytischen Methoden

Für eine analytische Lösung des Problems muss die Zielfunktion den analytischen Zusammenhang zwischen der zu optimierenden Charakteristik und den Eingangsgrößen darstellen. In den einfachsten Fällen kann dann die optimale Kombination der Eingangsgrößen durch Ermitteln der Extrempunkte dieser Funktion bestimmt werden, unter der Bedingung, dass sie differenzierbar ist. Bei eindimensionalen Funktionen genügt die Bestimmung der Nullstelle der ersten Ableitung und Test auf Art des Extrempunkts mittels der zweiten Ableitung. Für mehrdimensionale Funktionen muss der Gradient gebildet werden um die kritischen Stellen zu finden und anschließend die Definitheit der Hesse Matrix an diesen Punkten zu bestimmen, was der Auswertung des zweiten Ableitung entspricht. Häufig tritt jedoch kein lokales oder globales Extremum der Zielfunktion in dem Wertebereich der Eingangsgrößen auf, der durch die Nebenbedingungen definiert ist. Dann muss je nach Art der Zielfunktion auf Methoden zur linearen oder nichtlinearen Optimierung zurückgegriffen werden.

#### Lagrange-Multiplikatoren

Eine verbreitete Methode zur Lösung nichtlinearer Optimierungsproblemen mit Nebenbedingungen ist das Verfahren mit Lagrange-Multiplikatoren. Dafür werden die Zielfunktion  $\zeta$  und die Beschreibung der Nebenbedingungen (2.47) über den Lagrange Multiplikator  $\lambda$  zu der Lagrange Funktion  $\Lambda$  miteinander verknüpft. Diese beinhaltet neben der Zielfunktion  $\zeta$  eine bestimmte Anzahl  $n_{Anz}$  an Nebenbedingungen  $v$ . Jeder der  $n_{Anz}$  Nebenbedingungen, welche wie die Zielfunktion von den Eingangsparametern  $\Delta_1$  abhängen, ist dabei ein konstanter Wert  $c$  zugewiesen:

$$\underset{\Delta_1}{opt} \{ \zeta(\Delta_1) : v_k(\Delta_1) = c_k \} \quad k = 1 \dots n_{Anz} \quad (2.47)$$

$$\Lambda(\Delta_1, \lambda) = \zeta(\Delta_1) + \sum_{k=1}^{n_{Anz}} \lambda_k \cdot (v_k(\Delta_1) - c_k) \quad (2.48)$$

Die Extrempunkte der Lagrange-Funktion (2.48), bestimmt über deren Gradient, stellt die Kombination der Eingangsparameter  $\Delta_1$  dar, wo die Zielfunktion unter Berücksichtigung der Nebenbedingung maximal bzw. minimal ist.

### 2.3.2. Optimierung mit numerischen Methoden

Für viele Problemstellungen ist die Beschreibung einer Zielfunktion in geschlossener, analytischer Form jedoch nicht zweckgemäß, da es zu viele Vereinfachungen erfordern würde um einen entsprechenden Ausdruck herleiten zu können. In diesem Fall können numerische Werkzeuge zu Hilfe genommen werden, die für bestimmte Werte der Eingangsgrößen Näherungslösungen der Zielfunktion ermitteln können. Damit sind anderen Optimierungsalgorithmen notwendig.

#### Parametrischer Sweep

Die einfachste Methode ist ein „Brute Force“-Ansatz, indem für die einzelnen Eingangsgrößen eine Anzahl an Punkten in ihrem Wertebereich ausgewählt werden, und die Zielfunktion für alle möglichen Kombination gelöst wird. Solch ein parametrischer Sweep kann sinnvoll eingesetzt werden, wenn die Anzahl der frei wählbaren Parameter sehr gering ist. Bei zwei oder drei Parametern mit einer eingegrenzten Menge an jeweiligen Werten erhält man in vertretbarem Zeit- und Rechenaufwand ein Optimum. Der Vorteil daran ist, dass man den Einfluss der einzelnen Parameter sehr gut einsehen und die Auswirkung numerische Fehler der Simulationen bewerten kann. Wenn die Anzahl der Parameter und der jeweiligen Werte jedoch größer wird, ist dieser Ansatz kaum geeignet, da die Menge der nötigen Simulation exponentiell mit der Anzahl der Parameter ansteigt.

Um dieses Verhalten zu vermeiden, werden häufig mehrere konsekutive Sweeps für die verschiedenen Parameter durchgeführt. Der Nachteil dabei ist, dass für die ersten Sweeps eine arbiträre Kombination der nicht veränderten Parameter festgelegt werden muss. Da die gegenseitige Beeinflussung der Parameter somit außer acht gelassen wird, kann keine Garantie darauf gegeben werden, dass das optimierte Resultat einem Minimum der Zielfunktion entspricht.

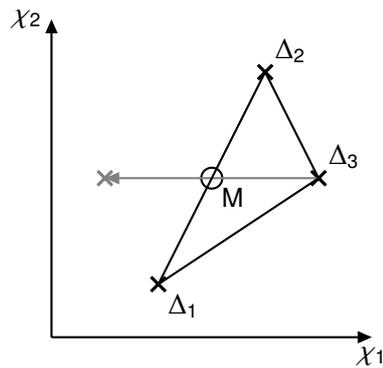
#### Downhill-Simplex-Algorithmus

Es gibt eine Vielzahl weiterer Lösungsverfahren von Optimierungsproblemen, die mit numerischen Verfahren ausgewertet werden. Ziel dieser Algorithmen ist es, ein Optimum der Zielfunktion zu finden, ohne den gesamten Wertebereich der Eingangsparameter auswerten zu müssen. Eine beliebte Methode, die auch in dieser Dissertation ausgiebig zum Einsatz kam, ist das Downhill-Simplex-Verfahren auf Grundlage von [61].

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_1 \\ \vdots \\ \Delta_{n_x+1} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Ein Simplex besteht aus  $n_x + 1$  Kombinationen der  $n_x$  Parameter (2.49), die zur Optimierung variiert werden. Mit dem Downhill-Simplex-Algorithmus nach Nelder und Mead [61] wird die Zielfunktionen an allen Punkten des Simplex ausgewertet und entsprechend des Ergebnisses werden die Punkte sortiert.

In jeder Iteration wird der Punkt mit dem schlechtesten Ergebniswert am Mittelpunkt der restlichen Punkte reflektiert und dort ausgewertet. Die Reflexion geschieht in dem  $n_x$ -dimensionalem Raum (siehe Beispiel in Abb. 2.3), den die Kombinationen der Eingangsparameter, welche den Simplex bilden, aufspannen. Zusammen mit Expansion, Kontraktion und Komprimierung wird dadurch der Simplex derart verändert, dass er sich um ein lokales Minimum anordnet und anschließend zusammenzieht.



**Abbildung 2.3.** – Beispiel einer Reflexion bei einem Simplex mit zwei Parametern. Der Punkt des Simplex mit dem schlechtesten Ergebniswert  $\Delta_3$  wird an dem Mittelpunkt  $M$  der übrigen Punkte reflektiert

Jede dieser Operationen des Algorithmus wird über einen Parameterwert eingestellt. Der Parameter  $\sigma_1$  bestimmt den Abstand der Reflexion,  $\sigma_2$  gibt die Länge der Expansion an während  $\sigma_3$  die Kontraktion und  $\sigma_4$  die Komprimierung steuert. Aus [61] wurden folgende Begrenzungen für diese Werte abgeleitet:

$$\sigma_1 > 0; \quad \sigma_2 > \max(\sigma_1, 1); \quad 0 < \sigma_3 < 1; \quad 0 < \sigma_4 < 1 \quad (2.50)$$

Meist werden die Standardwerten (2.51) genutzt, wie beschrieben in [62].

$$\sigma_1 = 1; \quad \sigma_2 = 2; \quad \sigma_3 = 0.5; \quad \sigma_4 = 0.5 \quad (2.51)$$

Durch die einfachen geometrischen Operationen an dem Simplex soll erreicht werden, dass sich dessen Form an die Oberfläche der Zielfunktion anpasst und möglichst leicht den abfallenden Funktionswerten folgt. Nach einer ausreichenden Anzahl Schritte erhält man eine Wertekombination für die Eingangsparameter, bei dem die Zielfunktion annähernd ihren lokalen Minimalwert annimmt.

Dieser Algorithmus konvergiert im Vergleich zu ableitungsbasierten Methoden langsamer, weist allerdings ein robustes Verhalten auf, da kein Gradient an den berechneten Punkten ausgewertet wird. Er kann somit bei Funktionen mit Unstetigkeiten und Rauschen eingesetzt werden, wie sie auftreten können, wenn die Zielfunktion Ergebnisse aus numerischen Simulationen auswertet. Dank dieser Eigenschaft ist das Downhill-Simplex Verfahren ein etabliertes Werkzeug zur numerischen Optimierung für Fälle, in denen der Gradient der Zielfunktion nicht mit vertretbarem Aufwand berechnet werden kann. In dieser Dissertation wurde dieser Algorithmus ausgiebig eingesetzt, weil neben den genannten Vorteilen auf eine für elektrische Maschinen angepasste Version zurückgegriffen werden konnte, welche für die Forschungen in [63] eingesetzt wurde.

### 2.3.3. Konvergenzkriterium und multikriterielle Optimierung

Um ein Ergebnis aus dem Optimierungsalgorithmus zu erhalten, das möglichst nahe an dem (unbekannten) Optimum liegt, ist die Wahl eines geeigneten Abbruchkriteriums sehr wichtig. Das Downhill-Simplex Verfahren, wie es in [61] vorgestellt wurde, sieht die Standardabweichung der Zielfunktion an den Punkten des Simplex dafür vor. Nachteil dabei ist, dass bei einer sehr flachen Zielfunktion der Algorithmus beendet werden kann, während die einzelnen Punkte des Simplex sehr weit voneinander entfernt sind.

Aus diesem Grund wurde in [64] vorgeschlagen, dass die Bewegung oder die Größe des Simplex als Konvergenzkriterium herangezogen wird. In [65] wird die Bewertung der Konvergenz nach Abweichung der Werte an den Punkten des Simplex und die Bewertung nach Größe des Simplex gegenüberstellend erwähnt. Ausgehen von diesen Erkenntnissen, wird im Weiteren die Größe des Simplex  $D_{\Delta}$ , die Summe der Abstände aller Punkte von ihrem gemeinsamen Mittelpunkt, als Konvergenzkriterium vorgeschlagen. Damit wird sichergestellt, dass das Ziel des Algorithmus, also die Annäherung an den Optimalpunkt, erfüllt ist.

Ebenfalls muss beachtet werden, dass eine Optimierung nach numerischen Methoden stets nur ein lokales Extremum finden kann. Dementsprechend kann es vorkommen, dass nach der Konvergenz des Algorithmus noch nicht das Optimum der Zielfunktion für den Wertebereich der Eingangsparameter gefunden wurde. Aufgrund numerischer Fehler kann sogar ein Punkt gewählt werden, der kein tatsächlicher Extrempunkt ist. In diesem Fall ist ein nochmaliges Vergrößern des Simplex nach der ersten Konvergenz sinnvoll [66], um den allgemeinen Trend der Zielfunktion in einem weiteren Radius um den resultierenden Punkt in Betracht zu ziehen. Um sicher zu gehen, dass der gefundene Extrempunkt das beste Optimum im Wertebereich ist, sollte die Optimierung ebenfalls von unterschiedlichen Initialpunkten mehrmals gestartet werden.

In den seltensten Fällen ist eine Optimierung vorzunehmen, bei der lediglich ein Ziel verfolgt werden soll. Sobald mehrere Größen betrachtet werden, die unabhängig voneinander sind, ist es unwahrscheinlich, dass es einen Punkt gibt, an dem alle Kriterien optimiert sind. Deswegen sollte die Zielfunktion so definiert werden, dass das Ergebnis Pareto-optimal ist. Die Pareto-Menge beinhaltet alle Lösungen, bei denen kein Kriterium verbessert werden kann, ohne ein anderes zu verschlechtern. Eine gängige Implementierung kann durch Nutzung einer gewichteten Summe verschiedener Kriterien  $K$  als Zielfunktion erreicht werden, da in diesem Fall das Optimierungsergebnis stets Teil der Pareto-Menge ist [67].

$$\zeta(\Delta_1) = \sum w_n \cdot K_n(\Delta_1) \quad (2.52)$$

Eine solche Zielfunktion (2.52) weist den einzelnen Kriterien einen entsprechenden Wichtungsfaktor  $w$  zu, der beliebig gewählt werden kann. Damit kann jedem Ziel der Optimierung eine bestimmte Priorität zugeordnet werden. Bei dem Zusammenstellen der Zielfunktion ist jedoch unter anderem zu beachten, dass sich die Größenordnung der Kriterien gegebenenfalls stark unterscheidet, weshalb eine Normierung notwendig ist [68].

$$\zeta(\Delta_1) = \prod K_n(\Delta_1)^{w_n} \quad (2.53)$$

Die Normierung und damit verbundene Verzerrung der Wichtungsfaktoren kann vermieden werden, indem die Zielfunktion als gewichtetes Produkt (2.53) ausgelegt wird [69]. Dieser Ansatz bewahrt die qualitative Form der Zielfunktion und damit die garantierte Pareto-Optimalität des Optimierungsergebnisses. Gleichzeitig ist sie durch die fehlende Normierung einfacher umzusetzen und anzuwenden.

## 2.4. Modellierung und Simulation

In den meisten Anwendungen wird das Verhalten elektrischer Maschinen mittels charakteristischer Größen simuliert, um z. B. die Regelung eines Antriebssystems auszulegen. Zur Berechnung dieser Kennwerte ausgehend von ihrer Geometrie und den Materialparametern ist es möglich, die elektromagnetischen Feldgleichungen (2.1) - (2.4) analytisch zu lösen. Gewisse Vereinfachungen mussten jedoch bei der Umsetzung getroffen werden, um die Gleichungen in geschlossener Form aufstellen zu können. Meistens

beschränkt man sich auf die Beschreibung der magnetischen Felder im Luftspalt der Maschine, die von Läufer und Stator hervorgerufen werden. Um jedoch auch die Möglichkeit zu haben, komplexe Geometrien zu hinterlegen und den genauen Feldverlauf innerhalb des Materials auszuwerten, wurde in dieser Arbeit auf die Finite-Elemente-Methode (FEM) zurückgegriffen.

### 2.4.1. Finite Elemente Methode

Bei der FEM handelt es sich um ein Werkzeug zur numerischen Berechnung von physikalischen Phänomenen. Meist wird es zur Simulation von Feldverläufen realer Systeme eingesetzt. Diese werden als zwei- oder dreidimensionale Geometrie nachgebildet und an den Grenzflächen werden entsprechende Randbedingungen festgelegt. Das übrige Gebiet wird nach Hinterlegung der physikalischen Parametern in die namensgebenden finiten Elemente aufgeteilt, was als Vernetzung bezeichnet wird. Unter Nutzung der Randbedingungen und Materialparameter werden jedem Element Ansatzfunktionen zugeteilt, die das gesuchte physikalische Phänomen beschreiben. Auf die gesamte Geometrie angewandt, ergibt sich damit ein umfangreiches Gleichungssystem. Wenn die Anzahl der Elemente klein genug ist, kann ein direkter Löser für die Berechnung des Gleichungssystems zum Einsatz kommen, meist müssen jedoch numerische Näherungsverfahren genutzt werden. Dabei handelt es sich um einen iterativen Prozess, der in jedem Iterationsschritt eine angenäherte Lösung ausgibt, die zunehmend genau das reale physikalische Verhalten beschreibt. Die Übereinstimmung von der Näherung mit dem realen System hängt zum einen von der Genauigkeit der Modellierung ab und zum anderen von der Anzahl an finiten Elementen. Da die Anzahl der Elemente die Größe des zu lösenden Gleichungssystems beeinflusst, muss bei der Vernetzung ein Kompromiss zwischen Genauigkeit des Ergebnisses und dem benötigten Rechenaufwand getroffen werden [70, 71].

Der genaue Aufbau eines solchen Modells und die Implementierung der relevanten physikalischen Zusammenhänge wird im weiteren Verlauf der Dissertation am Beispiel der Linearmaschine beschrieben, die optimiert wurde.

### 2.4.2. Betriebssimulation

Diese genaue Simulation der physikalischen Vorgänge in einer elektrischen Maschine ist für ein Modell, welches das Betriebsverhalten eines Antriebssystems nachbilden soll nicht geeignet, da die Rechenzeit den vertretbaren Rahmen sprengen würde. Aus diesem Grund wird die Charakteristik der Maschine anhand der resultierenden Parameter wie z. B. Widerstand, Induktivität, bewegte Masse und Verlauf der Flussverkettung hinterlegt. Die Modellierung erfolgt auf Grundlage des ESB und der Spannungsgleichungen im feldorientierten Koordinatensystem (2.36), (2.37) sowie der Bewegungsgleichung (2.16). Um Berechnungen mit zeitlichen Ableitungen zu vermeiden, wird die Laplace-Transformation angewendet und das Antriebssystem im Bildbereich beschrieben, womit anstelle der zeitabhängigen Darstellung der komplexe Frequenzparameter  $s = \sigma + j \cdot \omega$  eingeführt wird.

$$L_d \cdot s \cdot i_d = u_d - R \cdot i_d + \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.54)$$

$$L_q \cdot s \cdot i_q = u_q - R \cdot i_q - \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L_d \cdot i_d - \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \quad (2.55)$$

$$m \cdot s^2 \cdot x = \sum F \quad (2.56)$$

Zur weiteren Vereinfachung wird davon ausgegangen, dass die Komponenten der Induktivitätsmatrix den gleichen Wert haben  $L_d = L_q = L$ , womit sich die Berechnung der Maschinenkraft vereinfacht zu:

$$F_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q = \frac{3}{2} \cdot K_F \cdot i_q \quad (2.57)$$

Gleichzeitig wird die Kopplung der Spannungsgleichung beider Achsen vernachlässigt, um sie unabhängig voneinander modellieren und regeln zu können. Dies kann praktisch durch die Steuerbedingung für PM-Maschinen aus [72] (Vorsteuerung eine Spannung in beiden Achsen) sowie der Regelung des d-Stroms auf  $i_d = 0$  A erreicht werden.

$$L_d \cdot s \cdot i_d = u_d - R \cdot i_d \quad (2.58)$$

$$L_q \cdot s \cdot i_q = u_q - R \cdot i_q - K_F \cdot v \quad (2.59)$$

Die resultierenden Gleichungen können mit einem Signalfussplan dargestellt werden, woraus deutlich wird, dass eine feldorientiert angesteuerte Synchronmaschine sich wie eine Gleichstrommaschine verhält.

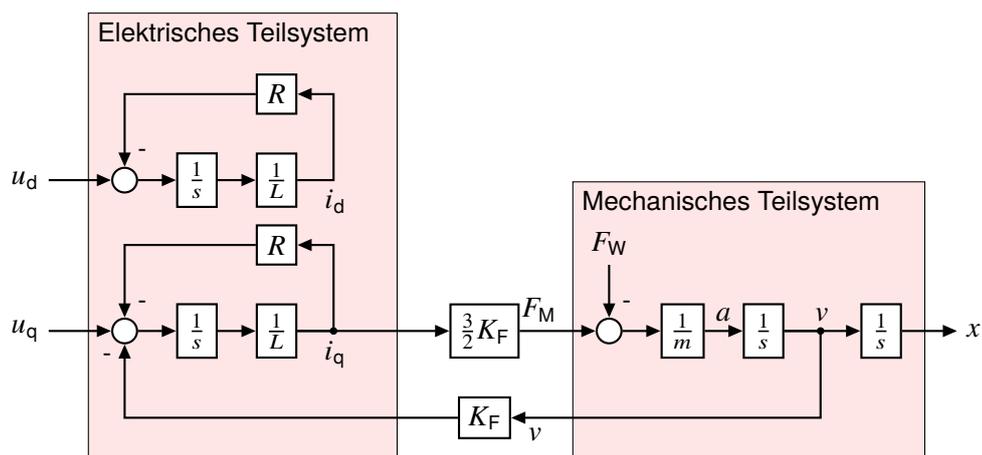


Abbildung 2.4. – Signalfussplan einer elektrischen Linearmaschine in d-q-Koordinaten

Aus den Spannungsgleichungen (2.58) und (2.59) ergibt sich das Übertragungsverhalten der Maschine zwischen Strom und Spannung in d- und q-Achse. Die elektromotorische Kraft (EMK) in der q-Achse kann dabei als Störgröße angesehen und wie die Kreuzkopplung zwischen d- und q-Achse mittels Vorsteuerung der Spannung kompensiert und nicht in die Übertragungsfunktion aufgenommen werden. Somit ergibt sich für beide Gleichungen die selbe Übertragungsfunktion

$$G_M(s) = \frac{i_d}{u_d} = \frac{i_q}{u_q} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R} \cdot s + 1} \quad (2.60)$$

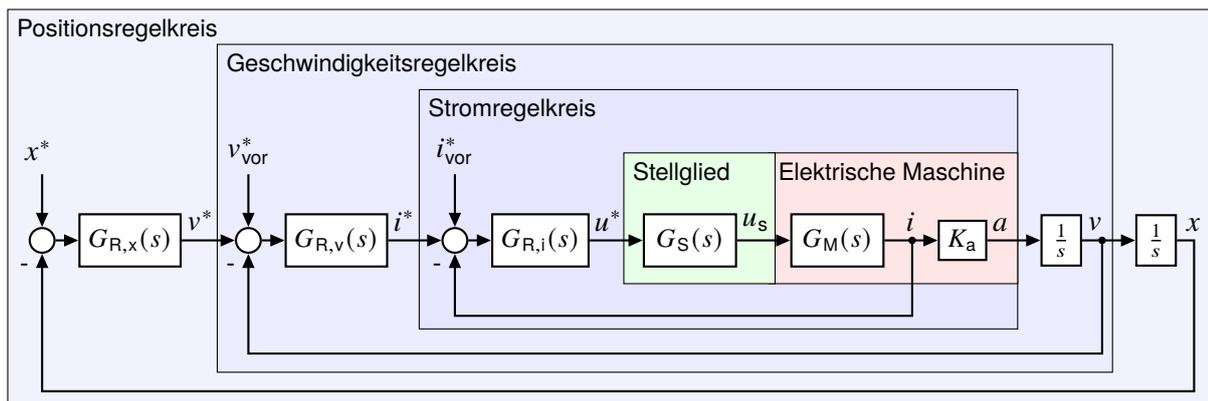
Auf dieser Grundlage lässt sich die Regelung einer permanent-erregten elektrischen Maschine auslegen.

## 2.5. Regelung

Die allgemeine Regelungstechnik ist ein sehr weites Feld, das für die in dieser Arbeit eingesetzten Werkzeuge nicht tiefgreifend betrachtet werden muss. Aus diesem Grund wird nachfolgend lediglich ein kurzer Überblick zu den Regelungsstrategien für elektrische Maschinen basierend auf [72] geboten werden. Ausgangspunkt soll die Beschreibung des Antriebssystems im Laplace Bereich bilden, wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben. Um bei einer nicht trivialen Regelstrecke eine bestimmte Dynamik mit Anforderungen an die Anregelzeit, Überschwingweite und das Störverhalten einzuhalten, sind erweiterte Regelkreisstrukturen notwendig. Als eine mögliche Regelungsstruktur sei die Zustandsregelung erwähnt, bei der die Stellgröße der Strecke von einem Regler bestimmt wird, der alle Zustände des Systems auswertet. Die Auslegung eines solchen Reglers erfolgt z. B. auf Grundlage des Übertragungsverhaltens des Systems bei geschlossener Regelung mittels Polvorgabe. Da häufig nicht alle Zustände eines Systems direkt messbar sind, erfordert eine solche Regelung einen Beobachter zur Rekonstruktion der Zustände aus den Eingangs- und Ausgangsgrößen. Dieses Konzept verlässt sich auf exakte Kenntnis über die Regelstrecke. Eine Erleichterung zur Inbetriebnahme der Systems kann bei Nutzung einer kaskadierten Regelung geschaffen werden.

### 2.5.1. Kaskadierte Regelung

In einer kaskadierten Regelungsstruktur werden mehrere separate Regler eingesetzt und einander überlagert angeordnet. Der Vorteil davon ist die Möglichkeit der schrittweisen Inbetriebnahme des zu regelnden Systems, indem die innersten Regelkreise geschlossen und optimiert werden, ohne die komplette Systemdynamik betrachten zu müssen. Ebenso ermöglicht sie die Begrenzung der inneren Stellgrößen, was aufgrund von Einschränkungen des realen Systems nötig sein kann. Zudem werden die in einem Abschnitt der Regelstrecke auftretenden Störgrößen von dem zugeordneten Regler kompensiert, was deren Einfluss auf das gesamte System reduziert. Bezogen auf ein elektrisches Antriebssystem bildet der Stromregelkreis den innersten Regler, der die Stellspannung für den Antrieb vorgibt. Der Stromsollwert wird von einem Geschwindigkeitsregler vorgegeben, dem wiederum ein Positionsregler überlagert sein kann.



**Abbildung 2.5.** – Vereinfachte Struktur einer kaskadierten Regelung mit Sollwertvorsteuerung am Beispiel einer Linearmaschine

Abbildung 2.5 zeigt eine typische Regelungsstruktur für eine kaskadierte Regelung. Die Auswahl der Regler für die einzelnen Stellgrößen richtet sich nach dem Übertragungsverhalten der jeweiligen Regelstrecke.

Allgemein kann dies nach dem Dämpfungsoptimum erfolgen, bei dem das Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises vorgegeben wird. Daraus ergibt sich ein Reglerpolynom mit Proportional-, Integral- und/oder Differentialanteilen (P, I, D), deren Koeffizienten zur Bestimmung des gewünschten Übertragungsverhaltens gewählt werden. In der Antriebstechnik kommen meist P- und PI-Regler zum Einsatz, die nach dem Betragsoptimum (BO) oder symmetrischen Optimum (SO), beides Spezialfälle des Dämpfungsoptimums, ausgelegt werden [72]. Ebenfalls in der Abbildung 2.5 gezeigt ist die Vorsteuerung der Sollwerte unterlagerter Regelgrößen, die in der kaskadierten Regelung zur deutlichen Verbesserung der Dynamik des Führungsverhaltens und zur Aufschaltung und Kompensation von bekannten Störgrößen genutzt werden kann.

Die in diesem Kapitel dargestellten Zusammenhänge bilden die Grundlage für die Forschungsarbeit, welche im folgenden beschrieben wird. Es wurde dabei die Problematik der Optimierung von Linearmaschinen für alternierende Bewegungen deutlich gemacht. Ein neuartiger Ansatz zur Bewältigung dieser Herausforderung, der im Rahmen dieser Dissertation erarbeitet wurde, ist im nachfolgenden Kapitel erläutert.

### 3. Analytische Betrachtungen zur Maschinenauslegung

Als Schwerpunkt für die Auslegung elektrischer Linearmaschinen für periodische Bewegungen wurde in dieser Arbeit die Optimierung der Energieeffizienz gewählt. Um dies zu erreichen, ist im ersten Schritt die Beschreibung der Verluste aufgestellt worden. Im Gegensatz zu den etablierten Auslegungsverfahren für elektrische Maschinen lag hier die Besonderheit darin, dass Beschleunigungsvorgänge dabei berücksichtigt wurden. Daher erlangte die bewegte Masse und damit die Dimensionierung der Maschine eine höhere Bedeutung. Maßnahmen zur Reduzierung der nötigen Beschleunigungskräfte wurden herausgearbeitet und bewertet.

#### 3.1. Einfluss von Periodischen Bewegungsabläufen

Besonderes Augenmerk bei der Beschreibung der Verluste ist auf den Einfluss der Maschinengröße gelegt worden. Konventionell wurde stets die Reduzierung der bewegten Masse angestrebt, um die Beschleunigungskräfte gering zu halten. Gleichzeitig kann jedoch eine größere elektrische Maschine höhere Kräfte aufbringen und somit auftretende Lastkräfte mit geringeren Verlusten überwinden. Dieses Verhalten und weitere Einflüsse wurden in der folgenden Beschreibung der Verluste von Linearmaschinen für periodische Bewegungen beachtet und darauf aufbauend erste Schlussfolgerungen bezüglich der Dimensionierung einer solchen Maschine gezogen. Die Ergebnisse der Forschungen, welche in diesem Kapitel beschrieben sind, wurden ebenfalls in den Publikationen [2, 3] diskutiert.

Aus der Literaturrecherche ging bereits hervor, dass permanent erregte Maschinen Vorteile bezüglich der Kraftdichte und Energieeffizienz versprechen. Da ihr Verhalten ebenfalls mit einfachen Gleichungen analytisch angenähert werden kann, fokussieren sich die folgenden Untersuchungen auf PMSMs.

##### 3.1.1. Analyse der Kupferverluste

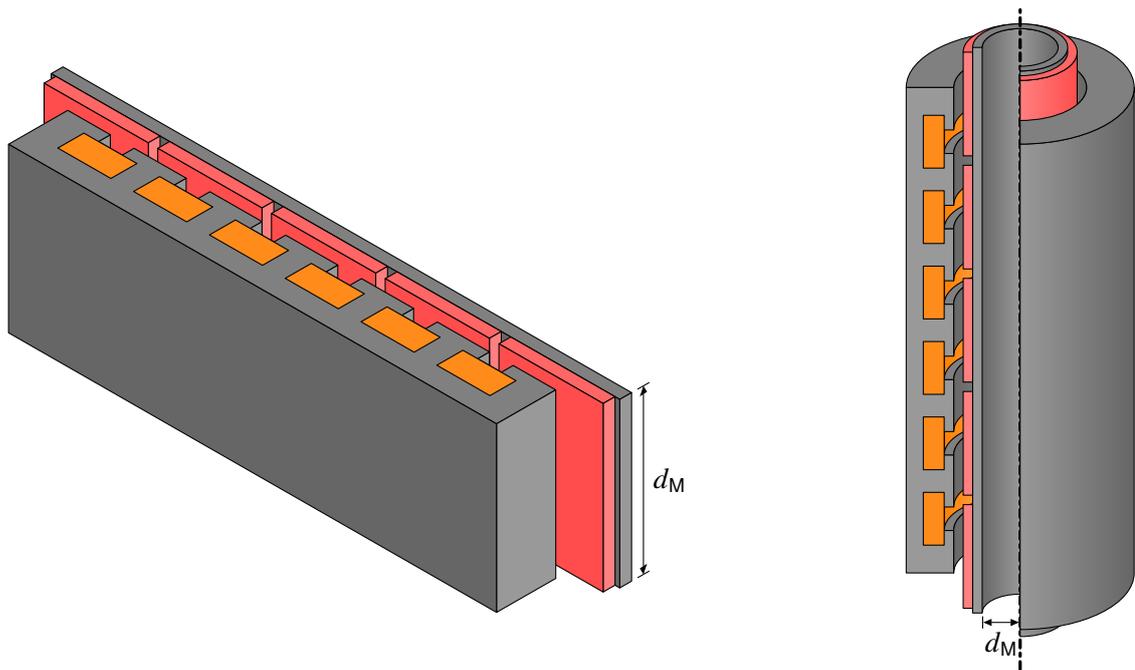
Die Kupferverluste, welche in den Wicklungen des Primärteils gemäß (2.13) auftreten, werden nachfolgend betrachtet. Dabei wurde zur Vereinfachung von einer feldorientiert angesteuerten Maschine ausgegangen, bei der ausschließlich der kraftbildende Strom in der q-Achse eingepreßt wird. Dieser Strom ergibt sich für eine vorgegebene Belastung mit Beschleunigung  $a$  und Gegenkraft  $F_W$  aus der Maschinenkraft (2.56), welche aus dem Kräftegleichgewicht (2.16) wie folgt abgeleitet werden kann:

$$\frac{3}{2} \cdot i_q \cdot K_F = m \cdot a + F_W \quad (3.1)$$

Während der Auslegung einer Maschine ist es häufig der Fall, dass die genauen Parameter der Wicklung noch nicht bekannt sind. In diesem Fall ist eine angepasste Darstellung von (3.1) sinnvoll. Aus diesem Grund wird die Maschinenkraft abhängig von der Stromdichte  $J$  im Wickelfenster über den Stromdichte-Kraft-Faktor  $K_{F,J}$  ausgedrückt:

$$K_{F,J} = \frac{F_M}{J} \quad (3.2)$$

Maßgeblichen Einfluss auf die nötige Maschinenkraft hat die Masse  $m$  des Läufers, die ebenso wie die Kraftkonstante  $K_{F,J}$  von der Größe des Aktors abhängt.



**Abbildung 3.1.** – Definitionen des Parameters  $d_M$  zur Beschreibung der Maschinengröße bei einer flachen und tubulären Linearmaschine

Diese Zusammenhänge können vereinfacht dargestellt werden, indem für die Maschine eine bestimmte Querschnittsgeometrie angenommen wird. Ein Volumen wird damit aufgespannt, indem man es mit der Maschinengröße  $d_M$  multipliziert. Lediglich den Maschinenquerschnitt zu betrachten ist ein etablierter Ansatz zur Auslegung der Geometrie, wenn der Feldverlauf ausschließlich in dieser Ebene variiert [35, 73, 74, 48]. Dies erleichtert ebenfalls die numerische Lösung mittels FEM, da auf 2D-Modelle zurückgegriffen werden kann, was signifikant Rechenzeit einspart [75, 58]. Da die Luftspaltfläche für eine gegebene Geometrie die Leistungsfähigkeit einer Maschine bestimmt, kann für tubuläre und flache Linearmaschinen nach Abbildung 3.1 die Kraftkonstante auf die Maschinengröße  $d_M$  bezogen werden.

$$K_{F,J} = K'_{F,J} \cdot d_M \quad (3.3)$$

$$m = \rho_m \cdot A \cdot d_M = m' \cdot d_M \quad (3.4)$$

Da die Luftspaltfläche linear mit  $d_M$  wächst, ergibt sich nach (3.3) die auf  $d_M$  bezogene Kraftkonstante  $K'_{F,J}$ . Für die Läufermasse  $m$  gilt gemäß deren Berechnung aus dem Volumen  $A \cdot d_M$  mit der Dichte  $\rho_m$  ebenfalls

### 3.1. Einfluss von Periodischen Bewegungsabläufen

---

ein linearer Zusammenhang zu  $d_M$  gemäß (3.4), wie aus Abbildung 3.1 abgeleitet werden kann.

$$F_M = K'_{F,J} \cdot d_M \cdot J \quad (3.5)$$

$$\Rightarrow J \cdot K'_{F,J} \cdot d_M = m' \cdot d_M \cdot a + F_W \quad (3.6)$$

Mit der Beschreibung für  $K'_{F,J}$  ergibt sich die Maschinenkraft  $F_M$  gemäß (3.5). Zusammen mit (3.4) kann dann (3.1) umgeschrieben und abhängig von  $J$  und  $d_M$  ausgedrückt werden (3.6).

Im nächsten Schritt soll die Stromdichte für eine zeitlich abhängige Belastung hergeleitet werden, die von einem Verlauf  $a(t)$  und  $F_W(t)$  gekennzeichnet ist. Damit ergibt sich für die zeitabhängige Stromdichte  $J(t)$ :

$$J(t) = \frac{m'}{K'_{F,J}} \cdot a(t) + \frac{F_W(t)}{K'_{F,J}} \cdot \frac{1}{d_M} \quad (3.7)$$

Dabei handelt es sich weiterhin nicht um den zeitlichen Verlauf der Stromdichte in einzelnen Phasen einer Maschine, sondern die Amplitude des Raumzeigers. Mit dem Ausdruck für die Stromdichte abhängig von der Belastung wird zur Berechnung der Kupferverluste übergegangen. Zu diesem Zweck wird auch für den Wicklungswiderstand  $R$  eine Darstellung gewählt, welche die Maschinengröße beinhaltet, da dieser ebenfalls linear von  $d_M$  abhängt:

$$R = \frac{3}{2} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{d_M}{A_{Cu}} \quad (3.8)$$

Davon ausgehend kann (2.13) angepasst werden, um die ohmschen Verluste aufgrund einer Stromdichte in einem Kupfervolumen auszudrücken. Da es sich um den Raumzeiger handelt, ist der Faktor  $\frac{3}{2}$  für die Verluste in der gesamten Maschine einzufügen.

$$p_{Cu}(t) = \frac{3}{2} \cdot J(t)^2 \cdot A_{Cu}^2 \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{d_M}{A_{Cu}} \quad (3.9)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot J(t)^2 \cdot A_{Cu} \cdot \rho_{Cu} \cdot d_M \quad (3.10)$$

Für das Produkt aus Wickelfensterfläche  $A_{Cu}$  und spezifischem Widerstand  $\rho_{Cu}$  wird der bezogene Widerstand  $R'$  eingeführt:

$$R' = \frac{3}{2} \cdot \rho_{Cu} \cdot A_{Cu} \quad (3.11)$$

Mit (3.11) ergibt sich die Verlustleistung aus (3.9) zu:

$$p_{Cu}(t) = J(t)^2 \cdot R' \cdot d_M \quad (3.12)$$

Daraus wird deutlich, dass neben der Läufermasse und der Kraftkonstante auch die Verlustleistung direkt von der Maschinengröße abhängt, da das Volumen, in dem durch den Stromfluss Kupferverluste auftreten, davon bestimmt wird. Laut (3.12) gilt, dass die Kupferverluste mit zunehmender Maschinengröße ansteigen, während (3.7) deutlich macht, dass die nötige Stromdichte für einen Bewegungszyklus abnimmt. Damit zeichnet sich bereits ab, dass es aufgrund der entgegenlaufenden Tendenzen ein Optimum für die Dimensionierung der Maschine gibt.

Wenn für die Belastung von einem periodischen Vorgang mit Periodendauer  $T_m$  ausgegangen wird, kann die mittlere Verlustleistung im Kupfervolumen auf Grundlage von (2.43) ausgedrückt werden. Die mittlere Leistung, die von einem zeitabhängigen Strom an einem Widerstand umgesetzt wird, ergibt sich definitionsgemäß aus dem Effektivwert des Stroms. Damit erhält man für die Kupferverluste:

$$P_{Cu} = \tilde{J}^2 \cdot R' \cdot d_M \quad (3.13)$$

Der Effektivwert des Stromdichteraumzeigers  $\tilde{J}$  lässt sich aus (3.7) bestimmen:

$$\tilde{J} = \sqrt{\frac{1}{T_m} \cdot \int_0^{T_m} \left( \frac{m'}{K'_{F,J}} \cdot a(t) + \frac{1}{K'_{F,J} \cdot d_M} \cdot F_W(t) \right)^2 dt} \quad (3.14)$$

$$\tilde{J} = \sqrt{\frac{1}{T_m \cdot K'_{F,J}{}^2} \cdot \left( m'^2 \int_0^{T_m} a(t)^2 dt + \frac{2 \cdot m'}{d_M} \int_0^{T_m} a(t) \cdot F_W(t) dt + \frac{1}{d_M^2} \int_0^{T_m} F_W(t)^2 dt \right)} \quad (3.15)$$

Um die Übersichtlichkeit zu verbessern, werden die einzelnen Integrale in (3.15) substituiert. Somit ergeben sich die Parameter des Belastungsprofils  $\alpha$ ,  $\beta$  und  $\gamma$ , die folgendermaßen definiert sind:

$$\alpha = \int_0^{T_m} a(t)^2 dt \quad (3.16)$$

$$\beta = \int_0^{T_m} a(t) \cdot F_W(t) dt \quad (3.17)$$

$$\gamma = \int_0^{T_m} F_W(t)^2 dt \quad (3.18)$$

Erwartungsgemäß hat nach (3.16) die effektive Beschleunigung und nach (3.18) die effektive Belastungskraft einen deutlichen Einfluss auf den Effektivwert der Stromdichte. Beide Parameter sind aufgrund der Quadratbildung stets positiv. Dazu kommt die Kombination aus Beschleunigung und Belastung (3.17), welche auch einen negativen Wert annehmen kann, da die Lastkraft ebenfalls die nötige Beschleunigungskraft ausgleichen kann. Damit lässt sich  $\tilde{J}$  aus (3.15) ausdrücken als:

$$\tilde{J} = \sqrt{\frac{1}{T_m \cdot K'_{F,J}{}^2} \cdot \left( m'^2 \cdot \alpha + \frac{2 \cdot m'}{d_M} \cdot \beta + \frac{1}{d_M^2} \cdot \gamma \right)} \quad (3.19)$$

Nach Einsetzen von (3.19) in (3.13) ergibt sich für die Berechnung der Kupferverluste:

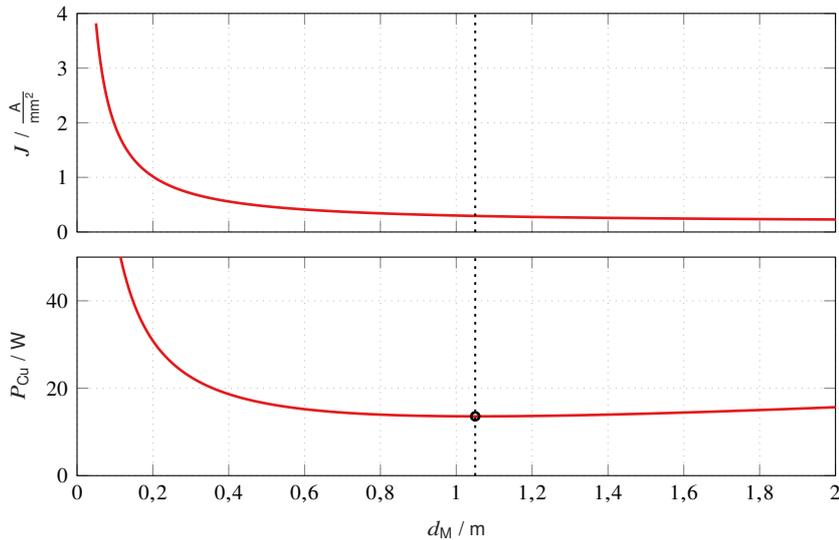
$$\Rightarrow P_{Cu} = \frac{R'}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m} \cdot \left( 2 \cdot m' \cdot \beta + \frac{m'^2 \cdot \alpha \cdot d_M^2 + \gamma}{d_M} \right) \quad (3.20)$$

Mit diesen Gleichungen können erste Aussagen über das Verhalten der Verlustleistung elektrischer Maschinen bei periodischen Bewegungen getroffen werden. Zudem ergibt sich durch die Separation von  $d_M$  ein Ansatz für die Dimensionierung einer Linearmaschine. Zur Einschätzung des Verhaltens der Maschine für einen bestimmten Bewegungszyklus kann dieser mit der Periodendauer  $T_m$  und den Parametern  $\alpha$ ,  $\beta$  und  $\gamma$  beschrieben werden. Die Charakteristik der Maschine ist in dem Widerstandsparameter  $R'$ , der bezogenen Kraftkonstante  $K'_{F,J}$  sowie der bezogenen Läufermasse  $m'$  hinterlegt, welche von dem Querschnitt der Geometrie und den Materialparameter abgeleitet werden können.

Als Teil der Auslegung konnte die Dimensionierung der Maschine auf diesen Grundlagen geschehen. Das

### 3.1. Einfluss von Periodischen Bewegungsabläufen

allgemeine Ziel ist die Minimierung der Gesamtverluste. Daher sollte als erster Schritt geprüft werden, ob eine analytische Optimierung möglich ist. Für die Stromdichte (3.19) ist nicht allgemein gültig, dass sie ein lokales Minimum in Abhängigkeit von  $d_M$  aufweist. Das Verhalten ist hier von den Vorzeichen des Lastparameters  $\beta$  abhängig. Dahingegen lässt sich von der Verlustleistung am ohmschen Widerstand (3.20) eindeutig sagen, dass ein lokales Minimum bei einer bestimmten Maschinengröße auftreten muss, da  $\alpha$  und  $\gamma$  stets positiv sind.



**Abbildung 3.2.** – Abhängigkeit des Effektivwerts der Stromdichte und der Kupferverluste von der Größe der Maschine für einen beispielhaften Belastungsverlauf

Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 3.2 aufgezeigt. Hierfür wurde eine Querschnittsgeometrie einer linearen PMSM simuliert. Die Parameter für einen beispielhaften, periodischen Verlauf von Beschleunigung und Lastkraft (siehe Anhang B, Abbildung B.1) wurden errechnet und zusammen mit den Maschinenparametern in (3.19) und (3.20) eingesetzt. Es ist zu erkennen, dass die nötige Stromdichte bei zunehmender Maschinengröße abnimmt, der Gradient jedoch immer kleiner wird. Da das Kupfervolumen währenddessen linear ansteigt, nimmt ab einem Punkt die Verlustleistung wieder zu, was das erwartete Optimum definiert. Die analytische Beschreibung der optimalen Maschinengröße kann auf Grundlage von (3.20) hergeleitet werden. Nach Auswertung der Extrempunkte durch Ableiten von  $P_{Cu}$  zeigt sich, dass die Maschinengröße nach (3.22) optimiert werden kann.

$$\min_{d_M} \left\{ \frac{m'^2 \cdot \alpha \cdot d_M^2 + \gamma}{d_M} \right\} = 2 \cdot m' \cdot \sqrt{\alpha \cdot \gamma} \quad (3.21)$$

$$\text{bei: } d_M = \sqrt{\frac{\gamma}{m'^2 \cdot \alpha}} \quad (3.22)$$

$$\Rightarrow P_{Cu, \min} = \frac{2 \cdot m' \cdot R'}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m} \cdot (\beta + \sqrt{\alpha \cdot \gamma}) \quad (3.23)$$

$$\Rightarrow \tilde{J}_{\text{opt}} = \frac{m'}{K'_{F,J}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha}{T_m} \cdot \left( \frac{\beta}{\sqrt{\alpha \cdot \gamma}} + 1 \right)} \quad (3.24)$$

Gleichung (3.23) beschreibt einen einfachen Zusammenhang zwischen Kupferverlusten und dem Be-

lastungszyklus. Dabei können die Lastparameter allein in einem Term isoliert werden, sodass einzelne Maschinencharakteristika nicht mit einem Parameter der Bewegung gewichtet werden. Bezüglich der Kupferverluste bei einer periodischen Bewegung kann der Querschnitt der Maschinengeometrie, beschrieben von  $m'$ ,  $R'$  und  $K'_{F,J}$ , somit von der Belastung unabhängig optimiert werden. Der geforderte Bewegungszyklus bestimmt lediglich die Größe der Maschine nach dem Zusammenhang in (3.22).

### 3.1.2. Analyse der Eisenverluste

Zur Auswertung der Gesamtverluste auf der elektrischen Seite des Antriebssystems mussten die Eisenverluste ebenfalls betrachtet werden. Aufgrund der inhärent komplizierten Beschreibung von Eisenverlusten bei elektrischen Maschinen konnte kein so überschaubarer Ansatz wie bei den Kupferverlusten gefunden werden. Einige Vereinfachungen wurden im Vorhinein eingeführt, um das prinzipielle Verhalten der Eisenverluste beschreiben und den Einfluss des Bewegungszyklus berücksichtigen zu können. Diese treten allgemein aufgrund von zeitlich ändernder magnetischer Flussdichte in elektrisch leitfähigem oder ferromagnetischem Material auf. Ausgehend von der Funktionsweise permanent erregter Maschinen, gibt es zwei Ursachen für die Flussänderung. Zum einen erfährt sie der Primärteil während der Bewegung des Läufers durch Positionsänderung der Erregung und zum anderen führt die Bestromung der Wicklungen des Primärteils zu Änderungen des Magnetflusses. Letzteres wird maßgeblich von der Amplitude des gespeisten Stroms bestimmt, was jedoch schwierig zu quantifizieren und entkoppeln ist. Näherungsweise wurden nachfolgend die Eisenverluste ausschließlich abhängig von der Bewegung des Läufers aufgestellt.

Mit Hinblick auf das Verhalten der Kupferverluste in Abbildung 3.2 wird davon ausgegangen, dass eine optimierte Maschine mit verhältnismäßig geringer Stromdichte betrieben werden sollte. Daher wird der Einfluss des Stroms im Primärteil auf den Verlauf der magnetischen Flussdichte nicht separat betrachtet. Die Bewegung bestimmt die Eisenverluste laut (2.15) durch die Frequenz  $f$  der Feldänderung. Unter Berücksichtigung des Zusammenhangs  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  ergibt sich mit (2.35) die Abhängigkeit von  $P_{Fe}$  von der Geschwindigkeit  $v$ . Da hier von periodischen Bewegungen ausgegangen wird, wird die Frequenz abhängig von dem Mittelwert der absoluten Geschwindigkeit ausgedrückt:

$$f \propto \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^{T_m} |v(t)| dt \quad (3.25)$$

Der Zusammenhang zwischen Frequenz der Feldänderung und der mechanischen Geschwindigkeit ergibt sich über die Polteilung  $\tau_p$ :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \tau_p} \cdot \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^{T_m} |v(t)| dt \quad (3.26)$$

Die Eisenverluste  $P_{Fe,m}$  aus (2.15) sind auf die Masse des betroffenen Materials normiert.

$$P_{Fe} = P_{Fe,m} \cdot m_{Fe} = P_{Fe,m} \cdot m'_{Fe} \cdot d_M \quad (3.27)$$

Wie bereits etabliert wurde, ist die Masse einzelner Komponenten linear von der Größe der Maschine abhängig. Diesen Ansatz auf die Masse des ferromagnetischen Materials  $m_{Fe}$  angewandt, führt zur bezogenen Masse  $m'_{Fe}$  und für die gesamten Eisenverluste zu einer linearen Abhängigkeit von  $d_M$  (3.27). Die Amplitude der Flussdichte  $B$  wird durch die Querschnittsgeometrie der Maschine bestimmt und kann simulativ ermittelt werden. Zusammen mit den Materialparametern  $k_\alpha$ ,  $k_\beta$  und  $k_\gamma$  können diese Variablen

in zwei neuen Konstanten zusammengefasst werden:

$$K_{\text{Fe},1} = k_{\alpha} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \tau_p} \right)^2 \cdot B^2 \cdot m'_{\text{Fe}}; \quad K_{\text{Fe},2} = \frac{1}{2 \cdot \tau_p} \cdot k_{\beta} \cdot B^{k_{\gamma}} \cdot m'_{\text{Fe}} \quad (3.28)$$

Aus (2.15) ergibt sich mit (3.28) und (3.26):

$$P_{\text{Fe}} = \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m^2} \cdot \delta^2 + \frac{K_{\text{Fe},2}}{T_m} \cdot \delta \right) \cdot d_M \quad (3.29)$$

$$\text{mit: } \delta = \int_0^{T_m} |v(t)| dt \quad (3.30)$$

In (3.29) wird das Integral in der Mittelwertbildung (3.30) der Geschwindigkeit durch den Parameter  $\delta$  substituiert. Die Eisenverluste weisen somit ebenfalls eine deutliche Abhängigkeit von der Periodendauer der alternierenden Bewegung auf und werden von der mittleren Geschwindigkeit bestimmt. Da hier ein linearer Zusammenhang zwischen der Maschinengröße und den Verlusten besteht, war eine Minimierung der Eisenverluste bezüglich  $d_M$  nicht zweckmäßig. Es gilt, dass  $P_{\text{Fe}}$  mit zunehmender Maschinengröße ansteigt und somit zur Reduzierung der Verluste eine möglichst kleine Maschine verlangt wird.

### 3.1.3. Maschinendimensionierung

Die bis zu diesem Punkt aufgestellten Zusammenhänge für die Verluste können für die Auslegung einer elektrischen Maschine eingesetzt werden. Die gesamten Verluste  $P_v$  ergeben sich aus der Summe der Kupferverluste (3.13) und Eisenverluste (3.29):

$$P_v = \frac{2 \cdot m' \cdot R' \cdot \beta}{K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot T_m} + \frac{R'}{K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot T_m} \cdot \frac{m'^2 \cdot \alpha \cdot d_M^2 + \gamma}{d_M} + \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m^2} \cdot \delta^2 + \frac{K_{\text{Fe},2}}{T_m} \cdot \delta \right) \cdot d_M \quad (3.31)$$

Der nächste Schritt zur Dimensionierung der Maschine ist die Minimierung der Gesamtverluste  $P_v$  bezüglich  $d_M$ . Durch die Eigenschaften der beiden Summanden ist von einem Optimum von  $d_M$  auszugehen, das unterhalb des Wertes für das Minimum der Kupferverluste liegt. Dafür wird die selbe Herangehensweise wie für (3.22) gewählt:

$$\min_{d_M} \left\{ \frac{R'}{K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot T_m} \cdot \frac{m'^2 \cdot \alpha \cdot d_M^2 + \gamma}{d_M} + \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m^2} \cdot \delta^2 + \frac{K_{\text{Fe},2}}{T_m} \cdot \delta \right) \cdot d_M \right\} \quad (3.32)$$

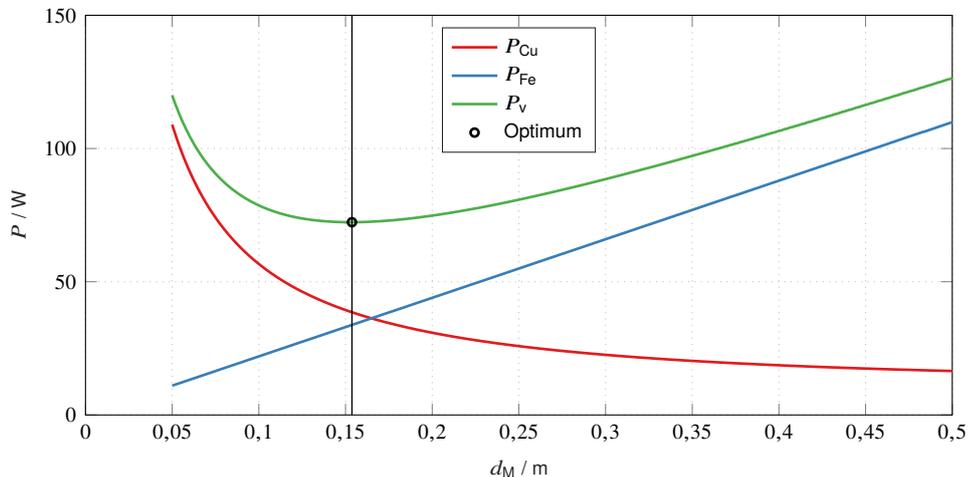
$$= \frac{2 \cdot R'}{K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot T_m} \cdot \sqrt{\gamma \cdot m'^2 \cdot \alpha + \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m} \cdot \delta^2 + K_{\text{Fe},2} \cdot \delta \right) \cdot \frac{K'_{\text{F,J}}{}^2}{R'}} \quad (3.33)$$

$$\text{bei: } d_M = \sqrt{\frac{R' \cdot \gamma}{R' \cdot m'^2 \cdot \alpha + K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m} \cdot \delta^2 + K_{\text{Fe},2} \cdot \delta \right)}} \quad (3.34)$$

$$\Rightarrow P_{v,\min} = \frac{2 \cdot R'}{K'_{\text{F,J}}{}^2 \cdot T_m} \cdot \left( m' \cdot \beta + \sqrt{m'^2 \cdot \alpha \cdot \gamma + \left( \frac{K_{\text{Fe},1}}{T_m} \cdot \delta^2 + K_{\text{Fe},2} \cdot \delta \right) \cdot \gamma \cdot \frac{K'_{\text{F,J}}{}^2}{R'}} \right) \quad (3.35)$$

Das erwartete Verhalten spiegelt sich in (3.34) wider. Der gleicher Term, der  $d_M$  in (3.22) bestimmt hatte, ist auch hier aufgegriffen und mit dem bezogenen Widerstand  $R'$  gewichtet. Dazu kommt der Term aus

der Berechnung der Eisenverluste, gewichtet mit dem Quadrat der bezogenen Kraftkonstante  $K'_{F,J}$  unter dem Bruchstrich, der das Optimum für  $d_M$  reduziert. Somit kann die optimale Maschinengröße nicht mehr ausschließlich aus den Bewegungsparametern bestimmt werden, da die entgegengesetzten Tendenzen von Kupfer- und Eisenverlusten berücksichtigt werden müssen. Gleichung (3.34) zeigt im Gegensatz zur vorigen Optimierung der Maschinengröße eine Abhängigkeit von den Belastungsparametern  $\alpha$ ,  $\gamma$  und  $\delta$ .



**Abbildung 3.3.** – Verlustleistungen der Maschine als Summe aus Kupfer- und Eisenverlusten abhängig von der Maschinengröße für einen beispielhaften Lastverlauf

Die Einflüsse beider Verlustmechanismen sind sehr gut in Abbildung 3.3 dargestellt, welche auf Grundlage von dem Verlauf in 3.2 durch Ergänzung der Eisenverluste entstand. Das Optimum der Kupferverluste liegt bei einem höheren Wert für  $d_M$ , jedoch ist der Gradient in diese Richtung sehr gering. Aufgrund des flachen Verlaufs von  $P_{Cu}$  werden die Gesamtverluste  $P_v$  bei höherem  $d_M$  von dem linearen Anstieg der Eisenverluste bestimmt. Somit ergibt sich das Optimum bei einer geringeren Maschinengröße, wo die Gradienten beider Verlustleistungen den gleichen Betrag (mit unterschiedlichen Vorzeichen) aufweisen.

## 3.2. Erweiterung der Dimensionierung

Die bisherigen Betrachtungen sind auf Grundlage deutlicher Vereinfachungen durchgeführt worden, um die prinzipiellen mathematischen Zusammenhänge übersichtlich darstellen zu können. Die resultierende Beschreibung wurde im Folgenden erweitert, damit ein größerer Bezug zu realen Systemen hergestellt werden kann. Es sollte ein Ausdruck erarbeitet werden, der in der Praxis zur Auslegung einer Linearmaschine anwendbar ist. Außerdem konnte der Einfluss von mechanischen Federn auf das Optimierungsergebnis in Betracht gezogen werden.

### 3.2.1. Einfluss weiterer Maschinenkomponenten

Die bewegte Masse der Maschine wird nicht allein von den Komponenten im Läufer der elektrischen Maschine bestimmt, die aktiv zur Krafterzeugung beitragen, wie die Permanentmagneten bzw. flussführende ferromagnetische Bauteile. Konstruktionsmaterialien sind für einen stabilen Aufbau zwingend notwendig und die Lagerung des Läufers sowie Kopplung zur Arbeitsmaschine können nicht vernachlässigt werden.

Der Einfluss dieser Komponenten auf die bewegte Masse sollte ebenfalls als abhängig von der Größe der Maschine  $d_M$  angenommen werden, darunter zählte hauptsächlich das Konstruktionsmaterial, welches für die Versteifung des Läufers genutzt wird. Dies führt zur Erhöhung des Parameters  $m'$ . Weitere Bauteile, die nicht mit der Maschinengröße skaliert werden müssen, können mit einer konstanten zusätzlichen Masse  $m_E$  berücksichtigt werden.

Ein ähnliches Verhalten kann abhängig von der Maschinenausführung in Bezug auf das Volumen des stromdurchflossenen Leitermaterials auftreten. Flache Linearmaschinen verfügen über Wickelköpfe an den Deckflächen des Stators, die den Strompfad zwischen den Wickelfenstern schließen. Dies führt zu einem Kupfervolumen, das unabhängig von der Maschinengröße zu der Berechnung der Verlustleistung beiträgt, und dementsprechend über den Parameter  $R_E$  berücksichtigt werden muss.

Um diese Faktoren einzubeziehen, kann der grundlegende Ansatz erweitert werden. Dafür müssen die Terme für die bewegte Masse (3.4) und die Kupferverluste (3.13) jeweils um einen konstanten Anteil, der nicht von  $d_M$  abhängt, ergänzt werden.

$$m = m' \cdot d_M + m_E \quad (3.36)$$

$$P_{Cu} = \tilde{J}^2 \cdot (R' \cdot d_M + R_E) \quad (3.37)$$

Nach Einsetzen des Ausdrucks für  $m$  in (3.6) und Berechnung des Effektivwerts  $\tilde{J}$  erhält man:

$$\tilde{J} = \sqrt{\frac{1}{T_m \cdot K'_{F,J}{}^2} \cdot \left( \alpha \left( m'^2 + 2m'm_E \frac{1}{d_M} + m_E \frac{1}{d_M^2} \right) + \beta \left( 2m' \frac{1}{d_M} + 2m_E \frac{1}{d_M^2} \right) + \gamma \frac{1}{d_M^2} \right)} \quad (3.38)$$

Weiterhin kann (3.38) in (3.37) eingesetzt werden:

$$P_{Cu} = \frac{R' m'^2}{T_m K'_{F,J}{}^2} \alpha \cdot d_M + \left( \frac{R'}{T_m K'_{F,J}{}^2} \left( \alpha m_E^2 + 2\beta m_E + \gamma \right) + \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} \left( 2\alpha m' m_E + 2\beta m' \right) \right) \frac{1}{d_M} + \left( \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} \left( \alpha m_E^2 + 2\beta m_E + \gamma \right) \right) \frac{1}{d_M^2} + \frac{R'}{T_m K'_{F,J}{}^2} \left( 2\alpha m' m_E + 2\beta m' \right) + \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} \alpha m'^2 \quad (3.39)$$

Zu der resultierenden Formel (3.39) kann die Beschreibung für die Eisenverluste (3.29) addiert werden, welche hier nicht angepasst wurde, um die Gesamtverluste zu erhalten. Der Übersichtlichkeit halber werden die Faktoren der einzelnen Summanden zusammengefasst und mit den Parametern  $K_A$ ,  $K_B$ ,  $K_C$  und  $K_D$  substituiert.

$$P_v = K_A \cdot d_M + K_B \cdot \frac{1}{d_M} + K_C \cdot \frac{1}{d_M^2} + K_D \quad (3.40)$$

Mit:

$$\begin{aligned}
 K_A &= \frac{R'm'^2}{T_m K'_{F,J}{}^2} \alpha + \left( \frac{K_{Fe,1}}{T_m^2} \cdot \delta^2 + \frac{K_{Fe,2}}{T_m} \cdot \delta \right) \\
 K_B &= \frac{R'}{T_m K'_{F,J}{}^2} (\alpha m_E^2 + 2\beta m_E + \gamma) + \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} (2\alpha m' m_E + 2\beta m') \\
 K_C &= \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} (\alpha m_E^2 + 2\beta m_E + \gamma) \\
 K_D &= \frac{R'}{T_m K'_{F,J}{}^2} (2\alpha m' m_E + 2\beta m') + \frac{R_E}{T_m K'_{F,J}{}^2} \alpha m'^2
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

Auch (3.40) kann wieder bezüglich  $d_M$  minimiert werden.

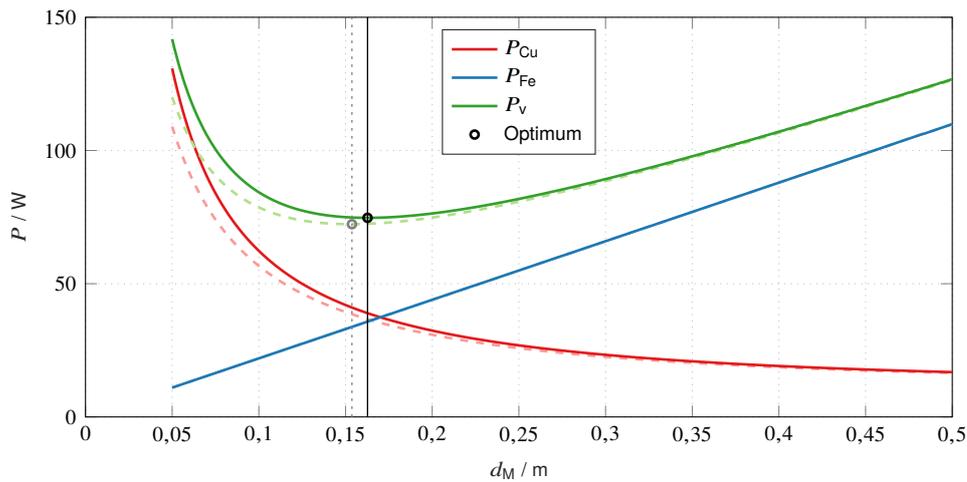
$$\begin{aligned}
 \min_{d_M} & \left\{ K_A \cdot d_M + K_B \cdot \frac{1}{d_M} + K_C \cdot \frac{1}{d_M^2} \right\} \\
 \text{bei: } d_M &= \frac{K_B}{\frac{\sqrt[3]{3} \cdot \sqrt[3]{9 \cdot K_A^2 \cdot K_C} + \sqrt{3} \cdot \sqrt{27 \cdot K_A^4 \cdot K_C^2 - K_A^3 \cdot K_B^3}}{\sqrt[3]{9 \cdot K_A^2 \cdot K_C} + \sqrt{3} \cdot \sqrt{27 \cdot K_A^4 \cdot K_C^2 - K_A^3 \cdot K_B^3}} + \frac{\sqrt[3]{3^2} \cdot K_A}{} }
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Der Ausdruck für  $d_M$  im Optimum (3.43) hat ein kompliziertes Aussehen, die Verlustleistung weist jedoch ein ähnliches Verhalten auf wie in der vorigen Betrachtung. Der Vergleich zu den idealisierten Betrachtungen in Abbildung 3.4 zeigt auf, dass die Berücksichtigung der weiteren Komponenten eine Änderung der Kupferverluste zur Folge hat. Erwartungsgemäß relativiert sich der Einfluss des zusätzlichen Kupfervolumens und der Masse bei steigender Maschinengröße, da  $R_E$  und  $m_E$  einen immer kleineren Anteil an den Gesamtgrößen hat. Durch den größeren Anstieg von  $P_{Cu}$  bei kleinem  $d_M$  hat das Optimum von  $P_v$  einen etwas höheren Wert bei größerem  $d_M$ .

Auch mit Berücksichtigung der zusätzlichen Maschinenkomponenten ist davon auszugehen, dass es Ungenauigkeiten bei der analytischen Betrachtungen verglichen mit realen oder simulativen Untersuchungen geben würde. Zusätzliche Diskrepanzen können auf die Vereinfachung der Eisenverluste zurückgeführt werden. Sie war nur bei sehr großen Maschinen mit geringen Stromdichten während des Betriebs zulässig. Bei Verringerung der Maschinengröße, wie es der Einfluss der Eisenverluste forderte, ändern sich die auf das Gewicht des ferromagnetischen Materials bezogenen Verluste wieder, da der Einfluss des Stromflusses auf die magnetische Flussdichte nicht mehr vernachlässigt werden kann. Nichtsdestoweniger helfen die aufgestellten Betrachtungen, den Einfluss der einzelnen Maschinenparameter und Bewegungscharakteristiken auf die Maschinendimensionierung zu bewerten.

### 3.2.2. Federmechanismus

Die nachfolgenden Ausarbeitungen erweitern den bereits erarbeiteten Ansatz um die Kraftwirkung einer Feder. Die Nutzung eines Federmechanismus um oszillierende Bewegungen durchzuführen ist eine weit verbreitete Vorgehensweise [76, 56, 77, 78], da dadurch die Kraft reduziert werden kann, die aktiv zur Beschleunigung der bewegten Masse aufgebracht werden muss [4]. Daher wurde eine allgemeine Analyse



**Abbildung 3.4.** – Verlustleistungen der Maschine mit dem Einfluss zusätzlichen Maschinenkomponenten (durchgezogene Verläufe) verglichen mit den idealisierten Verläufen (gestrichelt) aus Abbildung 3.3.

durchgeführt, die neben der Bewertung der Feder in einem Linearantriebssystem auch den Einfluss auf die Optimierung von elektrischer Maschine und der Federparameter betrachtet. Der Wirkungsgrad einer Feder ist hierbei nicht speziell berücksichtigt worden. Wenn die Verluste, die in dem Federmechanismus auftreten, nicht vernachlässigbar sind, können diese als zusätzlicher Anteil der Widerstandskraft  $F_W$  hinterlegt werden.

Die Federkraft  $F_f$  wirkt abhängig von der Position  $x$  und ist bestimmt durch die Federkonstante  $k_f$ . Ein weiterer Freiheitsgrad ergibt sich durch die Möglichkeit der Vorspannung einer Feder. Damit verschiebt sich die Federkennlinie um einen konstanten Betrag  $F_0$  bei  $x = 0$ .

$$F_f(x) = k_f \cdot x + F_0 \quad (3.44)$$

Zur Vereinfachung der Beschreibung wird von einem sinusförmigen Verlauf der Position  $x$  ausgegangen. Das konventionelle Vorgehen bei der Auslegung der Feder besteht in der Betrachtung der gewünschten (Kreis-)Frequenz  $\omega_m$  und der Masse  $m$ , die bewegt werden soll. Die optimale Feder ergibt sich dann im Resonanzfall (3.45), da dort lediglich die Dämpfung, die z. B. durch Reibung entsteht, überwunden werden muss, um die oszillierende Bewegung zu vollführen. Aus der Resonanzkreisfrequenz  $\omega_0$  konnte somit die Federkonstante für eine bestimmte Masse nach (3.45) bestimmt werden.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_f}{m}} \quad (3.45)$$

Um die Auslegung der Feder von den gleichen Parametern wie die Optimierung der Maschinenparameter abhängig zu machen, werden folgende Zusammenhänge unter Annahme einer sinusförmigen Bewegung ausgenutzt:

$$x = \hat{x} \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \quad (3.46)$$

$$a = \frac{d^2x}{dt^2} = -\omega_m^2 \cdot \hat{x} \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \quad (3.47)$$

$$\Rightarrow x = -\frac{a}{\omega_m^2} \quad (3.48)$$

Unter Nutzung von (3.48) kann die Federkraft in der Kräftebilanz (3.49) ergänzt und abhängig von der Beschleunigung beschrieben werden:

$$0 = F_M - m \cdot a - (k_f \cdot x + F_0) - F_W \quad (3.49)$$

$$\text{mit: } k_f = k_{f,m} \cdot \omega_m^2 \cdot m \quad (3.50)$$

$$F_M = m \cdot a (1 - k_{f,m}) + F_0 + F_W \quad (3.51)$$

Die Federkonstante  $k_f$  wird nach (3.50) mit dem auf die Masse  $m$  und Bewegungsfrequenz  $\omega_m$  bezogene Federparameter  $k_{f,m}$  ausgedrückt. Zusammen mit (3.48) ergibt sich die Maschinenkraft aus dem Kräftegleichgewicht gemäß (3.51). Diese Darstellung zeigt, dass durch die Federkraft die beschleunigte Masse virtuell reduziert wird. Daraus ist direkt die Bedingung für mechanische Resonanz abzulesen; wenn  $k_{f,m} = 1$  ergibt sich aus (3.50) der Ausdruck für die Resonanzfrequenz (3.45) wo gilt:  $m \cdot a - k_f \cdot x = 0$ .

Auf Grundlage dieser Annahmen wird die Maschinendimensionierung unter Berücksichtigung des Federinfluss wiederholt. Da sich der Bewegungsverlauf durch die Feder nicht ändern sollte, kann angenähert davon ausgegangen werden, dass die Eisenverluste nicht von der Feder beeinflusst werden. Daher werden im Folgenden lediglich die Kupferverluste, die von der nötigen Maschinenkraft bestimmt werden, angepasst. Durch Gleichsetzen von (3.51) und (3.5) können die Kupferverluste analog zu (3.13) in Abhängigkeit des Federparameters beschrieben werden. Bei der Bildung des Effektivwertes aus dem Verlauf der Amplitude der Stromdichte unter Nutzung der auf die Maschinengröße bezogenen Variablen ergibt sich:

$$\begin{aligned} \tilde{J} = & \left( \frac{1}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m} \left( 2 \cdot m' (1 - k_{f,m}) (\beta + F_0 \cdot \alpha_1) \frac{1}{d_M} \right. \right. \\ & \left. \left. + \left( \gamma + 2 \cdot F_0 \cdot \gamma_1 + F_0^2 \cdot T_m \right) \frac{1}{d_M^2} + m'^2 \cdot (1 - k_{f,m})^2 \cdot \alpha \right) \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Dabei werden zusätzlich die Bewegungsparameter  $\alpha_1$  und  $\gamma_1$  eingeführt:

$$\alpha_1 = \int_0^{T_m} a(t) dt \quad (3.53)$$

$$\gamma_1 = \int_0^{T_m} F_W(t) dt \quad (3.54)$$

Während (3.54) für die mittlere Lastkraft steht, gilt bei einer sinusförmigen, periodischen Bewegung jedoch für (3.53) stets  $\alpha_1 = 0$ . Mit diesem Ausdruck für die Stromdichte, können die Gesamtverluste  $P_v$  unter Nutzung der Beschreibung der Eisenverluste nach (3.29) beschrieben werden.

$$\begin{aligned} P_v = & \frac{R'}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m} \left( \frac{\alpha \cdot m'^2 \cdot d_M^2 (1 - k_{f,m})^2 + T_m \cdot F_0^2 + \gamma + F_0 \cdot \gamma_1}{d_M} \right) \\ & + \left( \frac{K_{Fe,1}}{T_m^2} \delta^2 + \frac{K_{Fe,2}}{T_m} \delta \right) \cdot d_M + \frac{R'}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m} \left( 2 \cdot m' \cdot \beta (1 - k_{f,m}) \right) \end{aligned} \quad (3.55)$$

Der resultierende Ausdruck (3.55) ähnelt der zuvor aufgestellte Beschreibung der Verlustleistung und beinhaltet zusätzliche Termen aufgrund der Federkraft. Davon ausgehend ist eine erneute Optimierung

bezüglich  $d_M$  zusammen mit den Federparametern  $K'_{F,J}$  und  $F_0$  möglich.

$$\min_{(K'_{F,J}, F_0, d_M)} \{P_v\} = \frac{2}{K'_{F,J} \cdot T_m} \sqrt{\frac{R' (\alpha \cdot \gamma - \alpha \cdot \gamma_1^2 - \beta^2)}{\alpha} \cdot \left( \frac{K_{Fe,1}}{T_m^2} \delta^2 + \frac{K_{Fe,2}}{T_m} \delta \right)} \quad (3.56)$$

$$\text{bei: } k_{f,m} = \frac{\beta + \alpha \cdot d_M \cdot m'}{\alpha \cdot d_M \cdot m'} \quad (3.57)$$

$$F_{0,opt} = -\frac{\gamma_1}{T_m} \quad (3.58)$$

$$d_{M,opt} = \sqrt{\frac{R' (\alpha \cdot \gamma - \alpha \cdot \gamma_1^2 - \beta^2)}{K'_{F,J}{}^2 \cdot T_m \cdot \alpha \left( \frac{K_{Fe,1}}{T_m^2} \delta^2 + \frac{K_{Fe,2}}{T_m} \delta \right)}} \quad (3.59)$$

Das Ergebnis der minimierten Verlustleistung (3.56) zeigt wieder den Einfluss der Bewegungscharakteristika und der Parameter der Maschinengeometrie. Es fällt auf, dass es weder von den Federparametern noch von der bewegten Masse bestimmt wird. Die bezogene Masse  $m'$  dient lediglich der Festlegung der bezogenen Federkonstante  $k_{f,m}$  nach (3.57). Daraus ergibt sich die Federkonstante  $k_f$  mit (3.50) zu:

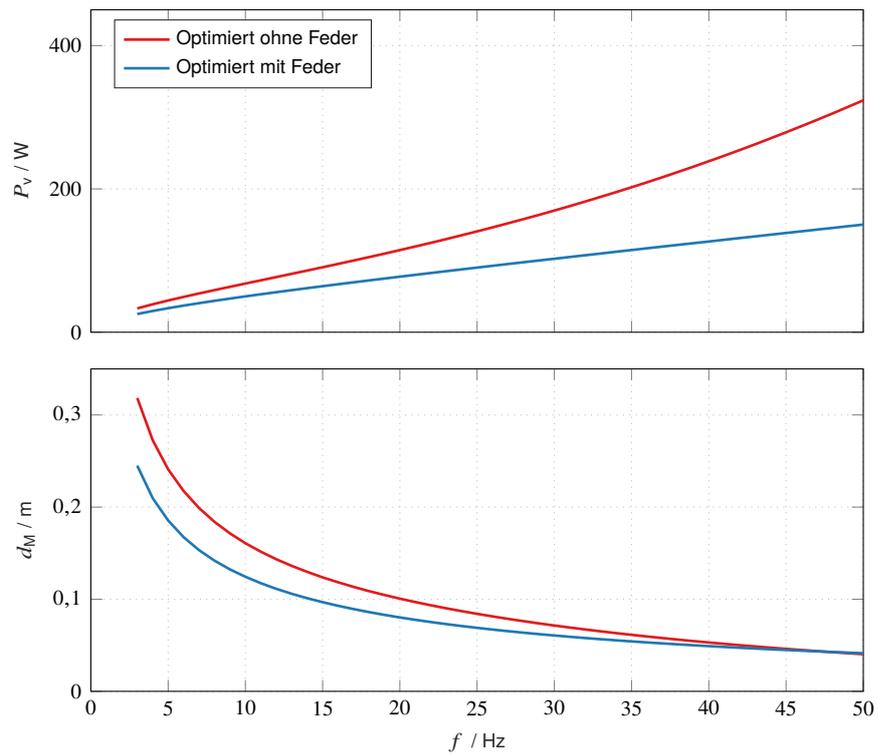
$$k_f = \frac{\beta + \alpha \cdot d_M \cdot m'}{\alpha} \cdot \left( \frac{2\pi}{T_m} \right)^2 \quad (3.60)$$

Der Sonderfall, dass keine Lastkraft vorliegt, also  $\beta = 0$ , würde (3.60) zu dem Ausdruck gemäß des Resonanzfalls (3.45) reduzieren. Es zeigt sich also, dass die Belastung die optimale Auslegung der Feder beeinflussen kann. Zudem bestimmt sie die optimale Vorspannung der Feder. Wie (3.58) zeigt, sollte eine Feder so eingestellt werden, dass die Vorspannung den Mittelwert der Lastkraft kompensiert. Unter diesen Umständen ergibt sich die optimale Maschinengröße aus den Bewegungs- und Maschinencharakteristiken, ebenfalls unabhängig von der Masse und den Federparametern.

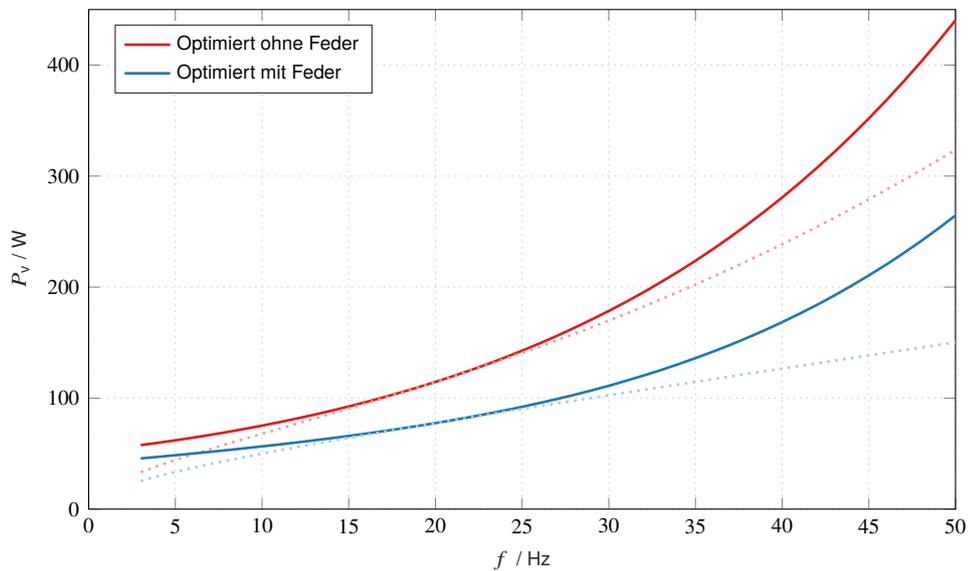
Mit diesen Ergebnissen kann ein Vergleich zwischen der Antriebsauslegung ohne und mit Federsystem durchgeführt werden. Die Auswertung anhand der analytischen Ausdrücke ist aufgrund der komplexen und vielfältigen Abhängigkeiten nicht zweckmäßig, weshalb auf einen grafischen Vergleich der Verlustverläufe zurückgegriffen wird. Im ersten Schritt soll betrachtet werden, wie sich die Verlustleistung und die optimale Maschinengröße abhängig von der Frequenz des Belastungszyklus verhalten. Es wird wieder ein beispielhafter, periodischer Positionsverlauf bei gleich bleibender Hub- und Lastkraftamplitude angenommen, dessen Periodendauer  $T_m$  und somit Beschleunigung- und Geschwindigkeitswerte angepasst werden. An jedem Betriebspunkt werden sowohl die Maschinengröße als auch die Federparameter optimiert.

Die Verläufe in Abbildung 3.5 zeigen, dass durch den Einsatz einer Feder die Verluste des Antriebssystems reduziert werden können. Der Anstieg der Verlustleistung ohne eine Feder ist in dem betrachteten Ausschnitt für steigende Frequenzen größer und auch im niedrigen Frequenzbereich liegen die Verluste über denen mit einer Feder. Bei Vergleich der optimalen Maschinengröße fällt auf, dass in beiden Fällen der Wert für höhere Frequenzen abnimmt, wobei der Gradient für Antriebe mit einer Feder durch den fehlenden Einfluss der bewegten Masse geringer ausfällt. Für niedrigere Frequenzen hingegen kann der optimale Antrieb durch den Einsatz einer Feder kleiner ausfallen.

Ebenfalls von Interesse war das Verhalten des Antriebssystems, wenn es für eine bestimmte Frequenz ausgelegt wurde und bei einer abweichenden Frequenz betrieben wird. Durch den Einsatz einer Feder



**Abbildung 3.5.** – Vergleich einer Maschinenoptimierung mit und ohne Feder bezüglich Verlustleistung (oben) und Maschinengröße (unten) abhängig von der Bewegungsfrequenz für einen beispielhaften Belastungsverlauf



**Abbildung 3.6.** – Einfluss der Bewegungsfrequenz auf die Verlustleistung für Maschinen, die für eine bestimmte Frequenz optimiert sind (durchgezogen) verglichen mit dem Optimum für die jeweilige Frequenz (gestrichelt)

besteht die Gefahr, dass durch Abweichen von dem Resonanzpunkt noch mehr Energie für die Bewegung nötig wird [79].

Zur Beurteilung des Einflusses eines Federmechanismus ist in Abbildung 3.6 dargestellt, wie sich die Verlustleistung von Linearmaschinen, die für hier  $f = 20$  Hz mit oder ohne Feder optimiert wurden, abhängig von der Bewegungsfrequenz verhält. Als Referenz wird zusätzlich für beide Ausführungen die minimal mögliche Verlustleistung für jede Frequenz angegeben. Erwartungsgemäß nimmt in beiden Fällen die Verlustleistung verglichen zur Referenz zu, wenn von der Auslegungsfrequenz abgewichen wird. Die Abweichung bei steigender Betriebsfrequenz war für den Antrieb mit einer Feder zwar größer, dennoch lag es in dem betrachteten Ausschnitt unterhalb sogar der optimalen Maschine ohne Feder. Aufgrund der Tendenz ist zu vermuten, dass bei verhältnismäßig großen Variationen der Frequenz die Feder einen negativen Effekt hat. Für reduzierte Betriebsfrequenzen kann eine optimale Maschine ohne Feder eine geringere Verlustleistung erreichen, das grundsätzliche Verhalten war jedoch gleich. Da das Verhalten der Maschine ohne eine Feder sehr ähnlich war, beeinflusst der Einsatz der Feder die Zunahme der Verlustleistung in dem betrachteten Fall nicht maßgebend. Es ließ sich also schlussfolgern, dass ein Antriebssystem mit einem Federmechanismus über einen verhältnismäßig großen Bereich außerhalb der Frequenz, für die es optimiert wurde, ein effizienteres Verhalten erreicht.

Die vorgestellten Vergleiche sind jedoch nicht als allgemeingültig anzusehen, da das genaue Verhalten stets von dem jeweiligen Bewegungs- und Belastungsverlauf abhängig ist. Die Illustrationen zeigen beispielhaft den Einfluss eines Federmechanismus auf das Verhalten und die Auslegung des Antriebssystems. Für andere Anforderungen und Maschinentopologien sollten die analytischen Beschreibungen herangezogen werden.

Aus den durchgeführten Herleitungen und den resultierenden Ausdrücken ließ sich die Notwendigkeit ableiten, ein effizientes Antriebssystem für periodische Bewegungen unter Berücksichtigung der Lastverläufe auszulegen. Besonders die Dimensionierung der Maschine kann vor diesem Hintergrund durchgeführt werden. Die Grundlagen wurden theoretisch hergeleitet und für weitere Anwendung zur Auslegung einer elektrischen Linearmaschine aufgearbeitet. Um die Kenntnisse weiter zu nutzen, ist im nächsten Schritt ein numerisches Optimierungsverfahren erarbeitet worden, das zu diesem Zweck eingesetzt werden kann.

## 4. Numerische Optimierung

Die Grundlage für die Optimierung einer elektrischen Maschine bildet die Entwicklung eines adäquaten Modells. Prinzipiell können dafür numerische, software-gestützte Simulationen oder analytische Feldberechnungen eingesetzt werden.

Unter besonderer Berücksichtigung der Eigenschaften der ferromagnetischen Materialien ist ein analytisches Modell nicht ausreichend. Die analytischen Ansätze aus [36, 39, 80, 81, 82, 83, 84, 85] sind unter der Annahme von linearer Permeabilität des Eisens angewendet worden. Der materialspezifische Zusammenhang von magnetischem Feld und magnetischer Flussdichte  $H(B)$  mit den Sättigungseffekten ist stark nichtlinear und somit analytisch nicht in geschlossener Form zu lösen. Deswegen musste zur Optimierung für bestimmte Materialien und unter Betrachtung der Eisenverluste ein numerisches Modell genutzt werden. In den weiteren Betrachtungen wurde auf die FEM zurückgegriffen, um die Charakteristiken der elektrischen Maschine zu simulieren.

Darauf aufbauend verfolgte die Optimierung den Zweck, die Werte für die Geometrieparameter der Maschine zu finden, welche zur Minimierung einer bestimmten Zielfunktion führen. Ein solches Optimum kann durch parametrische Sweeps gefunden werden, wobei Berechnungen aller möglichen Parameter-Konfigurationen durchgeführt werden. Alternativ gibt es spezielle Algorithmen, die verschiedene Vorteile versprechen. Im folgenden Kapitel wurde ein solcher Optimierungsalgorithmus näher erläutert, der für die Auslegung des in dieser Arbeit konstruierten Prototyps zur Anwendung gekommen ist.

### 4.1. Finite-Elemente-Methode

Bei der Nutzung der FEM-Simulation zur Optimierung elektrischer Maschinen sind einige grundlegende Vorgehensweisen zu beachten. Als erster Schritt ist festzulegen, in wie viel Dimensionen die Geometrie modelliert werden soll. Die größte Realitätsnähe ist mit dreidimensionalen Modellen erreichbar, was die Simulationszeit für exakte Ergebnisse im Vergleich zur zweidimensionalen Modellierung um ein Vielfaches vergrößert. Da in der vorliegende Anwendung einfache Geometrien mit relevanten Feldverläufen in lediglich zwei Richtungen einer Ebene vorliegen, war die Nutzung zweidimensionaler Modelle ausreichend.

Um eine Optimierung durchzuführen, war die Beschreibung der verschiedenen Abmessungen der modellierten Geometrie mittels veränderlicher Parameter nötig. Die Geometrie und die verknüpften physikalischen Eigenschaften des voll parametrisierten Modells mussten bei Veränderung der Parameter innerhalb von festgelegten Begrenzungen fehlerfrei bleiben. Die Anzahl der Freiheitsgrade bei der Optimierung konnte durch geschicktes Festlegen von Beziehungen der Geometrieparametern untereinander reduziert werden.

Für möglichst exakte und fehlerfreie Simulationen bei beliebig ändernden Geometrieparametern, war eine robuste Vernetzung notwendig. Sie bildete einen kritischen Punkt bei der FEM, da sowohl die Rechenzeit als auch die Präzession des Modells von den Netzelementen abhängt. Grundsätzlich führen eine große Anzahl an Elementen zu einer besseren Abbildung des Feldverlaufs und damit höherer Genauigkeit bei den Simulationsergebnissen. Gleichzeitig erhöhen sich die Freiheitsgrade, die bei der numerischen Lösung

des resultierenden Gleichungssystems betrachtet werden müssen, was zu einem Anstieg der Rechenzeit führt. Es war somit notwendig einen Kompromiss bei der Vernetzung zu finden, bei dem so viel wie nötig aber so wenig wie möglich Elemente verwendet werden.

#### 4.1.1. Stationäre Finite-Elemente-Analyse

Bei der Simulation der Maschine ohne zeitabhängige Größen sind die Charakteristiken ermittelt worden, die für die dynamische Betrachtung des Antriebssystems notwendig waren. Darunter zählt die Kraft, welche von der elektrischen Maschine aufgebracht werden kann. Um eine aktive Kraftwirkung zu simulieren, wurde neben der permanenten Magnetisierung im Sekundärteil die Bestromung der Phasen des Primärteils hinterlegt. Letzteres geschah durch Zuweisung einer bestimmten Stromdichte entsprechend der feldorientierten Ansteuerung in den Wickelfenstern der Maschine. Nach iterativer Lösung eines Gleichungssystems zur Auswertung der elektromagnetischen Feldgleichungen für jedes der finiten Elemente resultiert die Berechnung dieses Simulationsmodells in den Verläufen für die magnetische Feldstärke und Flussdichte in der gesamten Geometrie.

Die Ermittlung der elektromagnetischen Kraft  $F$  erfolgt auf Grundlage des Maxwell'schen Spannungstensors  $T_{ij}$ , der die magnetische Feldstärke  $\mathbf{H}$  und Flussdichte  $\mathbf{B}$  gemäß (4.1) auswertet und mittels Multiplikation mit dem Normalenvektor der Fläche  $\vec{n}_{\delta A}$  zur Kraft führt.

$$\vec{n}_{\delta A} T_{ij} = -\frac{1}{2} \vec{n}_{\delta A} (\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}) + (\vec{n}_{\delta A} \cdot \mathbf{H}) \mathbf{B}^T \quad (4.1)$$

$$F = \oint_{\delta A} \vec{n}_{\delta A} T_{ij} ds \quad (4.2)$$

Das Ringintegral zur Kraftberechnung (4.2) wird entlang der Grenzlinien der Gebiete von zum Einem des Primär- und zum Anderen des Sekundärteils berechnet. Das Ergebnis für beide Komponente stimmt bei korrekter Modellierung überein. Damit kann die Stromdichte-abhängige Maschinenkraft ermittelt werden, wenn das Modell für mehrere Stromdichten gelöst wird.

Je nach Anforderung war es in dem Simulationsschritt ebenfalls möglich, die Positionsabhängigkeit der Kraft zu berücksichtigen. Dafür wurde ein Parameter für die Läuferposition hinzugefügt, der in einem Sweep variiert werden konnte. Dies resultiert in einem Kennfeld, das für einen bestimmten Stromdichte- und Positionsbereich die Maschinenkraft wiedergibt.

Daneben konnten aus der simulierten Geometrie weitere charakteristische Größen der elektrischen Maschine wie das Kupfervolumen und die Läufermasse entnommen werden.

#### 4.1.2. Dynamische Finite-Elemente-Analyse

Eine zeitabhängige Betrachtung der Maschine war für die Ermittlung der Eisenverluste notwendig, die von dem zeitlichen Verlauf der Flussdichte bestimmt werden. Dafür musste das Modell der stationären Simulation um die Verläufe von der Stromdichte und Position bei der Bewältigung einer periodischen Bewegung des Antriebs ergänzt werden. Für die Stromdichte ist der zeitabhängige Raumzeiger übergeben worden, der nach Gleichungen (4.3) - (4.5) zum Zeitverlauf in den jeweiligen Phasen umgerechnet wird.

$$J_A(t) = J(t) \cdot \sin\left(\pi \frac{x(t)}{\tau_p}\right) \quad (4.3)$$

$$J_B(t) = J(t) \cdot \sin\left(\pi \frac{x(t)}{\tau_p} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.4)$$

$$J_C(t) = J(t) \cdot \sin\left(\pi \frac{x(t)}{\tau_p} + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.5)$$

Zusammen mit der zeitlich ändernden Läuferposition ergab sich nach der Berechnung der Simulation mit einem zeitabhängigen Löser der Verlauf der magnetischen Flussdichte in der gesamten Maschinengeometrie. Davon ausgehend konnten die Eisenverluste in den relevanten Gebieten, also dem gesamten ferromagnetischen Material, abgeschätzt werden. Dafür kam eine abgewandelte Steinmetz-Formel (2.15) zum Einsatz, die auf Hysterese- und Wirbelstromverluste eingeht, wobei Exzess-Verluste vernachlässigt werden [24, 86]. Damit konnten die hauptsächlichen Verlustmechanismen ohne rechenintensive Operationen dargestellt werden, wie in Abschnitt 2.1.1 erläutert wurde.

In der Finite-Elemente-Analyse (FEA) ist der Einfluss dieser Verluste nicht direkt betrachtet worden. Unter Berücksichtigung der Wirbelströme würde sich die Rechenzeit aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung der Magnetfelder, die davon erzeugt werden und denen, die dazu führen, stark erhöhen. Zudem ist eine Nachbildung des geblechten Eisens in einer zweidimensionalen Simulation nicht korrekt möglich. Daher wurde in dem Modell für das Eisen eine elektrische Leitfähigkeit von  $\rho_{el} = 0 \frac{m}{\Omega}$  hinterlegt und die Verlustberechnung in der Nachbearbeitung aus dem resultierenden Flussdichteverlauf durchgeführt. Somit konnte ebenfalls die inhärente Hysterese der  $B(H)$ -Kennlinie vernachlässigt werden.

Aus der FEM-Simulation erhält man den Vektor für den zeitabhängigen Verlauf der magnetischen Flussdichte in jedem der finiten Elemente. Vorausgesetzt es handelt sich um ein zweidimensionales FEM-Modell, besteht der Vektor in einem Element, das spezifiziert ist durch den Index  $k$ , aus zwei Komponenten:  $\mathbf{B}_k(t) = B_{k,x}(t) \cdot \mathbf{e}_x + B_{k,y}(t) \cdot \mathbf{e}_y$ . Analog dazu hätten die Berechnungen für eine achsensymmetrische Geometrie mit  $r$ - und  $z$ -Komponente oder ein dreidimensionales Modell durchgeführt werden können. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, wird im Folgenden jedoch von den zweidimensionalen, kartesischen Koordinaten ausgegangen. Der Flussdichteverlauf in dem Material wird für die einzelnen räumlichen Komponenten betrachtet, um neben Feldern wechselnder Amplitude auch rotierende Felder zu berücksichtigen [87, 88, 89]. Mit einer schnellen Fourier Transformation (FFT) wurden in (4.6) die Frequenzanteile aufgeteilt, um Feldänderungen mit höherer Frequenz als der Grundwelle einzubeziehen [87, 86].

Wie auch in [90] beschrieben, ergeben sich die massebezogenen Verluste für jedes Element aus (2.15) für beide räumlichen Komponenten und die Anzahl der Frequenzanteile  $n_{Anz}$  gemäß (4.7).

$$\Rightarrow \hat{B}_{k,x/y}(f) = \text{FFT}(B_{k,x/y}(t)) \quad (4.6)$$

$$P_{Fe,m}(k) = \sum_{n=1}^{n_{Anz}} k_\alpha \cdot \hat{B}_{k,x}(f_n) \cdot f_n^2 + k_\beta \cdot \hat{B}_{k,x}(f_n)^{k_\gamma} \cdot f_n + \sum_{n=1}^{n_{Anz}} k_\alpha \cdot \hat{B}_{k,y}(f_n) \cdot f_n^2 + k_\beta \cdot \hat{B}_{k,y}(f_n)^{k_\gamma} \cdot f_n \quad (4.7)$$

Die Summe von beiden räumlichen Komponenten für alle finiten Elemente  $n_E$  resultiert nach der Multiplikation mit der Masse  $m_E$  des jeweiligen Elements in den gesamten Eisenverluste:

$$P_{Fe} = \sum_{k=1}^{n_E} P_{Fe,m}(k) \cdot m_E(k) \quad (4.8)$$

Somit kann auf Grundlage einer wenig rechenintensiven dynamischen FEA eine Annäherung der Eisenverluste der Linearmaschine ermittelt werden, die auf viele Effekte eingeht.

## 4.2. Betriebsmodell

Zur Durchführung der zeitabhängigen FEA war die Ermittlung der dynamischen Verläufe eine Voraussetzung. Dafür wurden die Bewegungsgleichungen ausgewertet, nachdem in der stationären FEA die Maschinencharakteristiken, die bewegte Masse  $m$  und das Volumen der Wicklungen einer Phase  $V_{Cu}$  ermittelt worden sind. Zudem wurde aus der Maschinenkraft, die abhängig von der Position und Stromdichte simuliert wurde, eine Tabelle zur Bestimmung der benötigten Stromdichte  $J(t)$  für eine geforderte Maschinenkraft  $F_M(t)$  an jeder Position  $x(t)$  abgeleitet. Die Charakteristiken der Arbeitsmaschine bestimmten den Verlauf der Position sowie der Beschleunigung  $a(t)$  und Lastkraft  $F_L(t)$ . Aus (2.16) ergibt sich damit die benötigte Maschinenkraft:

$$F_M = m \cdot a(t) - F_L(t) \quad (4.9)$$

Gemäß der feldorientierten Ansteuerung entspricht der daraus abgeleitete Wert für die Stromdichte dem Spitzenwert der Sinusfunktion jeder Phase, vgl. (4.3) - (4.5). Die Stromdichte ist in dem FEM-Modell als Mittelwert in dem Wickelfenster definiert worden, weshalb für die Verlustberechnung der zu erwartende Füllfaktor  $k_{Cu}$  der Spule zu beachten war. Dieser reduziert den tatsächlichen Querschnitt der Kupferfläche, erhöht jedoch gleichermaßen die benötigte Stromdichte in dem verbleibenden Volumen. Die momentane Verlustleistung jeder Phase wird demnach ausgedrückt durch:

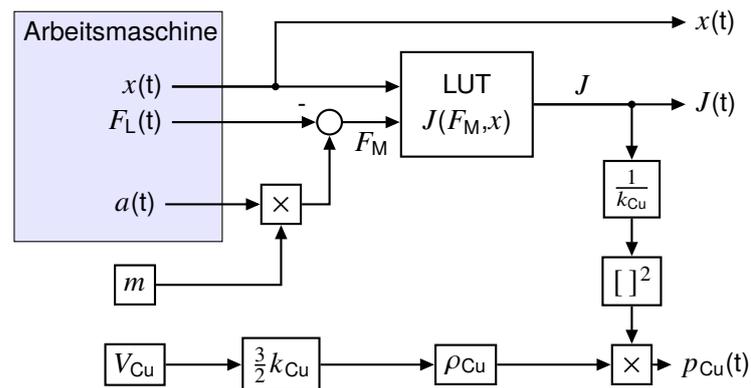
$$p_{Cu}(t) = \left( \sin(\omega_{el}t)^2 + \sin\left(\omega_{el} \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \sin\left(\omega_{el} \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right)^2 \right) \left( \frac{J(t)}{k_{Cu}} \right)^2 V_{Cu} \cdot k_{Cu} \cdot \rho_{Cu} \quad (4.10)$$

mit:  $\sin(\omega_{el} \cdot t)^2 + \sin\left(\omega_{el} \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \sin\left(\omega_{el} \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right)^2 = \frac{3}{2}$

$$p_{Cu}(t) = \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{J(t)}{k_{Cu}} \right)^2 \cdot V_{Cu} \cdot k_{Cu} \cdot \rho_{Cu} \quad (4.11)$$

Diese Berechnungen sind als Signalfussplan in Abbildung 4.1 dargestellt. Wie zu erkennen ist, war ein solches Modell mit den gegebenen Parametern aus der stationären FEA ohne Auswertung von Differentialgleichungen rein algebraisch lösbar und somit nicht von Anfangsbedingungen abhängig. Die Betriebssimulation lieferte die Variablen, welche zur zeitabhängigen FEM Simulation benötigt sind sowie die Beschreibung der Kupferverluste. Um weitere Mechanismen wie z. B. Reibungseffekte zu betrachten, wäre dieses grundlegende Modell leicht erweiterbar.

Damit ist eine Modellierung des kompletten Antriebssystems vor dem Hintergrund der Maschinenauslegung durchgeführt worden. Diese Simulationen konnten weiterhin in dem Optimierungsalgorithmus zur Berechnung des Verhaltens der elektrischen Linearmaschine eingesetzt werden.



**Abbildung 4.1.** – Signalfussplan des Betriebsmodells des Antriebssystems zur Auslegung einer elektrischen Maschine für einen Lastverlauf

### 4.3. Implementierung des Optimierungsalgorithmus

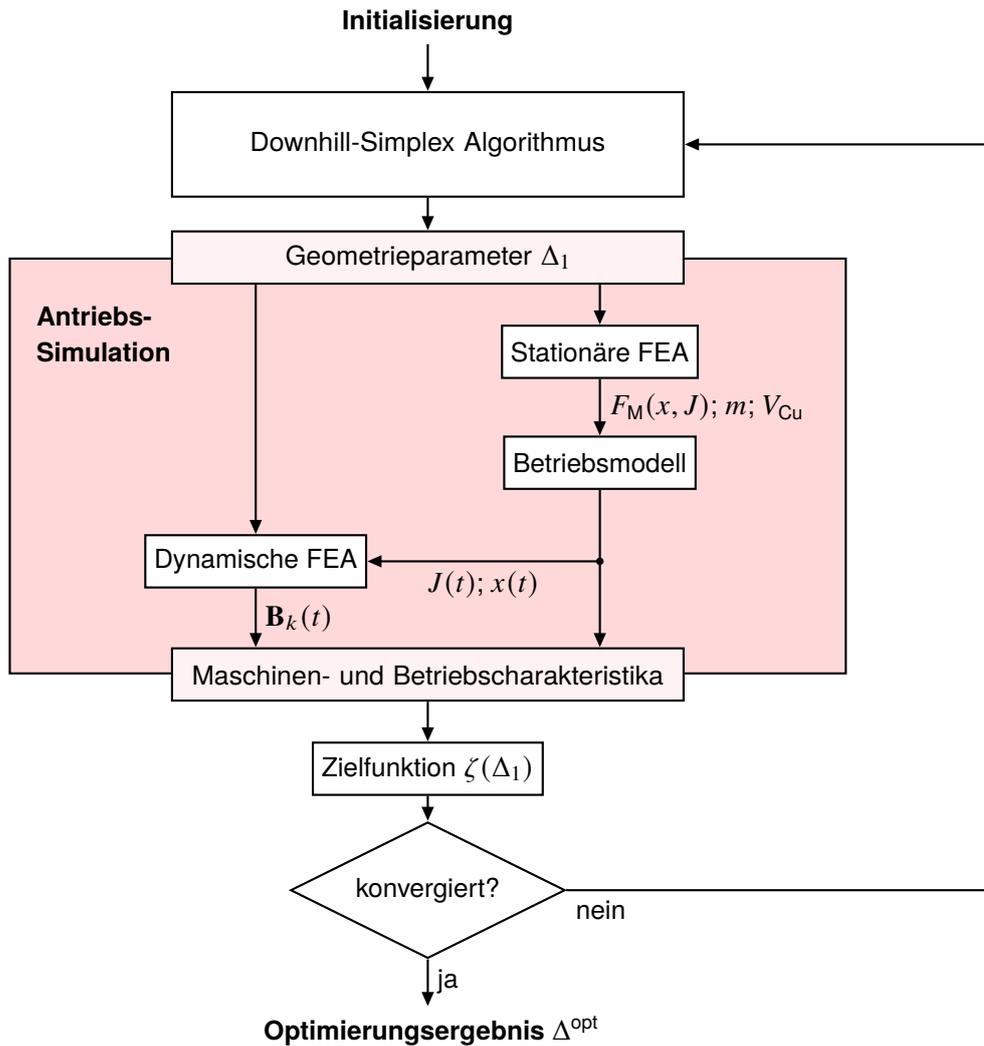
Zur Umsetzung der Maschinenauslegung für alternierende Bewegungen musste ein angebrachtes Vorgehen für die Optimierung der Geometrieparameter gewählt werden. Ein parametrischer Sweep kann angewendet werden, um den Einfluss einzelner Parameter auf das Verhalten der Maschine zu ermitteln. Zur kompletten Optimierung mit mehreren Eingangsparametern war dieser Ansatz jedoch nicht zielführend, weshalb auf das Nelder-Mead-Verfahren zurückgegriffen wurde.

Der Optimierungsalgorithmus bestimmt die optimale Kombination der Eingangsparameter bezüglich der Zielfunktion, wobei die Art ihrer Berechnung nicht relevant ist. Daher war es möglich, die numerischen Modelle zur Ermittlung der Zielfunktion an den Algorithmus zu übergeben. Die Umsetzung der Optimierung erfolgte in der Software „MATLAB“. Grundlage bildete die *nelder\_mead.m*-Funktion von [91], die weiter angepasst worden ist.

Als Simulationsprogramm für die FEA wurde „COMSOL Multiphysics“ verwendet. Die Verknüpfung beider Programme wurde durch den integrierten „LiveLink for MATLAB“ ermöglicht, der die Steuerung der FEM Funktionalität aus Matlab-Skripts zulässt. Zur Modellierung der elektrischen Maschine wurde aus dem AC/DC-Modul von COMSOL die Physik zur Lösung magnetischer Felder eingesetzt, welche Gebiete mit fließendem Strom und permanenter Magnetisierung nachbilden kann. Für das Betriebsmodell konnte der vorgestellte Signalfussplan direkt in „MATLAB Simulink“ umgesetzt werden. Damit war die Modellierung des Antriebssystems innerhalb einer MATLAB-Funktion möglich, welche die einzelnen Simulationsschritte ausführt.

Diese Antriebsmodellierung diente zur Berechnung einer Vielzahl an Charakteristiken des Systems, die innerhalb der Zielfunktion  $\zeta(\Delta_1)$  des Optimierungsalgorithmus ausgewertet werden konnten. Die Eingangswerte bildeten die Geometrieparameter, welche im Zuge des Downhill-Simplex Verfahrens festgelegt werden. Eine Übersicht über den Ablauf der Optimierung ist in Abbildung 4.2 gezeigt.

Die Initialisierung bestand aus der Wahl der Startpunkte, die sicherstellen, dass der Initialsimplex  $\Delta^{\text{Initial}}$  ein Volumen in dem  $(n_x + 1)$ -dimensionalen Raum aufspannt und nicht auf einer Ebene kleinerer Dimension liegt. Ein häufig erwähnter Ansatz ist Nutzung einer geratenen Parameterkombination für einen Punkt und Anordnung der übrigen Punkte des Simplex in der Umgebung. Die Implementierung des Nelder-Mead-Verfahrens im `fminsearch` Algorithmus in MATLAB nach [62] lässt einen Punkt  $\Delta_1$  des Simplex festlegen



**Abbildung 4.2.** – Ablauf der Optimierung und Verknüpfung der numerischen Simulationen

und bestimmt die übrigen Punkte durch Addition einer Schrittweite für jeden Parameter  $\Delta^{\text{Schritt}}$  [92].

$$\Delta^{\text{Initial}} = [\Delta_1; \Delta_1 + \Delta^{\text{Schritt}} \cdot \mathbf{I}_n] \quad (4.12)$$

Auch wenn diese integrierte Funktion nicht verwendet wurde um weitere Einstellmöglichkeiten zu behalten, ist dieses Vorgehen zur Festlegung des Initialsimplex aufgegriffen worden.

Ein wichtiger Punkt bei der Durchführung der Optimierung war die Begrenzung der Parameter, da ein Parameterwert außerhalb der Begrenzung in der vorliegenden Anwendung zum Abbruch der Simulationen führen könnte. Da in diesem Fall die Zielfunktion nicht definiert wäre, durfte der Optimierungsalgorithmus keinesfalls einen Parameterwert vorgeben, der außerhalb der Grenzen liegt. Somit fallen die Maßnahmen zur Begrenzung der Optimierung raus, die auf Manipulation der Zielfunktion im Bereich nahe der Parametergrenzen beruhen. Daher wurde die triviale Lösung in dem Optimierungsablauf implementiert, indem jeder Punkt des Simplex gegen die Begrenzung verglichen und bei Überschreiten/Unterschreiten auf den Maximalwert/Minimalwert gesetzt wird.

Durch den Betrag der Schrittweite bei der Initialisierung ist ebenfalls das Konvergenzkriterium bestimmt worden, da die Größe des Initialsimplex  $D_{\Delta}(\Delta^{\text{Initial}})$  als Vergleichswert diente.

$$D_{\Delta}(\Delta^l) < c_{\Delta} \cdot D_{\Delta}(\Delta^{\text{Initial}}) \quad (4.13)$$

$$D_{\Delta}(\Delta^l) = \sum_{k=0}^{n_x+1} \|\Delta_k^l - M_{\Delta}\| \quad (4.14)$$

Mit dem Faktor  $c_{\Delta}$  kann das Kriterium angepasst werden, sodass die Optimierung abgebrochen wird, sowie sich die Simplexgröße  $D_{\Delta}$  zum  $l$ -ten Iterationsschritt relativ zur Größe des Initialsimplex gemäß (4.13) verhält. In diesem Fall wird der die Parameterkombination des Simplex mit dem besten Ergebnis der Zielfunktion als Optimum  $\Delta^{\text{opt}}$  ausgegeben. Gleichung (4.14) zeigt die Berechnung von  $D_{\Delta}$  durch Auswertung des Abstands der einzelnen Punkte von dem Schwerpunkt  $M_{\Delta}$  des Simplex.

Mit den gewählten Anpassungen eines etablierten Optimierungsalgorithmus war die Auslegung einer elektrischen Maschine für einen alternierenden Lastverlauf möglich. Durch die Verknüpfung verschiedener stationärer und dynamischer Simulationen war dieses Vorgehen nicht darauf beschränkt, das Verhalten des Antriebs an einem stationären Arbeitspunkt zu untersuchen. Das nachfolgende Kapitel beschäftigt sich näher mit dem konkreten Anwendungsfall, für den dieses Verfahren eingesetzt wurde und beweist die Wirksamkeit des gewählten Optimierungsalgorithmus.

## 5. Einsatz des Optimierungsverfahrens

Nachdem die theoretischen Grundlagen für die Maschinenauslegung ausgiebig betrachtet worden sind, konnten die gewonnenen Erkenntnisse für einen Anwendungsfall eingesetzt werden. Wie bereits in Abschnitt 1.1 dargestellt, standen verschiedene Einsatzgebiete dafür zur Auswahl. Zunächst musste somit eine geeignete Anwendung zur Validierung der Auslegungskriterien gewählt werden. Darauf folgte die Modellierung des Antriebs zum Einsatz in dem Optimierungsverfahren. Damit konnte die numerische Optimierung erfolgen, die als Vergleichswert für die Dimensionierung der elektrischen Maschine anhand der analytischen Betrachtungen diente.

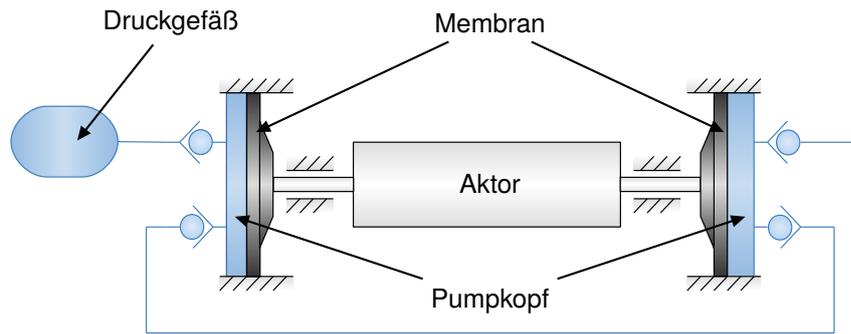
### 5.1. Auswahl der Anwendung

Um einen aussagekräftigen Test des erarbeiteten Optimierungsansatzes zu gewährleisten, musste eine Applikation gewählt werden, die eindeutig und genau charakterisiert werden kann. Ausgehend von bereits an dem Lehrstuhl für Antriebstechnik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg durchgeführten Forschungsprojekten standen zwei Möglichkeiten zur Verfügung. Es handelt sich um entweder die Aktorauslegung für eine Membranvakuumpumpe oder die Anpassung einer Linearmaschine für einen Freikolbenlineargenerator (FKLG). Beide Antriebssysteme werden im folgenden vorgestellt und bezüglich der Eignung zur Verifizierung des Auslegungskonzeptes bewertet.

#### 5.1.1. Membranvakuumpumpe

Der Einsatz von elektrischen Linearmaschinen für den Betrieb von oszillierenden Pumpen oder Kompressoren wurde bereits häufig untersucht [93, 94, 40]. Die meisten Forschungen diesbezüglich gingen von dem Einsatz von mechanischen [40, 76] oder magnetischen Federsystemen [56, 95] aus, um die Beschleunigungsvorgänge zu kompensieren und in der Maschinenauslegung zu vernachlässigen. Die prinzipielle Funktionsweise einer Vakuumpumpe ist der von Kompressoren identisch, da sie ebenfalls als Verdichter fungiert.

Eine genaue Beschreibung eines Aktors für eine Membranvakuumpumpe ist von dem Autor dieser Dissertation bereits in [1] dargestellt. Dabei handelte es sich um eine doppelköpfige Pumpe, die für den Einsatz im Grobvakuum (100 kPa ... 0,1 kPa) geeignet ist. Diese Ausführung dient häufig als Vorpumpe für speziellere Vakuumpumpen, die einen niedrigeren Druck erreichen aber nicht gegen Atmosphärendruck arbeiten können. Ein Pumpkopf besteht aus einer abgeschlossenen Kammer mit mindestens einem Einlass- und Auslassventil, die an einer Seite von einer flexiblen Membran verschlossen wird. Durch Bewegung und Verformung der Membran wird das Volumen der Kammer geändert und somit das Gas durch die Ventile in einer viskosen Strömung bewegt. Damit entsteht eine Druckdifferenz zwischen dem Einlass- und Auslassventil, was zur Evakuierung eines Druckgefäßes genutzt wird. Bei mehrköpfigen Pumpen können die Einlassventile mehrerer Pumpköpfe mit dem gleichen Gefäß verbunden werden, was als parallele Anordnung bezeichnet wird und den Durchfluss erhöht. Alternativ kann die serielle Anordnung



**Abbildung 5.1.** – Funktionsprinzip einer doppelköpfigen Membranvakuumpumpe mit serieller Anordnung der Pumpköpfe

gewählt werden, welche den erreichbaren Enddruck durch Verbindung des Auslasses eines Kopfes mit dem Einlassventil des nächsten verbessert, wie in Abbildung 5.1 gezeigt.

Eine mathematische Beschreibung des Pumpvorgangs konnte zur Ermittlung der auftretenden Lastkräfte an dem Aktor der Vakuumpumpe aufgestellt werden [96]. Allgemein ergibt sich die Druckkraft  $F_p$ , die auf den Aktor wirkt, durch die Druckdifferenz auf beiden Seiten der Membranfläche  $A$ , wobei von gleichbleibendem Umgebungsdruck  $p_0 = 101,3 \text{ kPa}$  ausgegangen wird:

$$F_p(t) = A \cdot (p_0 - p_{\text{abs}}(t)) \quad (5.1)$$

Es ist somit notwendig, den Druck in der Kammer des Zylinderkopfes  $p_{\text{abs}}(t)$  kontinuierlich berechnen zu können. Dafür wird von der idealen Gasgleichung (5.2) unter der Annahme ausgegangen, dass es sich bei dem Pumpvorgang um einen isothermen Prozess (Temperatur  $T_{\text{th}}$  verändert sich nicht) mit gleich bleibender Stoffmenge  $n$  handelt.

$$p_{\text{abs}} \cdot V = n \cdot R_{\text{gas}} \cdot T_{\text{th}} \quad (5.2)$$

$$\text{mit: } T_{\text{th}} = \text{konstant; } n = \text{konstant}$$

Sowie das Einlassventil während der Bewegung der Membran geöffnet wird, verändert sich das Gesamtvolumen  $V(t)$ , da zu dem Gefäßvolumen  $V_K$  das vom Hub der Membran  $h(t)$  bestimmte Volumen des Pumpkopfes hinzu kommt. Daher lässt sich der momentane Druck  $p_{\text{abs}}(t)$  ausgehend von dem Ausgangsdruck  $p_K$  in dem Druckgefäß bestimmen:

$$p_{\text{abs}}(t) \cdot V(t) = p_K \cdot V_K \quad (5.3)$$

$$\text{mit: } p_K = \frac{R_{\text{gas}} \cdot T_{\text{th}}}{V_m}; \quad (5.4)$$

$$\text{mit: } V(t) = V_K + h(t) \cdot A \quad (5.5)$$

Der Druck in dem Vakuumgefäß  $p_K$  kann mit der allgemeinen Gaskonstante  $R_{\text{gas}}$ , der Temperatur  $T_{\text{th}}$  und dem molaren Volumen  $V_m$  ausgedrückt werden (5.4). Somit ergibt sich der Druckverlauf innerhalb eines Pumpkopfes während des Pumpvorgangs gemäß:

$$\Rightarrow p_{\text{abs}}(t) = \frac{R_{\text{gas}} \cdot T_{\text{th}} \cdot V_K}{V_m \cdot (V_K + h(t) \cdot A)} \quad (5.6)$$

$$V_m = \frac{R_{\text{gas}} \cdot T_{\text{th}}}{p_K} \quad (5.7)$$

Das molare Volumen  $V_m$  dient dabei als Zustandsgröße für die Modellierung des Pumpvorgangs, welche den momentanen Kammerdruck bestimmt.

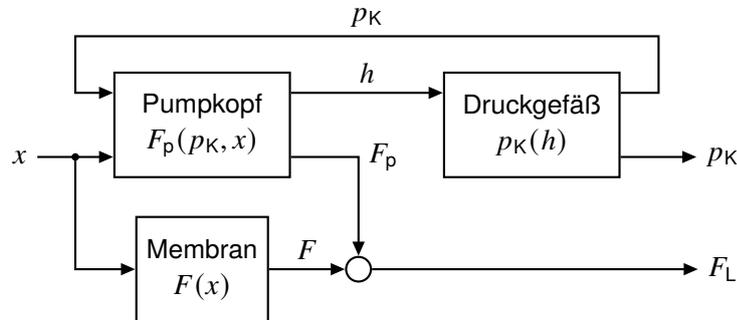


Abbildung 5.2. – Modellierung des Pumpablaufs bei einer Membranpumpe

In Abbildung 5.2 ist das Modell gezeigt, das zur Simulation des Pumpprozesses genutzt worden ist. Es hinterlegt die hergeleiteten Gleichungen und dient der Ermittlung des Kammerdrucks und Lastkraft auf den Aktor ausgehend von seiner Absolutposition  $x$ , welche in den Hub des jeweiligen Pumpkopfes umgerechnet wird. Da (5.6) nur bei geöffnetem Einlassventil gilt, wird in der Simulation des Pumpkopfes ebenfalls die Ventilposition ausgewertet. Bei geschlossenen Ventilen ändert sich der Druck gemäß der Volumenveränderung aufgrund der Membranbewegung. Erst bei Öffnen des Einlasses, wenn der Druck im Pumpkopf unter  $p_K$  fällt, wird der Hub in dem Modell des Druckgefäßes berücksichtigt und änderte den Kammerdruck und das molare Volumen. Zusätzlich zu  $F_p$  wirkt eine federnde Kraft, die aufgrund der Verformung der Membran auftritt.

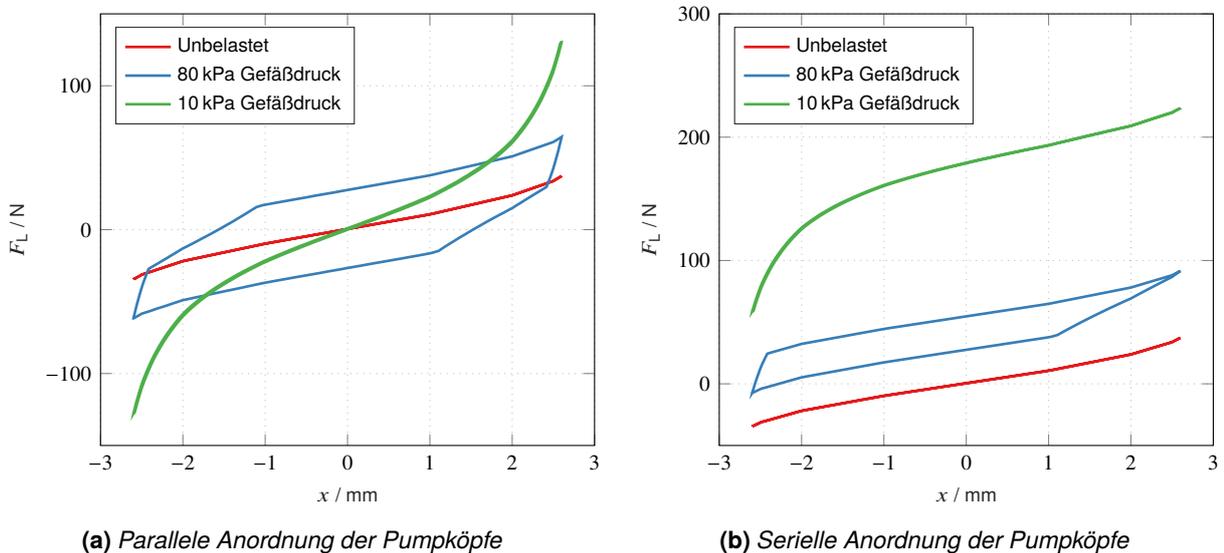


Abbildung 5.3. – Kennlinien der Gegenkraft abhängig von der Aktorposition einer Membranvakuumpumpe bei unterschiedlichem Gefäßdruck

Die Anwendung dieses Modells für die vorgestellte Vakuumpumpe ergab die Lastkennlinien  $F_L(x)$ , wie sie

in Abbildung 5.3 dargestellt sind. Es wurde deutlich, dass der anliegende Gegendruck einen sehr starken Einfluss sowohl auf die Amplitude als auch die Form der Lastkraft hatte. Bei paralleler Anordnung der Pumpköpfe waren die Kennlinien erwartungsgemäß um die Nullkraftlinie angeordnet, da beide Pumpköpfe die gleiche Belastung erfuhren. Während jedoch eine geringe Druckdifferenz zu einer hohen Hysterese führte, also eine größere Menge Gas mit jedem Zyklus bewegt wurde, nahm diese immer weiter ab, je reiner das Vakuum im Druckgefäß war. Dementsprechend schwankt die umgesetzte mechanische Leistung ebenfalls stark. Ein ähnliches Verhalten ist bei der seriellen Konfiguration der Pumpe festgestellt worden. Dazu kam noch die stark unsymmetrische Belastung, welche zu großem Offset der Kennlinien bei steigendem Vakuum führte, da einer der Pumpköpfe einen höheren Differenzdruck erfuhr.

**Tabelle 5.1.** – Charakteristische Parameter der Bewegungsabläufe der Membranvakuumpumpe

Betriebsart		$\alpha / \frac{\text{m}^2}{\text{s}^3}$	$\beta / \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$	$\gamma / \frac{\text{N}^2}{\text{s}}$	$\delta / \text{m}$
Unbelastet		42,1	-33,3	26,5	0,0104
80 kPa	Parallel	42,1	-49,6	81,0	0,0104
	Seriell	42,1	-41,2	139,9	0,0104
10 kPa	Parallel	42,1	-115,0	356,6	0,0104
	Seriell	42,1	-46,1	847,3	0,0104

Die Zeitverläufe für diese Bewegungszyklen bei einer Bewegungsfrequenz von 20 Hz sind im Anhang B in Abbildung B.2 dargestellt, was bei einem Hub von 5,2 mm einer Spitzengeschwindigkeit von  $0,33 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  und Beschleunigung von  $41,1 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$  entspricht. Ausgehend von diesen Kennlinien konnten die Charakteristiken der periodischen Bewegung, wie sie in Abschnitt 3 eingeführt wurden, abgeleitet und in Tabelle 5.1 zusammengestellt werden. Sie wurden gemäß (3.16), (3.17), (3.18) und (3.30) unter Vernachlässigung von Reibkräften berechnet, womit für die Gegenkraft  $F_W = F_L$  galt. Da sich lediglich die Lastkraft geändert hat, blieb der Wert für  $\alpha$  und  $\delta$  bei jeden Betriebspunkt konstant. Je nach Belastung und Betriebsart, hatten sich somit  $\beta$  und  $\gamma$  geändert, wobei die Unterschiede bei letzterem größer waren.

Gemäß der Berechnung für die optimale Maschinengröße im idealisierten Fall nach (3.34), war  $\gamma$  der Bewegungsparameter mit dem größten Einfluss darauf. Auch das Minimum der Verlustleistung (3.35) wies eine starke Abhängigkeit davon auf. Dem gegenüber hatte  $\beta$  keinen Einfluss auf die Dimensionierung, bestimmte jedoch einen Term der Verlustleistung und beeinflusst damit die Optimierung der Maschinencharakteristika. Dass der Wert für diese Anwendung negativ war, wies darauf hin, dass die Lastkraft der Beschleunigungskraft entgegen wirkte, und somit tendenziell die nötige Maschinenkraft reduzieren kann. Laut (3.23) gab es bei  $\beta = -\sqrt{\alpha \cdot \gamma}$  den Punkt, wo die benötigte Maschinenkraft und damit die Kupferverluste  $P_{Cu}$  null werden, wenn die Maschine dafür dimensioniert wurde. Die Werte für parallel Betrieb in Tabelle 5.1 kamen diesem Verhältnis sehr nahe, was allerdings nicht die Abhängigkeit der Auslegung von dem Betriebspunkt, hier durch den Gegendruck charakterisiert, aufhebt.

Um unter diesen Bedingungen eine Maschinenauslegung durchzuführen, wäre es notwendig den meist genutzten Betriebspunkt zu bestimmen. Da sich die praktischen Einsatzbedingungen einer solchen Vakuumpumpe jedoch sehr unterscheiden können, war eine allgemeine Festlegung davon jedoch nicht möglich. Somit wurde diese Anwendung für den vorgeschlagenen Optimierungsalgorithmus nicht weiter verfolgt. Eine erste Überprüfung des Ansatzes zur Auslegung linearer Maschinen für alternierende Bewegungen sollte an eine Applikation mit wenig veränderlicher periodischer Belastung erfolgen, wo man einen eindeutigen optimalen Betriebspunkt festlegen kann.

### 5.1.2. Freikolbenlineargenerator

Eine weitere Anwendung, die zur Wahl stand, war ein FKLG, der ebenfalls bereits ausgiebig am hiesigen Lehrstuhl untersucht worden ist [19, 97]. Mit einem solchen Antrieb wird die chemische Energie eines Treibstoffs durch Verbrennung in einem Zylinder in mechanische Energie umgewandelt, aus der ein Lineargenerator wiederum elektrische Energie gewinnen soll. Die Besonderheit an dem vorhandenen Versuchsstand war der eingesetzte Viertakt Ottomotor, da in FKLGs vorzugsweise Zweitaktmotoren verwendet werden [51, 98, 99]. Der Vorteil dieses Prozesses liegt in der verbesserten Effizienz und Abgasqualität gegenüber den meisten Zweitaktmotoren. In der Tabelle 5.2 sind die Kennwerte des Verbrennungsmotors dargestellt, der im FKLG Antriebssystem eingesetzt worden ist.

**Tabelle 5.2.** – *Parameter des Verbrennungsmotors aus [19, 97] und Spitzenwerte im Nennbetriebspunkt*

Hersteller	Tailong (Zhuhai) Machinery Manufacturing Equipment Ltd.
Nennleistung	1,9 kW
Nennkraft	445 N
Nenngeschwindigkeit	4,27 $\frac{m}{s}$
bewegte Masse	0,286 kg
Hubraum	99,25 cm <sup>3</sup>
Kolbendurchmesser	55,4 mm
Konventioneller Hub	40,2 mm
Maximaler Hub	56,6 mm

Die Herausforderungen bei der Umsetzung werden deutlich, wenn man die Verläufe bei Betrieb eines FKLG mit einem Viertakt Prozess betrachtet [100].

In Abbildung 5.4 sind die einzelnen Takte im Betrieb der Antriebs dargestellt:

I - Ansaugen

Ein Gas(-gemisch) wird durch das Einlassventil in die Brennkammer gesogen.

II - Verdichten

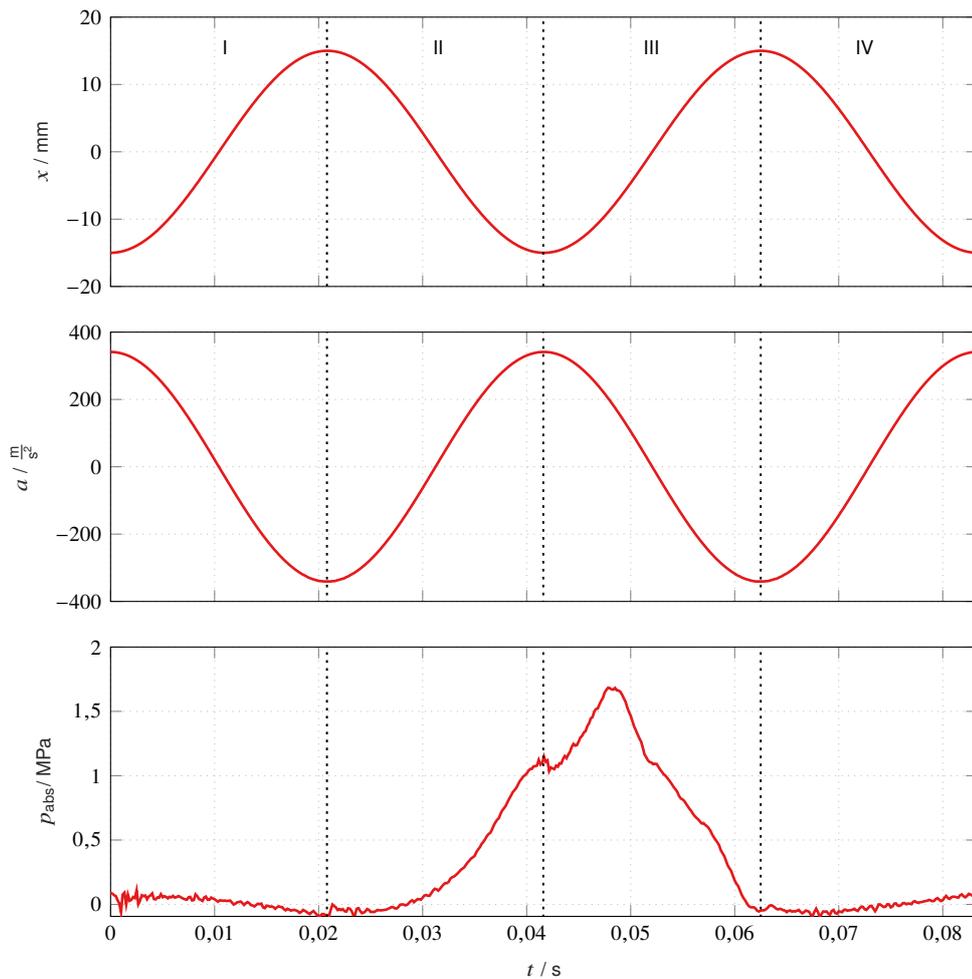
Das Gas(-gemisch) wird bei geschlossenen Ventilen komprimiert und kurz vor Erreichen des oberen Totpunktes erfolgt die Zündung.

III - Arbeiten

Durch das Verbrennen des Treibstoffes nimmt die Temperatur und der Druck in der Brennkammer zu, was zur Verrichtung mechanischer Arbeit am bewegenden Kolben führt.

IV - Ausstoßen

Das Abgas wird nach Öffnen des Auslassventils aus dem Zylinder geschoben.



**Abbildung 5.4.** – Beschreibung des FKLG-Zyklus anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und Kammerdruck (unten) bei einem Viertakt Verbrennungsprozess ausgehend von Messergebnissen aus [97]

In dem ersten und letzten Takt ist die Lastkraft aufgrund des geringen Drucks im Brennraum vernachlässigbar. Dementsprechend muss die elektrische Maschine lediglich ihre eigene Masse bewegen, was zu Verlusten führt, die den Gesamtwirkungsgrad reduzieren. Dazu kommt die hohe Bewegungsfrequenz, die gefordert wird, um durch große Anzahl von Verbrennungen möglichst viel Leistung mit dem Antriebssystem zu generieren.

Unter diesen Umständen ist die Ausnutzung eines Federsystems sehr naheliegend und wurde bereits in Verbindung mit dem vorhandenen Versuchsstand in Zusammenarbeit mit dem Autor dieser Dissertation untersucht [4]. Auch in der Literatur wurde davon ausgegangen, dass gegenüber des Zylinders eine Feder angebracht wird, welche die Beschleunigungskräfte aufbringt [51, 52, 45, 50, 98, 99]. Dies führt jedoch zu mehr Komplexität des Aufbaus, besonders wenn einstellbare Federn (z. B. für Versuchsstände oder Änderung des Betriebspunktes) verwendet werden sollen. Mit einer geregelten Gasfeder ist dies möglich, mindert aber durch zusätzliche Verluste den Gesamtwirkungsgrad [53]. Einfache mechanische Federn umgehen dieses Phänomen weitestgehend und versprechen laut der Untersuchung in Abschnitt 3.2.2 eine Reduktion der Verluste auch bei variierenden Frequenzen. Die analytischen Betrachtungen waren jedoch

unter der Voraussetzung einer sinusförmigen Bewegung mit fester Frequenz durchgeführt. Insbesondere die Maschine für einen Motorprüfstand sollte nicht durch eine Auslegung zusammen mit einem Federsystem in der Betriebsweise potentiell eingeschränkt werden.

Aus diesen Gründen ist für die Auslegung der Maschine auf einen Federmechanismus verzichtet worden. Damit konnten die grundlegenden Annahmen bezüglich des Einflusses der Beschleunigungsvorgänge auf die Optimierung der Maschine möglichst unabhängig beurteilt werden. Es ergibt sich somit ein Referenzwert, der in zukünftigen Arbeiten zur Einschätzung der Ergänzung einer Feder herangezogen werden kann.

Die Verläufe in Abbildung 5.4 basierten auf experimentellen Ergebnissen des FKLG. An dem vorhandenen Versuchsstand konnten jedoch nicht die erhofften Betriebspunkte erreicht werden, da die eingesetzte elektrische Linearmaschine bereits bei einer Zyklusfrequenz von  $f_z = 6,3$  Hz, was bei dem Viertaktprinzip einer mechanischen Bewegungsfrequenz von  $f_{\text{mech}} = f_z \cdot 2 = 12,6$  Hz entspricht, und einem Hub von  $h = 30$  mm in die Strombegrenzung kam und den Sollwerten nicht mehr folgen konnte. Um bei der Neuauslegung eine Maschine zu erhalten, mit der es möglich ist, auch bei höheren Frequenzen einen leistungsfähigeren Verbrennungsmotor einzusetzen, wurde der gemessene Verlauf angepasst. Die qualitative Form wurde beibehalten aber die Zyklusfrequenz sowie die Spitzenkraft, welche von dem Druck im Zylinder  $p_{\text{abs}}$  und der Querschnittfläche des Kolbens bestimmt wurde, sind angehoben worden. Damit konnten die zeitlichen Verläufe für die Position, Beschleunigung und Lastkraft in das Betriebsmodell gemäß Abbildung 4.1 aufgenommen werden. Die Kennwerte des Verlaufs, welche der Optimierung des Prototyps zugrunde lag, sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

**Tabelle 5.3.** – Kennwerte des Lastverlaufs für die Auslegung der elektrischen Linearmaschine

Parameter	Wert
Zyklusfrequenz $f_z$	12 Hz
Hub $h$	30 mm
max. Beschleunigung $\hat{a}$	341 $\frac{\text{m}}{\text{s}^2}$
max. Lastkraft $\hat{F}_L$	4000 N
mech. Leistung $P_m$	771 W

Die Optimierung des Verbrennungsprozesses durch Anpassungen an dem Bewegungsverlauf war nicht Teil der vorliegenden Arbeit. Das Potenzial der freien Trajektorienvariation, welche eine optimal energieeffiziente elektrische Maschine benötigt, konnte ein Team mit dem Verfasser dieser Dissertation in [5] eindeutig beweisen. Die vorgestellte Belastung diene als beispielhaftes Verhalten eines FKLG, für das eine elektrische Maschine ausgelegt werden sollte. Der resultierende Prototyp sollte neben einer hohen Effizienz bei Betrieb eines Verbrennungsmotors in dem angegebenen Arbeitspunkt folgendes gewährleisten:

- Validierung der erarbeiteten Auslegungsmethodik für Linearmaschinen
- Ausgangspunkt für weitergehende Untersuchung und Optimierung des Verbrennungszyklus

In Tabelle 5.4 wurden wieder die charakteristischen Parameter für den Lastzyklus aufgelistet. Wie es aufgrund des größeren Hubs und Lastkraft zu erwarten war, lagen alle der Parameter mehrere Größenordnungen über den Charakteristiken der Membranvakuumpumpe aus Tabelle 5.1. Besonders der sehr hohe Wert für  $\gamma$  zieht nach (3.34) eine größer dimensionierte Maschine nach sich. Der Wert für  $\beta$  war ebenfalls negativ, da die Kompressionskraft wieder eine Federwirkung ausübt und die Beschleunigung

**Tabelle 5.4.** – Charakteristische Parameter des FKLG-Bewegungsverlaufs

$\alpha / \frac{\text{m}^2}{\text{s}^3}$	$\beta / \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$	$\gamma / \frac{\text{N}^2}{\text{s}}$	$\delta / \text{m}$
4847	-10407	167760	0,12

teilweise kompensiert. Das optimale Verhältnis zu  $\alpha$  und  $\gamma$  ist jedoch deutlich verfehlt, da dieser Einfluss lediglich in Zweien der vier Takte wirkt. Ausgehend von diesen Kennwerten wurde mit der Auslegung einer Linearmaschine fortgefahren.

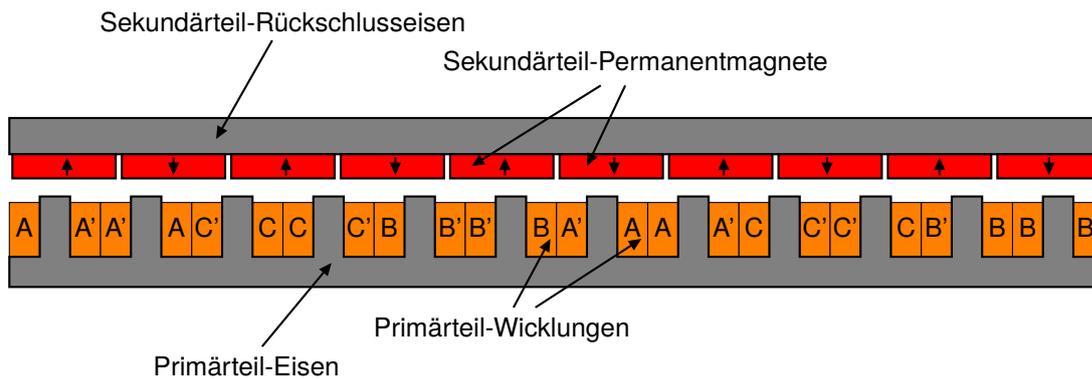
## 5.2. Festlegung des Maschinentyps

Bevor allgemein eine elektrische Maschine für einen bestimmten Anwendungsfall optimiert werden konnte, musste der Maschinentyp ausgewählt werden, der zum Einsatz kommen soll. Dieser Schritt war für Linearmaschinen aufgrund der Vielzahl der möglichen Ausführungsformen, wie sie in Abschnitt 2.1.3 vorgestellt wurden, noch aufwendiger als bei rotierenden Maschinen. Ausgehend von den Erkenntnissen aus vorangegangenen Forschungen, wurde eine Auswahl an möglichen Maschinentopologien aufgestellt und vor dem Hintergrund des energieoptimalen Betriebs bei beschleunigten Bewegungen beurteilt. Dabei wurden lediglich permanenterregte Maschinentypen betrachtet, da bereits etabliert ist, dass sie eine überlegene Leistungsdichte aufweisen. Nachfolgend sind die Untersuchungen verschiedener weiterer Charakteristika dargestellt.

### 5.2.1. Slot-Pol-Kombination

Bei PMSMs gibt es unterschiedliche Kombinationen bei dem Verhältnis von Slots im Primärteil zu den Polen des Sekundärteils, zwischen denen eine Entscheidung auf Grundlage der ausführlichen Literatur in dem Gebiet getroffen worden ist. Dabei wurde darauf geachtet, dass eine einfache Konstruktion und die Umsetzung mit unterschiedlichen Maschinentopologien möglich ist. Daher standen Slot-Pol-Kombination zur Wahl, die mit konzentrierten Wicklungen erreicht werden konnten. Diese zeichneten sich dadurch aus, dass sie zum einen als Zahnspulen gefertigt werden können, die einfach auf das Blechpaket gesteckt werden und zum anderen nur minimale Wickelköpfe aufweisen, was das verlustbehaftete Volumen reduziert. Ebenfalls wichtig zur Minimierung der Verluste war ein ein hoher Wicklungsfaktor zur Reduzierung der in den Phasen verketteten Harmonischen. Zuletzt ist es vorteilhaft, wenn sowohl Einzel- als auch Doppelschichtwicklungen möglich sind, weil damit mehr Flexibilität ermöglicht wurde, um die Auslegung der Wicklungsparameter auf umsetzbare Drahtgeometrien abzustimmen.

Diese Anforderungen konnten mit einer Slot-Pol-Kombination von 12 Slots im Primärteil zu 10 Polen im Sekundärteil nach [101, 102] erfüllt werden. Die Elementarmaschine dieser Ausführung ist in Abbildung 5.5 für eine beispielhaften Querschnitt dargestellt. Daraus wurde deutlich, dass die kleinstmögliche Konstruktion bereits eine verhältnismäßig lange Maschine ergibt. Für die folgende Optimierung wurde somit davon ausgegangen, dass die Maschine aus lediglich einem solchen Abschnitt besteht, was eine geringere bewegte Masse ermöglicht und die Herstellung erleichtert.



**Abbildung 5.5.** – Querschnitt einer Elementarmaschine mit exemplarischer Topologie, der ausgewählten Slot-Pol-Kombination von 12/10 und Zweischichtwicklungen im Primärteil

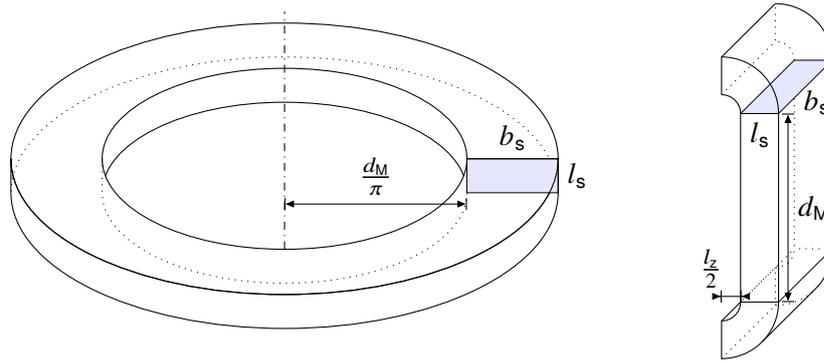
### 5.2.2. Materialparameter

Für die Simulation einer solchen Linearmaschine sind einige Kenngrößen der zu verwendenden Materialien zu hinterlegen. Die Charakterisierung des Wicklungsvolumens ist durch den spezifischen Widerstand  $\rho_{Cu}$  erfolgt, der für handelsüblichen Kupferdraht bei  $\rho_{Cu} = 0,0171 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$  liegt. Bei der Wahl des ferromagnetischen Rückschlusses im Primärteil wurde auf etablierte Technik mit gestapelten, voneinander isolierten Eisenblechen zur Minimierung der Wirbelstromverluste zurückgegriffen. Dabei wurde zu Gunsten der Preise und Verfügbarkeit keine aufwendigen Materialien wie Kobalt-Eisen Legierungen sondern Standard Elektroblech der Qualität M270-50A vorgesehen. Aus entsprechenden Datenblättern konnten aus den Hysteresekurven die Steinmetz-Parameter abgeleitet werden. Damit blieb noch die Festlegung des PM-Materials. Ähnlich wie bei den Eisenblechen, wurde ein Material ausgewählt, das ausreichend gute magnetische Eigenschaften sowie vertretbare Kosten und Verfügbarkeit aufwies. Die Parameter, welche die Qualität eines PM bestimmen, sind die Remanenzflussdichte  $B_r$  und Koerzitivfeldstärke  $H_{cJ}$  sowie der Temperaturbereich, in dem sie verwendet werden können. Selten-Erden Magnete mit Neodym-Anteil sind aufgrund ihrer guten magnetischen Charakteristiken für Anwendungen in Maschinen mit hoher Leistungsdichte etabliert. Für die Umsetzung eines Prototyps fiel die Wahl auf Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) der Qualität N48 mit einer minimalen Remanenz von  $B_r = 1,37 \text{ T}$  sowie Koerzitivfeldstärke  $H_{cJ} = 955 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$  bei  $25^\circ\text{C}$  und einer maximalen Einsatztemperatur von  $80^\circ\text{C}$ .

### 5.2.3. Tubulare oder Flache Ausführung

Bei der Wahl des Geometrietyps konnte auf die Forschung [49] zurückgegriffen werden, wo exemplarisch ein flacher linearer PM-Aktor mit einer tubularen Maschine gleicher Struktur zum Einsatz in einem FKLK verglichen wurden. Trotz höherer Läufermasse erreichte der flache Generator einen besseren Wirkungsgrad. Auch in [50] wurde bereits ein Vergleich von tubularer und flacher Ausführung von Linearmaschinen für Freikolbenmotoren durchgeführt. Unter Berücksichtigung des statischen Maschinenverhaltens, wurde eine flache Maschine als beste Wahl dargestellt. Untermuert wurden diese Ergebnisse ebenfalls von den Arbeiten in [52], wo ein optimierter tubularer Generator den dynamischen Anforderungen nicht gerecht und durch eine kommerzielle, flache Linearmaschine ersetzt wurde.

Zur Einschätzung der Unterschiede im Verhalten beider Topologien bezüglich der Verlustleistung wurde der Einfluss der Geometrie des Wickelfensters untersucht. Es wird von einer doppelseitigen flachen Linear-



**Abbildung 5.6.** – Geometrie des Wicklungsvolumens eines Slots für tubulare und flache Linearmaschinen mit Zahnspulen

maschine und eine tubularen ausgegangen, wobei die Statorwicklungen von dem gleichen magnetischen Fluss des Läufers erfasst werden. Dementsprechend würde eine bestimmte magnetische Durchflutung  $N \cdot I$  in den Statorspulen zur gleichen Vortriebskraft führen:

$$F_M \propto N \cdot I \quad (5.8)$$

Davon kann für die benötigte Stromdichte folgender Zusammenhang aufgestellt werden:

$$J = \frac{N \cdot I}{A_{Cu}} \quad (5.9)$$

Da die Kupferverluste quadratisch von der Stromdichte abhängen, ist eine Reduktion durch Vergrößern des Wickelfensters  $A_{Cu}$  zu erreichen, was aber gleichzeitig das Kupfervolumen beeinflusst.

$$A_{Cu} = b_s \cdot l_s \quad (5.10)$$

Um die Form des Luftspalts nicht zu verändern, wird das Wickelfenster durch Variation der Breite (Slottiefe)  $b_s$  verändert. Dies hat für die beiden Topologien unterschiedlichen Einfluss auf das Kupfervolumen. Abbildung 5.6 zeigt die berechnete Geometrie für das Wicklungsvolumen, das einen Slot ausfüllt, wobei davon ausgegangen wird, dass die Luftspaltfläche identisch ist, der Innenradius der tubularen Wicklung somit  $\frac{d_M}{\pi}$  entspricht. Bei der flachen Maschine wird aufgrund der Doppelstatoranordnung von zwei Slots ausgegangen und zusätzlich die hier als Zylinderschalen angenommenen Wickelköpfe berücksichtigt, welche die Länge des Zahns  $l_z$  überbrücken. Mit der Vereinfachung  $l_z = l_s$  ergibt sich für die Volumina der beiden Geometrien:

$$V_{Cu,flach} = b_s \cdot l_s \cdot (2 \cdot d_M + 4 \cdot \pi \cdot l_s) \quad (5.11)$$

$$V_{Cu,tubular} = b_s \cdot l_s \cdot (2 \cdot d_M + \pi \cdot b_s) \quad (5.12)$$

Zum Vergleich wird die Differenz beider Größen gebildet:

$$V_{Cu,tubular} - V_{Cu,flach} = \pi \cdot b_s \cdot l_s (b_s - 4 \cdot l_s) \quad (5.13)$$

Bei einer Vergrößerung des Kupferquerschnitts durch Erhöhen von  $b_s$  geht somit aus (5.13) hervor, dass der Anstieg des Wicklungsvolumens für die tubulare Maschine größer ist, als bei der Flachen. Unter den

betrachteten Voraussetzungen wird der Einfluss des zusätzlichen Volumens aufgrund der Wickelköpfe bei der flachen Maschine für eine Wicklungslänge von  $b_s > 4 \cdot l_s$  übertroffen. Ab diesem Punkt würde die Verlustleistung bei einer tubularen Maschine somit höher liegen.

Um einen Vergleich der Maschinenausführungen für die dynamische Belastung zu erhalten, wurde eine vorläufige Optimierung für drei Konfigurationen ausgeführt. Dafür wurden neben der Geometrie der flachen Maschine zwei tubulare Anordnungen gewählt, eine mit radial magnetisierten PMs und Rückschlusseisen und eine Maschine mit quasi-Halbach magnetisiertem Sekundärteil. Die Optimierung betraf in erster Linie die Dimensionierung der Maschine, es wurden also die Geometrieparameter als Eingangsgrößen gewählt, welche die Länge, Höhe / Innenradius sowie Breite / Außenradius bestimmen. Als Zielfunktion wurde der Wirkungsgrad bei Vollführen des FKLG-Zyklus gesetzt, welcher von den Verlusten bestimmt ist, die in der elektrischen Maschine dabei auftreten. Die bewegte Masse  $m$  ergibt sich nur aus dem für die Funktionsweise notwendigem Material, wie PMs, Rückschlusseisen bei der radialen tubularen Maschine und Linearlagern bei der flachen Ausführung. Es kam der gesamte Optimierungsalgorithmus zum Einsatz, wie er in Absatz 4 vorgestellt wurde. Wie dies im Detail umgesetzt ist, wird später in Kapitel 5.3 erläutert.

**Tabelle 5.5.** – Vergleich der Ergebnisse der vorangestellten Optimierung der unterschiedlichen Maschinenausführungen

	Flach	Tubular, Halbach	Tubular, Radial
Wirkungsgrad $\eta$	95,26 %	90,05 %	85,08 %
Kupferverluste $P_{Cu}$	22,12 W	45,87 W	90,74 W
Eisenverluste $P_{Fe}$	14,46 W	30,85 W	24,38 W
Läufermasse $m$	6,62 kg	4,74 kg	5,92 kg
max. Stromdichte $\hat{J}$	0,78 $\frac{A}{mm^2}$	3,58 $\frac{A}{mm^2}$	3,95 $\frac{A}{mm^2}$

Die Ergebnisse für die drei Maschinentypen ist in Tabelle 5.5 dargestellt. Damit konnte die Überlegenheit der flachen Linearmaschinen auch bei der Optimierung für eine beschleunigte Bewegung gezeigt werden. Der Wirkungsgrad war trotz größerer Läufermasse  $m$  um 5 % bzw. 10 % besser als bei optimalen tubularen Maschinen. Erwartungsgemäß hatte zwischen den beiden tubularen Maschinen der Halbach-Sekundärteil besser abgeschnitten, was vor allem auf das fehlende Rückschlusseisen zurückzuführen war. Der große Vorteil des flachen Maschinentyps lag in der verhältnismäßig einfachen Umsetzbarkeit des Doppelstator-Designs. Für tubulare Anordnungen wurde ein Doppelstator nicht betrachtet, da bereits in [44] der Aufwand zur Umsetzung der Mechanik als zu hoch eingeschätzt wurde. Bei einer flachen Maschine steigt der Konstruktionsaufwand gegenüber einer konventionellen Ausführung mit einseitigem Stator weniger stark. Dies wurde hier in Kauf genommen, da sich ebenfalls signifikante Vorteile ergaben:

- Kompensation der Normalkräfte auf den Läufer durch die symmetrische Anordnung, was die Beanspruchung der Lager reduziert
- Verbesserte Leistungsdichte durch höhere Ausnutzung des PM-Materials bei zwei Luftspalten
- Möglichkeit der deutlichen Reduzierung der bewegten Masse durch Verzicht auf das Rückschlusseisen im Sekundärteil

### 5.2.4. Geometrieparameter

Nach der Auswahl des Maschinentyps waren die zu optimierenden Geometrieparameter festzulegen. Da der aufgestellte Optimierungsalgorithmus für jede Parameterkombination zwei rechenintensive FEM-Simulationen durchführte, war eine möglichst geringe Anzahl der Eingangsparameter angestrebt. Zu diesem Zweck wurde im Vorhinein der Wert einiger Größen festgelegt, die von der übrigen Geometrie weitgehend unabhängig betrachtet werden konnten. Dabei wurden in FEAs mit der gleichen Geometrie wie in der vorläufigen Optimierung einfache Sweeps über den Wertebereich der betreffenden Parameter durchgeführt.

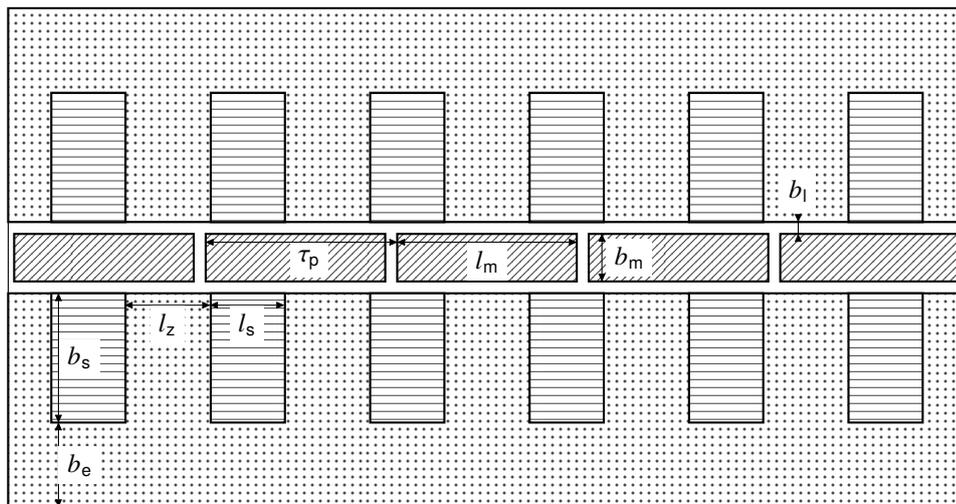


Abbildung 5.7. – Ausschnitt der Geometrie der Linearmaschine zur Definition der Parameter

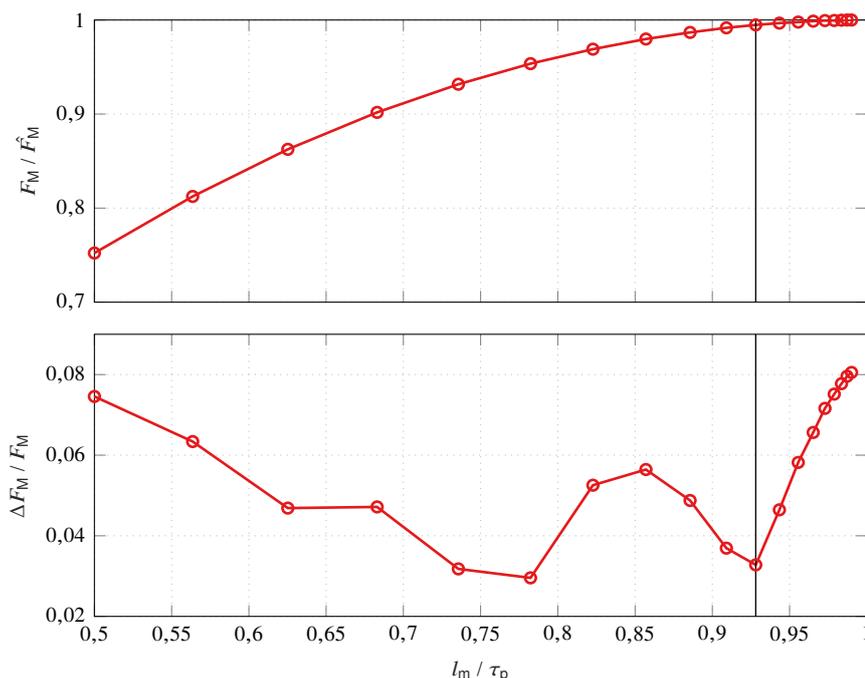
In Abbildung 5.7 ist die Maschinengeometrie mit den Parametern gezeigt, von denen sie komplett beschrieben wird. Da die Slot-Pol-Kombination festgelegt wurde, besteht ebenfalls ein festes Verhältnis für die Polteilung  $\tau_p$  und die Statorparameter  $l_s$  und  $l_z$ . Die Breite des Rückschlussblechs  $b_e$  wurde gleich der Dicke der Zähne  $l_z$  gesetzt, da beide Dimensionen durch den gleichen magnetischen Fluss bestimmt werden. Für den Luftspalt  $b_l$  galt, dass er so klein wie möglich gewählt werden sollte, da er einen magnetischen Widerstand darstellt und zur Minderung der Flussdichte und damit der Maschinenkraft führt. Gleichzeitig stellt er den mechanischen Spielraum dar, welcher die Bewegung des Läufers ermöglicht und von der Konstruktion sichergestellt werden muss. Um mögliche Toleranzen in der Fertigung ausgleichen zu können, ist ein Luftspalt von  $b_l = 1,5$  mm gewählt worden. Die Bestimmung der Werte für das Verhältnis von  $\frac{l_m}{\tau_p}$  sowie die Breite der Magneten  $b_m$  ist nachfolgend beschrieben.

Der Abstand zwischen den Magneten, definiert durch das Verhältnis  $\frac{l_m}{\tau_p}$ , wurde nicht allein vor dem Hintergrund der Leistungsfähigkeit und Energieeffizienz des Antriebs bestimmt. Hauptaugenmerk lag dafür auf der Kraftwelligkeit  $\Delta F_M$ , die durch Änderung der Maschinenkraft über die Läuferposition hervorgerufen wird. Sie trat aufgrund der Reluktanzkraft zwischen dem magnetisierten Material und den ferromagnetischen Zähnen des Primärteils sowie eventueller nicht-sinusförmiger Flussverkettung auf. Dies würde im Betrieb zu Vibrationen oder bei der Kompensation zu mehr Regelungsaufwand und zusätzlichen Verlusten in der Ansteuerung führen. In der Simulation ist dementsprechend die Kraft auf die Permanentmagnete  $F_M$  für verschiedene Positionen entlang der Bewegungsrichtung bei Bestromen des Primärteils ausgewertet

worden. Die Welligkeit wurde berechnet gemäß:

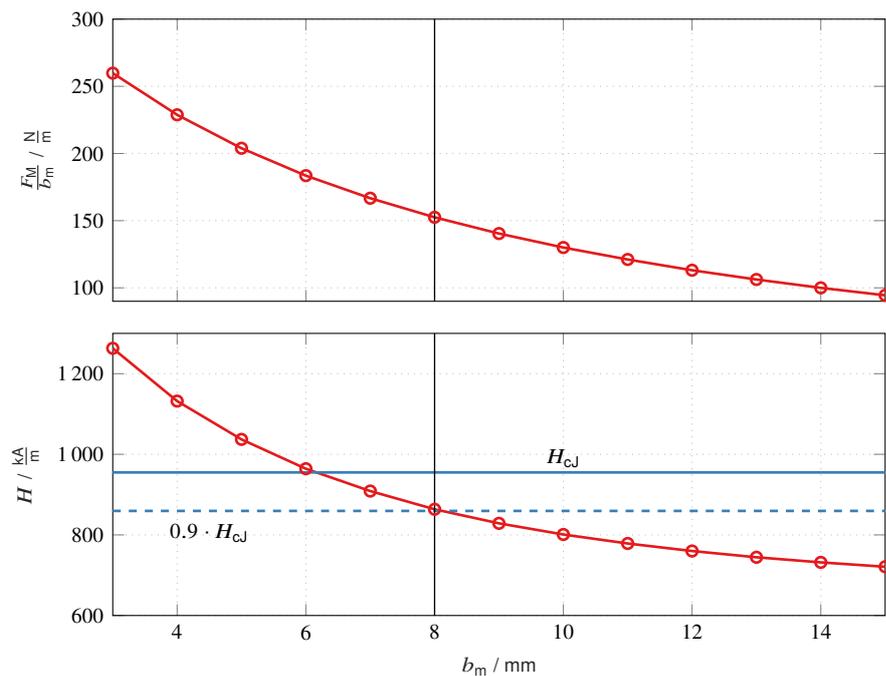
$$\Delta F_M = \max \{F_M(x)\} - \min \{F_M(x)\} \quad (5.14)$$

Aus der Darstellung der Ergebnisse in Abbildung 5.8 ist für das Parameterverhältnis  $\frac{l_m}{\tau_p} = 0,93$  gewählt worden. Die durchschnittliche Maschinenkraft hatte ihr Maximum bei einem Verhältnis von nahe 1, da in dem Fall das meiste Magnetmaterial vorliegt, das zum Magnetfluss und damit der Kraftbildung beitragen kann. Allerdings hatte dort die Kraftwelligkeit ebenfalls ihr Maximum von fast 8 % der Gesamtkraft. Das gewählte Verhältnis bildete einen Kompromiss, wo die Vortriebskraft noch sehr hoch war und die Welligkeit ein lokales Minimum aufwies.



**Abbildung 5.8.** – Simulationsergebnisse für die durchschnittliche Maschinenkraft bezogen auf den Höchstwert  $F_M/\hat{F}_M$  und die Kraftwelligkeit  $\Delta F_M$  abhängig von der bezogenen Magnetlänge  $\frac{l_m}{\tau_p}$

Besondere Bedingungen wurden auch bei der Auslegung der Magnetbreite berücksichtigt. Bei dem PM-Material musste beachtet werden, dass die eingeprägte Remanenzflussdichte durch Anlegen eines starken, entgegen gerichteten Magnetfeldes dauerhaft aufgehoben werden kann. Diese Entmagnetisierung tritt auf, wenn die Koerzitivfeldstärke der magnetischen Polarisation  $H_{cJ}$  des Materials überschritten wird. Dazu könnte es kommen, wenn das Magnetfeld der Primärteils, die magnetische Durchflutung, im Verhältnis zum Magnetfeld des Sekundärteils bei maximal zulässigem Strom zu groß ist. Das Erregerfeld des Sekundärteils wird maßgeblich von der Menge des Magnetmaterials bestimmt, das wiederum sowohl die bewegte Masse, die klein gehalten werden soll, und die Maschinenkraft beeinflusst. Dementsprechend ist für die Festlegung der Magnetbreite eine stationäre FEA zum Einsatz gekommen, bei der die Kraft je Magnetbreite  $F_M/b_m$  sowie die magnetische Feldstärke im Bereich der PMs ausgewertet wurde. Für die Durchflutung wurde von einer Beispielgeometrie im Extremfall ausgegangen, wo die maximal zulässige Stromdichte von  $5 \frac{A}{mm^2}$  im Wickelfenster eingeprägt wurde, welches ein sehr großes Verhältnis von Breite zu Länge  $\frac{b_s}{l_s}$  aufwies.



**Abbildung 5.9.** – Simulationsergebnisse für die Maschinenkraft  $F_M$  und die magnetische Feldstärke  $H$  im Magnetmaterial bei Bestromen des Primärteils abhängig von der Magnetbreite  $b_m$

Wie Abbildung 5.9 zeigt, fiel die auf das Läufergewicht bezogene Maschinenkraft bei zunehmender Magnetbreite ab. Somit sollte  $b_m$  möglichst gering gewählt werden. Für die Feldstärke im Magnetbereich konnte das gleiche Verhalten beobachtet werden, wobei für die Magnetbreite unter 6 mm die Koerzitivfeldstärke überschritten wurde. Mit einer zusätzlichen Sicherheitsmarge von 10 % fiel die Wahl für diesen Parameter auf  $b_m = 8$  mm.

### 5.2.5. Konzept zur Konstruktiven Umsetzung

Bei Betrachtung des Querschnitts der Maschinengeometrie in Abbildung 5.7 wird die Herausforderung für die Konstruktion der Linearmaschine, besonders des Sekundärteils deutlich. Diese Art des Maschinentyps für Bewegungen mit hohen Beschleunigungen ist bereits in vorangegangenen Forschungen umgesetzt worden [58]. Dabei wurden Abstandhalter aus Aluminium zwischen den PMs eingesetzt, die ober- und unterhalb an Querstangen entlang der Bewegungsrichtung fixiert worden, welche ebenfalls zur Anbringung der Lager dienten. Für die hier gewählte Läufergeometrie war der Zwischenraum zwischen den Magneten nicht ausreichend um allein zur Versteifung der Konstruktion zu sorgen, weshalb die Magnete zwischen zwei Platten aus Carbonfaserverstärktem Kunststoff (CFK) mit einer Stärke von  $b_{\text{cfk}} = 0,5$  mm fixiert werden sollten. Dies versprach hohe Steifigkeit bei geringst möglichem Gewicht und wenig Beeinflussung des elektromagnetischen Verhaltens aufgrund der reduzierten elektrischen Leitfähigkeit gegenüber Metallen [103]. Zusätzlich war ein äußerer Rahmen zur Versteifung des Läufers geplant, der aus Vierkant-CFK-Stangen mit einem Querschnitt gleich der Magnetbreite  $b_m$  und Wandstärke  $w_{\text{cfk}} = 0,5$  mm aufgebaut werden sollte. Diese Komponenten ergaben zusammen mit den Magneten die bewegte Masse der Maschine. Deren Volumen konnte aus den Geometrieparameter und den Zusammenhängen in Tabelle 5.6 berechnet

### 5.3. Ablauf der Optimierung

werden, was über die Dichte von CFK  $\rho_{m,cfk} = 1500 \text{ kg/m}^3$  und dem Magnetmaterial  $\rho_{m,pm} = 7550 \text{ kg/m}^3$  zu der Masse gemäß (3.4) führte.

**Tabelle 5.6.** – Berechnung des Volumens verschiedener Maschinenkomponenten

Komponente	Volumenberechnung
Wickelfenster	$(b_s \cdot l_s \cdot d_M) \cdot k_{Cu}$
Wickelkopf	$\left( \pi \cdot b_s \left( l_s^2 + l_z \cdot l_s \right) \right) \cdot k_{Cu}$
Magnete	$10 \cdot b_m \cdot l_m \cdot d_M$
CFK-Platten	$2 \cdot (10 \cdot \tau_p \cdot b_{cfk} \cdot d_M)$
CFK-Stangen	- horizontal $2 \cdot \left( 10 \cdot \tau_p \cdot \left( b_m^2 - w_{cfk}^2 \right) \right)$
	- vertikal $2 \cdot \left( \left( b_m^2 - (2 \cdot w_{cfk})^2 \right) \cdot d_M \right)$

Für die Lagerung des Läufers waren zwei Linearführungen mit stationären Schienen und am Läufer befestigten Schlitten vorgesehen. Die Masse der Führungsschlitten war in der Auslegung ebenfalls zu berücksichtigen, weshalb nach erster Sichtung der verfügbaren Ausführungen von einer Aufhängung an vier Schlitten mit einer Masse von je 0,35 kg ausgegangen wurde.

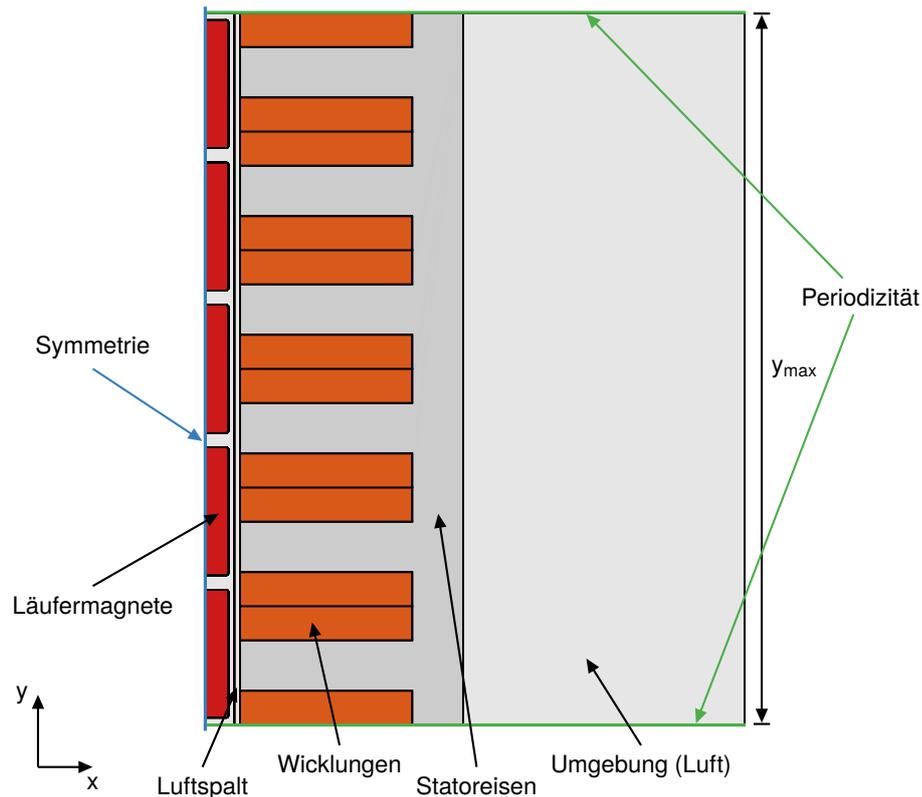
In der Tabelle 5.6 wurde ebenfalls die Berechnung für das Volumen im Wickelfenster sowie der Wickelköpfe aufgeführt. Für letztere wurde vereinfacht davon ausgegangen, dass die Verbindung zweier benachbarter Wickelfenster, welche eine Zahnspule bilden, gemäß Abbildung 5.6 durch Zylinderschalen mit Wandstärke  $l_s$  und Innendurchmesser gleich der Breite des Statorzahns  $l_z$  hergestellt wird. Außerdem war in dieser Berechnung der erreichbare Füllfaktor  $k_{Cu}$  zu berücksichtigen, da es aufgrund der notwendigen Isolationsmaterialien nicht möglich war, das komplette Wickelfenster mit Kupfer auszufüllen. Für eine so einfache Spulengeometrie, die mit Zahnspulen und gegebenenfalls mit rechteckigen Profildrähten ausgelegt werden kann, wurde ein hoher Füllfaktor von  $k_{Cu} = 75 \%$  angenommen.

## 5.3. Ablauf der Optimierung

Nach diesen Vorbetrachtungen konnte das erarbeitete Optimierungsverfahren für die Auslegung eines Prototyps genutzt werden. Dafür wurde die Geometrie der elektrischen Linearmaschine zur Verwendung in der FEA aufgearbeitet, wobei die Reduktion der Rechenzeit bei hoher Genauigkeit der Ergebnisse im Vordergrund stand. Anschließend ist der Optimierungsalgorithmus angewendet und dessen Verhalten beurteilt sowie die analytischen Dimensionierung eingesetzt worden, was schließlich in einer optimierten Geometrie resultierte.

### 5.3.1. FEM-Modell des Prototyps

Für die Modellierung der Querschnittsgeometrie zur Nutzung in dem Optimierungsverfahren wurden verschiedene Features der Simulationssoftware zur Reduzierung des Rechenaufwands genutzt.



**Abbildung 5.10.** – Modellierter Ausschnitt der Maschinengeometrie

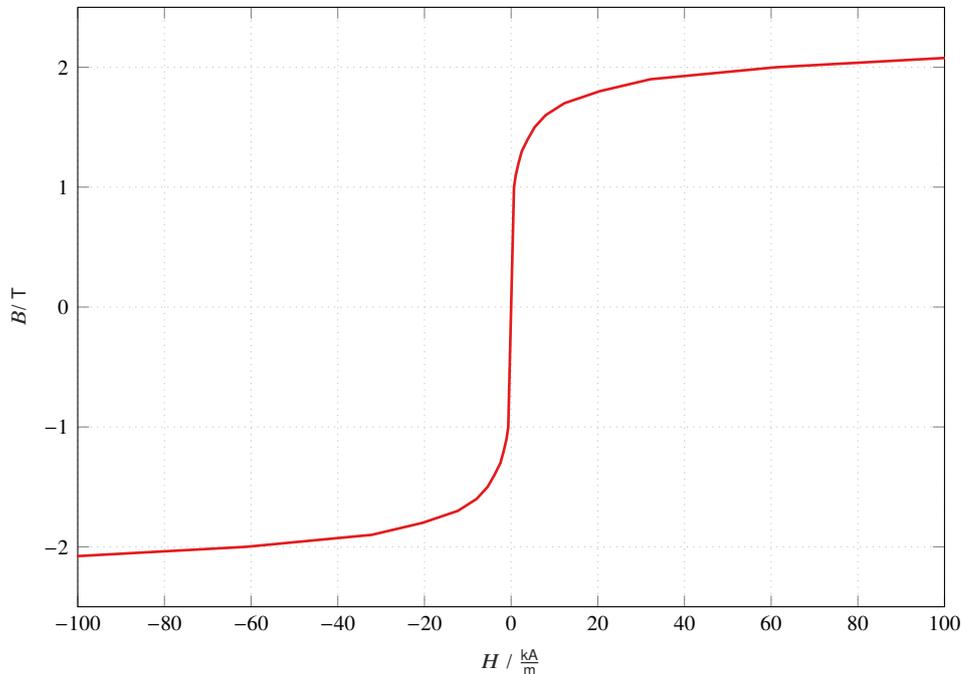
Wie Abbildung 5.10 zeigt, wurde in dem FEM-Modell der Teil einer Statorhälfte der Doppelstatormaschine hinterlegt. Der Läufer am linken Rand der Geometrie ist lediglich zur Hälfte modelliert. Um die Simulationsdauer des Modells zu minimieren, wurde die Symmetrieebene in der Mitte der PMs im Läufer ausgenutzt, indem dort die Randbedingung des perfekten magnetischen Leiters eingesetzt wurde, sodass alle magnetischen Feldlinien orthogonal auftreffen müssen. Der obere und untere Rand des Modells diente der Nachbildung des periodischen Verhaltens einer theoretisch unendlich langen Maschine, wie sie durch Aneinanderreihen von den in Abbildung 5.5 dargestellten Elementarmaschinen entsteht. Da jedoch nur die Hälfte einer Elementarmaschine nachgebildet wurde, musste die Antiperiodizitäts-Randbedingung genutzt werden, bei der die Feldgrößen an den beiden Rändern mit umgekehrtem Vorzeichen miteinander verknüpft werden. Somit stellte der Ausschnitt mit der Länge  $y_{\max}$  das gesamte Verhalten qualitativ und idealisiert nach.

Insgesamt ist der simulierte Ausschnitt in zwei Gebiete unterteilt worden, von denen eines den Läufer mit den Permanentmagneten und das zweite das Statoreisen und die Spulen umfasste. Die beiden Gebiete hatten einen gemeinsamen Rand, der auf der Hälfte des Luftspalts lag. Das magnetische Potenzial dieses Rands auf der Seite des Stators war gleich dem entsprechendem Potenzial am Rand des Läufers gesetzt. Bei Bewegung des Läufers wurde das gesamte erste Gebiet verschoben, weshalb bei dieser Festlegung des magnetischen Potentials der Parameter für die Position einbezogen werden musste und die entsprechende Periodizitätsbedingung hinterlegt wurde. Dafür wurde eine allgemeine Extrusion genutzt, die den Feldverlauf an der Luftspaltgrenze des Läufers gleich dem an der Luftspaltgrenze des Stators gesetzt hat. Das magnetische Vektorpotenzial entlang eines Randes  $\mathbf{A}_1$  sollte gleich dem Wert an der gleichen  $y$ -Koordinate des anderen Randes  $\mathbf{A}_2$  sein. Sollte durch Verschiebung der Läufergeometrie in  $y$ -Richtung

bei einigen Koordinaten keine korrespondierender Rand vorliegen, greift die Antiperiodizitätsbedingung:

$$\mathbf{A}_1(y) = -\mathbf{A}_2(y + y_{\max}) \quad (5.15)$$

Es wurde der Wert zugewiesen, der im nächsten Abschnitt  $y + y_{\max}$  mit umgekehrten Vorzeichen vorlag.



**Abbildung 5.11.** – Kennlinie von  $B(H)$ , die für die Simulation der ferromagnetischen Abschnitte der Maschinenengeometrie zum Einsatz kam

Die ferromagnetischen Eigenschaften des Stator Eisens wurden mit der nichtlinearen  $B(H)$ -Kennlinie aus Abbildung 5.11 berücksichtigt, um Sättigungserscheinungen nachzubilden. Dies ist wichtig für die dynamische FEA, bei der die Feldverteilung ausgewertet wird, welche stark durch Sättigungseffekte geprägt ist.

Für die Läufermagnete ist von einem linearen Zusammenhang für  $B(H)$  mit einer relativen Permeabilität von  $\mu_r = 1$  ausgegangen und die permanente Magnetisierung durch die Remanenzflussdichte  $B_r$  hinterlegt worden:

$$B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H + B_r \quad (5.16)$$

#### 5.3.2. Vernetzung

Die geeignete Aufteilung der modellierten Geometrie in die einzelnen Elemente ist bei der FEA ein wichtiger Arbeitsschritt. Die Vernetzung bestimmt die Qualität des Ergebnisses, das Konvergenzverhalten sowie die für die Simulation benötigte Rechenzeit.

Ein Kriterium zur Festlegung der Elementgröße ist der zu erwartende Gradient der simulierten Feldgrößen. Für präzise Simulationen sollte die Ableitung der berechneten Größen entlang einer Elementkante keine

großen Änderungen erfahren. Wie es allgemein für elektrischen Maschinen zutrifft, war insbesondere im Bereich des Luftspalts, wo die magnetischen Feldlinien zwischen Läufer und Stator verlaufen, eine möglichst feine Vernetzung wichtig. Dahingegen war in den ferromagnetischen und stromdurchflossenen Gebieten eine etwas geringere Anzahl an Elementen notwendig, um das Verhalten der elektromagnetischen Felder abzubilden. Eventuelle externe Flächen, in denen die umgebenden Streufelder auftreten, benötigten nur eine grobe Vernetzung. Scharfe Kanten bei Übergängen zwischen unterschiedlichen Materialien und bei Gebieten vorgegebener Magnetisierung waren zu vermeiden, da bei der Auswertung der Maxwellschen Gleichungen in den Ecken theoretisch unendlich hohe Gradienten auftreten. Dies konnte mittels Abrundungen der Geometrie umgesetzt werden, was die Vernetzung durch höhere Elementanzahl aufwendiger machte aber die Präzision des Simulationsergebnisses verbesserte. Da der Feldverlauf abseits der Kanten nicht davon beeinflusst wurde, sind Abrundungen nur an den Kanten eingesetzt worden, wo entsprechende Größen auszuwerten waren.

Ein etablierter Ansatz bei der Netzverfeinerung ist ein Sweep über die Parameter, welche die Größe der Netzelemente bestimmen, und Auswertung ausgewählter Ergebniswerte für jeden Parameterwert. Da eine exakte Lösung numerisch nicht möglich und bei komplexen Problemen analytisch nicht herleitbar ist, musste eine andere Abschätzung zur Genauigkeit der Ergebnisse genutzt werden. Ab einem bestimmten Feinheitensgrad des Netzes sollte der Wert des Resultats keine große Veränderung mehr erfahren und das Ergebnis konvergiert. Zur Minimierung der Rechenzeit wurde das größte Netz gewählt, für welches das Resultat in einen bestimmten Konvergenzbereich fiel. In dem vorliegenden Fall wurde die elektromagnetische Kraft auf die Permanentmagnete als relevanter Ergebniswert festgelegt.

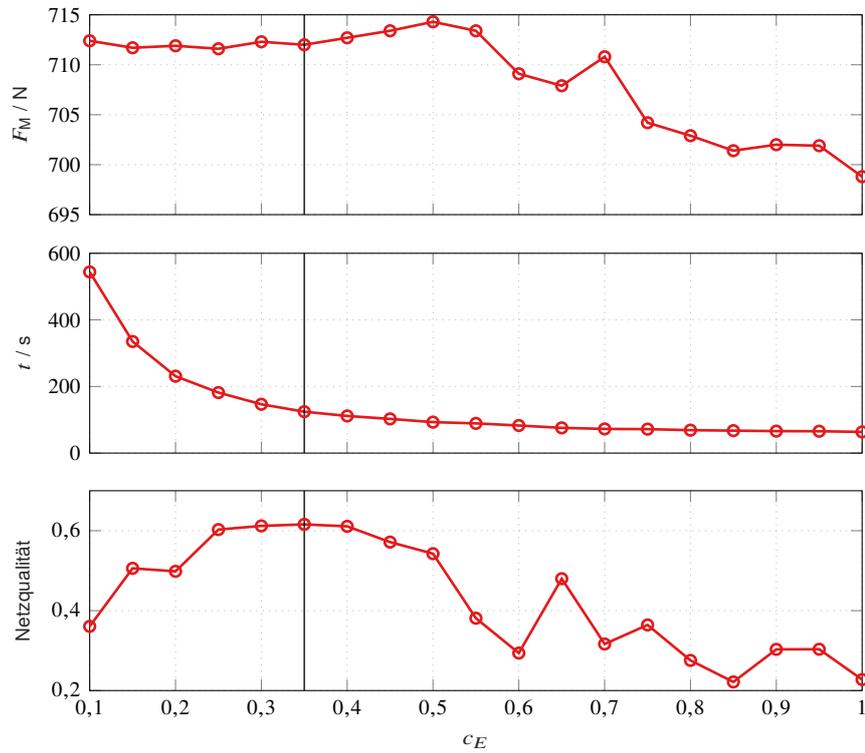
Für die Studie wurde die Größe der Elemente des Netzes abhängig von den Geometrieparametern durch den Faktor  $c_E$  eingestellt. Damit wurde die Kantenlänge der Elemente im Luftspalt durch den Zusammenhang  $c_E \cdot b_1$  und die Anzahl der Dreiecke in kleinen Abschnitten durch  $\frac{1}{c_E}$  bestimmt.

Bei einem Sweep über den Netzgrößenfaktor wurde neben der Maschinenkraft und Simulationsdauer ebenfalls die Netzqualität ausgewertet, die sich in erster Linie aus der Form der Elemente ergab. Optimal waren annähernd gleichseitige Dreiecke, was durch geringe Größenänderung zwischen benachbarten Elementen erreicht werden kann. Abbildung 5.12 zeigt den Einfluss von  $c_E$ . Es ist zu erkennen, dass bei Verfeinerung des Netzes (Reduktion des Netzgrößenfaktors) die durchschnittliche Kraft auf einen bestimmten Wert konvergiert und die Simulationsdauer stark ansteigt. Ab einem bestimmten Punkt nimmt die Netzqualität wieder ab, wenn die Elemente in bestimmten Bereichen sehr klein waren und daran angrenzend schnell größer wurden. Auf Grundlage dieser Beobachtungen wurde ein  $c_E$  von 0,35 gewählt, da ab diesem Punkt die Kraft annähernd dem Wert bei feinstem Netz entsprach, gleichzeitig die Netzqualität sehr hoch und die Simulationsdauer noch nicht zu stark angestiegen war.

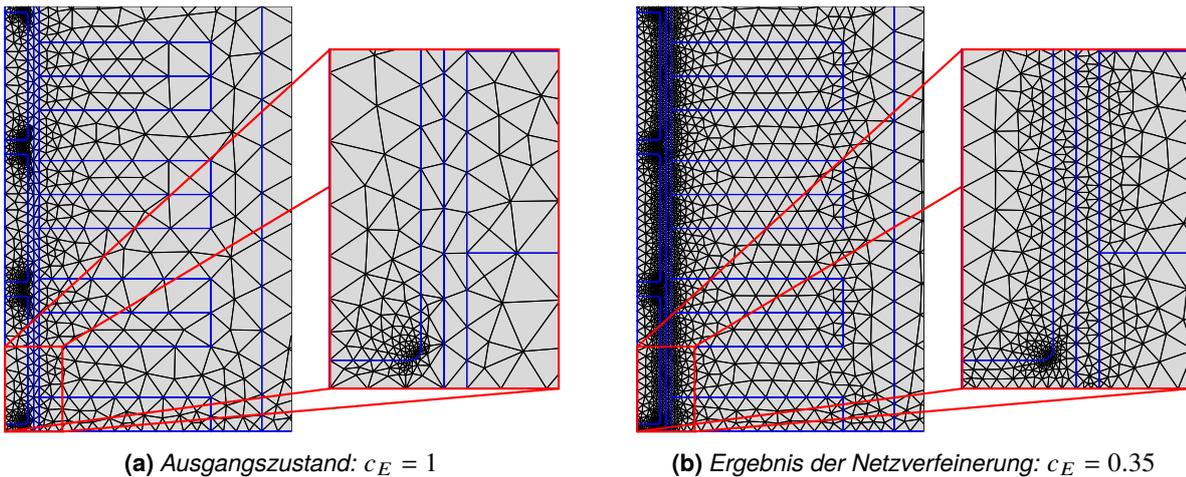
Die resultierende Aufteilung der Geometrien bei Vernetzung mit unterschiedlichem Netzgrößenfaktor  $c_E$  ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Es war deutlich erkennbar, dass die Anzahl der Dreiecke im Luftspalt nach der Netzverfeinerung vervielfacht wurde. Die Elemente im Statorgebiet wurden ebenfalls verkleinert, während weiter außerhalb die Netze sehr ähnlich aussehen.

Damit sind alle Voraussetzungen geschaffen worden, um die Simulation des Antriebssystems zur Auslegung der elektrischen Maschine in den Optimierungsalgorithmus zu übergeben.

### 5.3. Ablauf der Optimierung



**Abbildung 5.12.** – Ergebnisse für den Mittelwert der Läuferkraft (oben), die Simulationsdauer (mitte) und den Mittelwert der Netzqualität (unten) abhängig von dem Netzgrößenfaktor  $c_E$



**Abbildung 5.13.** – Gegenüberstellung der Netzgeometrien mit unterschiedlichen Netzgrößenfaktoren

### 5.3.3. Auslegung mit numerischem Verfahren

Von den definierten Geometrieparameter aus Abbildung 5.7 blieben als Eingangsgrößen für die Optimierung:

$$\Delta_1 = [\tau_p, b_s, \frac{l_z}{l_z + l_s}, d_M] \quad (5.17)$$

Die Festlegung des Startsimplex erfolgte aus (5.17) mit (4.12) für die initiale Schrittweite gemäß Tabelle 5.7. Wie dort ebenfalls gezeigt ist, sind die Optimierungen von verschiedenen Startpunkten ausgeführt worden, um verifizieren zu können, dass in dem Wertebereich das beste Optimum gefunden wurde. Zu diesem Zweck wurde nach erstmaliger Konvergenz ebenfalls ein erneuter Optimierungsdurchlauf mit dem ermittelten Ergebnis als Startpunkt und der gleichen Schrittweite begonnen, um das Resultat zusätzlich zu validieren [66]. Daneben ist in der Tabelle der erlaubte Wertebereich für die Eingangsparameter festgelegt worden, wobei keine großen Einschränkungen vorgenommen wurden, um die Geometrie hauptsächlich von der Optimierung bestimmen zu lassen. Vorgaben aufgrund äußerer Zwänge bezüglich des Bauraums mussten nicht betrachtet werden und andere Faktoren konnten mittels der Zielfunktion berücksichtigt werden.

**Tabelle 5.7.** – Initialisierung und Begrenzung der Eingangsparameter des Downhill-Simplex Verfahrens

	$\tau_p$	$b_s$	$\frac{l_z}{l_z + l_s}$	$d_M$
Startpunkt 1	25 mm	25 mm	0,45	100 mm
Startpunkt 2	50 mm	50 mm	0,45	100 mm
Startpunkt 3	50 mm	25 mm	0,45	200 mm
Schrittweite	10 mm	10 mm	0,1	20 mm
Minimum	10 mm	5 mm	0,1	10 mm
Maximum	500 mm	500 mm	0,9	500 mm

Vor dem Start der Optimierung musste die Zielfunktion festgelegt werden. Da das Ziel war, ein möglichst energieeffizientes Antriebssystem zu erhalten und da die mechanische Leistung von dem Anwendungsfall bereits vorgegeben war, blieb die Minimierung der auftretenden Verlustleistung. Nach dem vorgestellten Prinzip zur Festlegung der Priorität mehrerer Kriterien anhand des gewichteten Produkts (2.53) bildete die Verlustleistung somit das erste relevante Merkmal  $K_1(\Delta_1)$ . In Anbetracht der vorgeschlagenen Bauform der Maschine, wurde ein zusätzliches Kriterium ausgewählt, das die letztendliche Konstruktion eines Prototyps erleichtern sollte. Den sensibelsten Teil der Linearmaschine bildete der Läufer, wo die PMs zwischen den Statorhälften entgegen der Anziehungskräfte zentriert gehalten werden mussten. Die Reduktion der Fläche  $A_L$ , wo dieser Effekt auftritt, wurde somit ebenfalls in die Optimierung aufgenommen.

$$K_1(\Delta_1) = P_v = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (5.18)$$

$$K_2(\Delta_1) = A_L = 10 \cdot \tau_p \cdot d_M \quad (5.19)$$

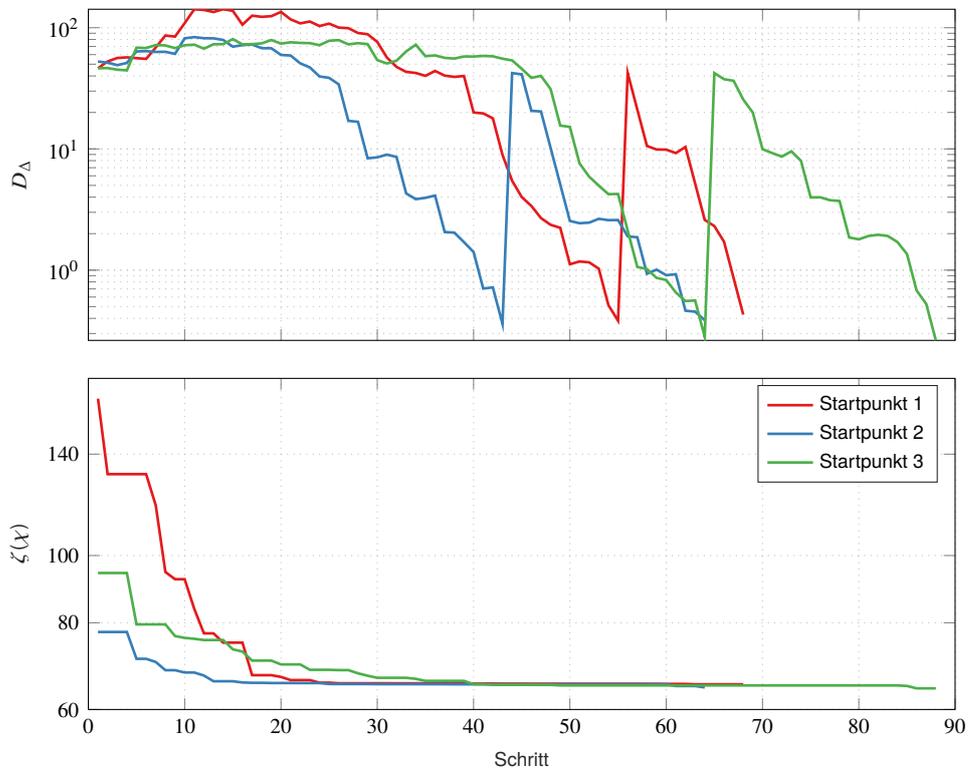
$$\zeta_1 = K_1 \quad (5.20)$$

$$\zeta_2 = K_1^{w_1} \cdot K_2^{w_2} \quad (5.21)$$

Dies führte zu zwei Zielfunktionen. Für die erste Optimierung wurde ausschließlich ein Minimum der

### 5.3. Ablauf der Optimierung

Verlustleistung nach (5.20) gesucht. Zur Beobachtung des Konvergenzverhaltens des vorgeschlagenen Algorithmus sind die Simplexgröße und der Wert der Zielfunktion für jeden Iterationsschritt ausgewertet worden.

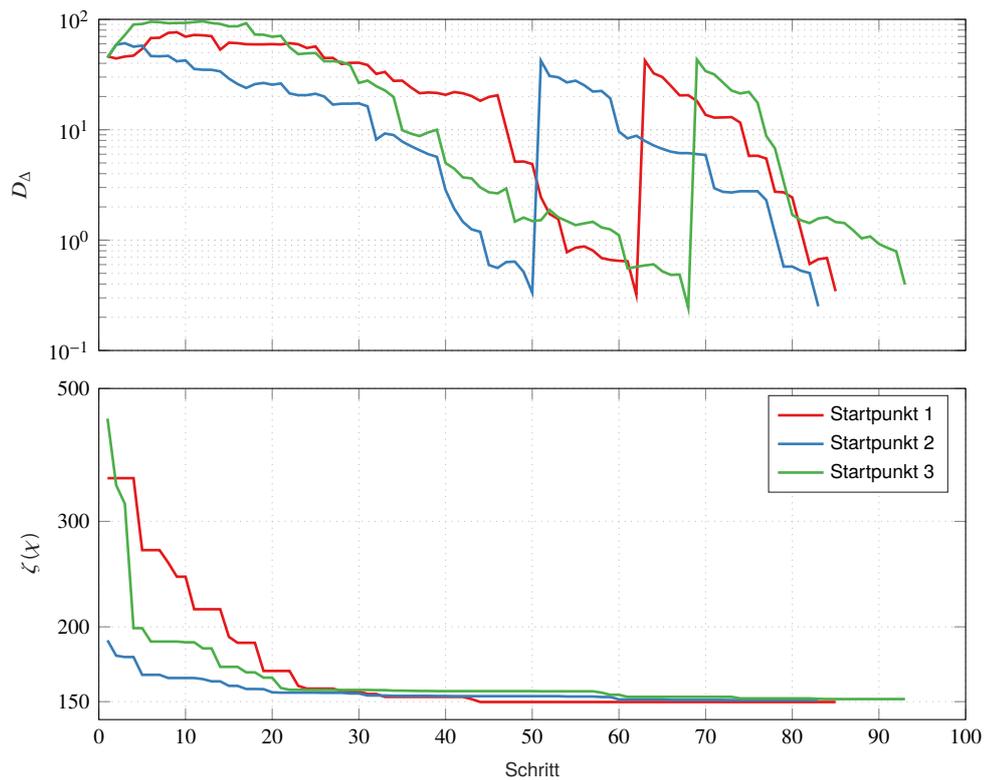


**Abbildung 5.14.** – Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) für unterschiedliche Startpunkte

Abbildung 5.14 zeigt diese Verläufe für die Optimierungen ausgehend von den verschiedenen Startpunkten. In den ersten Schritten stieg die Simplexgröße  $D_{\Delta}$  zunächst an, was auf größere Unterschiede der Zielfunktion an den einzelnen Parameterkombinationen hindeutete, die den Simplex aufspannten. Es ist deutlich zu erkennen, wo  $D_{\Delta}$  nach dem ersten Überschreiten des Konvergenzkriteriums erneut auf den Anfangswert erhöht wurde. Die Auswirkung auf den Wert der Zielfunktion war dabei jedoch recht gering, was dessen geringe Änderung in den darauf folgenden Schritten zeigte. Da neben den Resultaten der Zielfunktion auch die optimierten Parameter für die unterschiedlichen Startpunkte sehr nah beieinanderlagen, konnte davon ausgegangen werden, dass eine tatsächlich optimale Geometrie gefunden wurde. Dass exakt die gleichen Ergebnisse geliefert werden, war aufgrund der unvermeidlichen numerischen Fehler nicht sehr wahrscheinlich.

Die zweite Optimierung wurde für die Kombination beider Kriterien nach (5.21) durchgeführt, dessen Ergebnis auch für den entwickelten Prototyp genutzt wurde. Dabei ist das Kriterium der Verlustleistung mit höherer Priorität versehen worden. Somit gilt für  $w_1 = 2$  und  $w_2 = 1$ .

Der Ablauf der Optimierung, wie er in 5.15 dargestellt ist, ähnelt erwartungsgemäß dem ersten Verlauf. Es zeigt sich wieder, dass die Wahl des Startpunkts Einfluss auf die Anzahl der benötigten Optimierungsschritte hat, gerade, wenn man das Verhalten bis zur ersten Konvergenz betrachtet. Die Abweichung der Ergebnisse war jedoch wieder sehr gering. Es ist somit davon auszugehen, dass der aufgestellte Ablauf für die



**Abbildung 5.15.** – Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) für unterschiedliche Startpunkte

Optimierung einer Linearmaschine gut geeignet ist.

### 5.3.4. Anwendung der analytischen Betrachtung

Durch die Aufstellung des analytischen Ausdrucks zur Optimierung der Maschinengröße  $d_M$  war es möglich, diesen Eingangsparameter nicht mehr in den Simplex aufzunehmen. Die meisten der Variablen, die in (3.43) aufgegriffen wurden, konnten direkt von den Geometrieparameter abgeleitet werden. Dazu kam die bezogene Kraftkonstante  $K'_{F,J}$ , die in der stationären FEA ermittelt wurde. Die Parameter zur Ermittlung der Eisenverluste waren nicht direkt zu bestimmen, weshalb der gesamte Ausdruck aus (3.29) zur bezogenen Verlustleistung in dem ferromagnetischen Gebiet  $P'_{Fe}$  zusammengefasst wurde:

$$P'_{Fe} = \frac{K_{Fe,1}}{T_m^2} \cdot \delta^2 + \frac{K_{Fe,2}}{T_m} \cdot \delta \quad (5.22)$$

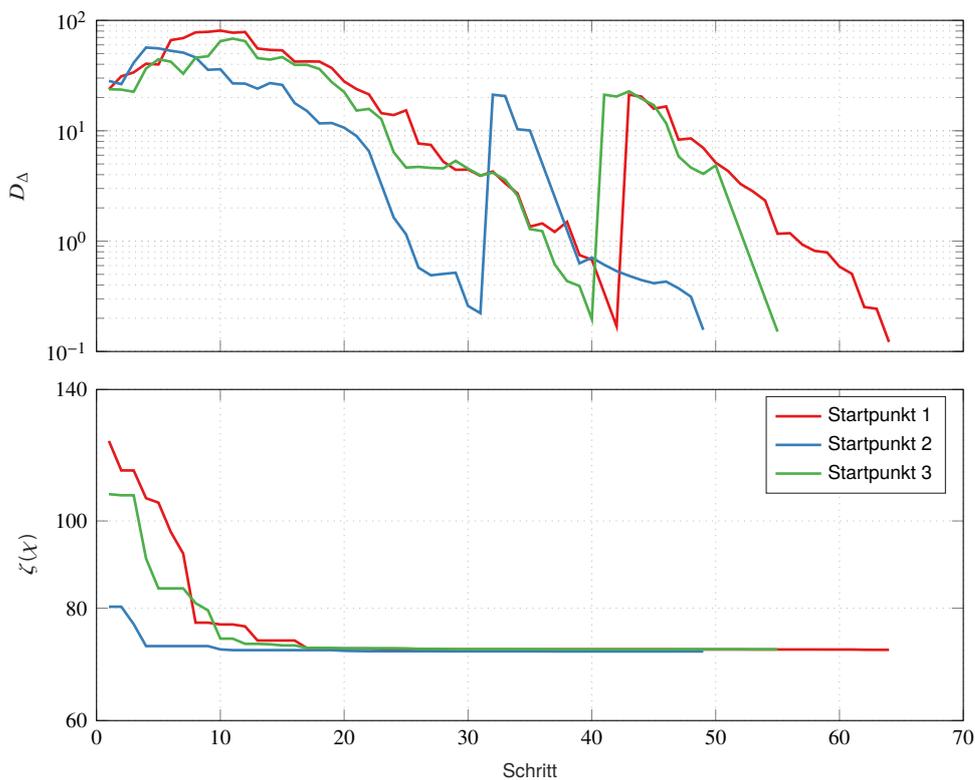
Diese Größe konnte gemäß (4.8) aus dem Feldverlauf der magnetischen Flussdichte in den ferromagnetischen Gebieten berechnet werden, der in einer dynamischen FEA simuliert wurde. Die Feldänderung aufgrund der Bestromung der Statorspulen konnte dabei nicht berücksichtigt werden, da sich der Zeitverlauf der benötigten Stromdichte abhängig von  $d_M$  ergab. Dies entsprach der Nutzung der Vereinfachung aus Abschnitt 3.1.2 bezüglich der Vernachlässigung des Feldes aufgrund der Primärteilwicklungen.

### 5.3. Ablauf der Optimierung

Der beschriebene Ansatz zur Dimensionierung war auf den Einsatz zur Minimierung der Verlustleistung nach (3.40) beschränkt. Die Berechnung der optimalen Maschinengröße  $d_M$  musste für Zielfunktionen mit zusätzlichen Kriterien angepasst werden. Für (5.21) konnte der Einfluss von  $d_M$  aufgrund des zweiten Kriteriums (5.19) einfach hinterlegt und ausgewertet werden:

$$\zeta_2(d_M) = \left( K_A \cdot d_M + K_B \cdot \frac{1}{d_M} + K_C \cdot \frac{1}{d_M^2} + K_D \right)^2 \cdot (10 \cdot \tau_p \cdot d_M) \quad (5.23)$$

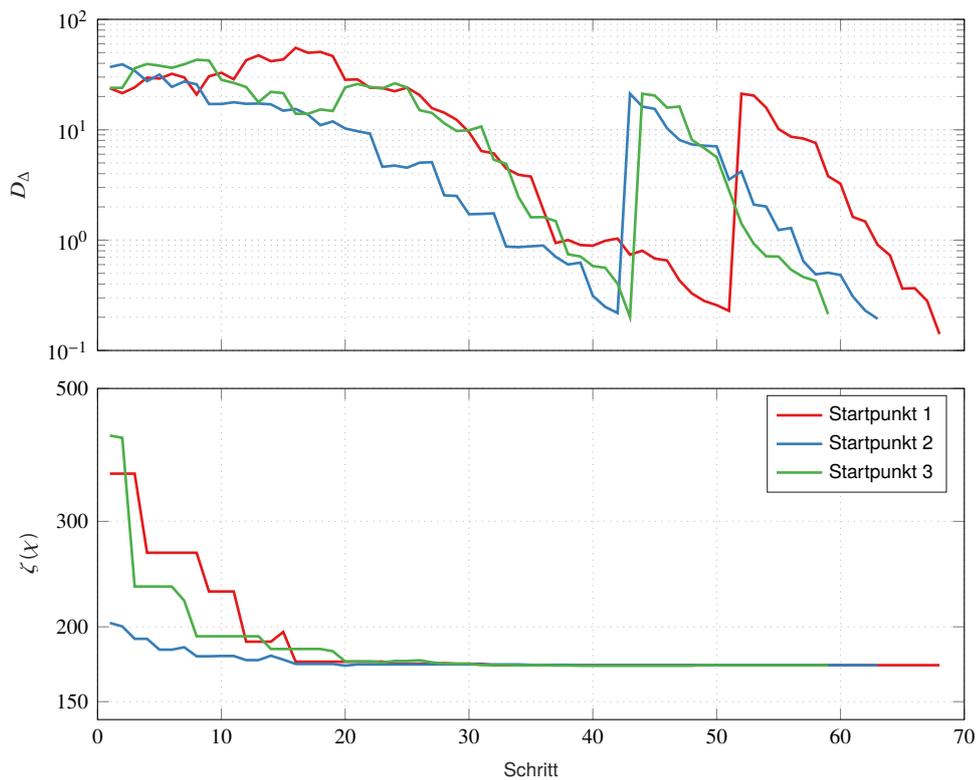
Mit dem Ausdruck in (5.23) war die analytische Optimierung von  $d_M$  für die zweite Zielfunktion analog zur Minimierung der Verlustleistung möglich. Das Resultat der analytischen Herleitung ist aufgrund des komplexen Aussehens in Anhang A in (A.1) aufgeführt.



**Abbildung 5.16.** – Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) für unterschiedliche Startpunkte

Der prinzipielle Ablauf der Optimierung war auch für diesen Ansatz sehr ähnlich zu den vorangegangenen, wie aus den Abbildungen 5.16 und 5.17 hervor ging. Was bei der Optimierung für beide Zielfunktionen im Vergleich zu den vorigen Durchläufen auffiel, ist die gesunkene durchschnittliche Schrittzahl, die bis zur Konvergenz nötig war. Dieses Verhalten war aufgrund der reduzierten Anzahl der Eingangsparameter zu erwarten, was die Schrittzahl für einen Downhill-Simplex Algorithmus in erster Linie bestimmt.

In Tabelle 5.8 sind die optimierten Parameter sowie die Werte für die Kriterien der ersten Zielfunktion (5.20), die aus dem Durchlauf mit der analytisch berechneten Maschinengröße resultierten, mit den komplett numerisch ermittelten Werten verglichen. Hier zeigte sich, dass die von dem Optimierungsalgorithmus bestimmten Geometrieparameter in einer ähnlichen Größenordnung lagen, jedoch merkliche Unterschiede aufwiesen. Dementsprechend kam es auch bei der analytischen Berechnung der Maschinengröße  $d_M$  und



**Abbildung 5.17.** – Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) für unterschiedliche Startpunkte

**Tabelle 5.8.** – Ergebnisse der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) mit Ermittlung von  $d_M$  als Parameter des Simplex (Optimierung A) verglichen mit der analytischer Berechnung (Optimierung B)

	Optimierung A	Optimierung B
Polteilung $\tau_p$	85,1 mm	75,3 mm
Slotbreite $b_s$	105,9 mm	96,2 mm
Zahn-Slot-Verhältnis $\frac{l_z}{l_z+l_s}$	0,631	0,616
Maschinengröße $d_M$	118,0 mm	101,5 mm
Verlustleistung $P_v$	65,0 W	72,0 W
Wirkungsgrad $\eta$	91,6 ‰	90,7 ‰
Läuferfläche $A_L$	0,0502 m <sup>2</sup>	0,0382 m <sup>2</sup>
Läufermasse $m$	7,94 kg	7,71 kg

bei der simulierten Verlustleistung  $P_v$  zu einem anderen Ergebnis.

Die Abweichungen ließen sich auf die Berechnung der Eisenverluste zurückführen. Während diese in der

ersten Optimierung mit dem Einfluss der benötigte Stromdichte im Stator ermittelt wurden, sind sie für die Berechnung von  $d_M$  nur von der Bewegung der Magneten abhängig gemacht worden, da sich die Stromdichte erst aus  $d_M$  ergab. Diese zirkuläre Abhängigkeit müsste für exaktere Ergebnisse numerisch in mehreren Schritten aufgelöst werden. Da dies die benötigte Rechenzeit wieder deutlich erhöhen würde, ist eine der Abhängigkeiten vernachlässigt worden, was zu den beobachteten Diskrepanzen zwischen beiden Optimierungen führt.

**Tabelle 5.9.** – *Ergebnisse der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) mit Ermittlung von  $d_M$  als Parameter des Simplex (Optimierung A) verglichen mit der analytischen Berechnung (Optimierung B)*

	Optimierung A	Optimierung B
Polteilung $\tau_p$	55,3 mm	50,9 mm
Slotbreite $b_s$	86,3 mm	92,6 mm
Zahn-Slot-Verhältnis $\frac{l_z}{l_z+l_s}$	0,585	0,584
Maschinengröße $d_M$	85,1 mm	72,6 mm
Verlustleistung $P_v$	79,8 W	96,6 W
Wirkungsgrad $\eta$	89,7 ‰	87,5 ‰
Läuferfläche $A_L$	0,0235 m <sup>2</sup>	0,0185 m <sup>2</sup>
Läufermasse $m$	4,87 kg	5,01 kg

Der Einfluss dieser Vereinfachung war ebenfalls in der Optimierung nach der alternativen Zielfunktion (5.21) zu sehen, wie Tabelle 5.9 aufzeigt. Besonders die Abweichungen in der analytischen Dimensionierung führte hier zu deutlichen Abweichungen zwischen den beiden Auslegungen.

Bei Gegenüberstellung der Optimierungskriterien für beide Zielfunktionen aus Tabelle 5.8 und 5.9 ist jedoch erkennbar, dass die gewählte Kombination zur gleichzeitigen Minimierung der Verlustleistung und Läuferfläche ein guter Ansatz war. Während der Wirkungsgrad um nur 2 ‰ bis 3 ‰ gesunken ist, konnte die Größe des Läufers um mehr als die Hälfte reduziert werden. Neben der einfacheren Konstruktion der Komponenten konnten dadurch die Materialkosten wesentlich gesenkt werden, da auch die Statorgröße entsprechend abgenommen hat. Die Auslegung einer Linearmaschine für periodische Bewegungen nach dem Optimierungsziel (5.21) führte somit zu einer möglichst kompakten Maschine, die einen sehr guten Wirkungsgrad erreichen kann.

## 6. Simulative Untersuchung des Prototyps

Ausgehend von der optimierten Geometrie der Linearmaschine folgten die weiteren Vorarbeiten zur Konstruktion eines Prototyps. Dabei wurde neben der Auslegung der Primärteilwicklungen weitere simulative Untersuchungen angestellt, um die genauen mechanischen Beanspruchungen zu erhalten. Zusätzlich sind die Einflüsse der Endeffekte näher betrachtet worden, die zur Vereinfachung und Reduzierung der Rechenzeit während der Optimierung vernachlässigt wurden. Nach den detaillierten Simulationen konnte ein genaues Modell des Antriebssystems zur Auslegung der Regelung angelegt und die zu erwartende Leistungsfähigkeit der Maschine damit ermittelt werden.

An diesem Punkt muss erwähnt werden, dass bei der Anwendung des Optimierungsverfahrens für den Prototyp ein Fehler bei der Berechnung des Kupfervolumens unterlaufen ist. Zudem ist die mechanische Konstruktion zur Versteifung des Läufers unterschätzt worden, welche für ausreichende Stabilität bei den wirkenden Kräften notwendig ist. Das Ergebnis der Optimierung entspricht daher nicht den in Realität optimalen Werten, da die eingegebenen Voraussetzungen nicht korrekt waren. Da dies erst in den Nacharbeiten aufgefallen war, wurden die Bauteile des letztlich konstruierten Prototyps nach der fehlerhaft ermittelten Geometrie gefertigt und konnten aufgrund der beträchtlichen Herstellungskosten und -zeit nicht neu in Auftrag gegeben werden.

Bei den in Abschnitt 5.3 vorgestellten Ergebnissen wurde die Auslegung mit dem korrigierten Modell erneut ausgeführt. Dabei handelt es sich somit um die tatsächlich optimalen Geometrien, welche von den Werten des Prototyps abweichen. Da die Auswirkungen des Fehlers in der Simulation im Vergleich zu den korrigierten Ergebnissen keine schwerwiegenden Einflüsse auf die ermittelten Geometrieparameter hatte und die konstruierte Maschine die geforderte Bewegung ebenfalls absolvieren konnte, wurde sie für die folgenden Untersuchungen weiterverwendet. Der Prototyp sollte sowohl zur Überprüfung der Simulationsmodelle, welche dem Optimierungsalgorithmus zugrunde liegen, als auch zur Verifizierung der analytischen Betrachtungen geeignet sein. Hiermit sei jedoch erklärt, warum die Geometrieparameter im Folgenden von den zuvor als Optimierungsergebnis vorgestellten Werten abweichen.

### 6.1. Umsetzung des Optimierungsergebnisses

In Tabelle 6.1 sind die Geometrieparameter der Linearmaschine aufgeführt, mit denen der Prototyp zur Validierung der Berechnung und der Modellierungsmethoden aufgebaut wurde. Zusätzlich wurden die Charakteristiken des Antriebs aufgeführt, wie sie während der Optimierung ermittelt wurden.

Vor der Konstruktion der Prototyps waren noch weitere Auslegungsschritte notwendig. Da die Modelle während der Optimierung von einer homogen verteilten Stromdichte in den Statorslots ausgingen, musste eine konkrete Auslegung der Wicklungsparameter erfolgen. Zudem ist die mechanische Belastung bezüglich der Normalkräfte, welche auf die Magneten bei Abweichung aus der Zentralposition wirken, ausgewertet worden. Dies war zur Auslegung der mechanischen Konstruktion des Läufers und zur Auswahl der Linearlager, die diese Kräfte aufnehmen müssen, nötig.

**Tabelle 6.1.** – Geometrieparameter des Prototyps der elektrischen Linearmaschine und aus der Optimierung resultierende Antriebscharakteristiken

Parameter	Wert
Polteilung $\tau_p$	35,7 mm
Slotbreite $b_s$	78 mm
Zahn-Slot-Verhältnis $\frac{l_z}{l_z+l_s}$	0,529
Maschinengröße $d_M$	101 mm
Eingangsleistung $P_m$	771 W
Kupferverluste $P_{Cu}$	139,7 W
Eisenverluste $P_{Fe}$	12,8 W
Wirkungsgrad $\eta$	80,2 %
Läufermasse $m$	4,85 kg
Stromdicht $\hat{J}$	$3,7 \frac{A}{mm^2}$

### 6.1.1. Wicklungsauslegung

Zur Bestimmung der passenden Wicklungsparameter ist die Spannungsgleichung der Linearmaschine auszuwerten. Die für den vorgesehenen Belastungsverlauf benötigte Spannung darf die von der geplanten Ansteuerungselektronik gesetzten Limits nicht überschreiten. Es wird von den Gleichungen für die Spannung im rotororientierten Koordinatensystem (2.36) und (2.37) ausgegangen, wobei kein Feldschwächebetrieb angenommen wird, also  $i_d = 0$ . Somit ergibt sich für den Betrag des Spannungsraumzeigers:

$$|\mathbf{u}| = \sqrt{u_d(t)^2 + u_q(t)^2} \quad (6.1)$$

$$|\mathbf{u}| = \sqrt{\left(-\frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L \cdot i_q\right)^2 + \left(R \cdot i_q + L \cdot \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM}\right)^2} \quad (6.2)$$

Der Ausdruck für den verketteten Permanentmagnet-Fluss wird substituiert durch den EMK-Faktor  $E$  gemäß (2.39) und (2.40):

$$E = \frac{\pi}{\tau_p} \cdot \Psi_{PM} \quad (6.3)$$

Die Parameter  $R$ ,  $L$  und  $E$  aus (6.2) weisen eine Abhängigkeit von der Windungszahl der Primärteilstulen auf.

$$R = \rho_{Cu} \cdot \frac{s_w \cdot N^2}{A_{Cu} \cdot k_{Cu}} = R_1 \cdot N^2 \quad (6.4)$$

Der Widerstand kann aus den Abmessungen des Wickelfensters  $A_{Cu}$  und der mittleren Drahtlänge für eine Windung um den Statorzahn  $s_w$  errechnet werden. Dazu muss der mögliche Füllfaktor  $k_{Cu}$  berücksichtigt werden, um den Anteil des Wickelfensters zur beschreiben, der aufgrund der konstruktiven Einschränkungen

und notwendiger Isolationsschichten nicht mit Kupfer ausgefüllt ist.

Wie (6.4) zeigt, geht die Anzahl der Windungen  $N$  quadratisch ein, da die Gesamtlänge des Drahtes und der Drahtquerschnitt eine inverse Abhängigkeit davon aufweisen.

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (6.5)$$

$$R_m = \frac{l}{\mu \Phi} \quad (6.6)$$

Eine ähnliches Verhalten kann für die Induktivität einer Spule beobachtet werden, die neben der Windungszahl durch den magnetischen Widerstand  $R_m$  bestimmt wird. Der magnetische Widerstand hängt ebenfalls von der Geometrie der Maschine ab und kann in einer angepassten Simulation ermittelt werden. Dafür wird in dem Gebiet der Wicklung ein bestimmter Gesamtstrom  $I$  eingeprägt, welcher die magnetische Durchflutung bildet und einen bestimmten magnetischen Fluss  $\Phi$  im Kern der Spule zur Folge hat. Dieses Phänomen wurde in einer stationären FEA nachgebildet und nach (6.6) zur Berechnung von  $R_m$  genutzt.

Für die Ermittlung des Magnetflusses  $\Psi_{PM}$  wurde ein Modell eingesetzt, bei dem die Wickelfenster nicht mit einer bestimmten Stromdichte sondern als Mehrfachwindungs-Spulengebiet nachgebildet wurden. Aus der induzierten Spannung  $u(t)$ , welche aus der zeitabhängigen Simulation einer Läuferbewegung mit konstanter Geschwindigkeit  $v$  resultierte, wird die Änderung der Flussverkettung abgeleitet:

$$\frac{d\Psi}{dx} = \frac{u(t)}{v} \quad (6.7)$$

$$E = \text{Max} \left( \frac{d\Psi}{dx} \right) \cdot N = E_1 \cdot N \quad (6.8)$$

Dabei wird der zeitliche Verlauf der induzierten Spannung in einer Spulenwindung betrachtet. Somit kann für die Berechnung der gesamten induzierten Spannung in einer Spule mit  $N$  Windungen von einer Reihenschaltung des Simulationsergebnis ausgegangen werden. Der EMK-Faktor  $E$  in d-q-Koordinaten, welcher die induzierte Spannung je Geschwindigkeit beschreibt, ergibt sich aus dem Spitzenwert der Ableitung der Flussverkettung (6.8). Dabei wird ebenfalls der auf die Windungszahl bezogene Parameter  $E_1$  eingeführt.

Der Einfluss der Belastung auf die benötigte Spannung wird durch den Strom  $i_q$  und die Geschwindigkeit  $v$  berücksichtigt. Der Strom bestimmt sich aus der geforderten Maschinenkraft  $F_M$ , wobei die Umrechnung ebenfalls von dem EMK-Faktor  $E$  abhängt:

$$i_q = \frac{2}{3} \frac{\hat{F}_M}{E} \quad (6.9)$$

Die notwendige Maschinenkraft kann aus dem Betriebsmodell, wo sie auch während der Optimierung aus der Lastkraft und der Beschleunigungskraft ermittelt wurde, entnommen werden.

Die maximale Stellspannung wird durch die Zwischenkreisspannung  $U_z$  des Wechselrichters begrenzt. Zusätzlich ist eine Spannungsreserve von  $20\% \cdot U_z$  eingeplant. Für die Anordnung der Phasen wurde die Sternschaltung vorgesehen, um einen zugänglichen Neutralleiter für weitergehende Analysen und Forschungsarbeiten zu Verfügung zu haben, womit sich folgende Bedingung für den Betrag des gestellten

Spannungsraumzeigers bei Ansteuerung mit der Raumzeigermodulation ergibt:

$$\text{Max}(|\mathbf{u}|) = \frac{0.8 \cdot U_z}{\sqrt{3}} \quad (6.10)$$

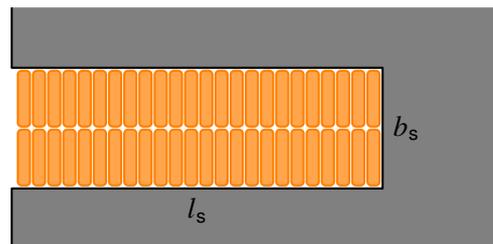
Durch Einsetzen der Zusammenhänge aus (6.4), (6.5), (6.8) und (6.9) in (6.2) kann die Spannung abhängig von den Bewegungs- und Geometrieparametern sowie der Windungszahl beschrieben werden. Dieser Ausdruck wird zur Bestimmung der Windungszahl nach  $N$  umgestellt.

$$|\mathbf{u}| = \sqrt{\left(E_1 N \hat{v} + \frac{2 \hat{F}_M N R_1}{3 E_1}\right)^2 + \frac{4 \hat{F}_M^2 N^2 \hat{v}^2 \pi^2}{9 E_1^2 R_m^2 \tau_p^2}} \quad (6.11)$$

$$N = \frac{3 E_1 R_m |\mathbf{u}| \tau_p}{\sqrt{9 E_1^4 R_m^2 \tau_p^2 \hat{v}^2 + 12 E_1^2 \hat{F}_M R_1 R_m^2 \tau_p^2 \hat{v} + 4 \hat{F}_M^2 R_1^2 R_m^2 \tau^2 + 4 \pi^2 \hat{F}_M^2 \hat{v}^2}} \quad (6.12)$$

Somit kann für eine bestimmte Maschinengeometrie und Belastung mit (6.12) die passende Windungszahl bestimmt werden. Die Beschreibung geht dabei von dem „worst case“ aus, wo die Spitzenkraft und Spitzengeschwindigkeit gleichzeitig auftreten, was bei dem hier vorliegenden Bewegungsprofil annähernd der Fall ist. Bei einem alternierenden Arbeitszyklus kann davon allerdings nicht allgemein ausgegangen werden, wenn z. B. die Spitzenkraft nur nahe des Stillstand auftritt. In einem solchen Fall würde die Formel nicht die korrekt dimensionierte Windungszahl ausgeben.

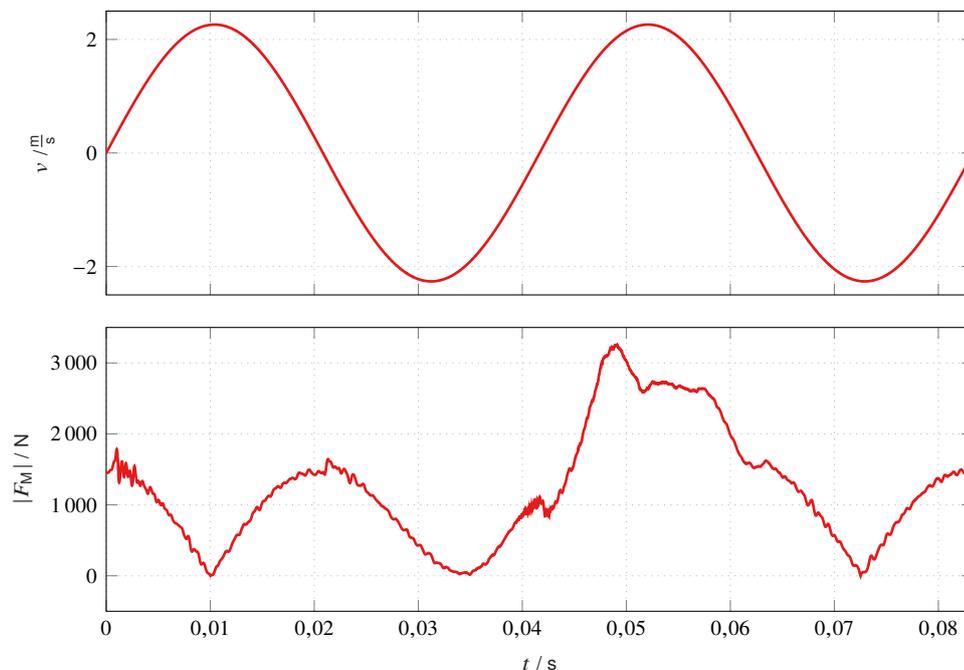
Für eine endgültige Auswahl musste allerdings auch die Anzahl und Verschaltung der einzelnen Spulen festgelegt sein. Wie bereits erwähnt worden ist, ermöglicht die gewählte Maschinentopologie sowohl die Anwendung von Einschicht- als auch Zweischichtwicklungen. Dies hatte auf die Wicklungsauslegung keinen großen Einfluss, da sich bei der Zweischichtwicklung die Anzahl der Spulen zwar verdoppelt, gleichzeitig aber das Wickelfenster einer einzelnen Spule halbiert wird. Nach vorläufiger Auswertung der Anforderungen an die Wicklung wurde bereits die Tendenz zu hohen geforderten Drahtquerschnitten deutlich, was über die gängigen Ausführungen von Runddraht hinaus ging. Daher ist die Auswahl vor dem Hintergrund der Nutzung von Flachbanddraht mit rechteckigem Querschnitt getroffen worden. Da für die gegebene Geometrie der Statorslots zwei Lagen Flachdraht notwendig waren, wie in Abbildung 6.1 gezeigt ist, würde es bei einer Zweischichtwicklung zu einer sehr einfachen einlagigen Spule führen. Diese Ausführung wurde daher trotz der doppelten Anzahl benötigter Spulen gewählt.



**Abbildung 6.1.** – Querschnitt der Wicklungsgeometrie

Bei der Wahl der Verschaltung war darauf zu achten, dass es zu unsymmetrischer Verteilung der induzierten Gegenspannung bei den Spulen einer Phase kommen könnte, wenn die Spulen bei Austausch des Läufers aus dem Stator ungleichmäßig abgedeckt werden. Deshalb sind die Spulen in einer Statorhälfte seriell zu konfigurieren, um unsymmetrische Verteilung des Phasenstroms oder dessen unkontrollierte Zirkulation zwischen den Wicklungen, was zu ungewollten Kraftwirkungen führt, zu vermeiden. Zur Entscheidung

bezüglich der seriellen oder parallelen Anordnung beider Statoren ist in Tabelle 6.2 der Vergleich beider Möglichkeiten unter den aufgestellten Voraussetzungen dargestellt. Es wurde von einer Zwischenkreisspannung ausgegangen, die dem Ausgang eines Dreiphasen-Gleichrichters mit 400 V Phasenspannung entspricht. Die Verläufe von Kraft und Geschwindigkeit in Abbildung 6.2 zeigen, dass deren Maxima annähernd zum gleichen Zeitpunkt des Lastzyklus auftreten, weshalb die Spitzenwerte als Anforderung gesetzt worden. Für den Füllfaktor der Wicklung bei dem Prototyp ist zur Vereinfachung der Konstruktion ein reduzierter Wert von  $k_{Cu} = 60\%$  angenommen worden.



**Abbildung 6.2.** – Verlauf der Geschwindigkeit und des Absolutwerts der Maschinenkraft eines Zyklus aus der Auslegung des Prototyps zur Bestimmung der Windungszahl

Nach Rücksprache mit einem Hersteller für Flachdraht-Wicklungen bezüglich der verfügbaren Drahtquerschnitte, fiel die Wahl auf die serielle Anordnung beider Statoren. Somit waren für den Prototyp der Linearmaschine 24 Spulen mit 56 Windungen anzufertigen, von denen in jeder Phase acht in Reihe geschaltet sind.

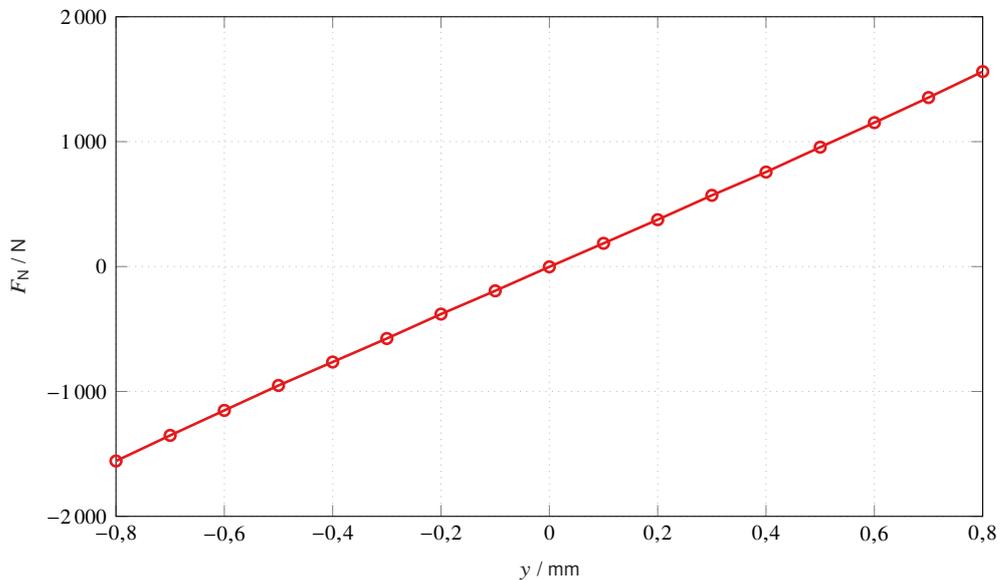
### 6.1.2. Mechanische Belastung durch Normalkräfte

Für die Konstruktion der Maschine war es wichtig, die zusätzlich auftretenden Kraftwirkungen zu ermitteln. Besonders die Anziehungskräfte  $F_N$  zwischen dem Statorisen und den PMs im Läufer waren kritisch, da diese von der Aufhängung dieser Komponenten aufgenommen werden müssen. Der Vorteil der gewählten Doppelstatoranordnung war, dass bei idealer Mittelstellung des Läufers keine Normalkraft auf ihn wirkte, da die Magnete die beidseitigen Statoren gleichmäßig anzogen. Da diese Kraft jedoch mit reduzierendem Abstand zunehmen würde, führte eine Abweichung von der symmetrischen Ausrichtung um die Verschiebung  $y$  zu einer unsymmetrischen Belastung und somit einer Kraftwirkung zu dem näheren Statorsegment. Um diesen Effekt zu beurteilen, wurde eine FEA mit einem angepassten Modell durchgeführt. Dabei musste

**Tabelle 6.2.** – Vergleich der berechneten Kennwerte der Wicklungen für die parallele und serielle Anordnungen beider Statorhälften des Prototyps

Parameter	Parallel	Seriell	
$U_z$		563 V	
$\text{Max}( \mathbf{u} )$		260 V	
$\hat{v}$		2,26 $\frac{\text{m}}{\text{s}}$	
$\hat{F}_M$		3251 N	
$k_{\text{Cu}}$		60 %	
Spule	$N$	112	56
	$A_d$	2,9 mm <sup>2</sup>	5,8 mm <sup>2</sup>
	$R$	0,22 $\Omega$	0,056 $\Omega$
	$L$	15,7 mH	3,9 mH
Phase	$R$	0,44 $\Omega$	0,44 $\Omega$
	$L$	31,4 mH	31,4 mH

die bislang festgelegte Symmetriebedingung in der Mitte des Läufers aufgehoben werden und stattdessen auf Modellierung beider Statorhälften zurückgegriffen werden.

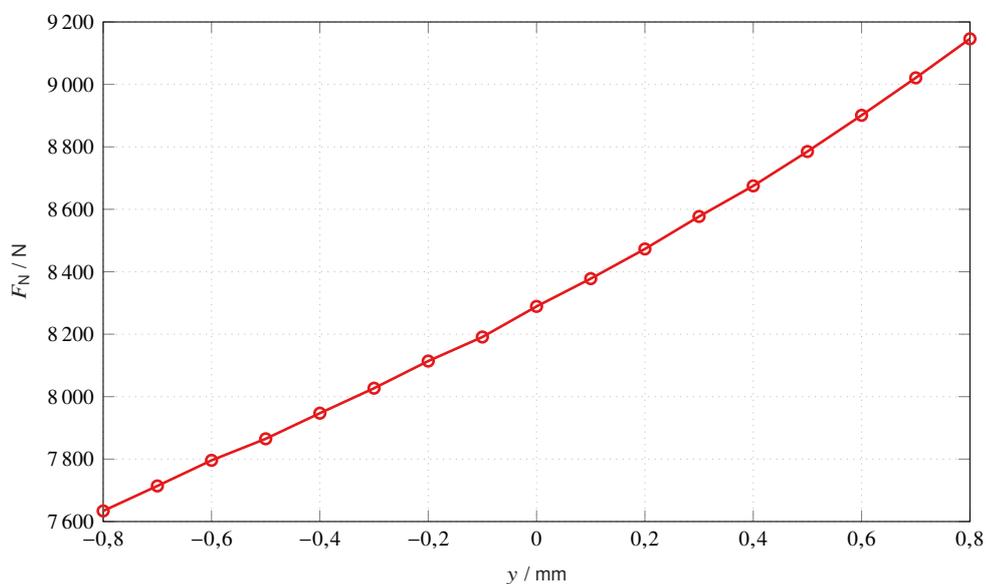


**Abbildung 6.3.** – Normalkraft auf den Läufer bei Verschiebung orthogonal zur Bewegungsrichtung

Abbildung 6.3 zeigt den erwarteten Verlauf der Normalkraft, welche auf die PMs wirkt. Dabei wurde kein Strom im Wickelfenster angenommen, da dieser bei korrekter Orientierung keinen Einfluss haben sollte. Bei einem Luftspalt von 1,5 mm, von dem 0,5 mm für die Befestigungsmaterialien der Magnete eingeplant war, wurde in der Simulation von einer Auslenkung von  $\pm 0,8$  mm ausgegangen. Wie erwartet, glichen sich

die Normalkräfte bei symmetrischer Ausrichtung aus während bei Auslenkung des Läufers in Richtung der Statoren ein linearer Anstieg von  $F_N$  zu beobachten war. Dies resultierte in einer maximalen Querkraft von 1560 N, stets in die gleiche Richtung wie die Verschiebung  $y$ . Auf dieser Grundlage konnte die Auslegung der Linearlager und der Konstruktionsmaterialien für den Läufer erfolgen.

Für die Umsetzung der Linearmaschine als ersten Prototyp ist eine weitere Versteifung der Läuferkonstruktion vorgesehen worden, die aus einem Rahmen aus Aluminium Flachstangen besteht. Damit sollte eine möglichst hohe Stabilität erreicht werden, ohne den Konstruktionsaufwand und Materialkosten zu sehr zu steigern. Bei einem Querschnitt der Stangen von  $50 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$  ergab sich ein zusätzliches Läufergewicht von 2,6 kg, wobei ebenfalls sechs Elemente mit jeweils 0,2 kg geplant worden, welche zur Aufhängung der Läuferplatte mit den Magneten an dem Rahmen dienen. Aus diesem Grund wurde weiterhin von einem Gesamtgewicht des Läufers von 7,71 kg ausgegangen. Eine Optimierung der Konstruktion bezüglich des Gewichts ist mit Sicherheit noch möglich, wenn Erfahrung mit dem prinzipiellen Aufbau gesammelt und die Belastung der einzelnen Komponenten genauer untersucht worden ist.



**Abbildung 6.4.** – Normalkraft auf eine Statorhälfte bei Verschiebung orthogonal zur Bewegungsrichtung

Aus der Simulation konnte ebenfalls die Kraft auf die Blechpakete des Primärteils entnommen werden. Wie aus Abbildung 6.4 hervorgeht, wirkte bei jeder Position des Läufers eine erhebliche Kraft auf die Statoren, da dort keine Kompensationseffekte auftreten. Die Normalkraft hing dabei ebenfalls von dem Abstand der Magneten ab, wobei im Gegensatz zu Abbildung 6.3 ein für Magnetkräfte typisches quadratisches Verhalten angedeutet war. Dabei ist ein Spitzenwert von  $F_N = 9150 \text{ N}$  erreicht worden, weshalb auf eine sehr robuste Auslegung der Statoraufhängung zur Aufnahme dieser Anziehungskräfte geachtet wurde.

## 6.2. Analyse der Endeffekte

Wie bereits in den Grundlagen erwähnt, ist eine große Besonderheit von Linearmaschinen das Auftreten der sogenannten Endeffekte. Dies war daher bei der Auslegung eines solchen Antriebs nicht zu vernachlässigen und ist nachfolgend für die optimierte Maschinengeometrie näher untersucht worden. Dabei wurde zunächst

auf die Reluktanzkräfte entlang der Bewegungsrichtung eingegangen, die aufgrund der Anziehung zwischen den Magnetpolen des Läufers und den Zähnen des ferromagnetischen Statorblechpakets auftreten. Bei dem vorliegenden Anwendungsfall konnte der Einfluss der Länge des Läufers, bestimmt durch die Anzahl der Magnetpole, analysiert werden.

Wenn sich Sekundär- und Primärteil einer Linearmaschine nicht während des gesamten Bewegungszyklus überschneiden, kann es ebenfalls zur Beeinflussung der Flussverkettung in den einzelnen Phasen kommen. Dies konnte in der Ansteuerung der Maschine berücksichtigt werden, um dadurch auftretende Welligkeit in der Maschinenkraft zu kompensieren und den minimalen nötigen Strom zu stellen.

### 6.2.1. Anpassung der Läuferstruktur

Für die bisherige Auslegung war der Einfluss der Endeffekte auf die Maschinenkraft sowie die Reluktanzkräfte zugunsten der vereinfachten Modellierung der Maschine vernachlässigt worden. Bei der Realisierung ist es ebenfalls möglich, die Positionsabhängigkeit der Kräfte auf den Läufer zu minimieren, indem kein Abschnitt während der Bewegung die Statoren verlässt. Für den geforderten Hub von  $h = 30$  mm bei einer Polteilung von  $\tau_p = 35,7$  mm lässt sich dies erreichen, indem der äußerste Magnetpol nicht bestückt wird. Damit erhält man einen Läufer, der um  $\tau_p$  kleiner ist und eine entsprechend geringere bewegte Masse und Maschinenkraft aufweist.

Allerdings ist bereits aus vorangegangenen Forschungen bekannt, dass die Endeffekte vorteilhaft für alternierende Bewegungen sein können und bewusst als integrierte magnetische Federn herbeigeführt werden [56, 78]. Daher ist hier ein Vergleich für die Maschine mit den vollständigen zehn Magnetpolen und der um einen Pol reduzierten Ausführung durchgeführt worden

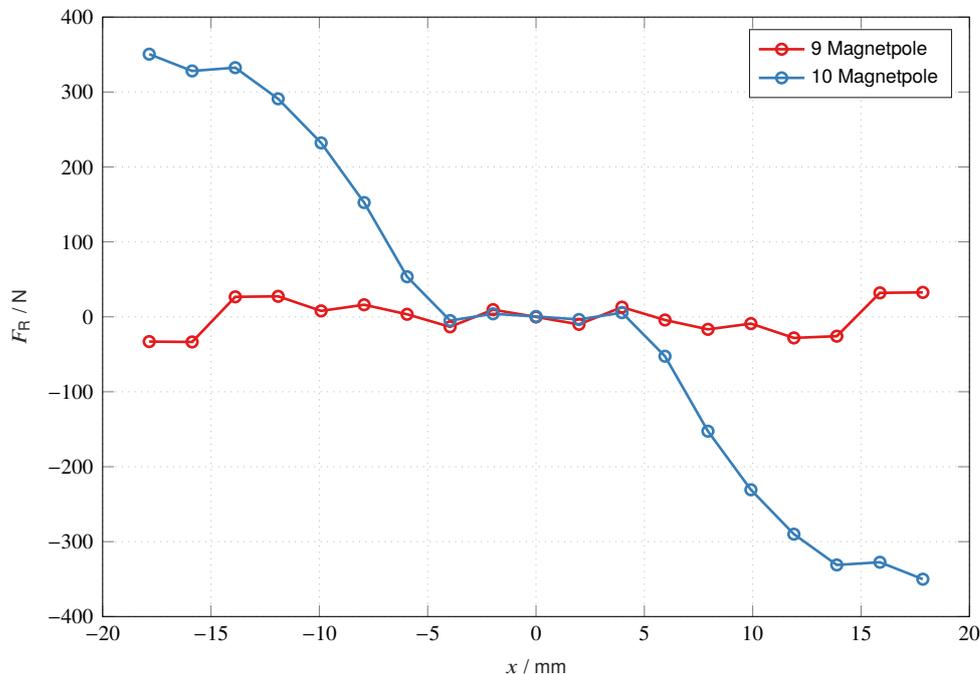
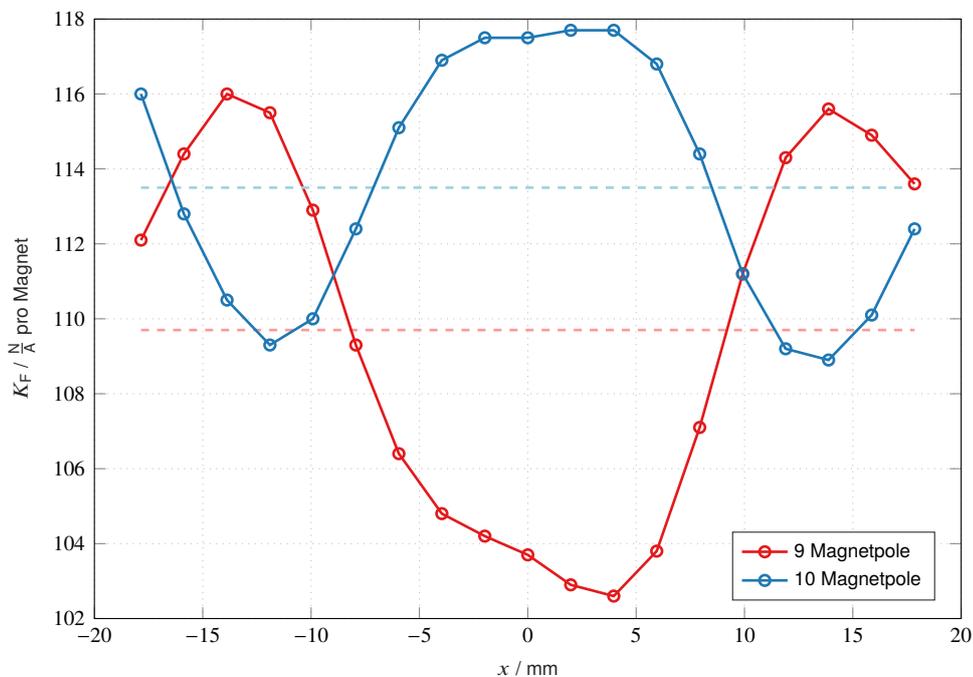


Abbildung 6.5. – Reluktanzkraft aufgrund der Endeffekte abhängig von der Läuferposition für beide Läuferkonfigurationen

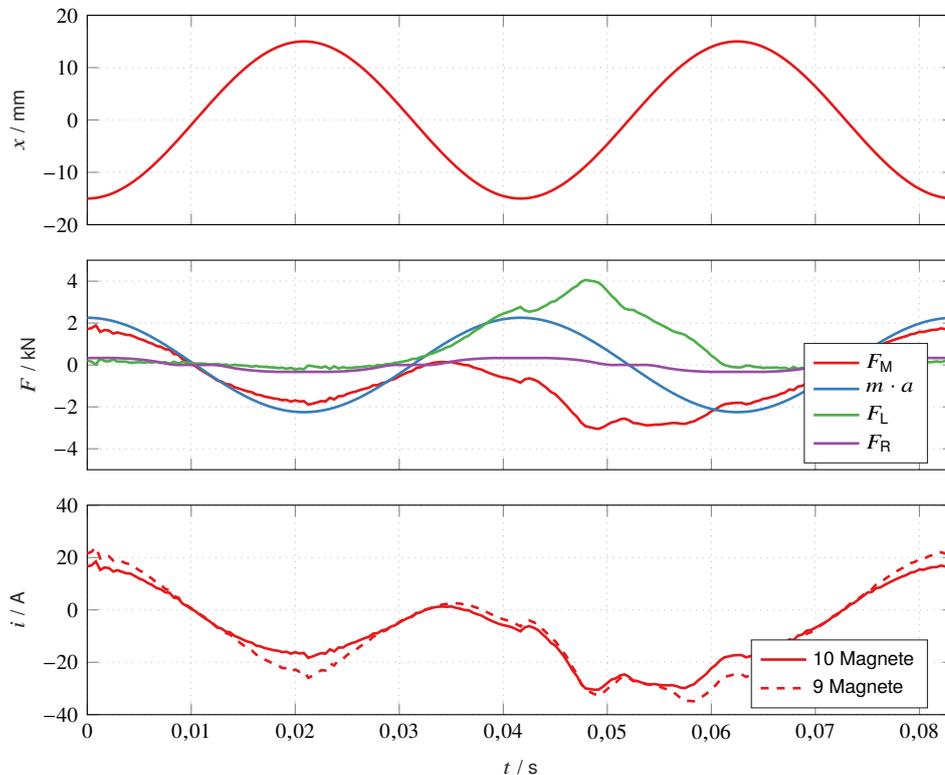
Es wurde eine statische Simulation der kompletten Maschinengeometrie mit den optimierten Parametern und einem parametrischen Sweep über die Läuferposition bis  $x = \pm \frac{1}{2} \tau_p$  durchgeführt. Im unbestromten Zustand tritt lediglich die Reluktanzkraft  $F_R(x)$ , welche besonders beim Austauschen der Magneten aus dem Stator entlang der Bewegungsrichtung auf den Läufer wirkt. Das Simulationsergebnis für beide Läuferkonfigurationen ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Abgesehen von dem neutralen Punkt bei mittleriger Positionierung des Läufers, wo keine Kraft wirkt, ist hier ein deutlicher Unterschied zwischen den beiden Ausführungen zu sehen. Für den verkürzten Läufer liegt in dem Ausschnitt der Bewegung eine geringe Welligkeit von  $\pm 20$  N um null vor und erst bei Auslenkung über den Hub von  $h = \pm 15$  mm gibt es größere Kraftanstiege aufgrund der Endeffekte. Dahingegen tritt dies für die Konfiguration mit zehn Magnetpolen bereits bei geringeren Positionsänderungen auf. Dort wird deutlich, dass nur nahe der Zentralposition keine nennenswerte Kraft auf den Läufer wirkt. Bei einer Auslenkung von mehr als 5 mm wirkt die Reluktanzkraft wie eine Feder, die bei  $h = \pm 15$  mm über  $\pm 400$  N ausübt. Mit Hinblick auf die Literatur und Untersuchungen zu Federsystemen aus Abschnitt 3.2.2 konnte geschlossen werden, dass die Reluktanzkraft aufgrund der Endeffekte bei der zehnpoligen Maschine das Verhalten des Antriebssystems verbessert. Für eine endgültige Beurteilung beider Ausführungen war jedoch noch die Analyse der Auswirkungen auf die Strom-Kraft-Kopplung notwendig.



**Abbildung 6.6.** – Auf die Anzahl der Magnete normierte Strom-Kraft-Kopplung und durchschnittlicher Wert (gestrichelt) abhängig von der Läuferposition für beide Läuferkonfigurationen

Daher war zusätzlich die Abhängigkeit der Maschinenkraft von der Position des Läufers bei Einprägen einer definierten Stromdichte zu untersuchen. Dafür wurde das selbe Modell verwendet und die zuvor ermittelte Reluktanzkraft von der simulierten Maschinenkraft abgezogen. Um einen direkten Vergleich der Endeffekte durchzuführen und nicht die absolute Erhöhung der Kraft aufgrund des zusätzlichen PM-Materials bei der Konfiguration mit zehn Polen einzubeziehen, wurde das Resultat auf die Anzahl der Magnetpole normiert. Zusätzlich ist die Maschinenkraft auf den gespeisten Strom bezogen und in Abbildung 6.6 als positionsabhängige Strom-Kraft-Konstante  $K_F(x)$  dargestellt. Es ist dort zu erkennen, dass die Endeffekte auch mit reduzierter Läuferlänge einen Einfluss auf das Antriebsverhalten haben, da die Maschinenkraft

an den Randpositionen zunimmt. Dieses Verhalten ist vorteilhaft, da bei diesen Positionen die maximalen Beschleunigungskräfte auftreten. Allerdings liegen die Werte für den Großteil des Hubs weit unter denen der Ausführung mit voller Läuferlänge. Zusammen mit der höheren absolut erreichbaren Maschinenkraft und dem federnden Verhalten der Reluktanzkraft, war anzunehmen, dass die Konfiguration mit zehn Magnetpolen für diesen Anwendungsfall vorzuziehen ist.



**Abbildung 6.7.** – Veranschaulichung des Einflusses der Endeffekte auf das Verhalten des Antriebssystems anhand der Kraftanteile und des Maschinenstroms bei Läuferkonfiguration mit neun oder zehn Magneten

Um dieses Ergebnis zu überprüfen, sollte das Betriebsverhalten des Antriebssystems unter Berücksichtigung der Endeffekte ermittelt werden. Die Zeitverläufe in Abbildung 6.7 entstanden mit einer Simulation, die das Modell aus Abschnitt 4.2 mit leichten Abwandlungen zur Hinterlegung der positionsabhängigen Strom-Kraft-Konstante  $K_F(x)$  und Reluktanzkraft  $F_R(x)$  nutzte. Dort wird das Ergebnis für die Ausführung mit der vollen Läuferlänge dargestellt. Es ist erkennbar, dass die Reluktanzkraft für diesen Bewegungszyklus einen Teil der Beschleunigungskraft  $m \cdot a$  kompensiert, sodass die benötigte Maschinenkraft  $F_M$  reduziert wird. Bezüglich der bewegten Masse des Läufers wurde dabei für zehn Pole von  $m = 7,2$  kg ausgegangen, während der verkürzte Läufer mit  $m = 6,8$  kg simuliert wurde. Aufgrund der kleinen Verringerung der Masse, was dem hohen Anteil der Konstruktionsmaterialien geschuldet war, macht die Reduktion der Strom-Kraft-Kopplung und fehlende Federkraft einen größeren Einfluss auf die Kupferverluste der Maschine aus. Der Unterschied ist auch deutlich bei dem Vergleich des geforderten Stroms bei beiden Läuferkonfigurationen zu sehen. Gegenübergestellt ergibt sich für den reduzierten Läufer eine Verlustleistung in den Wicklungen von  $P_{Cu} = 237,7$  W, während die Maschine mit voller Läuferlänge für den Zyklus bei  $P_{Cu} = 176,7$  W liegt. Damit war es eindeutig, dass die Endeffekte bei diesen Maschinentyp für eine alternierende Bewegung nicht vermieden werden sollten und entsprechend die Läuferkonfiguration mit zehn Magnetpolen umzusetzen

war.

### 6.2.2. Optimierung der Ansteuerung

Das erwähnte Austauschen des Läufers aus dem Stator beeinflusste ebenfalls die Eigenschaften der Primärteilwicklungen. Es konnte dazu kommen, dass sich die magnetische Flussverkettung in den einzelnen Phasen nicht mehr sinusförmig über die Läuferposition ändert. Die konventionelle Clark-Park Transformation der Phasengrößen in die d-q-Koordinaten, um eine Regelung mit unabhängigen Gleichgrößen umzusetzen, beruhte auf der Annahme ideal sinusförmiger Wechselgrößen in Dreiphasensystem mit einer räumlichen und zeitlichen Phasenverschiebung um  $120^\circ$ . Dies war jedoch auch bei einigen konventionellen Maschinen nicht unbedingt der Fall.

Bei einer Maschine mit nicht-sinusförmiger EMK folgt die optimale Stromform für ein bestimmtes Drehmoment nicht mehr einem Sinusverlauf. Sie kann dann entweder direkt in Phasengrößen hergeleitet werden [104], auf Grundlage des genauen Winkels der Flussverkettung [105], ihres Oberwellenanteils [106] oder über die aktive und reaktive Momentanleistung [107]. Viele weitere Arbeiten haben diese Ansätze aufgegriffen und auf alternativen Wegen die optimale Ansteuerung für Maschinen mit nicht-sinusförmiger EMK erarbeitet [108, 109, 110, 111]. Die Forschungen in [112] und [113] zeigen, dass die Ansteuerung ohne besondere Anpassung der üblichen Regelung, die auf der konventionellen Clark-Park Transformation beruht, optimiert werden kann. Hier wurde eine Transformation eingeführt, die auch bei beliebiger EMK-Form in ein Gleichgrößensystem transformieren kann, indem Amplitude und Winkel des rotierenden Koordinatensystems exakt an die Flussverkettung angepasst wird. Ein erweiterter Ansatz wurde ebenfalls in [114] vorgestellt, indem auch Asymmetrien im 3-Phasensystem berücksichtigt werden, wenn eine Regelung des Stroms im Nullsystem ergänzt wird. Diese Ergebnisse waren alle auf rotierende Maschinen mit höherfrequenten Anteilen in der Flussverkettung aufgrund der Anordnung von Wicklungen und PMs bezogen. Grundsätzlich sind die Verfahren jedoch auch auf Linearmaschinen anzuwenden, um den Einfluss aufgrund der Endeffekte auszugleichen.

Nachfolgend wird das Vorgehen, was der Autor bereits im Rahmen einer Konferenz [8] an einem Beispiel vorgestellt hat, für die ausgelegte Linearmaschine erläutert und angewendet. Im ersten Schritt musste dafür der Verlauf der Flussverkettung, bzw. deren räumliche Ableitung für jede Phase, ausgedrückt durch den EMK-Faktor  $\mathbf{E}^S$  (2.41) ermittelt werden. Dies konnte simulativ mit einer dynamischen FEA erreicht werden, wie sie schon in Abschnitt 6.1.1 eingesetzt wurde. Dabei war wieder die gesamte Geometrie der Maschine zu simulieren, um die Endeffekte ebenfalls nachzustellen.

Das Resultat für die Ableitung der Flussverkettung, wie sie in Abbildung 6.8 dargestellt ist, wurde aus der simulierten induzierten Spannung gemäß (6.7) hergeleitet. Es ist dort deutlich zu erkennen, dass entweder  $E_b$  oder  $E_c$  bei Auslenkung des Läufers in eine Richtung abnimmt, da ein Teil der entsprechenden Spulen am Rand des Stators liegt und durch die Bewegung aufgedeckt wird. Bei Transformation dieser Verläufe in das d-q-Koordinatensystem wird die Abweichung von dem idealen Verhalten noch deutlicher. Die Änderung der Flussverkettung führt nicht zu einer konstanten Spannungsinduktion in der q-Achse und weist eine Welligkeit sowohl bei der d-Komponente als auch im Nullsystem auf. Während die Welligkeit in d- und q-Komponente auf nicht-sinusförmige Verläufe zurückzuführen ist, deutete der Anteil im Nullsystem auf eine unsymmetrische Verteilung hin.

In einem solchen Fall ist die Beschreibung der Maschinenkraft nach (2.38) nicht vollständig, da keine konstante Flussverkettung  $\Psi_{PM}$  in einer Achse auftritt. Unter Vernachlässigung der Vortriebskraft aufgrund

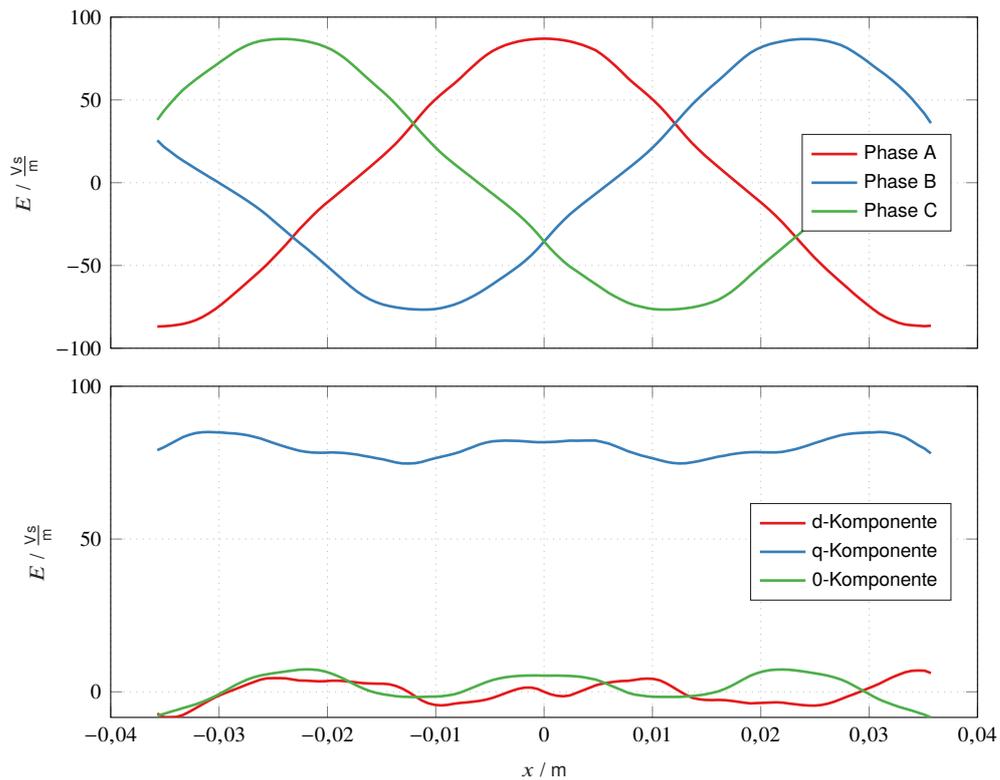


Abbildung 6.8. – Einfluss der Endeffekte auf die räumliche Ableitung der Flussverkettung

der Reluktanzeffekte, ergibt sie sich unter Nutzung der rotororientierten EMK-Faktoren insgesamt aus den Komponenten aller Phasen gemäß:

$$F_M = \frac{3}{2} (E_d(x) \cdot i_d + E_q(x) \cdot i_q) + 3 \cdot E_0(x) \cdot i_0 \quad (6.13)$$

Das übergeordnete Ziel war es weiterhin, die Maschine mit dem kleinstmöglichen Strom für eine bestimmte Kraft zu betreiben. Damit würde die Minimierung der in den Wicklungen auftretenden ohmschen Verlusten erreicht werden. Dies kann man in der Repräsentation in Phasengrößen direkt lösen mittels einer Optimierung mit der Nebenbedingung, dass eine bestimmte Vortriebskraft nach (2.42) erreicht werden soll.

$$\min_{i^{ABC}} \{ P_{Cu} = i_a^2 \cdot R + i_b^2 \cdot R + i_c^2 \cdot R \} \quad (6.14)$$

$$\text{mit: } F_M = i_a \cdot E_a + i_b \cdot E_b + i_c \cdot E_c \quad (6.15)$$

Für einen bestimmten Verlauf von  $\mathbf{E}^{ABC}$  erhält man durch Nutzung des Verfahrens der Lagrange-Multiplikatoren einen Ausdruck für  $\mathbf{i}^{ABC}$ . Da die Regelung des Stroms einer elektrischen Maschine nicht in Phasengrößen geschieht, sondern mit transformierten Größen in d-q-Koordinaten, kann diese Optimierung in die Transformationsgleichungen aufgenommen werden.

### 6.2.3. Anpassung der Transformation

Eine Veränderung der Transformationsmatrizen dient dem Ausgleich von nicht ideal sinusförmigen Phasengrößen. Wie bereits in der Literatur beschrieben, konnte ein Korrekturwinkel  $\theta_k$  und eine Skalierung um den Faktor  $c_k$  in der Transformation ergänzt werden. Im Gegensatz zu den Ansätzen für rotierende Maschinen, sind diese korrigierenden Größen nicht periodisch und müssen für den gesamten Verfahrweg definiert werden. Zur deren Ermittlung musste der Verlauf des EMK-Faktors an jeder Läuferposition untersucht werden.  $\theta_k$  dient dazu, den Transformationswinkel für die Clarke-Park- und dessen inverse Transformation an den Winkel des Flusses anzupassen. Dafür ist als erster Schritt die Überführung mittels der konventionellen Transformation nach (2.25) und (2.26) durchgeführt worden. Aus  $E_d$  und  $E_q$  ließ sich der Winkel ableiten, welcher die Differenz zur idealen Flussorientierung darstellt:

$$\theta_k(x) = \tan^{-1} \left( \frac{E_d(x)}{E_q(x)} \right) \quad (6.16)$$

Dieser Winkel ist abhängig von der Läuferposition über den gesamten Hub zu ermitteln und kann dann in der Park-Transformation hinterlegt werden:

$$\mathbf{T}_k = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_k) & \sin(\theta - \theta_k) & 0 \\ -\sin(\theta - \theta_k) & \cos(\theta - \theta_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

Nach der veränderten Transformation weist die Ableitung der Flussverkettung nur noch Anteile in q- und 0-Komponente auf. Bei Einprägen eines konstanten q-Stroms ergibt sich jedoch eine deutliche Kraftwelligkeit, da die Amplitude des Flussverkettungs-Raumzeigers, beschrieben durch die q-Komponente, über die Position noch nicht konstant bleibt. Dies kann eliminiert werden, indem diese Schwankung normiert und als Faktor ebenfalls in der Transformation verwendet wurde:

$$c_k = |E_q(x)| \quad (6.18)$$

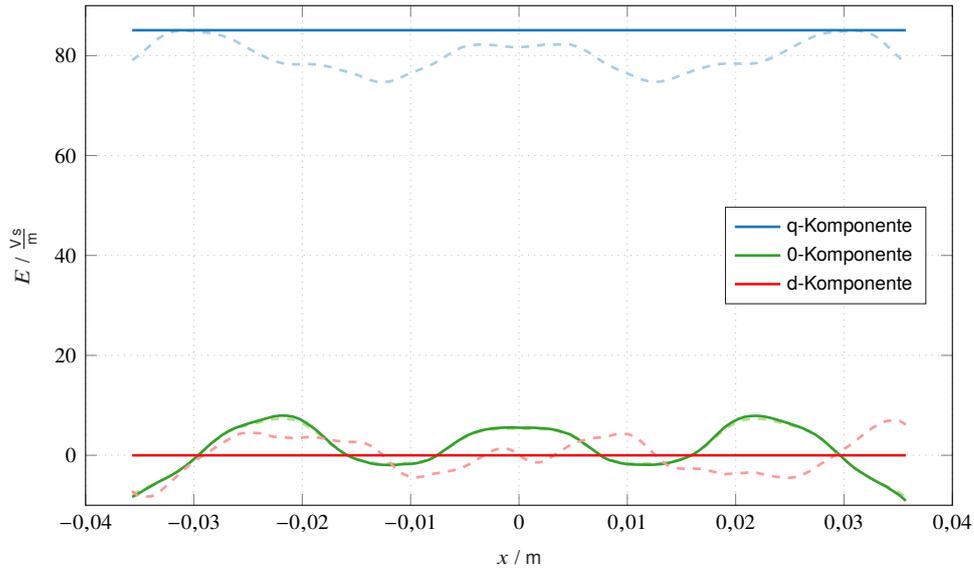
Wenn die resultierende Transformation für die Ansteuerung der Linearmaschine verwendet wird, würde sich eine konstante Kraft für einen konstanten Strom in q-Richtung ergeben. Für die Anwendung auf die Ableitung der Flussverkettung ergibt sich folgender Ausdruck:

$$\mathbf{E}^R = c_k \cdot \mathbf{T}_k \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{E}^{ABC} \quad (6.19)$$

In Abbildung 6.9 ist die Gegenüberstellung von der konventionellen und der nach (6.19) angepassten Transformation gezeigt. Die d-Komponente von  $\mathbf{E}^R$  liegt nach der kompensierten Transformation bei null und die Welligkeit auf der q-Komponente konnte eliminiert werden. Da jedoch weiterhin eine EMK in der 0-Komponente wirkt, würde ein entsprechender Nullstrom gemäß (6.13) ebenfalls zu einem Drehmoment führen. Um einen Nullstrom einprägen zu können, ist es erforderlich, dass die elektrische Maschine einen zugänglichen Sternpunkt hat, dessen elektrisches Potenzial geregelt werden kann.

Eine analytische Beschreibung der optimalen Aufteilung der q- und 0- Stromanteile ergibt sich wie folgt:

$$\min_{i^R} \left\{ P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot i_q^2 \cdot R + 3 \cdot i_0^2 \cdot R \right\} \quad (6.20)$$



**Abbildung 6.9.** – Positionsabhängiger EMK-Faktor in d-q-Koordinaten nach Anwendung der kompensierten Transformation (durchgezogene Verläufe) verglichen mit der konventionellen Transformation (gestrichelt)

$$\text{mit: } F_M = \frac{3}{2} i_q \cdot E_q(x) + 3i_0 \cdot E_0(x) \quad (6.21)$$

Als Nebenbedingung wird das Erreichen einer bestimmten Kraft  $F_M$  nach (6.21) festgelegt. Das Verhältnis aus dem q- und 0-Anteil der Ableitung der Flussverkettung wird weiterhin als Faktor  $\Gamma_k(x)$  eingeführt:

$$E_0(x) = \Gamma_k(x) \cdot E_q(x) \quad (6.22)$$

Die analytische Optimierung von (6.20) mit der Nebenbedingung (6.21) nach dem Lagrange-Verfahren ergibt einen Ausdruck für  $i_q$  und  $i_0$  abhängig von  $\Gamma_k(x)$ :

$$i_q = \frac{2}{3 \cdot E_q(x) \cdot (2\Gamma_k^2 + 1)} \quad (6.23)$$

$$i_0 = \Gamma_k i_q \quad (6.24)$$

Zur vereinfachten Integration in die etablierte Regelungsstruktur, wird der Zusammenhang von der zu erreichenden Maschinenkraft und dem Sollstrom  $i^*$  über den konstanten Wert für  $E_q(x)$  definiert:

$$F_M = \frac{3}{2} \cdot E_q(x) \cdot i^* \quad (6.25)$$

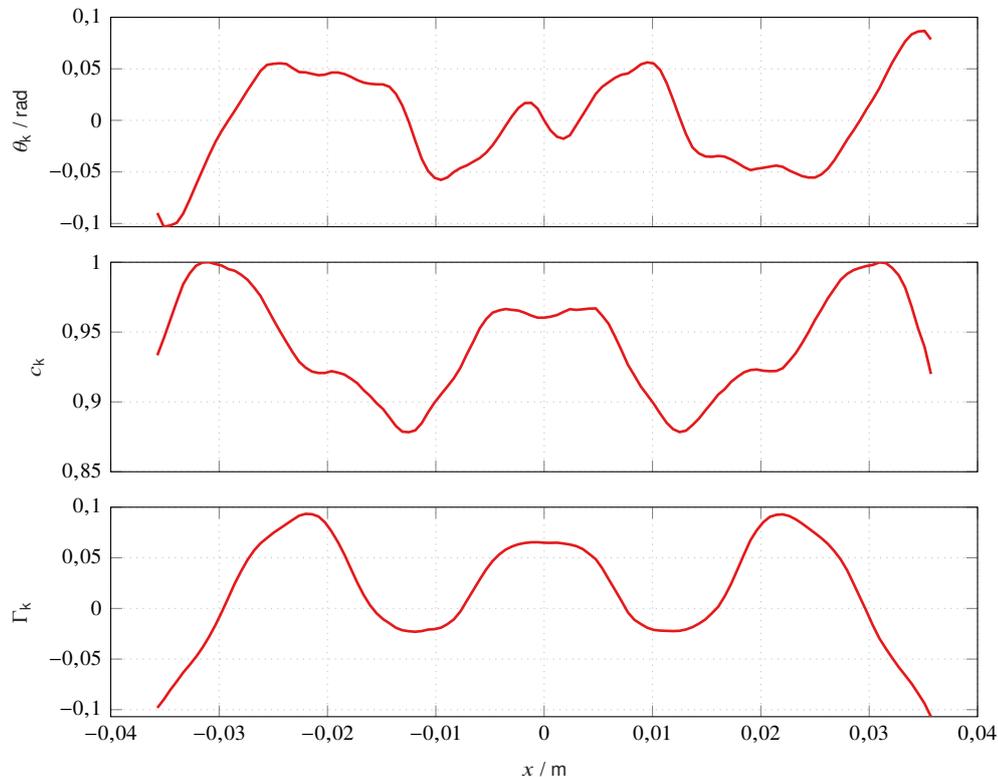
$$F_M = \frac{3}{2} \cdot E_q(x) \cdot i_q \cdot (2\Gamma_k^2 + 1) \quad (6.26)$$

Nach Einsetzen von (6.22) in (6.21) ergibt sich (6.26), was nach einem Koeffizientenvergleich mit (6.25) zur Beschreibung von  $i_q$  und  $i_0$  abhängig von  $\Gamma_k$  für einen bestimmten Sollstrom  $i^*$  führt:

$$\Rightarrow i_q = \frac{i^*}{2\Gamma_k^2 + 1} \quad (6.27)$$

$$i_0 = \frac{\Gamma_k i^*}{2\Gamma_k^2 + 1} \quad (6.28)$$

Mittels dieser Umformung kann ein überlagerter Regelkreis einen Strom  $i^*$  für eine bestimmte Kraft gemäß (6.25) ausgeben, der für eine minimierte Verlustleistung in q- und 0- Komponente aufgeteilt und an die entsprechenden Stromregler weitergegeben wird.



**Abbildung 6.10.** – Verlauf der Kompensationsvariablen für die simulierte unsymmetrische Flussverkettung des Prototyps

Für die Flussverkettungsverläufe, welche für den Prototyp simuliert worden sind, konnten die eingeführten Parameter  $\theta_k$ ,  $c_k$  und  $\Gamma_k$  nach dem beschriebenen Vorgehen berechnet werden. In Abbildung 6.10 sind die Verläufe dieser Größen über eine Läuferauslenkung von  $\pm\tau_p$  dargestellt. Dabei fällt auf, dass die Variationen besonders von  $\theta_k$  und  $\Gamma_k$ , welche die Verlustleistung verbessern können, in dem erforderlichen Hubbereich von  $\pm 15$  mm sehr gering sind. Für die genaue Beurteilung des Verfahrens für den gegebenen Prototyp sollte eine Simulation mit dem geregelten Betriebsmodell des Antriebs erfolgen.

Mit dem vorgestellten Vorgehen ist es möglich, neben der Minimierung der Kupferverluste eine Verbesserung der Regelungsgüte zu erreichen, da die überlagerten Regelkreise die schwankende Strom-Kraft-Kopplung nicht mehr auszugleichen haben. Allerdings ist es ebenfalls mit zusätzlichen Maßnahmen verbunden. Die Kompensationsparameter sind aus einer exakten Messung des Verlaufs von  $\mathbf{E}^S$  zu ermitteln und für angepassten Transformationsmatrizen in der Ansteuerung der Maschine zu hinterlegen. Ein bedeutender Punkt ist zudem, dass für die Einprägung eines Stroms im Nullsystem eine Sternpunktverbindung vorliegen sollte, welche auf Potenzial null zu regeln ist. Damit ist die Raumzeigermodulation nicht mehr anwendbar und die zur Verfügung stehende Stellspannung reduziert sich auf  $\frac{1}{2}U_z$ . Je nach Ausprägungsgrad der Endeffekte kann sich der praktische Nutzen zudem in Grenzen halten, was den Aufwand dementsprechend

nicht rechtfertigen würde.

## 6.3. Simulation des Antriebs

Nachdem eine genaue Untersuchung der elektrischen Linearmaschine für den Prototyp zur endgültigen Konfiguration geführt hat, konnten ihre Charakteristiken zusammengefasst und für die Simulation des gesamten Antriebssystems verwendet werden. In Tabelle 6.3 wurden die Kennwerte zusammengefasst, die für die Umsetzung des Modells und Auslegung der Regelung notwendig waren.

**Tabelle 6.3.** – *Nominelle Kennwerte der ausgelegten Linearmaschine*

Parameter	Wert
Polteilung $\tau_p$	35,7 mm
Strom-Kraft-Kopplung $K_F$	$120 \frac{\text{N}}{\text{A}}$
Läufermasse $m$	7,2 kg
Widerstand $R$	0,441 $\Omega$
Induktivität $L$	31,4 mH

### 6.3.1. Reglerauslegung

Es war eine Reglerstruktur vorgesehen, wie sie in Abschnitt 2.5.1 beschrieben wurde. Für die Regelung war neben der Übertragungsfunktion für die elektrische Maschine  $G_M(s)$  gemäß (2.60) die Zeitkonstante des Stellgliedes  $G_S(s)$  notwendig. Diese beinhaltet neben der Verzögerung, welche durch die begrenzte Schaltfrequenz der Leistungselektronik bei der Umsetzung der Sollspannung auftritt, die Laufzeiten der Messgrößen:

$$G_S(s) = \frac{1}{\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{f_{\text{PWM}}} \cdot s + 1} \quad (6.29)$$

Es wird dabei von der gängigen Vereinfachung zur Festlegung dessen Zeitkonstante auf Grundlage der Puls-Weiten-Modulation (PWM)-Frequenz  $f_{\text{PWM}}$  ausgegangen. Zusätzlich ist das Verhalten der Filter für die Messgrößen (Strom, Position und die daraus abgeleitete Geschwindigkeit) zu berücksichtigen, die zur Glättung des Messrauschens und Unterdrückung von Schwingungen im Antriebssystem eingesetzt wurden.

$$G_f(s) = \frac{1}{T_f \cdot s + 1} \quad (6.30)$$

Dabei kamen PT1-Filter zum Einsatz, welche allgemein gemäß der Übertragungsfunktion (6.30) nachgebildet werden. Zur Auslegung der Regler können die PT1-Glieder der Strecke näherungsweise zusammengefasst werden, indem die Zeitkonstanten addiert werden, was für die Summenzeitkonstante  $T_\Sigma$  im Stromregelkreis mit dem Stellglied und Stromfilter folgenden Ausdruck ergab:

$$T_\Sigma = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{f_{\text{PWM}}} + T_{f,i} \quad (6.31)$$

Neben dem Filter für den Strommesswert mit der Zeitkonstante  $T_{f,i}$  waren PT1-Filter für den Positionswert und den davon abgeleiteten Geschwindigkeitswert mit den jeweiligen Zeitkonstanten  $T_{f,x}$  und  $T_{f,v}$  vorgesehen. Die Werte dafür wurden gemäß der Qualität der Messsignale am Versuchsstand festgelegt. In der kaskadierten Regelung wurde der PI-Stromregler nach dem BO ausgelegt, während die PI-Regler für Geschwindigkeit und Position aufgrund der IT1-Regelstrecken nach dem SO eingestellt worden.

$$G_{\text{PI}}(s) = \frac{T_N \cdot s + 1}{T_I \cdot s} \quad (6.32)$$

Die Reglerparameter wurden entsprechend der Ausdrücke in Tabelle 6.4 ausgehend von den Antriebskennwerten in Tabelle 6.3 gewählt.

**Tabelle 6.4.** – Bestimmung der Parameter für die Regler der kaskadierten Regelkreise der Linearmaschine

Regler	Nachstellzeitkonstante $T_N$	Integrationszeitkonstante $T_I$
Strom $G_{R,i}(s)$	$\frac{L}{R}$	$2 \cdot \frac{T_\Sigma}{R}$
Geschwindigkeit $G_{R,v}(s)$	$4 \cdot (2 \cdot T_\Sigma + T_{f,v})$	$8 \cdot \frac{K_E}{m} \cdot (2 \cdot T_\Sigma + T_{f,v})^2$
Position $G_{R,x}(s)$	$4 \cdot (8 \cdot T_\Sigma + 4 \cdot T_{f,v} + T_{f,x})$	$8 \cdot (8 \cdot T_\Sigma + 4 \cdot T_{f,v} + T_{f,x})^2$

Die Beeinträchtigung des Führübertragungsverhaltens durch die Nutzung des SO für die beiden überlagerten Regelkreise konnte ausgeglichen werden, indem eine komplette Sollwertvorsteuerung umgesetzt worden ist. Damit verbleibt für die Regler lediglich die Kompensation eventueller Störgrößen, wofür diese Auslegung optimal geeignet ist. Von der Nutzung der Sollwertvorfilter zum Verhindern der Tendenz zu Schwingungen konnte abgesehen werden, was die Dynamik der Regelung verbesserte. Für die Vorsteuerung wird die für den angestrebten Positionsverlauf nötige Geschwindigkeit auf den Ausgang des Positionsreglers addiert. Gleiches gilt für den benötigten Strom an dem Ausgang des Geschwindigkeitsreglers, welcher aus der Beschleunigung ermittelt wurde:

$$i_{\text{vor}}^*(t) = \frac{m \cdot a(t)}{K_F} \quad (6.33)$$

Zur Kompensation der Kreuzkopplung zwischen der d- und q-Achse im Stromregelkreis wird zu den Ausgängen der Stromregler der entsprechende Spannungsabfall  $u_{d,\text{vor}}$ ,  $u_{q,\text{vor}}$  auf Basis von (2.36) und (2.37) addiert, wobei ebenfalls der Einfluss der induzierten Gegenspannung in der q-Achse aufgehoben wird:

$$u_{d,\text{vor}} = -\frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot L \cdot i_q \quad (6.34)$$

$$u_{q,\text{vor}} = \frac{\pi \cdot v}{\tau_p} \cdot (L \cdot i_d + E_q) \quad (6.35)$$



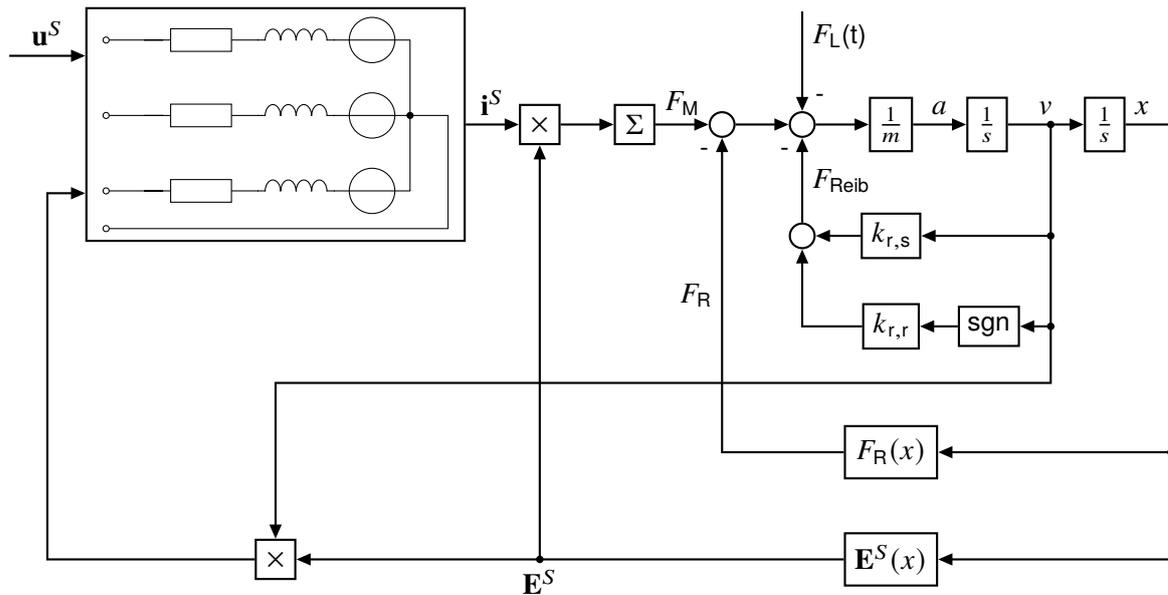


Abbildung 6.12. – Schematik für das Modell des Antriebssystems mit der Mechanik

Zur Annäherung des sehr komplexen Verhaltens der Reibung wurde ein Term für Stoke'sche Reibung, der linear mit der Geschwindigkeit steigt, sowie ein konstanter Rollreibungsterm vorgesehen, welcher entgegen der Bewegungsrichtung wirkt.

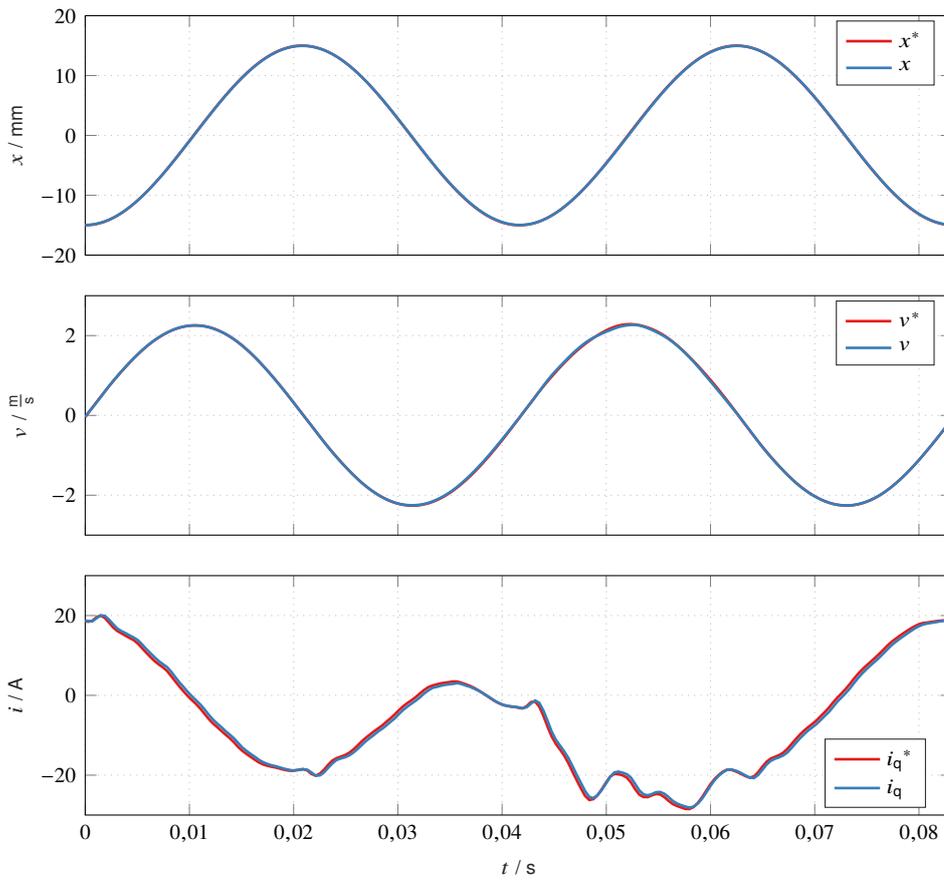
$$F_{\text{Reib}} = k_{r,s} \cdot v + \text{sgn}(v) \cdot k_{r,r} \quad (6.37)$$

Die Werte für die beiden Parameter  $k_{r,s}$  und  $k_{r,r}$  aus (6.37) waren im Vorhinein schwer zu beurteilen, da sie sehr von der Präzision der konstruktiven Umsetzung abhingen, weshalb sie für die erste Simulation des Antriebssystems vernachlässigt und auf null gesetzt wurden. Für die Lastkraft  $F_L$  ist der positionsabhängige Verlauf hinterlegt, welcher in Abschnitt 5.1.2 vorgestellt wurde.

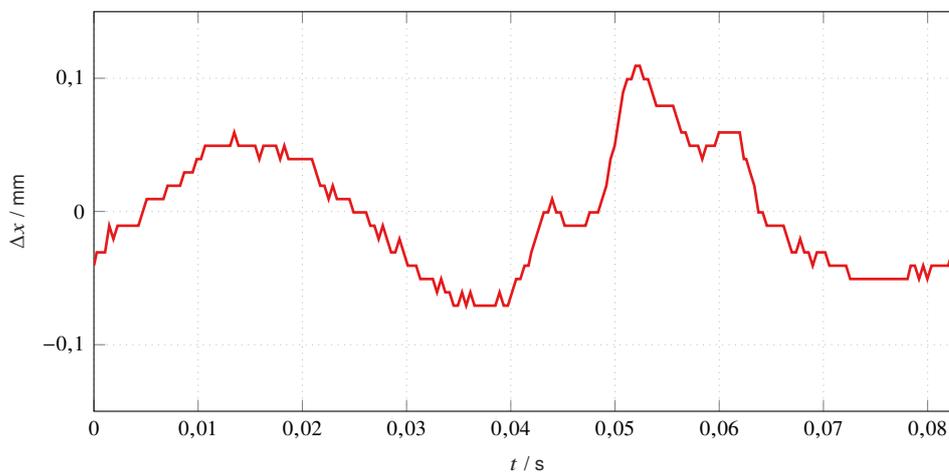
Bei der Implementierung der Regler wurde darauf geachtet, dass die Stellgrößenbegrenzungen der realen Maschine bereits abgebildet sind. Der maximale Ausgang der Stromregler entsprach der Zwischenkreisspannung und der Geschwindigkeitsregler war auf einen Strom von 30 A begrenzt, was der zulässigen Stromdichte von  $5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  entspricht. Aufgrund dieser Begrenzungen der Reglerausgänge mussten Anti-Windup Maßnahmen getroffen werden, die verhindern, dass bei Erreichen der Begrenzung der Regelfehler weiter auf-integriert wird. Deshalb wird in diesem Fall die Verstärkung im Integralzweig auf null gesetzt, weil die Regelung sonst zu Schwingungen angeregt werden kann.

Aus Abbildung 6.13 geht hervor, dass in der Simulation das positionsgeregelte Antriebssystem die gewünschte Trajektorie sehr gut verfolgen konnte. Wie der Verlauf in Abbildung 6.14 zeigt, ist der Positionssollwert mit minimalem Fehler erreicht und auch die Belastungskraft, welche die Kompression und Verbrennung darstellt, ausgeregelt worden. Dieser Betriebspunkt, wo eine mechanische Leistung von  $P_m = 772,0 \text{ W}$  eingespeist wurde, konnte mit einer durchschnittlichen Verlustleistung am ohmschen Widerstand der Wicklungen von  $P_{\text{Cu}} = 134,5 \text{ W}$  gehalten werden.

Um die vorgestellte angepasste Ansteuerung zur Kompensation der Endeffekte in der Flussverkettung zu beurteilen, ist das Modell um die entsprechenden Komponenten ergänzt worden. Dazu zählten drei LUTs, welche die Korrekturvariablen  $\theta_k$ ,  $c_k$  und  $\Gamma_k$  in Abhängigkeit der Position hinterlegen. Diese sind in den

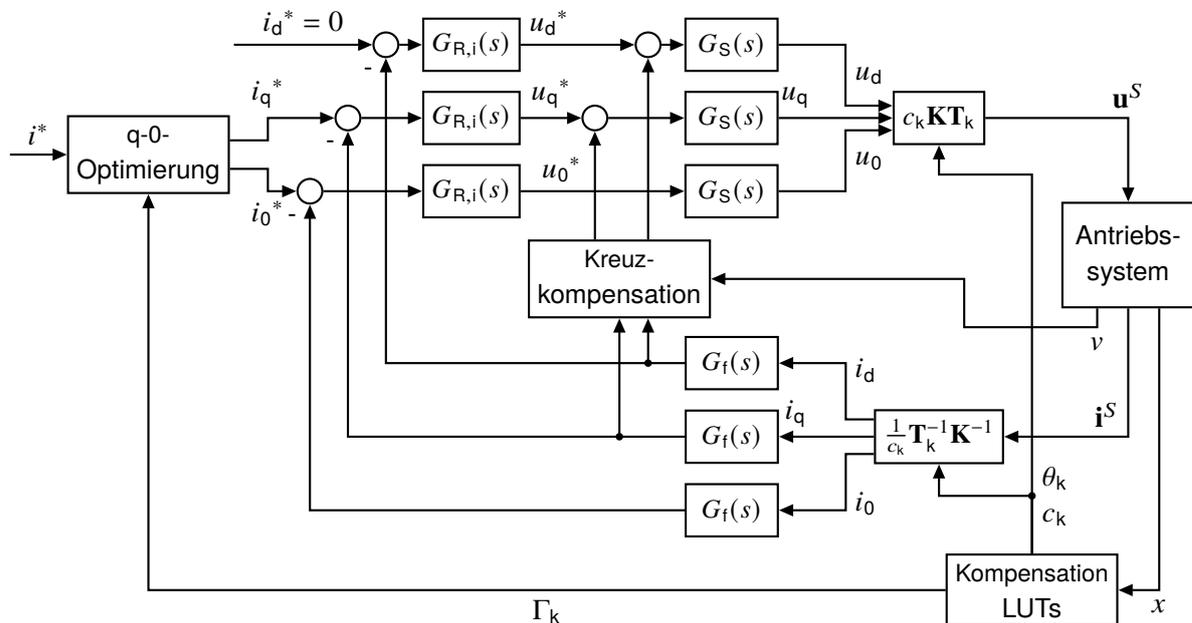


**Abbildung 6.13.** – Verläufe von dem Soll- und Istwert für Position, Geschwindigkeit und  $q$ -Strom aus der Simulation des Antriebssystems zur Beurteilung der Regelgüte



**Abbildung 6.14.** – Regelfehler des Positionswertes aus der Simulation des Antriebssystems

angepassten Transformationen genutzt und zur Umrechnung des Stromsollwerts, der vom Geschwindigkeitsregler ausgegeben wird, in den Sollwert für den q- und 0-Strom angewendet worden. Dementsprechend ist ebenfalls ein Stromregelkreis für das Nullsystem ergänzt worden. Das resultierende Modell ist in Abbildung 6.15 gezeigt.



**Abbildung 6.15.** – Erweiterung des Stromregelkreises um die Ansteuerung zur Endeffekt-Kompensation

Das Simulationsergebnis, wo die angepasste Ansteuerung für den vorliegenden Anwendungsfall zum Einsatz kam, zeigt keinerlei Auswirkungen, die nicht auf kleine Abweichungen bei der Regelung der Maschine zurückgeführt werden konnte. Die Vorteile machen sich deutlicher bemerkbar, wenn der Läufer während der Bewegung weiter aus dem Stator herausbewegt wird. Ein geringer Effekt konnte erst bei Verdopplung der Amplitude des Hubs auf  $h = 60$  mm bei gleicher Bewegungsfrequenz und Vernachlässigung der Lastkraft festgestellt werden. In diesem Fall musste ein deutlich höherer Strom von bis zu 40 A zur Bewältigung der Beschleunigung gestellt werden, der dazu sein Maximum an den äußersten Positionen hatte, wo die Endeffekte am ausgeprägtesten waren. Dabei beliefen sich die Kupferverluste ohne die Kompensation auf  $P_{Cu} = 502,9$  W, während sie durch die Kompensation auf  $P_{Cu} = 500,2$  W reduziert werden konnten. Bezüglich der Verbesserung der Energieeffizienz war diese Ansteuerungsmethodik für das gegebene Antriebssystem somit den Aufwand zur Umsetzung nicht wert.

## 6.4. Vergleich der Simulationsschritte

Bei der Entwicklung dieses Prototyps sind einige unterschiedliche Simulationsmodelle zum Einsatz gekommen. Bevor es zur experimentellen Umsetzung kam, lag somit die gegenseitige Verifizierung der Modellierungen nahe. In Tabelle 6.5 sind einige der wesentlichen Parameter zum Vergleich der drei Simulationen dargestellt:

- idealisiertes FEM Modell des Ausschnitts der Maschine mit stationärer und dynamischer FEA und gekoppeltem Betriebsmodell, wie es bei der Auslegung verwendet wurde

- komplettes FEM Modell der Maschine mit stationärer und dynamischer FEA und gekoppeltem Betriebsmodell, wie es bei den Untersuchungen in diesem Kapitel zum Einsatz kam
- Betriebsmodell des geregelten Antriebssystems nach Abbildung 6.12 und 6.11

**Tabelle 6.5.** – *Vergleich der Ergebnisse der verschiedenen Simulationsschritte für den Prototyp*

Parameter	FEM-Modell, idealisiert	FEM-Modell, komplett	Betriebsmodell, geregelt
Läufermasse $m$	4,85 kg	7,2 kg	7,2 kg
Kupferverluste $P_{Cu}$	139,7 W	176,7 W	134,5 W
Eisenverluste $P_{Fe}$	12,8 W	25,9 W	25,9 W
Wirkungsgrad $\eta$	80,2 %	73,7 %	79,2 %

In dem ersten Modell ist noch eine geringere bewegte Masse hinterlegt, da in der Optimierung noch nicht von dem zusätzlichen Gewicht für den Läuferahmen ausgegangen wurde. Dies führte zusammen mit dem größeren Füllfaktor von 75 % zu der geringeren Verlustleistung im Kupfervolumen gegenüber dem kompletten Modell für den Prototyp. Dass sich  $P_{Cu}$  für das komplette Modell trotz der erhöhte Läufermasse noch in einem ähnlichen Bereich befand, lag an der Berücksichtigung der Endeffekte. Diese könnten ebenfalls die Ursache für die Vergrößerung der Eisenverluste bilden. Da in dem Betriebsmodell die kein Modell für die Eisenverluste hinterlegt wurde, ist von dem gleichen Wert wie bei der kompletten FEM-Simulation ausgegangen worden. Die Reduktion der Kupferverluste bei der Modellierung der Regelung liegt an der Implementierung der Strom-Kraft-Kopplung, da hierfür die räumliche Ableitung der Flussverkettung aus der Simulation der Leerlaufspannung hinterlegt wurde. Damit werden stromabhängige Sättigungseffekte ignoriert, die zur Reduktion der Strom-Kraft-Kopplung führen und in der FEA beachtet wurden.

Insgesamt wurde somit deutlich, dass die Vereinfachungen in dem idealisierten Modell bei der Auslegung zu merklichen Unterschieden in der simulierten Charakteristik führte, da besonders die Vernachlässigung der Endeffekte deutliche Auswirkungen hatte. Sollte die Rechenzeit noch vertretbar sein, ist es angebracht, zur Optimierung ein weniger vereinfachtes Modell einzusetzen, oder zumindest im Nachgang diese Effekte zu betrachten und möglicherweise Anpassungen vorzunehmen, wie es hier umgesetzt wurde. In dem vorliegenden Fall spielte zudem noch die nachträgliche Änderung des Läufergestells eine große Rolle, weshalb eine eingehende vorhergehende Untersuchung zum praktischen Aufbau empfehlenswert ist. Eine endgültige Aussage zur Qualität der Modellierung ist jedoch erst bei einem Vergleich mit den experimentellen Messungen am aufgebauten Prototyp möglich.

## 7. Experimentelle Validierung der Auslegung

Den Abschluss der Forschungsarbeiten bildete die Konstruktion eines Prototyps der ausgelegten Linearmaschine, an dem die theoretischen Berechnungen und die Modellierung eines solchen Antriebs überprüft werden konnten. Dafür sind die Komponenten der elektrischen Maschine gefertigt und zusammengesetzt und ein entsprechender Versuchsstand aufgebaut worden. Dazu gehörte ebenfalls die Auswahl und Inbetriebnahme der geeigneten Elektronik zur Ansteuerung und Regelung des Antriebssystems.

An dem Versuchsstand konnten anschließend die Messungen zur Überprüfung der Maschinencharakteristiken durchgeführt werden, wie sie aus der Simulation erwartet wurden. Das ausgearbeitete Regelungskonzept wurde implementiert und das Betriebsverhalten des Antriebs mit der analytischen Beschreibung eines solchen Systems aus Abschnitt 3 verglichen.

### 7.1. Konstruktion und Inbetriebnahme des Versuchsstands

Die bisherige Optimierung hat sich ausschließlich auf die Auslegung der elementaren Komponenten der elektrischen Maschine konzentriert. Für die Umsetzung eines Versuchsstandes war ein Konzept für die

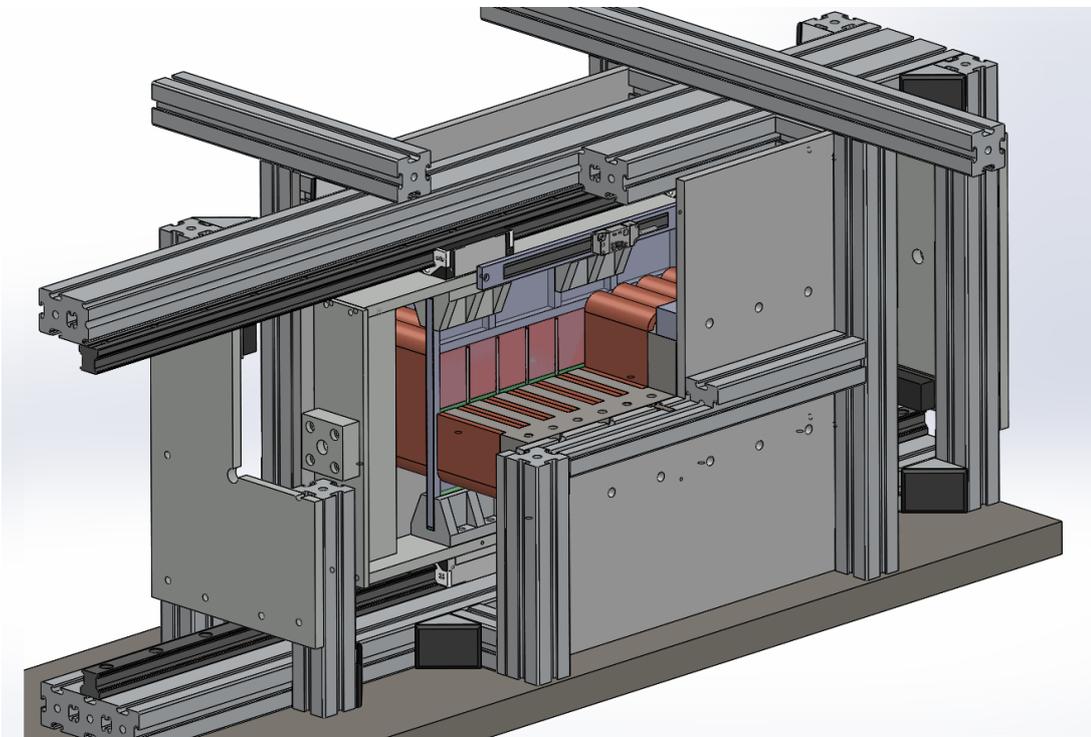


Abbildung 7.1. – CAD-Modell des Versuchsstands mit Ausschnitt zur Darstellung der Läufer

mechanische Konstruktion auszuarbeiten, welche die Struktur der Linearmaschine ermöglicht. Zu diesem Zweck wurde ein CAD-Modell des gesamten Versuchsstands angelegt, wo die verlangten Funktionalitäten und Konstruktionstechniken validiert werden konnten.

Eine Herausforderung dabei war die präzise Positionierung der beiden Statorhälften relativ zu den PMs des Läufers, was ebenfalls stabil genug ausgeführt werden musste, um die hohen Normalkräfte auf die Blechpakete aufnehmen zu können. Dazu kam die Konstruktion der sehr flachen Läuferstruktur und deren Lagerung sowie die Kopplungsmöglichkeiten, welche dem Anschluss von Messinstrumenten oder Belastungsmaschinen dienen.

Das Resultat ist in der Abbildung 7.1 als Rendering des CAD-Modells dargestellt. Die genaue Umsetzung der einzelnen Komponenten wird im Weiteren näher erläutert

### 7.1.1. Läuferaufbau

Zur Umsetzung der Läuferstruktur musste im ersten Schritt die Fertigung der PMs betrachtet werden. Unter Berücksichtigung der Herstellungsmethoden für Selten-Erden Dauermagnete nach [115] und die dort angegebenen Einschränkungen ist die Geometrie der einzelnen Magnete ausgelegt worden. Aufgrund der geringen Magnethöhe von 8 mm konnte die orthogonale Grundfläche von 101 mm × 32,1 mm nicht in einem Stück realisiert werden, weshalb ein Magnetpol aus zwei Segmenten mit Kantenlängen von 50,5 mm × 32,1 mm × 8 mm bestand. Die eingesetzten Magneten wurden in diesen Abmessungen aus dem Material „BMN-48“ der Firma BOMATEC bestellt, dessen Eigenschaften im Anhang C hinterlegt sind.

Für die Konstruktion der Platte, welche die PMs aufnimmt und fixiert, wurde auf CFK Komponenten zurückgegriffen. Quadratische CFK-Rohre mit gleicher Höhe wie die Magnete bildeten den äußeren Rahmen. Um einen exakten Abstand zwischen den Magnetpolen sicherzustellen, wurden Abstandshalter mit eingelassener CFK-Stange zur Versteifung aus Epoxid-Gießharz angefertigt. Zwischen den beiden Magneten eines Pols musste ein kleiner Zwischenraum ergänzt werden, da die abstoßenden Kräfte, welche bei Aneinanderreihung gleichpoliger PMs auftreten, klein gehalten werden sollten. Zur Verbindung der einzelnen Bauteile wurde Zwei-Komponenten Epoxidharz Kleber verwendet, der sich sowohl gut mit den CFK-Teilen verband, da ein sehr ähnlicher Werkstoff dort die Matrix bildet, als auch mit den Magneten, die mit einer Epoxy-Beschichtung versiegelt wurden. Die Grund- und Deckfläche war jeweils eine Carbon-Platte mit einer Stärke von 0,45 mm.

### 7.1.2. Statoraufbau

Bei der Konstruktion der Statoren ist zum größten Teil auf kommerzielle Angebote zurückgegriffen worden. Die Blechpakete wurden gelasert und verbacken aus Elektroband M270-50A (siehe C) bestellt. Die optimierte Querschnittsgeometrie wurde im Gebiet des Rückschlusseisens angepasst, um durchgehende Löcher zur Ausrichtung und Fixierung zur Verfügung zu haben. Diese wurden teilweise nachträglich zum Verstiften ausgerieben, um eine genaue Positionierung zu gewährleisten.

Die Statorspulen wurden ebenfalls extern als Zahnspulen aus Flachbanddraht mit einem Querschnitt von 1 mm × 6 mm gefertigt, bei dem durch dessen Orientierung im Slot die Stromverdrängungsverluste minimiert sind. Nach Anfertigung eines Musters zeigte sich, dass ein höherer Füllfaktor als die angenommenen 60 % möglich war, weshalb für jede Spule eine Windungszahl von  $N = 57$  bei  $k_{Cu} = 62,6\%$  erreicht werden konnte. Diese Werte könnten weiter verbessert werden, da zum einen die Isolationsabstände zwischen

zwei Spulen großzügig gewählt wurden. Zum anderen führten die Biegestellen an den Wickelköpfen zu Verwerfungen des Flachdrahtes, weshalb eine Windung mehr als 1 mm Höhe zuzüglich der Isolationsschichten benötigte. Wenn diese Biegung weniger aggressiv oder weiter vom Statoreisen entfernt ausgeführt wird, kann man die Windungszahl perspektivisch noch erhöhen.

Der genaue Aufbau und die komplett bestückten Statorhälften sind in Abbildung 7.3 gezeigt. Aufgrund der Doppelschichtanordnung waren zwei benachbarte Spulen jeweils direkt verbunden worden. Zum Schutz und zur zusätzlichen Isolation der Wicklungen sind die Statorzähne jeweils mit Nutisolationpapier ummantelt worden.



(a) Positionierung der ersten PMs



(b) Komplette Konstruktion der PMs und des Rahmens

**Abbildung 7.2.** – Ablauf der Konstruktion und resultierende innere Struktur der Läuferplatte



(a) Zwei Spulenpaare aufgebracht



(b) Bestückung beider Statorhälften komplett

**Abbildung 7.3.** – Ablauf der Statorkonstruktion

### 7.1.3. Versuchsstand

Für die Fixierung der bestückten Statorblechpakete sind jeweils zwei Vierkant- Aluminiumstangen angefertigt worden, die mit den Statoren verstiftet und zusätzlich mittels Gewindestangen verschraubt wurden. Diese Stangen sind dann wiederum an einer Rückplatte verschraubt worden, welche in dem Rahmen aus Aluminium-Profilen eingebracht wurde. Die Spulen wurden entsprechend untereinander verbunden und für jede Phase sind zwei Anschlüsse herausgeführt worden. Für eine leichte zusätzliche Fixierung sind die Spulen mittels Zwei-Komponenten Knetmasse mit dem Stator verklebt worden. In Abbildung 7.4a ist eines der Statorsegmente vor dem Montieren in den Rahmen dargestellt.



(a) Montiertes Statorsegment



(b) Läuferplatte im Rahmen mit Linearführungen

**Abbildung 7.4.** – Befestigungen der Maschinenkomponenten an dem Versuchsstand

Die verklebte Platte mit den Läufermagneten ist entsprechend der CAD-Modellierung in einem Rahmen aus Aluminium Flachstangen fixiert. An der Ober- und Unterseite waren je drei Aufhängungen angebracht, die mit den CFK Platten verklebt und mit dem Rahmen verschraubt wurden. Wie in Abbildung 7.4 zu sehen ist, dienen vier davon gleichzeitig zur Befestigung der Linearschlitten, welche mit Kugelumlaufrollführungen ausgestattet waren und auf gegenüberliegenden Schienen fahren. Dementsprechend war sowohl bei der Konstruktion des Rahmens, als auch bei der Unterbringung der Schienen in dem Gestell auf eine möglichst präzise parallele Ausrichtung der gegenüberliegenden Flächen geachtet worden. Dies wurde jedoch aufgrund der wenigen Referenzpunkte und des Mangels an Justiermöglichkeiten deutlich erschwert. In Bezug darauf verbleibt noch deutliches Verbesserungspotenzial bei der mechanischen Konstruktion des Versuchsstandes

In Abbildung 7.5 ist die komplett montierte Maschine dargestellt. Das Gestell aus den Aluminium-Profilen ist auf einer massiven Grundplatte aus Stahl befestigt worden, die wiederum mit dem Maschinenrost verschraubt wurde. Im ersten Schritt ist die Baugruppe mit den Schienen ohne den Läufer montiert worden, gefolgt von den beiden Statorsegmenten. Zur Ausrichtung ist auf der Linearführung als Referenz eine Stange mit einem Durchmesser entsprechend des geforderten Abstands zwischen den Statoren genutzt worden. Anpassungen sind durch Unterlegen dünner Metallplättchen an den Verbindungspunkten durchgeführt worden. Anschließend konnte die Läuferkonstruktion an einer Seite auf die Schienen gesetzt werden, wo ausreichend Platz vorgesehen war, um die Lager auf die Schiene zu bringen, ohne dass die Magnete bereits von dem Stator angezogen werden. Durch Entfernen der vertikalen Verbindung auf einer Seite des Rahmens konnte der Läufer zwischen die Statoren geführt werden, wobei auffiel, dass die CFK-Platte trotz ausreichenden Abstands der Statoren an einer Seite schliiff. Zur Verbesserung der Ausrichtung



**Abbildung 7.5.** – *Versuchsstand mit komplett montiertem Prototyp der Linearmaschinen*

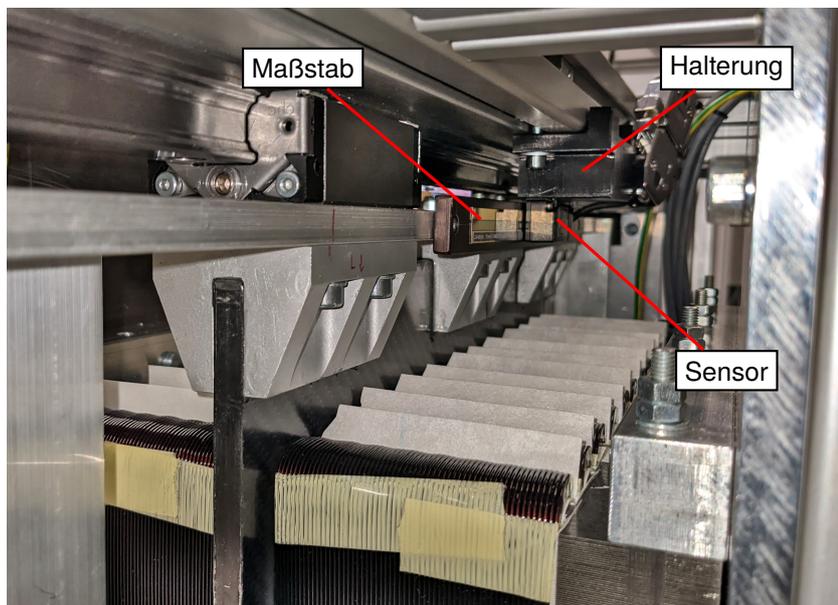
wurde zusätzlicher Platzhalter von 0,6 mm Stärke zwischen den Statoren und der Läuferplatte genutzt, welcher nach Einführen des Läufers entfernt wurde, wodurch das Schleifen minimiert werden konnte. Dieses Verhalten ließ darauf schließen, dass der Grund für die Reibung die Durchbiegung der Carbon-Komponenten aufgrund der Normalkräfte auf die Magnete war. Die genaue Ursache war aufgrund der geringen Spaltmaße und großen Komponenten jedoch schwer feststellbar. Dadurch kam es zu zusätzlichen Reibkräften sowohl zwischen Stator und Läufer als auch durch höhere Belastung der Lager.

An der Kopf- und Stirnseite des Läufergestells war ein Block aus Aluminium verschraubt, der zur Kopplung weitere Elemente vorgesehen war. Daran konnte eine Kraftmessdose für statische Messungen der Maschinenkraft fixiert werden. Als Gegenstück dafür ist an dem Gestell mit einigem Abstand zu dem Läufer auf beiden Seiten ebenfalls eine Fixiermöglichkeit in Form einer Aluminium Platte angebracht worden, an denen ebenfalls Gummipuffer befestigt waren, die eine unkontrollierte Bewegung der Maschine abfangen konnten.

#### **7.1.4. Auswahl der Elektronikhardware**

Neben der mechanischen Konstruktion war für die Inbetriebnahme des Prototyps die notwendige Elektronik einzurichten. Die Verschaltung der Spulen beider Statorhälften ist in einem separaten Klemmenkasten durchgeführt worden, wo sie in Sternschaltung mit zugänglichem Sternpunkt angeordnet worden. Zur Versorgung der Maschine kam ein frei programmierbarer IGBT Niederspannungswechselrichter der Firma GUASCH zum Einsatz, der von einem TEXAS INSTRUMENTS Mikrocontroller gesteuert wurde. Bei einer

Zwischenkreisspannung von bis zu 750 V und einer Schaltfrequenz von 10 kHz konnte ein Effektivstrom von maximal 30 A gestellt werden. Um im generativen Betrieb mit einer nicht rückspeisefähigen Versorgung die erzeugte Energie abführen zu können, ist neben dem dreiphasigen Wechselrichter ein Bremschopper implementiert, an den ein  $10\ \Omega$  Leistungswiderstand angeschlossen wurde. Sensoren für Strom und Zwischenkreisspannung waren in dem Wechselrichter-Modul integriert und wurden für die Regelung und Messung von dem Mikrocontroller ausgewertet.



**Abbildung 7.6.** – Unterbringung des Positionssensors

Zusätzlich war die Erfassung der Läuferposition notwendig, wofür sich ein optisches Messverfahren am besten eignete, da es nicht anfällig für die starken auftretenden Magnetfelder ist. Aus diesem Grund kam ein optischer Inkrementalsensor mit analogem Sinus-Kosinus-Ausgang und ein passendes Stahlmaßband mit einer Teilungsperiode von  $20\ \mu\text{m}$  und einer Indexmarke in der Mitte des Messbereichs zum Einsatz. Das Maßband wurde auf eine Grundplatte montiert und an der Oberseite des Läuferrahmens angebracht, wie in Abbildung 7.6 zu sehen ist. Für die Ausrichtung des Sensors in einem bestimmten Abstand zum Maßband ist eine Halterung mit einem 3D-Drucker hergestellt worden, welche neben der Schiene der Lagerung angebracht wurde. Nach der Auswertung der Sensorsignale über einen Sinus/Kosinus Wandler und Quadraturencoder konnte die Position des Läufers mit einer Genauigkeit von  $0,3125\ \mu\text{m}$  bestimmt werden, woraus ebenfalls die Geschwindigkeit abgeleitet wurde.

Außerdem war für die Aufnahme der statischen Kennlinien ein Kraftsensor verwendet worden. Es kam eine S-förmige Wägezelle für Belastungen bis  $300\ \text{kg} \cdot 9,81\ \frac{\text{m}}{\text{s}^2} = 2943\ \text{N}$  mit einem passenden Messverstärker zum Einsatz, dessen analoges Ausgangssignal von dem Mikrocontroller ausgewertet wurde. Alle Messwerte konnten über eine Ethernet Verbindung an einen PC geleitet und gespeichert werden. Die zeitliche Auflösung war dabei durch die Abtast-Frequenz von  $f_{\text{PWM}} = 20\ \text{kHz}$  begrenzt, welche sich für eine Schaltfrequenz von 10 kHz ergab.

Als Mikrocontroller wurde der „F28M35M52C“ genutzt, welcher aus zwei Prozessorkernen besteht, von denen einer die Kommunikation mit dem PC übernahm und der andere mit der Berechnung des Regelungsalgorithmus betraut war. Die PWM- und GPIO-Kanäle des zweiten Prozessors wurden zur Generierung

der Steuersignale für die Leistungselektronik genutzt und dessen AD-Wandler- und Quadraturencoder-Module zur Auswertung der Messwerte. Die Schnittstellen zu den Sensoren und dem Wechselrichter wurden auf einer am Lehrstuhl entwickelten Steuerungsplatine umgesetzt. Dort befanden sich ebenfalls die Pegelanpasser für die Analogeingänge sowie der Sinus/Kosinus Wandler für den Positionssensor.

Damit war die Ausstattung des Versuchsstandes komplettiert und die Funktionstüchtigkeit der einzelnen Komponenten sichergestellt. Im nächsten Schritt konnte die Inbetriebnahme und experimentelle Untersuchung des Prototyps durchgeführt werden.

## 7.2. Charakteristiken des Prototyps

Im Vorfeld zu den praktischen Versuchen waren die Kennwerte des Prototyps aufgenommen worden. Diese sind in Tabelle 7.1 zusammengetragen und mit den Werten verglichen, die auf Grundlage der Auslegung erwartet wurden.

**Tabelle 7.1.** – *Nominelle Kennwerte des aufgebauten Prototyps verglichen mit dem Ergebnis der Auslegung*

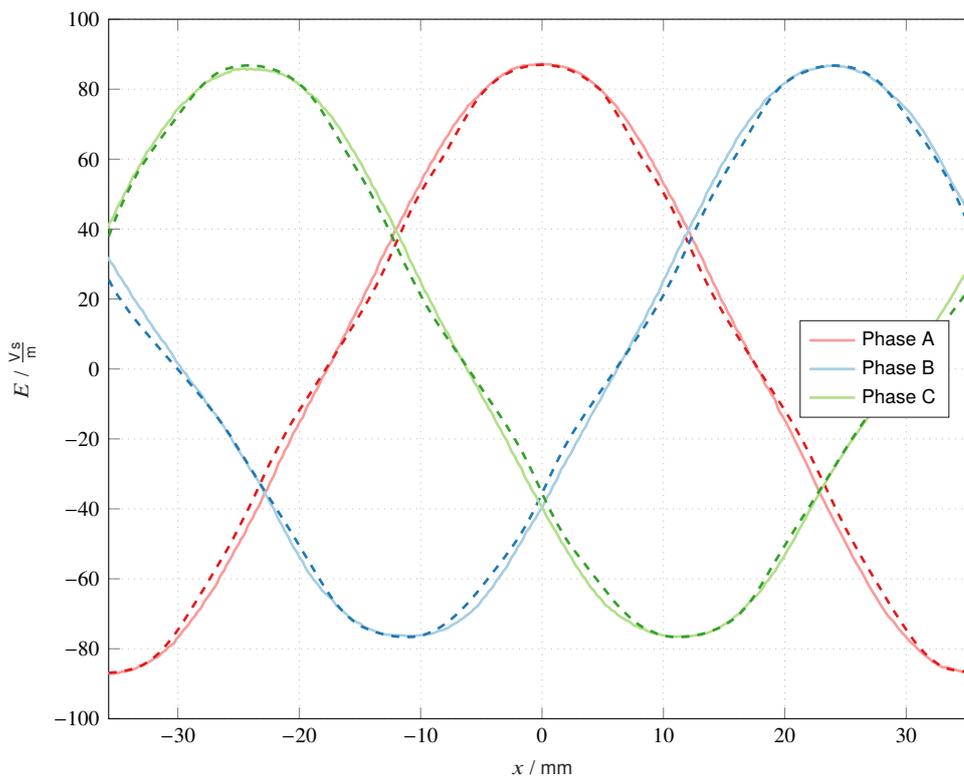
Parameter	Auslegung	Messung
Läufermasse $m$	7,2 kg	7,84 kg
Widerstand $R$	0,441 $\Omega$	0,42 $\Omega$
Induktivität $L$	31,4 mH	27,2 mH
Luftspalt $b_1$	1,5 mm	1,35 mm

Zur Feststellung der gesamten bewegten Masse  $m$  ist die Läuferkonstruktion aus Abbildung 7.4b gewogen worden. Das tatsächliche Gewicht hat sich durch Konstruktionsmaterialien (Schrauben, Muttern, Unterlegscheiben), die noch nicht berücksichtigt wurden, und Abweichungen bei der Modellierung etwas erhöht. Für die Widerstandsmessung ist ein Milliohmmeter eingesetzt worden, wobei jede Phase einen identischen Wert aufwies. Zur Bestimmung der Induktivität wurde die Impedanz der einzelnen Phasen mit einer LCR-Messbrücke aufgenommen. Unter Nutzung eines ESB bestehend aus einem Widerstand zur Darstellung der Kernverluste parallel zur Phaseninduktivität und dem seriellen Gleichstromwiderstand, ist die Induktivität abgeleitet worden. Hier konnte ebenfalls der Einfluss der Endeffekte beobachtet werden, da es zu Abweichungen der Werte bei einer Phase kam, wo nur eine Induktivität von  $L = 20,7$  mH aufgenommen wurde. In der Tabelle 7.1 ist der höchste gemessene Induktivitätswert hinterlegt, welcher abhängig von der Magnetposition in den anderen Phasen erreicht werden konnte. Der Luftspalt wurde aus dem eingestellten Abstands der Statoren zu  $b_1 = 1,35$  mm ermittelt, was einem mechanischen Luftspalt von 0,8 mm entsprach. Die Abnahme gegenüber des geplanten Wertes war dabei der eingeschränkten Einstellbarkeit der Statoraufhängung geschuldet.

Die aufgestellten Simulationen wurden mit den gemessenen Werten für die entsprechenden Größen geupdated, um die Ergebnisse ohne den Einfluss der Abweichungen bei der Konstruktion vergleichen zu können. Zudem wurden damit die Parameter für die Regelkreise, wie sie zur Ansteuerung des Prototyps implementiert worden, neu berechnet.

### 7.2.1. Flussverkettung

Ein grundlegender Schritt bei der Untersuchung des Prototyps war die Analyse der Flussverkettung in den einzelnen Phasen. Dafür ist ein Leerlaufversuch durchgeführt worden, bei dem zwischen jeder Phase und dem Sternpunkt die Spannung an einem Oszilloskop gemessen wurde. Aufgrund der hohen Reluktanzkräfte bei Auslenkung des Läufers konnte dieser auch manuell ohne eine gekoppelte Maschine mit hoher Geschwindigkeit über eine ausreichend großen Hub bewegt werden. Dabei ist die Position am Mikrocontroller aufgenommen worden, wobei die Indexmarke sowohl dort als auch durch gleichzeitiges Einspeisen am Oszilloskop zur Synchronisierung beider Messreihen genutzt werden konnte. Durch Normierung der induzierten Spannung auf die momentane Geschwindigkeit ist die Ableitung der Flussverkettung  $E$  für jede Phase ermittelt worden.



**Abbildung 7.7.** – Vergleich von gemessenem (durchgezogen) und simuliertem (gestrichelt) Verlauf des EMK-Faktors in jeder Phase

Ein Vergleich zwischen den simulierten und gemessenen Verläufen für  $E$  ist in Abbildung 7.7 dargestellt. Dort zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung sowohl der Spitzenwerte als auch der Nulldurchgänge jeder Phase. Dies verifiziert zum einen die Materialparameter wie die Remanenzflussdichte der Magnete und Permeabilität des Eisenkerns und zum andern die Ausrichtung der Magnetpole. Der Abfall der Flussverkettung bei Bewegung der Läufers in den äußeren Phasen (Phase B und Phase C) war ebenfalls sehr gut zu erkennen und entsprach dem erwarteten Verhalten. In den Anstiegen von  $E$  waren Abweichungen zwischen Messung und Simulation zu erkennen, die sich in betragsmäßig höherer induzierter Spannung äußerten. Der Verlauf der Flussverkettung ist in diesen Bereichen nicht optimal simuliert worden, was an den vernachlässigten Effekte aufgrund der zweidimensionalen Modellierung liegen kann. Zudem wich die Anordnung der PMs durch den Aufbau aus zwei Teilen je Magnetpol und weiteren Positionstoleranzen von

dem Ideal ab.

Aus dem aufgenommenen Spitzenwert des EMK-Faktors ist ebenfalls die ideale Strom-Kraft-Kopplung der Maschine berechnet worden:

$$K_F = \frac{3}{2} \cdot \hat{E}_a = 130,9 \frac{\text{N}}{\text{A}} \quad (7.1)$$

Dabei handelte es sich lediglich um den idealen Wert, da die Sättigungserscheinungen und Vergrößerung des magnetischen Streuflusses aufgrund des Statorstroms dabei nicht berücksichtigt waren. Die Messung wurde ebenfalls zur Kalibrierung des Positionssensors genutzt, um die räumliche Ausrichtung des Maßbandes mit der elektrischen Position des Läufers abzugleichen.

### 7.2.2. Reluktanzkraft

Als erster Schritt bei der Vermessung der Maschine ist die positionsabhängige Reluktanzkraft aufgenommen worden. Zu diesem Zweck ist die Wägezelle an dem Läufer fixiert und über eine Gewindestange und Muttern mit dem Gestell verbunden worden. Durch Lösen oder Festziehen der Mutter am Gestell wurde die Gewindestange und damit der Läufer mit niedriger Geschwindigkeit entlang des Fahrwegs bewegt. Damit ließ sich die Kraft aufnehmen, die im unbestromten Zustand auf den Läufer wirkte, ohne dass die schwierig nachzubildenden Haftkräfte einen Einfluss hatten. Nach Wiederholen der Messung mit Bewegung in beide Richtungen konnte der Einfluss der Rollreibung der Lager ebenfalls herausgerechnet werden, indem für jede Position der Mittelwert beider Messungen gebildet wurde.

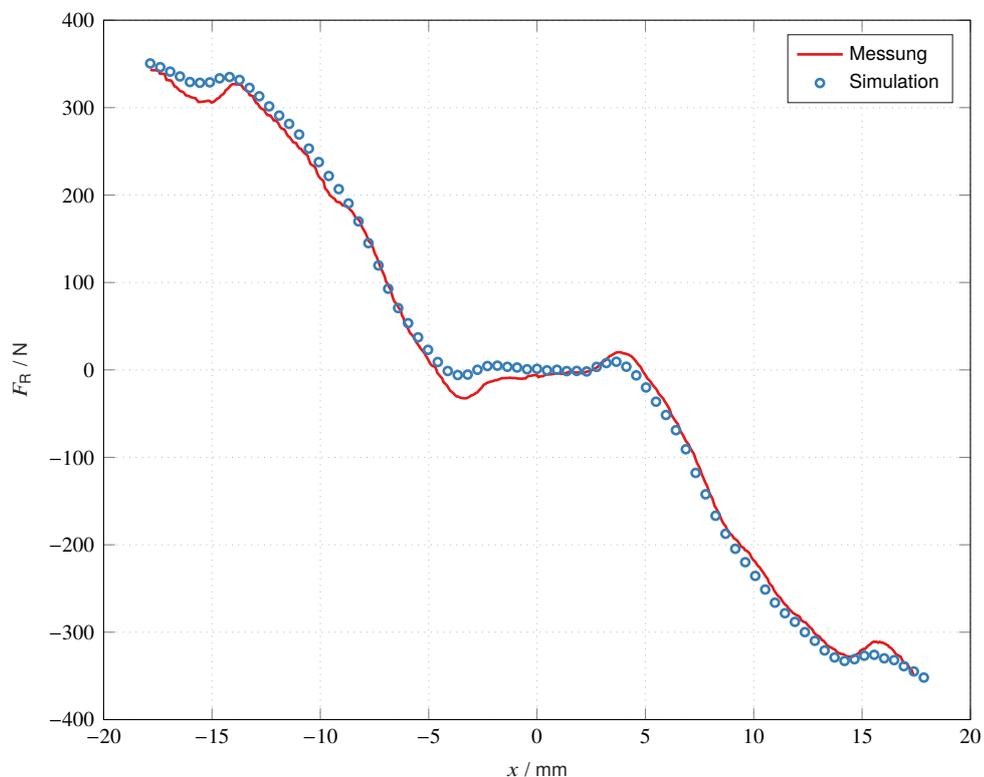


Abbildung 7.8. – Vergleich von gemessener und simulierter Reluktanzkraft

In Abbildung 7.8 ist das Ergebnis dieser Messung dargestellt und mit der simulierten Kennlinie der Reluktanzkraft verglichen. Es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit dem erwarteten Verlauf, der nahe der Zentralposition eine sehr geringe Kraft aufwies. Während diese in der Simulation nur leichte Schwankungen um  $F_R = 0 \text{ N}$  zeigte, waren die gemessenen Kräfte ausreichen, um eine Auslenkung des Läufers herbeizuführen. In beiden Verläufen war jedoch die kleine Spitze bei  $x = \pm 4 \text{ mm}$  zu sehen, die in der Messung noch ausgeprägter war. Da die gemessene Reluktanzkraft in dem Bereich kleiner Hübe einen positiven Anstieg aufwies, gab es zwei Ruhelagen bei einer Position von etwa  $x = \pm 5 \text{ mm}$ , da bei größerer Auslenkung die Federwirkung einsetzte. Dieses Verhalten konnte auch bei manueller Bewegung des Läufers bemerkt werden. Zu den Unterschieden zum simulierten Verlauf konnte neben der Vereinfachung in der Simulation, wo nur ein zweidimensionales Modell untersucht wurde, und der kleinen Ungenauigkeiten bei der manuellen Anordnung der Magnete auch die Abweichung der Läuferplatte von der symmetrischen Ausrichtung verantwortlich sein.

Der Anstieg der Reluktanzkraft, wenn die Läufermagnete die Statoren verlassen, hatte von dieser Messung den größten Einfluss auf das Betriebsverhalten der Maschine. Dabei zeigte sich eine sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation. Beide Verläufe hatten bei  $x \approx \pm 14 \text{ mm}$  ein Maximum von ungefähr  $F_R = 330 \text{ N}$ , gefolgt von einem Plateau mit geringer Veränderung in der Kraft. Somit konnte diese Messung das simulierte Verhalten bestätigen und somit die Entscheidung bei der Auslegung der Maschine untermauern.

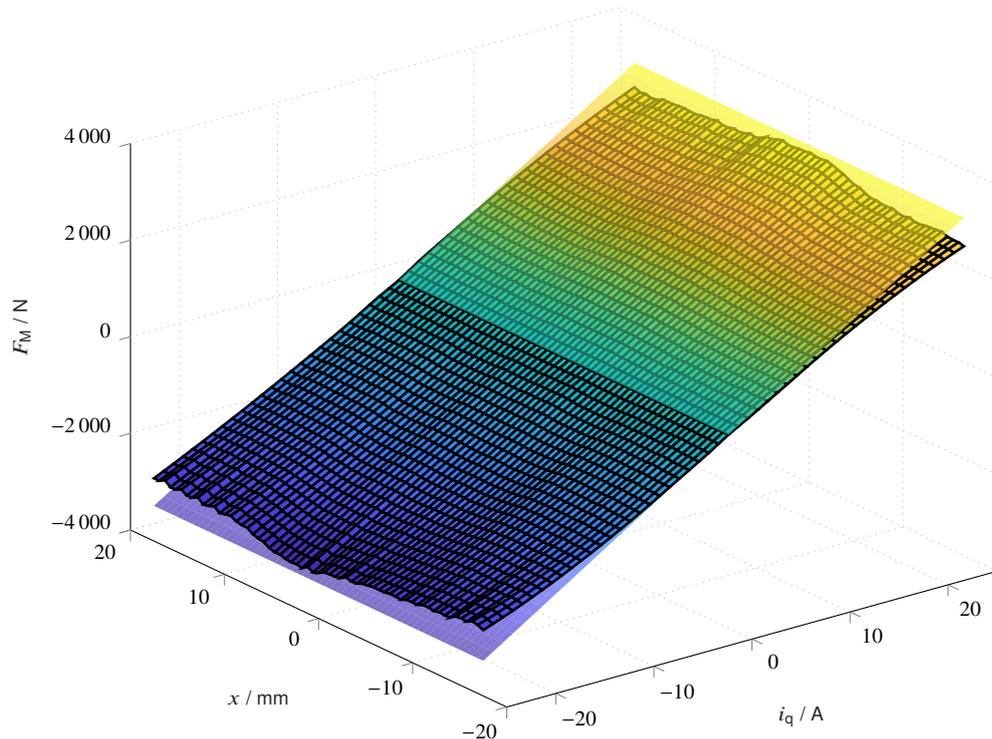
### 7.2.3. Strom-Kraft-Kopplung

Der gleiche Versuchsaufbau und Messablauf wurde zur Bestimmung der Maschinenkraft  $F_M$  abhängig von dem gespeisten Strom genutzt. Die aufgenommene Kennlinie der Reluktanzkraft über die Position ist von der gemessenen Kraft abgezogen worden, um ausschließlich die durch Bestromung auftretende Kraft zu erhalten. In der Messung wurde die Maschine mit einem Strom von bis zu  $15 \text{ A}$  in der q-Achse gespeist, was den Messbereich der verwendeten Kraftmessdose und die Mechanik zur kontrollierten Bewegung des Läufers ausreizte. Ausgehend von den Ergebnissen ist das Verhalten bei größeren Strömen extrapoliert worden.

Abbildung 7.9 zeigt die aufgenommene Charakteristik des Prototyps. Als Referenz ist die Ebene eingezeichnet, die sich bei einer konstanten Strom-Kraft-Kopplung gemäß (7.1) ergab. In dem Bereich kleiner Ströme und bei zentraler Position des Läufers bildete dieser Verlauf eine Tangente für den gemessenen Zusammenhang, wobei die Zunahme der Sättigung und Streuflüsse bei erhöhtem Statorstrom die Maschinenkraft reduzierte. Man erkannte zudem die typische Abnahme der Maschinenkraft bei größerem Hub, wobei auffällig war, dass das Maximum von  $F_M$  nicht bei  $x = 0 \text{ mm}$  auftrat sondern entsprechend des Vorzeichen des gespeisten Stroms verschoben war.

Anhand von Abbildung 7.10 wurde die Abweichung von der idealisierten Strom-Kraft-Kopplung näher untersucht, die auf der Messung der induzierten Spannung basierte. Dort ist der Bereich der gemessenen Maschinenkraft dargestellt, die für einen bestimmten Strom über den betrachteten Hub erreicht werden konnte. Es zeigt sich eine kleine Überhöhung für geringe Ströme, was aufgrund von Messungenauigkeiten oder durch Reibungseffekte auftrat, die in der Auswertung nicht isoliert werden konnten. Die Tendenz einer Reduktion von  $K_F$  von dem idealen Wert ist jedoch deutlich zu erkennen, was besonders bei größeren Hüben der Fall war.

Die Verschiebung des Maximums der Maschinenkraft wich auch von der Simulation der positionsabhängigen Strom-Kraft Kopplung ab, wie Abbildung 7.11 zeigte. Somit trat bei der Messung ein Effekt auf, der in dem Modell nicht hinterlegt war. Zudem war es möglich, dass bei Belastung der Linearlager die Reibung in beide



**Abbildung 7.9.** – Messung der Maschinenkraft abhängig von der Läuferposition und dem Statorstrom verglichen mit den idealen Werten bei konstant angenommener Strom-Kraft-Kopplung (halbtransparente Ebene)

Bewegungsrichtungen nicht gleich war, was bei der Aufbereitung der Messergebnisse angenommen wurde. Allgemein ließ sich bei diesem Vergleich sagen, dass die Simulation die Abnahme der Strom-Kraft-Kopplung leicht überschätzte und dort somit die Maschinenkraft bei höherem Strom stärker nachließ als experimentell beobachtet wurde. Dies führte zu einem besseren Verhalten des Antriebssystems, als aus der Simulation zu erwarten war.

### 7.3. Betriebsverhalten des Antriebssystems

Um den Ansatz zur Auslegung zu überprüfen, war die Untersuchung des Antriebssystems bei der Ausführung einer periodischen Bewegung durchzuführen. Ausgangspunkt war dabei der Bewegungsverlauf, welcher in dem FKLZ Zyklus absolviert werden müsste. Dabei wird einer Amplitude von 15 mm und einer Zyklusfrequenz von 12 Hz gefordert, was aufgrund des Viertakt-Prinzips einer Bewegungsfrequenz von 24 Hz entsprach. Da es sich um einen ersten Prototyp handelte, bei dem bereits Probleme in der mechanischen Konstruktion festgestellt wurden, war keine separate Belastung vorgesehen.

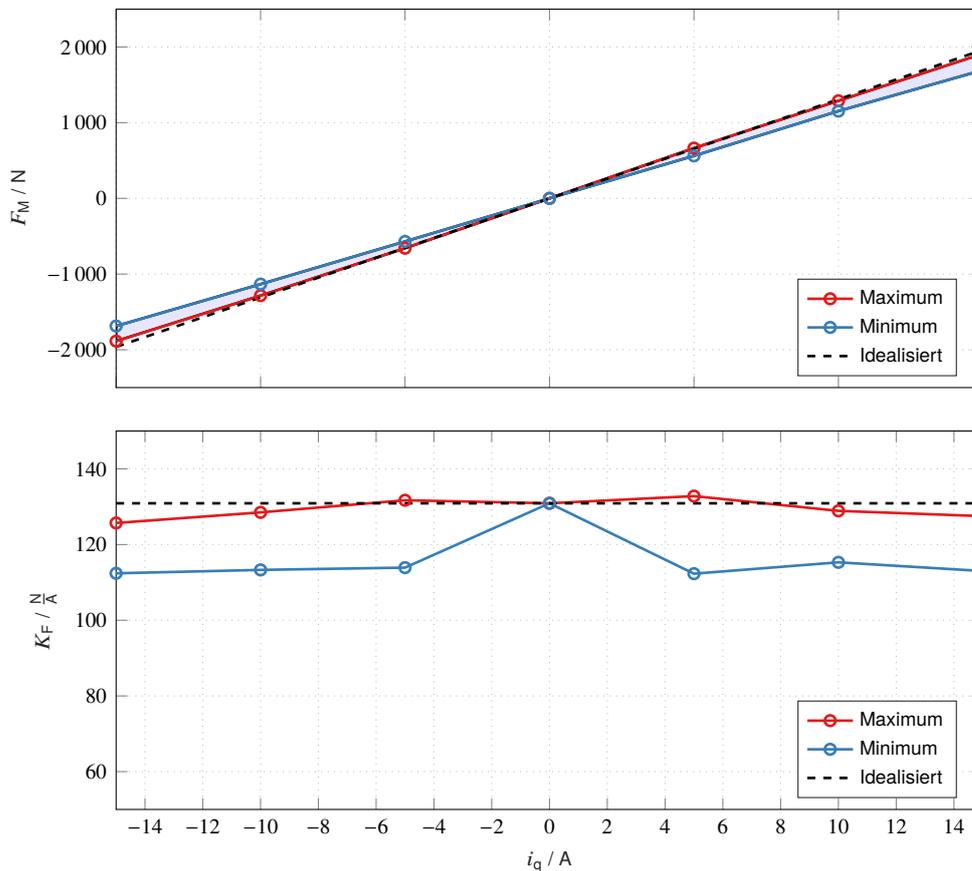
#### 7.3.1. Beurteilung der Regelung

Der vorgestellte Regelalgorithmus zur kaskadierten Positionsregelung mit Sollwertvorsteuerung wurde auf dem Mikrocontroller implementiert. Zur Beurteilung der Regelgüte sind die Verläufe von dem Soll- und

Istwerte der Regelgrößen jedes Regelkreises ausgewertet worden.

In Abbildung 7.12 sind diese Verläufe für zwei Perioden des sinusförmigen Positionsverlaufs dargestellt, nachdem ein eingeschwungener Zustand erreicht wurde. Zum Anlauf der Linearmaschine ist die Amplitude des Positionssollwertes über zwei Sekunden bei der vorgegebenen Frequenz bis zum gewünschten Betriebspunkt erhöht worden. Wie die Diagramme zeigen, konnte der Prototyp trotz der Konstruktionsmängel dem Sollwertverlauf sehr gut folgen. Sowohl die Amplitude als auch die Phasenlage von der Position ist erreicht worden und die Kurvenform der Geschwindigkeit wies kaum Verzerrung auf. Bei dem Stromverlauf war der dominante Einfluss der Beschleunigungskraft zu erkennen, die zur Bewegung des fast 8 kg schweren Läufers bei dieser Frequenz notwendig war. Die leichten Abweichungen von der idealen Sinusform waren auf die Reluktanzkraft und Reibungskräfte zurückzuführen. Mit einer Amplitude von 21,1 A und einem Effektivwert von 15,2 A, was einer Stromdichte von  $3,5 \frac{A}{mm^2}$  und  $2,5 \frac{A}{mm^2}$  respektive entsprach, wurde es deutlich, dass die Leistungsfähigkeit der Maschine mit diesem Betriebspunkt nicht ausgeschöpft war.

Zur Verdeutlichung der Qualität der Regelung ist in Abbildung 7.13 die Abweichung von dem Soll- und Istwert der Position dargestellt. Es trat dort ein maximaler Regelfehler von  $\Delta x = 0,225 \text{ mm}$  bei einem quadratischen Mittelwert der Abweichung von 0,157 mm auf. Bezogen auf die Amplitude der Sollposition



**Abbildung 7.10.** – Abweichungen der gemessenen Strom-Kraft Kopplung von dem idealisierten Verhalten: Über den Hub gemessene minimale und maximale Maschinenkraft abhängig vom gespeisten Strom (oben) und resultierende maximale und minimale Strom-Kraft-Kopplung (unten)

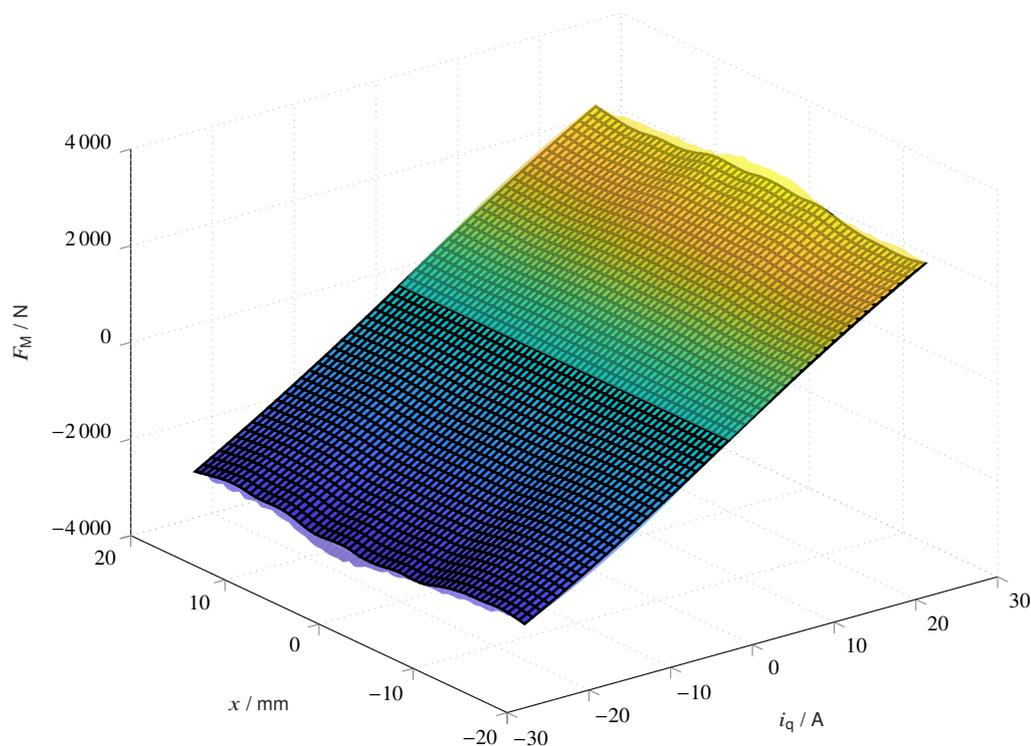
ergab dies eine maximale Positionsdifferenz von 1,5 %, was für einen solchen Betriebspunkt ein sehr gutes Verhalten darstellte. Somit konnte bewiesen werden, dass sowohl die ausgelegte Maschine als auch der implementierte Regelungsansatz sehr gut für eine hochdynamische, alternierende Bewegung geeignet war.

### 7.3.2. Analyse des Leistungsflusses

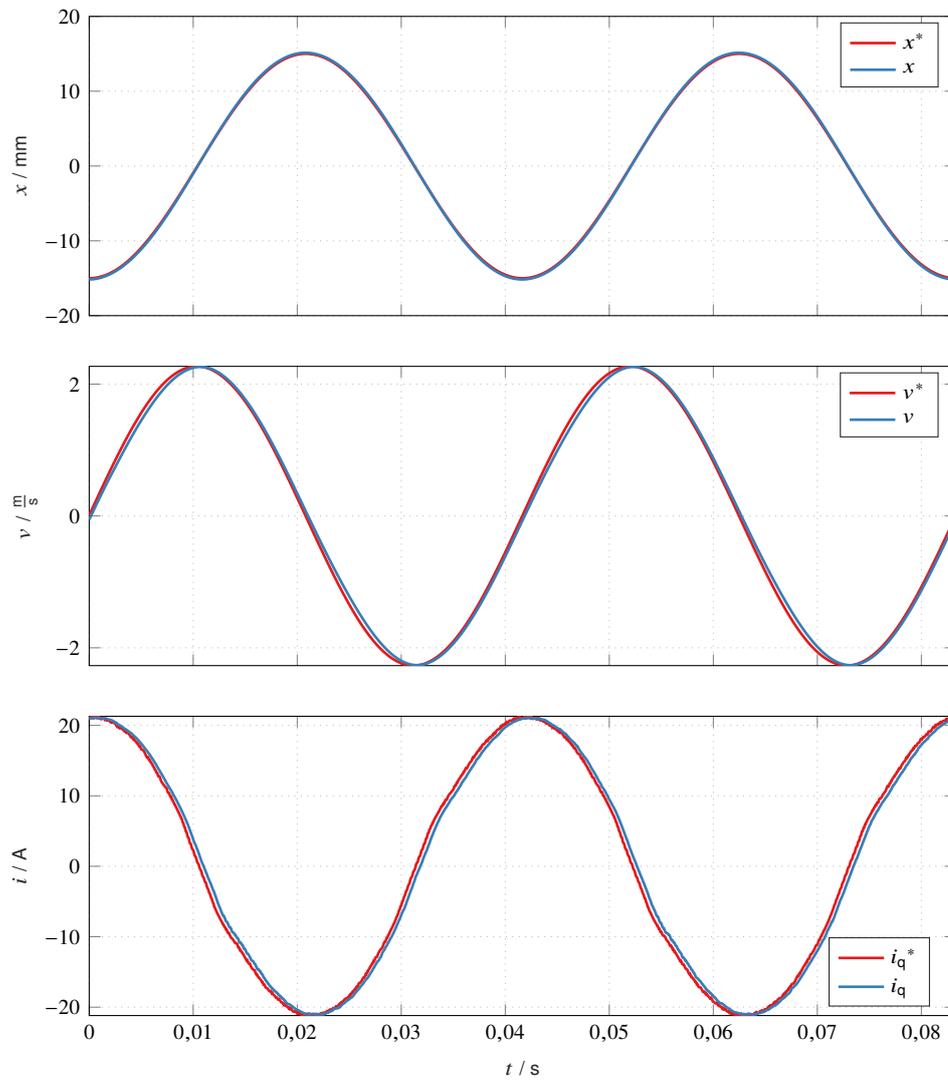
Aus den Messgrößen bei dem positionsgeregelten Betrieb des Prototyps wurde ebenfalls eine Auswertung der auftretenden Leistungen durchgeführt. Die gemessene Zwischenkreisspannung ist mit dem gestellten Ansteuerungsgrad zur Berechnung der in den drei Phasen eingespeisten elektrischen Leistung genutzt worden. Die dafür aufgenommenen Phasenströme dienten zusätzlich der Bestimmung der Kupferverluste in den Statorwicklungen. Für die Berechnung der mechanischen Leistung ist der eingestellte Strom in der q-Achse über das experimentell ermittelte Strom-Kraft Verhältnis in die Maschinenkraft umgerechnet worden. Aus dem ungefilterten Positionswert konnte in der Nachbereitung die entsprechende Geschwindigkeit des Läufers ohne Phasenverschiebung abgeleitet werden. Damit ergab sich als Mittelwert über eine Periode eine eingespeiste Leistung von  $P_{el} = 548,3 \text{ W}$ , Verluste in den Wicklungen von  $P_{Cu} = 144,8 \text{ W}$  und eine umgesetzte mechanische Leistung von  $P_m = 305,3 \text{ W}$ . Nach der Auswertung der Leistungsbilanz ließen sich daraus die Eisenverluste bestimmen [86, 116].

$$P_{el} = P_m + P_{Cu} + \Delta P \quad (7.2)$$

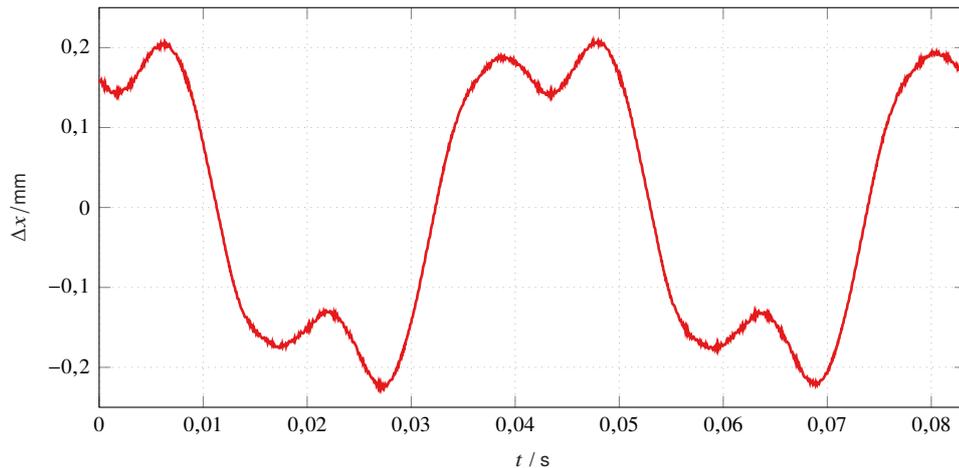
$$\Delta P = P_{Fe} = 98,2 \text{ W} \quad (7.3)$$



**Abbildung 7.11.** – Gemessene Maschinenkraft (halbtransparente Ebene) abhängig von der Läuferposition und dem Statorstrom verglichen mit dem Simulationsergebnis



**Abbildung 7.12.** – Verläufe von dem Soll- und Istwert für Position, Geschwindigkeit und  $q$ -Strom bei Messungen des positionsgeregelten Betriebs mit 24 Hz Trajektorie



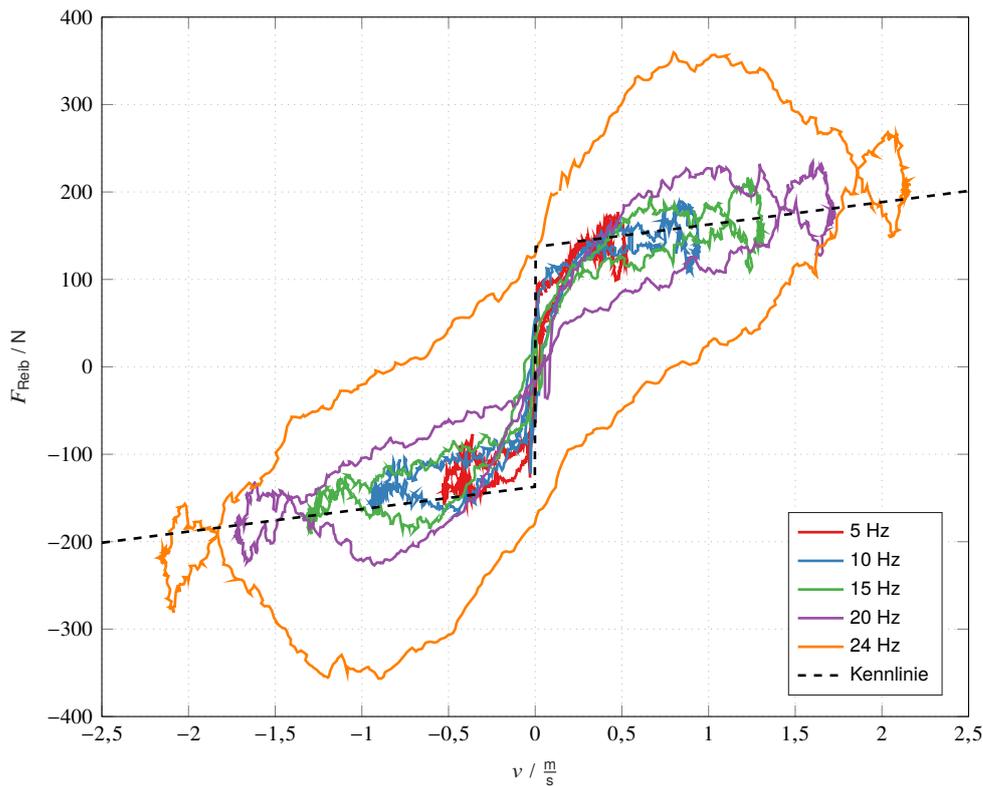
**Abbildung 7.13.** – Regelfehler des Positionswertes bei Messungen des positionsgeregelten Betriebs mit 24 Hz Trajektorie

Diese Leistungsmessung unterlag deutlichen Messungenauigkeiten, da kein dediziertes Messgerät mit hoher Präzision für die Aufnahme der elektrischen Leistung eingesetzt wurde. Für den unbelasteten Betrieb ist daraus jedoch kein Mehrwert zu ziehen, da auch die Maschinenkraft nicht direkt gemessen werden konnte, was zu großen Unsicherheiten bei der Berechnung der mechanischen Leistung führte. Mit dem gewählten Ablauf der Messungen konnten dennoch aussagekräftige Ergebnisse ermittelt werden, die erwähnten Einschränkungen sollten jedoch bei der Auswertung der ermittelten Leistungswerte beachtet werden.

Der abgeleitete Wert für die Eisenverluste lag deutlich über dem Ergebnis aus der FEM Simulation, das bei  $P_{Fe} = 25,9 \text{ W}$  lag. Die genaue Ursache für diese Abweichung war schwer auszumachen, da die Verluste bezogen auf die gesamte Größe der Maschine gering waren, was die Beobachtung der Wärmeentwicklung schwierig gestaltete. Eine Möglichkeit bestand darin, dass es zu ändernder Flussdichte in dem Permanentmagnet-Material kam, was dort zu Wirbelströmen führte, die in der Simulation vernachlässigt wurden. Durch die großen zusammenhängende Volumen in den Magneten könnte dies für signifikante Wirbelstromverluste sorgen. Eine genauere Untersuchung dieser Verluste für eine exaktere Modellierung des Betrieb einer Linearmaschine mit einer periodischen Bewegung ist perspektivisch sinnvoll. Die in dieser Arbeit aufgestellten Ansätze bilden eine gute Grundlage für weitere Forschungen.

Zum Vergleich des weiteren Maschinenverhaltens mit der Simulation war eine Anpassung des Betriebsmodell bezüglich der Charakteristik der auftretenden Reibung durchzuführen. Dafür wurde gemäß des Kräftegleichgewichts (6.36) die Belastungskraft  $F_W$  bestimmt, welche sich in diesem Fall aus der Reluktanzkraft  $F_R$  und der Reibung  $F_{Reib}$  zusammensetzte. Die Reibungskraft ist für den Betrieb bei unterschiedlichen Bewegungsfrequenzen hergeleitet worden.

Die resultierenden Kennlinien für die Reibung abhängig von der Läufergeschwindigkeit sind in Abbildung 7.14 abgetragen. Das erwartete Verhalten der Rollreibung ließ sich dort wieder erkennen, da eine konstanter Anteil abhängig vom Vorzeichen der Geschwindigkeit vorlag. Dazu kam ein Anstieg proportional zur Geschwindigkeit, was der Stoke'schen Reibung entsprach. Ein optimaler sprunghafter Übergang bei wechselndem Vorzeichen der Geschwindigkeit ist jedoch besonders bei höheren Frequenzen nicht beobachtet worden, was das komplexe Verhalten der Reibung in einem solchen System hervorhebt. Als möglicher Grund dafür sei die Trägheit der Kugellager und des Schmiermittels zu nennen, was bei schnellem Wechsel



**Abbildung 7.14.** – Verlauf der Reibungskraft während einer mechanischen Periode für verschiedene Bewegungsfrequenzen  $f_{\text{mech}}$  und daraus angenäherte Kennlinie

der Bewegungsrichtung die Änderung des Reibungsverhaltens ausbremste. Zusätzlich fiel bei hohen Bewegungsfrequenzen eine deutliche Hysterese während einer Periode auf, was dementsprechend nicht auf eine Positionsabhängigkeit deutete, sondern einen Einfluss der Beschleunigung bzw. des eingespeisten Stroms zeigte, was jedoch nicht eindeutig modelliert werden konnte.

Als Reibungskennlinie, welche durch die beiden Terme  $k_{r,s}$  und  $k_{r,r}$  nach (6.37) definiert ist, wurde eine Kurvenannäherung für den Verlauf bei 20 Hz gewählt, was das Verhalten aller Messungen angemessen abbildet. In der Simulation wurde die Hysterese dementsprechend nicht berücksichtigt, allerdings ist der Sprung der Kennlinie durch ein Limit im zeitlichen Anstieg der Reibungskraft ergänzt worden. Die Vereinfachungen der Reibungscharakteristik in dem Modell ist deutlich geworden, da die simulierte mechanische Leistung für eine Bewegungsfrequenz von 24 Hz bei  $P_m = 235,1 \text{ W}$  und somit fast 70 W unterhalb des gemessenen Wertes lag. Gleichzeitig führte dies zu einer Reduktion der Kupferverluste um 24 W auf  $P_{Cu} = 119,4 \text{ W}$ . Die Reibung konnte in dem Betriebspunkt somit nur angenähert hinterlegt werden, bewegte sich aber in der korrekten Größenordnung.

### 7.3.3. Auswertung der Bewegungskarakteristika

Zum Abschluss der Untersuchungen blieb die Validierung der in Abschnitt 3 aufgestellten Parameter, welche den Lastverlauf charakterisieren sollten. Für die Ermittlung von  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  und  $\delta$  sind die Messwerte bei positionsgeregelterm Betrieb des Prototyps genutzt worden. Die Verläufe für  $a$  und  $v$  konnten direkt

aus der Position abgeleitet werden, während sich  $F_W$  wie schon bei der Auswertung der Reibung aus der Kräftebilanz ergab.

Die ermittelten Charakteristika der Bewegungsverläufe, wie sie in Tabelle 7.2 aufgeführt sind, wurden für eine Zyklusfrequenz berechnet, die zwei Perioden des Verlaufs der Sollposition entsprach. Somit konnten die Parameter von  $f_z = 12$  Hz, was der Bewegung mit  $f_{\text{mech}} = 24$  Hz entsprach, mit den Werten in Tabelle 5.4 direkt verglichen werden. Für die Werte von  $\alpha$  und  $\delta$  sind erwartungsgemäß die Unterschiede zur den Parametern der Auslegung sehr gering, da der geforderte Positionsverlauf und damit auch die Beschleunigung und Geschwindigkeit erreicht werden konnte. Es ist wieder ein negatives Vorzeichen bei  $\beta$  aufgetreten, da hier die Reluktanzkraft zur Kompensation der Beschleunigung führte. Da die Reibungs- und Reluktanzkraft jedoch eine deutlich geringere Amplitude aufwiesen, als die angenommene Lastkraft aufgrund der Kompression und Verbrennung, waren  $\beta$  und  $\gamma$  deutlich kleiner.

Bei Betrieb mit verringerter Bewegungsfrequenz nahm  $\alpha$  deutlich ab während  $\beta$  anstieg, da der Betrag der Beschleunigung abnahm. Das Integral der absoluten Geschwindigkeit  $\delta$  hatte sich jedoch kaum geändert, der Einfluss auf die Eisenverluste war somit ausschließlich über die Zyklusfrequenz bestimmt. Da bei den experimentellen Ermittlungen der Eisenverluste bereits deutliche Abweichungen von den simulierten Werten aufgefallen waren, ist im Weiteren nur näher auf die Kupferverluste eingegangen worden.

Mit den gemessenen Bewegungscharakteristiken war die Berechnung der Verlustleistung in dem Kupfervolumen aus den analytischen Zusammenhängen möglich. Dabei ist der Einfluss der Maschinengröße  $d_M$  nicht explizit isoliert worden, weshalb sich (3.20) folgendermaßen vereinfachte, wenn zusätzlich die Kraftkonstante bezogen auf den q-Strom verwendet wurde:

$$\Rightarrow P_{\text{Cu}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R}{K_F^2 \cdot T_m} \cdot (m^2 \cdot \alpha + 2 \cdot m \cdot \beta + \gamma) \quad (7.4)$$

Die bewegte Masse der Maschine  $m$  sowie der elektrische Widerstand  $R$  sind bereits in Tabelle 7.1 aufgeführt. Die Schwankungen der Strom-Kraft-Kopplung  $K_F$  im Betrieb aufgrund der Positionsabhängigkeit hatte einen deutlichen Einfluss auf das Ergebnis der Kupferverluste nach (7.4). Wie Abbildung 7.9 zeigte, nahm die erreichbare Kraft abseits der Zentralposition ab und nach Abbildung 7.11 reduzierte sich die Strom-Kraft-Kopplung bei steigendem Strom von dem Nennwert  $K_F = 130,9 \frac{\text{N}}{\text{A}}$  auf bis zu  $K_F = 112,3 \frac{\text{N}}{\text{A}}$ . Für die analytische Berechnung wurde der Mittelwert des aufgenommenen Kennfeldes verwendet, der bei  $K_F = 122,6 \frac{\text{N}}{\text{A}}$  lag.

Die Ergebnisse der Berechnung für  $P_{\text{Cu}}$  sind in Tabelle 7.2 den gemessenen Werten gegenübergestellt. Für

**Tabelle 7.2.** – Charakteristische Parameter der gemessenen Bewegungsverläufe

$f_z/\text{Hz}$	$\alpha/\frac{\text{m}^2}{\text{s}^3}$	$\beta/\frac{\text{Nm}}{\text{s}}$	$\gamma/\frac{\text{N}^2}{\text{s}}$	$\delta/\text{m}$	$P_{\text{Cu}}/\text{W}$	
					Messung	Berechnung
2,5	50	-993	29323	0,121	1,76	1,77
5	338	-1788	13935	0,113	1,43	1,41
7,5	1007	-2440	9135	0,110	10,9	10,3
10	2318	-3122	7016	0,109	45,7	42,2
12	4929	-4025	6653	0,121	144,8	124,1

die unterschiedlichen Betriebspunkte zeigte sich dabei eine sehr gute Übereinstimmung. Die Abweichungen zwischen den beiden Werten lagen in erster Linie an der angenäherten Strom-Kraft-Konstante. Bei der kleinsten Bewegungsfrequenz wurden die Kupferverluste in der analytischen Berechnung überschätzt, da der größte Strom zur Überwindung der Reibung in der Mitte des Hubs gefordert wurde, wo die Strom-Kraft-Kopplung über dem Durchschnitt lag. Dahingegen trat bei hohen Frequenzen ein größerer Spitzenwert des Stroms zur Beschleunigung nahe den Endpositionen auf und das umgekehrte Verhalten wurde beobachtet.

Daraus ließ sich somit folgern, dass die Charakterisierung eines periodischen Lastprofils bei einer alternierenden Bewegung anhand der eingeführten Parameter sehr gut möglich ist. Für die Herleitung der Kupferverluste ist dabei besonders auf eine passende Festlegung der Strom-Kraft-Kopplung zu achten, da diese quadratisch in das Ergebnis eingeht. Damit konnte anhand des aufgebauten Prototyps eine hinreichende Überprüfung der aufgestellten theoretischen Annahmen und Simulationen durchgeführt, Verbesserungspotenzial aufgezeigt und vielversprechende Ansätze hervorgehoben werden.

## 8. Zusammenfassung

In dieser Arbeit ist die Problemstellung adressiert worden, wie eine elektrische Linearmaschine für einen hochdynamischen Bewegungsablauf optimal ausgelegt werden kann. Dafür wurde der Ansatz gewählt, die Energieeffizienz für einen beliebigen Zyklus einer periodischen Bewegung mit entsprechender Belastung zu maximieren. Als Einstieg in die Thematik wurden in Abschnitt 2 die Grundlagen zur Auslegung elektrischer Linearmaschine und der aktuelle Stand der Technik dargelegt. Neben der Beschreibung der Funktionsweise elektrischer Maschinen sind die im weiteren Verlauf genutzten Optimierungsmethoden sowie die Modellierungswerkzeuge vorgestellt worden.

Darauf folgte in Kapitel 3 eine umfassende analytische Betrachtung zur Auslegung von Antriebssystemen mit Linearmaschinen für periodische Bewegungen. Besonderes Augenmerk galt dabei der Dimensionierung der elektrischen Maschine mit Hinblick auf die auftretenden Verlustleistungen, da hier das Bestreben nach einer möglichst geringen bewegten Masse und gleichzeitig hoher Kraft gegenläufige Auswirkungen hatten. Dementsprechend ist das Optimierungskriterium für die Maschinengröße abhängig von der Bewegung und den Parametern, welche sich aus der Querschnittsgeometrie ergeben, hergeleitet worden. Dabei konnten mit den Größen  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  und  $\delta$  eine kleine Anzahl charakteristischer Parameter für den Bewegungs- und Lastkraftverlauf eingeführt werden, welche zusammen mit der Periodendauer  $T_m$  den zeitlichen Verlauf insgesamt abbilden. Die zunächst stark vereinfachten analytischen Beschreibungen sind zudem für einen praktischen Einsatz zur Maschinenoptimierung aufgearbeitet und um die gleichzeitige Auslegung eines Federsystems ergänzt worden.

Basierend auf diesen Betrachtungen ist im folgenden Kapitel 4 ein Optimierungsablauf vorgestellt worden, der zur Anwendung und Überprüfung der analytischen Ergebnisse einsetzbar war. Es handelt sich um ein flexibles Schema, das sich aufgrund der Kombination verschiedener numerischer Simulationsschritte, deren Ergebnisse zur Berechnung einer Zielfunktion eines Optimierungsalgorithmus beliebig zusammengestellt werden konnten, sehr gut für die Auslegung von Linearmaschinen für periodische Bewegungen eignet.

In Abschnitt 5 ist die konkrete Anwendung vorgestellt worden, welche als beispielhafter Einsatzfall für dieses Verfahren diene. Dabei ist das Vorgehen zur Auslegung einer Linearmaschine inklusive der nötigen Vorauswahl- und Modellierungsschritte beschrieben worden, bevor der vorgestellte Optimierungsablauf angewendet und ausgewertet wurde. Zusätzlich war die Dimensionierung der Maschine als Teil der numerischen Optimierung mit der Nutzung der analytischen Berechnungsvorschrift verglichen worden, was einige Ungenauigkeiten betonte aber dank grundsätzlicher Übereinstimmung der Ergebnisse als erster Schritt zur Verifizierung der theoretischen Betrachtungen diene. Für die Zielfunktion ist dabei in erster Linie die Minimierung der Verlustleistung festgelegt worden.

Ausgehend von dem Ergebnis der optimierten Maschinengeometrie ist in Kapitel 6 eine intensivere simulative Analyse durchgeführt worden. Dazu zählte die Betrachtung der zur Optimierung vernachlässigten Eigenschaften der Linearmaschine wie die Endeffekte sowie Normalkräfte und davon ausgehende nötige Anpassungen und weitere Optimierungsmöglichkeiten. Mit dem aufgestellten Betriebsmodell des Antriebs ist eine Regelungsstruktur getestet und optimiert worden, die zur Ansteuerung eines Antriebssystems für periodische Bewegungen geeignet ist.

Den Abschluss bildete Abschnitt 7, welcher sich mit der Konstruktion der ausgelegten Linearmaschine und der Inbetriebnahme des Versuchsstand zur experimentellen Verifizierung der bis zu diesem Punkt theoretischen Betrachtungen befasste. Die gemessenen Charakteristika des Prototyps hatten sich trotz leichter Konstruktionsfehler im mechanischen Aufbau sehr gut mit den simulierten Ergebnissen gedeckt. Der positionsgeregelte Betrieb der Linearmaschine konnte mit sehr gutem Verhalten umgesetzt werden und diente zur Überprüfung der Modellierung und analytischen Betrachtung. Dabei waren besonders bei der Simulation der Eisenverluste deutliche Unterschiede zum tatsächlichen Verhalten aufgefallen. Der Vergleich der gemessenen Kupferverluste mit den analytisch ermittelten Werten unter Nutzung der charakteristischen Lastparameter zeigte hingegen sehr gute Übereinstimmung, was die analytischen Betrachtungen letztendlich validierte.

Damit konnte in dieser Arbeit erfolgreich ein neuartiger Ansatz erarbeitet werden, der die Auslegung einer elektrischen Maschine für eine hochdynamische Bewegung betrachtet, die nicht auf stationären Arbeitspunkten beruht. In der theoretischer Vorarbeit konnte durch die eingehende Analyse der Problemstellung ein tiefergehender Einblick gewonnen und bestimmte Schlussfolgerungen für die Maschinoptimierung gezogen werden. Es ist ein Optimierungsablauf entwickelt und ausgeführt worden, der die gewonnenen Kenntnisse berücksichtigt. Anhand des aufgebauten Prototyps konnten die theoretischen Untersuchungen schlussendlich überprüft und verifiziert werden.

### 8.1. Ausblick

Die hier vorgestellten Forschungsarbeiten können als Ausgangspunkt für die Auslegung von elektrischen Maschinen gesehen werden, die nicht in einem stationären Arbeitspunkt betrieben werden sollen. Obwohl hier ausschließlich von Linearmaschinen ausgegangen wurde, da diese aufgrund des Funktinsprinzips häufig in beschleunigten Bewegungen eingesetzt werden, sind die grundlegenden Prinzipien auch für rotierende Maschinentypen zutreffend. Wie demonstriert wurde, ist mit der aufgestellten analytischen Beschreibungen die Dimensionierung ausgehend von den Parametern der Querschnittsgeometrie durchführbar. Dabei kann die Möglichkeit untersucht werden, eine Klassifizierung der unterschiedlichen Maschinentypen anhand dieser Parameter durchzuführen, indem z. B. typische (maximale, minimale) Werte dafür ermittelt und untereinander ins Verhältnis gesetzt werden.

Mit den charakteristischen Parametern der Bewegungs- und Lastverläufe ist ebenfalls ein Möglichkeit für deren Einstufung und zum direkten Vergleich verschiedener Anwendungen untereinander gegeben. Damit kann ebenfalls eine schnelle Abschätzung des Einflusses von Änderungen in dem Bewegungsablauf auf das Verhalten der elektrischen Maschine bezüglich der Verlustleistung erfolgen. Dies sollte z. B. für die bereits vorgestellte Anwendung in einem FKLG vorteilhaft eingesetzt werden können, wenn dort die Trajektorie zur Optimierung des Verhaltens bei der Verbrennung anzupassen ist.

Wie die Messungen ergeben haben, ist noch Verbesserungspotenzial bei der Simulation der Eisenverluste in Linearmaschinen für alternierende Bewegungen gegeben. In dem vorgestellten Vorgehen wurde in erster Linie auf einfache und wenig rechenaufwendige Modellierungen geachtet, was für das Optimierungsverfahren vorteilhaft war. Dies kann als Ausgangspunkt für eine genauere Beschreibung nach einer eingehenden experimentellen Analyse der auftretenden Effekte dienen. Der aufgebaute Prototyp würde von einer Überarbeitung der Konstruktion zur Behebung des schleifenden Läufers profitieren. Für weitere Forschungsarbeiten gibt es die Möglichkeit zur Kopplung eines Verbrennungsmotor, um einen leistungsfähigen Versuchsstand für experimentelle Untersuchungen eines FKLGs zu erhalten.

## 9. Literaturverzeichnis

### 9.1. Eigene Veröffentlichungen

- [1] S. Benecke, N. Förster, B. Horn, and R. Leidhold, "Design and Control of a Linear Reluctance Motor for a Vacuum Diaphragm Pump," in *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. IEEE, 2018, pp. 1251–1256.
- [2] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold, "Design Principle for Linear Electrical Machines to Minimize Power Loss in Periodic Motions," in *2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*. IEEE, 2019, pp. 13–18.
- [3] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold, "Design Principle for Linear Electrical Machines to Minimize Power Loss in Periodic Motions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 4820–4828, 2020.
- [4] A. Gerlach, S. Benecke, H. Rottengruber, and R. Leidhold, "Efficient Motion Control of a PMSM and Design of a Mechanic Energy Storage for a Four Stroke Free Piston Engine," in *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*. IEEE, 2020, pp. 235–239.
- [5] R. Tempelhagen, A. Gerlach, S. Benecke, K. Klepatz, R. Leidhold, and H. Rottengruber, "Investigations for a Trajectory Variation to Improve the Energy Conversion for a Four-Stroke Free-Piston Engine," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 13, p. 5981, 2021.
- [6] A. Gerlach, M. Fritsch, S. Benecke, H. Rottengruber, and R. Leidhold, "Variable Valve Timing With Only One Camshaft Actuator for a Single-Cylinder Engine," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 24, no. 4, pp. 1839–1850, 2019.
- [7] A. Gerlach, S. Benecke, and R. Leidhold, "Energy Management of a Power Unit without Throttle Actuator to Supply a Grid," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, 2019, pp. 2172–2177.
- [8] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold, "Analysis and Compensation of End Effects for Improved Force Control of Linear Machines," in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2020, pp. 606–611.
- [9] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold, "Comprehensive Design Method and Experimental Examination of an Electrical Machine for a Free Piston Linear Generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, early access.

## 9.2. Allgemeines Literaturverzeichnis

- [10] H. S. Lim and R. Krishnan, "Ropeless Elevator With Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2209–2218, 2007.
- [11] A. Onat, E. Kazan, N. Takahashi, D. Miyagi, Y. Komatsu, and S. Markon, "Design and Implementation of a Linear Motor for Multicar Elevators," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, no. 5, pp. 685–693, 2010.
- [12] M. Mittal, V. Tamellini, A. Fasolo, G. Galdos, and S. Szczukiewicz, "Multifunctional Z Actuator with an Adjustable Built-in Gravity Compensator for High Precision Systems," in *2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*. IEEE, 2019, pp. 185–190.
- [13] R. Mikalsen and A. P. Roskilly, "A review of free-piston engine history and applications," *Applied Thermal Engineering*, vol. 27, no. 14, pp. 2339–2352, 2007.
- [14] F. Rinderknecht and H. G. Herzog, "Calculation of a linear generator for a hybrid vehicle concept," in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010, pp. 232–236.
- [15] R. Virsik and A. Heron, "Free piston linear generator in comparison to other range-extender technologies," in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013, pp. 1793–1799.
- [16] B. Czech and P. Bauer, "Wave Energy Converter Concepts: Design Challenges and Classification," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 6, no. 2, pp. 4–16, 2012.
- [17] J. Wang, D. Howe, and L. Zhengyu, "Design Optimization of Short-Stroke Single-Phase Tubular Permanent-Magnet Motor for Refrigeration Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 327–334, 2010.
- [18] E. Bonisoli, F. Di Monaco, N. Manca, M. Repetto, and S. Tornincasa, "From Preliminary Design to Prototyping and Validation of Energy Harvester for Shoes," in *Shock & Vibration, Aircraft/Aerospace, and Energy Harvesting, Volume 9*, ser. Conference Proceedings of the Society for Experimental Mechanics Series, A. Wicks, Ed. Cham: Springer International Publishing, 2015, pp. 1–10.
- [19] A. Gerlach, S. Zeilinga, H. Rottengruber, and R. Leidhold, "Regelungsstruktur und Realisierbarkeitsanalyse für den Betrieb eines direktangetriebenen Freikolbenmotors," in *13. Magdeburger Maschinenbau-Tage 2017 AUTONOM – VERNETZT – NACHHALTIG*. Otto von Guericke University Library, Magdeburg, Germany, 2017, pp. 409–418.
- [20] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. Berlin and Heidelberg: Springer, 2012.
- [21] E. Bolte, *Elektrische Maschinen: Grundlagen Magnetfelder, Wicklungen, Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen, Elektronisch kommutierte Gleichstrommaschinen*. Berlin: Springer, 2012.
- [22] M. Marinescu, *Elektrische und magnetische Felder: Eine praxisorientierte Einführung*, 2nd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [23] G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, and M. Lazzari, "An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 6, pp. 5007–5009, 1991.

- [24] M. Wasekura, C. M. Wang, Y. Maeda, and R. D. Lorenz, "A transient core loss calculation algorithm for soft magnetic composite material," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 3719–3725.
- [25] J. Teigelkötter, *Energieeffiziente elektrische Antriebe: Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren ; mit 4 Tabellen*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [26] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*, 4th ed., ser. Springer-Lehrbuch. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [27] P. C. Khong, R. Leidhold, and P. Mutschler, "Magnetic Guidance of the Mover in a Long-Primary Linear Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1319–1327, 2011.
- [28] H. Hu, X. Liu, J. Zhao, and Y. Guo, "Analysis and Minimization of Detent End Force in Linear Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2475–2486, 2018.
- [29] F. Cupertino, P. Giangrande, G. Pellegrino, and L. Salvatore, "End Effects in Linear Tubular Motors and Compensated Position Sensorless Control Based on Pulsating Voltage Injection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 494–502, 2011.
- [30] N. Boules, "Design optimization of permanent magnet DC motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 786–792, 1990.
- [31] W. Ouyang, D. Zarko, and T. A. Lipo, "Permanent Magnet Machine Design Practice and Optimization," in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*. IEEE, 2006, pp. 1905–1911.
- [32] A. Fatemi, N. A. O. Demerdash, T. W. Nehl, and D. M. Ionel, "Large-Scale Design Optimization of PM Machines Over a Target Operating Cycle," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 3772–3782, 2016.
- [33] M. Galea, C. Gerada, T. Raminosa, and P. Wheeler, "Design of a high force density tubular permanent magnet motor," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 2010, pp. 2046–2051.
- [34] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Dalla Corte, and F. Tonel, "Tubular linear permanent magnet motors: an overall comparison," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 466–475, 2003.
- [35] J. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 3, pp. 1986–2000, 1999.
- [36] N. Bianchi, S. Bolognani, D. D. Corte, and F. Tonel, "Tubular linear permanent magnet motors: An overall comparison," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*. IEEE, 2002, pp. 1266–1273.
- [37] X. Huang, Q. Tan, Q. Wang, and J. Li, "Optimization for the Pole Structure of Slot-Less Tubular Permanent Magnet Synchronous Linear Motor and Segmented Detent Force Compensation," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 7, pp. 1–5, 2016.

- [38] B. Gysen, J. Janssen, J. Paulides, and E. A. Lomonova, "Design Aspects of an Active Electromagnetic Suspension System for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1589–1597, 2009.
- [39] M. W. Zouaghi, I. Abdennadher, and A. Masmoudi, "No-load Features of T-LSMs With Quasi-Halbach Magnets: Application to Free Piston Engines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 4, pp. 1591–1600, 2016.
- [40] U. Birbilen and I. Lazoglu, "Design and Analysis of a Novel Miniature Tubular Linear Actuator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 4, pp. 1–6, 2018.
- [41] Q. Maurus, Lo, x, C. ffler, and W. R. Canders, "New linear drive concepts by taking advantage of Soft Magnetic Composites (SMC)," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. S3–21–S3–28.
- [42] D. M. Joseph and W. A. Cronje, "Design and Analysis of a Double-Sided Tubular Linear Synchronous Generator with Particular Application to Wave-Energy Conversion," in *2007 IEEE Power Engineering Society Conference and Exposition in Africa - PowerAfrica*. IEEE, 2007, pp. 399–406.
- [43] M. Galea, C. Gerada, T. Raminosa, and P. W. Wheeler, "Considerations for the design of a tubular motor for an aerospace application," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, pp. 635–640.
- [44] M. Galea, G. Buticchi, L. Empringham, L. de Lillo, and C. Gerada, "Design of a High-Force-Density Tubular Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2523–2532, 2014.
- [45] Z. Xu and S. Chang, "Improved Moving Coil Electric Machine for Internal Combustion Linear Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 281–286, 2010.
- [46] L. Guo, H. Zhang, J. Li, M. Galea, and C. Gerada, "Analysis and Optimization of a Double-Sided Air-Cored Tubular Generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp. 1–4, 2015.
- [47] S. Taghipour B., J. Milimonfared, and M. Ashabani, "Design, Prototyping, and Analysis of a Novel Tubular Permanent-Magnet Linear Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 12, pp. 5405–5413, 2009.
- [48] N. Hodgins, O. Keysan, A. S. McDonald, and M. A. Mueller, "Design and Testing of a Linear Generator for Wave-Energy Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2094–2103, 2012.
- [49] Q. Li, J. Xiao, and Z. Huang, "Flat-type permanent magnet linear alternator: A suitable device for a free piston linear alternator," *Journal of Zhejiang University-SCIENCE A*, vol. 10, no. 3, pp. 345–352, 2009.
- [50] H. Schillingmann, Q. Maurus, and M. Henke, "Linear Generator Design for a Free-Piston Engine with high Force Density," in *2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*. IEEE, 2019, pp. 245–250.
- [51] H. Kosaka, T. Akita, K. Moriya, S. Goto, Y. Hotta, T. Umeno, and K. Nakakita, "Development of Free Piston Engine Linear Generator System Part 1 - Investigation of Fundamental Characteristics," in *SAE Technical Paper*. SAE International, 2014.

- 
- [52] F. Rinderknecht, "A highly efficient energy converter for a hybrid vehicle concept - focused on the linear generator of the next generation," in *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2013, pp. 510–516.
- [53] C. Ferrari, S. Pohl, S. Offinger, and S. Kabelac, "Experimentielle Untersuchungen an Gasfedern mit einstellbarer Kennlinie für einen Freikolbenmotor," *Forschung im Ingenieurwesen*, 2010.
- [54] A. Hassan, A. Bijanzad, and I. Lazoglu, "Dynamic Analysis of a Novel Moving Magnet Linear Actuator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3758–3766, 2017.
- [55] Z. Q. Zhu and X. Chen, "Analysis of an E-Core Interior Permanent Magnet Linear Oscillating Actuator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4384–4387, 2009.
- [56] F. Poltschak and P. Ebetshuber, "Design of Integrated Magnetic Springs for Linear Oscillatory Actuators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 3, pp. 2185–2192, 2018.
- [57] W. R. Jensen, T. Q. Pham, and S. N. Foster, "Linear permanent magnet synchronous machine for high acceleration applications," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2017, pp. 711–718.
- [58] K. Sato, M. Katori, and A. Shimokohbe, "Ultrahigh-Acceleration Moving-Permanent-Magnet Linear Synchronous Motor With a Long Working Range," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 18, no. 1, pp. 307–315, 2013.
- [59] Y. Hasegawa and Y. Aoyama, "Development of high-acceleration linear motor system using the transient loss evaluation," in *2017 11th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*. IEEE, 2017, pp. 61–66.
- [60] Y. Sui, P. Zheng, Y. Liu, M. Wang, and Z. Yin, "Tubular unified magnetic-field flux-switching PMLM for free-piston energy converter," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 5, pp. 625–634, 2019.
- [61] J. A. Nelder and R. Mead, "A Simplex Method for Function Minimization," *The Computer Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 308–313, 1965.
- [62] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright, and P. E. Wright, "Convergence Properties of the Nelder–Mead Simplex Method in Low Dimensions," *SIAM Journal on Optimization*, vol. 9, no. 1, pp. 112–147, 1998.
- [63] N. Förster, R. Leidhold, and S. Palis, "Maximisation of back EMF in a high performance PMSM machine with concentrated windings," in *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. IEEE, 2016, pp. 594–598.
- [64] D. J. Woods, "An Interactive Approach for Solving Multi-Objective Optimization Problems," Diss., Rice University, Houston, Texas, 1985.
- [65] J. C. Nash, *Compact numerical methods for computers: Linear algebra and function minimisation*, 2nd ed. Bristol: Hilger, 1990.
- [66] A. Prsa and T. Zwitter, "Introducing adapted Nelder & Mead's downhill simplex method to a fully automated analysis of eclipsing binaries," *European Space Agency, (Special Publication) ESA SP*, 2004.
- [67] L. Zadeh, "Optimality and non-scalar-valued performance criteria," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 8, no. 1, pp. 59–60, 1963.

- [68] R. T. Marler and J. S. Arora, "The weighted sum method for multi-objective optimization: new insights," *Structural and Multidisciplinary Optimization*, vol. 41, no. 6, pp. 853–862, 2010.
- [69] C. Tofallis, "Add or Multiply? A Tutorial on Ranking and Choosing with Multiple Criteria," *INFORMS Transactions on Education*, vol. 14, no. 3, pp. 109–119, 2014.
- [70] B. Aschendorf, *FEM bei elektrischen Antrieben 2 anwendungen: Gleichstrommaschinen, asynchronmaschinen, synchronmaschinen, linearmotoren*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014.
- [71] P. Steinke, *Finite-Elemente-Methode: Rechnergestützte Einführung*, 5th ed. Berlin: Springer Vieweg, 2015.
- [72] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 4th ed. Berlin and Heidelberg: Springer Vieweg, 2015.
- [73] J. Seok-Myeong, C. Jang-Young, L. Sung-Ho, C. Han-Wook, and J. Won-Bum, "Analysis and experimental verification of moving-magnet linear actuator with cylindrical Halbach array," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 4, pp. 2068–2070, 2004.
- [74] Y. Du, K. T. Chau, C. Ming, F. Ying, Z. Wenxiang, and L. Fuhua, "A Linear Stator Permanent Magnet Vernier HTS Machine for Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, p. 5202505, 2012.
- [75] I. C. Vese, F. Marignetti, and M. M. Radulescu, "Multiphysics Approach to Numerical Modeling of a Permanent-Magnet Tubular Linear Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 320–326, 2010.
- [76] F. Poltschak, "A high efficient linear motor for compressor applications," in *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2014, pp. 1356–1361.
- [77] N. Shoji, K. Hirata, K. Ueyama, E. Hashimoto, and T. Takagi, "Dynamic Characteristics Analysis of a Small-Sized Linear Oscillatory Actuator," in *LDIA 2009*, Hyatt Regency Incheon, Korea, 2009.
- [78] I. Boldea, S. C. Agarlita, and L. N. Tutelea, "Springless Resonant Linear PM Oscillomotors ?" in *Proceedings / LDIA 2011, the Eighth Symposium on Linear Drives for Industry Applications, July 3 - 6, 2011, Eindhoven, The Netherlands*. Eindhoven: TU Eindhoven, 2011.
- [79] K. Magnus, K. Popp, and W. Sextro, *Schwingungen: Physikalische Grundlagen und mathematische Behandlung von Schwingungen*, 9th ed. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [80] C. A. Oprea, L. Szabo, and C. S. Martis, "Linear permanent magnet Electric Generator for Free Piston Engine applications," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 691–696.
- [81] N. Bianchi, "Analytical computation of magnetic fields and thrusts in a tubular PM linear servo motor," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 1, 2000, pp. 21–28 vol.1.
- [82] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Tonel, "Design criteria of a tubular linear IPM motor," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, 2001, pp. 1–7.
- [83] S. Chevailler, "Comparative study and selection criteria of linear motors," Ph.D. dissertation, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, 2006.

- [84] F. Liang, H. Cong, Z. Ji, and Y. Zhao, "Magnetic and force performance analysis of tubular linear motor with two halbach topologies," in *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 2016, pp. 5215–5220.
- [85] C. Pompermaier, F. J. H. Kalluf, M. V. F. d. Luz, and N. Sadowski, "Analytical and 3D FEM modeling of a tubular linear motor taking into account radial forces due to eccentricity," in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 413–418.
- [86] S. Zhu, Y. Hu, C. Liu, and K. Wang, "Iron Loss and Efficiency Analysis of Interior PM Machines for Electric Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 114–124, 2018.
- [87] P. A. Hargreaves, B. C. Mecrow, and R. Hall, "Calculation of Iron Loss in Electrical Generators Using Finite-Element Analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1460–1466, 2012.
- [88] K. Magyari, M. M. Radulescu, F. Laza, and D. Coutellier, "Eddy-current loss analysis of small interior-permanent-magnet synchronous motors with fractional-slot concentrated windings," in *SPEEDAM 2010*. IEEE, 2010, pp. 1603–1606.
- [89] M. Fratila, A. Benabou, A. Tounzi, and M. Dessoude, "Iron Loss Calculation in a Synchronous Generator Using Finite Element Analysis," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 640–648, 2017.
- [90] N. Yogal, C. Lehrmann, M. Henke, and H. Zheng, "Measurement, simulation and calculation using fourier transformation of iron losses for electrical steel sheets with higher frequency and temperature effects," in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 2655–2661.
- [91] J. Borggaard. (22.02.2019) The Nelder-Mead Optimization Algorithm. [Online]. Available: [https://people.sc.fsu.edu/~jburkardt/m\\_src/nelder\\_mead/nelder\\_mead.html](https://people.sc.fsu.edu/~jburkardt/m_src/nelder_mead/nelder_mead.html)
- [92] F. Gao and L. Han, "Implementing the Nelder-Mead simplex algorithm with adaptive parameters," *Computational Optimization and Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 259–277, 2012.
- [93] J. Wang, D. Howe, and Z. Lin, "Comparative Studies on Linear Motor Topologies for Reciprocating Vapor Compressors," in *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, vol. 1, 2007, pp. 364–369.
- [94] C. Pompermaier, A. Zambonetti, F. J. H. Kalluf, M. V. F. d. Luz, and N. Sadowski, "Performance analysis of a tubular linear motor applied in compressors," in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, 2010, pp. 1122–1125.
- [95] Z. S. Al-Otaibi, "Spring-less permanent magnet linear-resonant motor for compressor applications," in *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, 2012, pp. 420–423.
- [96] K. Jousten, Ed., *Wutz Handbuch Vakuumtechnik: Theorie und Praxis*. Wiesbaden and s.l.: Vieweg+Teubner Verlag, 2004.
- [97] A. Gerlach, H. Rottengruber, and R. Leidhold, "Control of a Directly Driven Four-Stroke Free Piston Engine," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2018, pp. 4525–4530.
- [98] S. Schneider and F. Rinderknecht, "A high efficient energy converter with flex fuel potential," in *Clean Electrical Power (ICCEP), 2013 International Conference on*, 2013, pp. 453–460.

- [99] R. Mikalsen and A. P. Roskilly, "The design and simulation of a two-stroke free-piston compression ignition engine for electrical power generation," *Applied Thermal Engineering*, vol. 28, no. 5–6, pp. 589–600, 2008.
- [100] G. P. Merker, C. Schwarz, and R. Teichmann, *Grundlagen Verbrennungsmotoren: Funktionsweise, Simulation, Messtechnik*, 5th ed., ser. ATZ/MTZ-Fachbuch. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH Wiesbaden, 2012.
- [101] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, 2002.
- [102] H. Mosebach, "Systematik dreisträngiger symmetrischer PM-erregter PPSM," in *Jahresbericht 2005*, TU Braunschweig - Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, Ed., 2006.
- [103] Arnold, M. A., "Verbesserung der Materialeigenschaften von CFK durch den gezielten Einsatz von thermoplastischen Fadengelegen," Dissertation, Technische Universität München, München, 2016.
- [104] D. C. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 292–300, 1994.
- [105] J. Monteiro and A. A. de Oliveira, "Smooth electromagnetic torque in nonsinusoidal permanent magnet AC machines," in *1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings.* IEEE, 1998, pp. 568–572.
- [106] P. L. Chapman, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb, "Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1043–1050, 1999.
- [107] R. Leidhold and G. Garcia, "PMAc motor control strategy, based on the instantaneous active and reactive power, for ripple-torque and copper-losses minimization," in *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* IEEE, 2000, pp. 1401–1405.
- [108] P. Kshirsagar and R. Krishnan, "High-Efficiency Current Excitation Strategy for Variable-Speed Nonsinusoidal Back-EMF PMSM Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1875–1889, 2012.
- [109] N. Nakao and K. Akatsu, "Current optimization strategy for surface permanent magnet synchronous motor drives based on a rigorous mathematical model," in *2013 International Electric Machines & Drives Conference.* IEEE, 2013, pp. 1188–1195.
- [110] M. Lazor and M. Stulrajter, "Modified field oriented control for smooth torque operation of a BLDC motor," in *2014 ELEKTRO.* IEEE, 2014, pp. 180–185.
- [111] J. Wang, L. Xu, Z. Li, X. Liu, and L. Zhou, "An optimal current reference generation method for IPM brushless machines with non-sinusoidal back-EMF," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia).* IEEE, 2016, pp. 846–850.
- [112] A. A. de Oliveira, J. de A. Monteiro, M. L. Aguiar, and D. P. Gonzaga, "Extended DQ Transformation for Vectorial Control Applications of Non-sinusoidal Permanent Magnet AC Machines," in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.* IEEE, 2005, pp. 1807–1812.
- [113] M. de Soricellis and H. Rapp, "Current and voltage shaping method via modified d–q transformation for the torque ripple compensation in PMSMs," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 3812–3817, 2019.

- [114] G. Catuogno, D. Forchetti, G. Garcia, C. Ruschetti, and R. Leidhold, "Energy transference maximization in permanent magnet synchronous generators," in *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*. IEEE, 2012, pp. 13–18.
- [115] "VACODYM • VACOMAX • PD002 Ausgabe 2014," 2014. [Online]. Available: [https://vacuumschmelze.de/Assets-Web/VACODYM-VACOMAX-dt\\_12112014.pdf](https://vacuumschmelze.de/Assets-Web/VACODYM-VACOMAX-dt_12112014.pdf)
- [116] M. Dinh B. and U. Schaefer, "Core losses measurement technique for high frequency and flux density of switched reluctance machines," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. IEEE, 2012, pp. 1619–1624.

# Abbildungsverzeichnis

1.1.	Prinzipdarstellung des Übergangs von einer rotierenden elektrischen Maschine zu einer Linearmaschine am Beispiel einer PMSM . . . . .	1
1.2.	Anwendung von Linearmaschinen für Transportaufgaben . . . . .	2
1.3.	Freikolbenmaschine mit einer Linearmaschine als Generator . . . . .	3
1.4.	Ausschnitt einer sinusförmigen Bewegungstrajektorie in dem prinzipiell angedeuteten Wirkungsgradkennfeld einer elektrischen Linearmaschine . . . . .	5
2.1.	Dreiphasiges Ersatzschaltbild einer elektrischen Maschine . . . . .	10
2.2.	Prinzipdarstellung der Koordinatentransformation eines Raumzeigers . . . . .	11
2.3.	Beispiel einer Reflexion bei einem Simplex mit zwei Parametern. Der Punkt des Simplex mit dem schlechtesten Ergebniswert $\Delta_3$ wird an dem Mittelpunkt M der übrigen Punkte reflektiert	20
2.4.	Signalfussplan einer elektrischen Linearmaschine in d-q-Koordinaten . . . . .	23
2.5.	Vereinfachte Struktur einer kaskadierten Regelung mit Sollwertvorsteuerung am Beispiel einer Linearmaschine . . . . .	24
3.1.	Definitionen des Parameters $d_M$ zur Beschreibung der Maschinengröße bei einer flachen und tubularen Linearmaschine . . . . .	27
3.2.	Abhängigkeit des Effektivwerts der Stromdichte und der Kupferverluste von der Größe der Maschine für einen beispielhaften Belastungsverlauf . . . . .	30
3.3.	Verlustleistungen der Maschine als Summe aus Kupfer- und Eisenverlusten abhängig von der Maschinengröße für einen beispielhaften Lastverlauf . . . . .	33
3.4.	Verlustleistungen der Maschine mit dem Einfluss zusätzlichen Maschinenkomponenten (durchgezogene Verläufe) verglichen mit den idealisierten Verläufen (gestrichelt) aus Abbildung 3.3. . . . .	36
3.5.	Vergleich einer Maschinenoptimierung mit und ohne Feder bezüglich Verlustleistung (oben) und Maschinengröße (unten) abhängig von der Bewegungsfrequenz für einen beispielhaften Belastungsverlauf . . . . .	39
3.6.	Einfluss der Bewegungsfrequenz auf die Verlustleistung für Maschinen, die für eine bestimmte Frequenz optimiert sind (durchgezogen) verglichen mit dem Optimum für die jeweilige Frequenz (gestrichelt) . . . . .	39
4.1.	Signalfussplan des Betriebsmodells des Antriebssystems zur Auslegung einer elektrischen Maschine für einen Lastverlauf . . . . .	45
4.2.	Ablauf der Optimierung und Verknüpfung der numerischen Simulationen . . . . .	46
5.1.	Funktionsprinzip einer doppelköpfigen Membranvakuumpumpe mit serieller Anordnung der Pumpköpfe . . . . .	49
5.2.	Modellierung des Pumpablaufs bei einer Membranpumpe . . . . .	50
5.3.	Kennlinien der Gegenkraft abhängig von der Aktorposition einer Membranvakuumpumpe bei unterschiedlichem Gefäßdruck . . . . .	50

5.4.	Beschreibung des FKLK-Zyklus anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und Kammerdruck (unten) bei einem Viertakt Verbrennungsprozess ausgehend von Messergebnissen aus [97]	53
5.5.	Querschnitt einer Elementarmaschine mit exemplarischer Topologie, der ausgewählten Slot-Pol-Kombination von 12/10 und Zweischichtwicklungen im Primärteil	56
5.6.	Geometrie des Wicklungsvolumens eines Slots für tubulare und flache Linearmaschinen mit Zahnspulen	57
5.7.	Ausschnitt der Geometrie der Linearmaschine zur Definition der Parameter	59
5.8.	Simulationsergebnisse für die durchschnittliche Maschinenkraft bezogen auf den Höchstwert $F_M/\hat{F}_M$ und die Kraftwelligkeit $\Delta F_M$ abhängig von der bezogenen Magnetlänge $\frac{l_m}{\tau_p}$	60
5.9.	Simulationsergebnisse für die Maschinenkraft $F_M$ und die magnetische Feldstärke $H$ im Magnetmaterial bei Bestromen des Primärteils abhängig von der Magnetbreite $b_m$	61
5.10.	Modellierter Ausschnitt der Maschinengeometrie	63
5.11.	Kennlinie von $B(H)$ , die für die Simulation der ferromagnetischen Abschnitte der Maschinengeometrie zum Einsatz kam	64
5.12.	Ergebnisse für den Mittelwert der Läuferkraft (oben), die Simulationsdauer (mitte) und den Mittelwert der Netzqualität (unten) abhängig von dem Netzgrößenfaktor $c_E$	66
5.13.	Gegenüberstellung der Netzgeometrien mit unterschiedlichen Netzgrößenfaktoren	66
5.14.	Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) für unterschiedliche Startpunkte	68
5.15.	Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) für unterschiedliche Startpunkte	69
5.16.	Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) für unterschiedliche Startpunkte	70
5.17.	Verhalten der Simplexgröße (oben) und der Zielfunktion (unten) bei der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) für unterschiedliche Startpunkte	71
6.1.	Querschnitt der Wicklungsgeometrie	76
6.2.	Verlauf der Geschwindigkeit und des Absolutwerts der Maschinenkraft eines Zyklus aus der Auslegung des Prototyps zur Bestimmung der Windungszahl	77
6.3.	Normalkraft auf den Läufer bei Verschiebung orthogonal zur Bewegungsrichtung	78
6.4.	Normalkraft auf eine Statorhälfte bei Verschiebung orthogonal zur Bewegungsrichtung	79
6.5.	Reluktanzkraft aufgrund der Endeffekte abhängig von der Läuferposition für beide Läuferkonfigurationen	80
6.6.	Auf die Anzahl der Magnete normierte Strom-Kraft-Kopplung und durchschnittlicher Wert (gestrichelt) abhängig von der Läuferposition für beide Läuferkonfigurationen	81
6.7.	Veranschaulichung des Einflusses der Endeffekte auf das Verhalten des Antriebssystems anhand der Kraftanteile und des Maschinenstroms bei Läuferkonfiguration mit neun oder zehn Magneten	82
6.8.	Einfluss der Endeffekte auf die räumliche Ableitung der Flussverkettung	84
6.9.	Positionsabhängiger EMK-Faktor in d-q-Koordinaten nach Anwendung der kompensierten Transformation (durchgezogene Verläufe) verglichen mit der konventionellen Transformation (gestrichelt)	86
6.10.	Verlauf der Kompensationsvariablen für die simulierte unsymmetrische Flussverkettung des Prototyps	87
6.11.	Schematik für das Betriebsmodell des positionsgeregelten Antriebssystems	90
6.12.	Schematik für das Modell des Antriebssystems mit der Mechanik	91

6.13.	Verläufe von dem Soll- und Istwert für Position, Geschwindigkeit und q-Strom aus der Simulation des Antriebssystems zur Beurteilung der Regelgüte . . . . .	92
6.14.	Regelfehler des Positionswertes aus der Simulation des Antriebssystems . . . . .	92
6.15.	Erweiterung des Stromregelkreises um die Ansteuerung zur Endeffekt-Kompensation . . . . .	93
7.1.	CAD-Modell des Versuchsstands mit Ausschnitt zur Darstellung der Läufer . . . . .	95
7.2.	Ablauf der Konstruktion und resultierende innere Struktur der Läuferplatte . . . . .	97
7.3.	Ablauf der Stator konstruktion . . . . .	97
7.4.	Befestigungen der Maschinenkomponenten an dem Versuchsstand . . . . .	98
7.5.	Versuchsstand mit komplett montiertem Prototyp der Linearmaschinen . . . . .	99
7.6.	Unterbringung des Positionssensors . . . . .	100
7.7.	Vergleich von gemessenem (durchgezogen) und simuliertem (gestrichelt) Verlauf des EMK-Faktors in jeder Phase . . . . .	102
7.8.	Vergleich von gemessener und simulierter Reluktanzkraft . . . . .	103
7.9.	Messung der Maschinenkraft abhängig von der Läuferposition und dem Statorstrom verglichen mit den idealen Werten bei konstant angenommener Strom-Kraft-Kopplung (halbtransparente Ebene) . . . . .	105
7.10.	Abweichungen der gemessenen Strom-Kraft Kopplung von dem idealisierten Verhalten: Über den Hub gemessene minimale und maximale Maschinenkraft abhängig vom gespeisten Strom (oben) und resultierende maximale und minimale Strom-Kraft-Kopplung (unten) . . . . .	106
7.11.	Gemessene Maschinenkraft (halbtransparente Ebene) abhängig von der Läuferposition und dem Statorstrom verglichen mit dem Simulationsergebnis . . . . .	107
7.12.	Verläufe von dem Soll- und Istwert für Position, Geschwindigkeit und q-Strom bei Messungen des positionsgeregelten Betriebs mit 24 Hz Trajektorie . . . . .	108
7.13.	Regelfehler des Positionswertes bei Messungen des positionsgeregelten Betriebs mit 24 Hz Trajektorie . . . . .	109
7.14.	Verlauf der Reibungskraft während einer mechanischen Periode für verschiedene Bewegungsfrequenzen $f_{\text{mech}}$ und daraus angenäherte Kennlinie . . . . .	110
B.1.	Beschreibung des FKLG-Zyklus anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und Gegenkraft für den gegebenen Zylinder (unten) bei einem Viertakt Verbrennungsprozess ausgehend von Messergebnissen aus [97] . . . . .	129
B.2.	Beschreibung des Lastverlaufs der Vakuumpumpe anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und der Gegenkraft bei verschiedenen Betriebspunkten (unten) . . . . .	130

## Tabellenverzeichnis

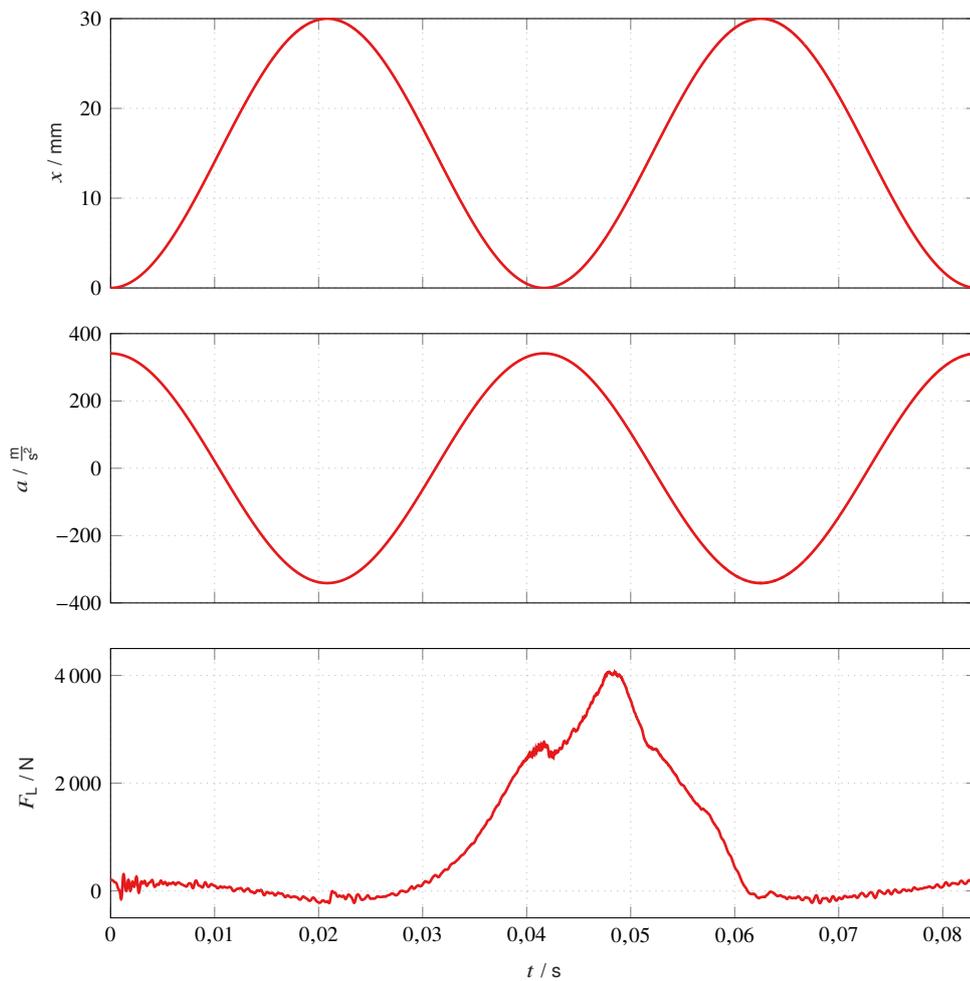
5.1. Charakteristische Parameter der Bewegungsabläufe der Membranvakuumpumpe . . . . .	51
5.2. Parameter des Verbrennungsmotors aus [19, 97] und Spitzenwerte im Nennbetriebspunkt . .	52
5.3. Kennwerte des Lastverlaufs für die Auslegung der elektrischen Linearmaschine . . . . .	54
5.4. Charakteristische Parameter des FKLK-Bewegungsverlaufs . . . . .	55
5.5. Vergleich der Ergebnisse der vorangestellten Optimierung der unterschiedlichen Maschinen- ausführungen . . . . .	58
5.6. Berechnung des Volumens verschiedener Maschinenkomponenten . . . . .	62
5.7. Initialisierung und Begrenzung der Eingangsparameter des Downhill-Simplex Verfahrens . .	67
5.8. Ergebnisse der Optimierung der Verlustleistung nach (5.20) mit Ermittlung von $d_M$ als Para- meter des Simplex (Optimierung A) verglichen mit der analytischer Berechnung (Optimierung B) . . . . .	71
5.9. Ergebnisse der Optimierung der Verlustleistung kombiniert mit der Läuferfläche nach (5.21) mit Ermittlung von $d_M$ als Parameter des Simplex (Optimierung A) verglichen mit der analyti- scher Berechnung (Optimierung B) . . . . .	72
6.1. Geometrieparameter des Prototyps der elektrischen Linearmaschine und aus der Optimierung resultierende Antriebscharakteristiken . . . . .	74
6.2. Vergleich der berechneten Kennwerte der Wicklungen für die parallele und serielle Anord- nungen beider Statorhälften des Prototyps . . . . .	78
6.3. Nominelle Kennwerte der ausgelegten Linearmaschine . . . . .	88
6.4. Bestimmung der Parameter für die Regler der kaskadierten Regelkreise der Linearmaschine	89
6.5. Vergleich der Ergebnisse der verschiedenen Simulationsschritte für den Prototyp . . . . .	94
7.1. Nominelle Kennwerte des aufgebauten Prototyps verglichen mit dem Ergebnis der Auslegung101	
7.2. Charakteristische Parameter der gemessenen Bewegungsverläufe . . . . .	111

## A. Analytische Optimierung der Maschinengröße

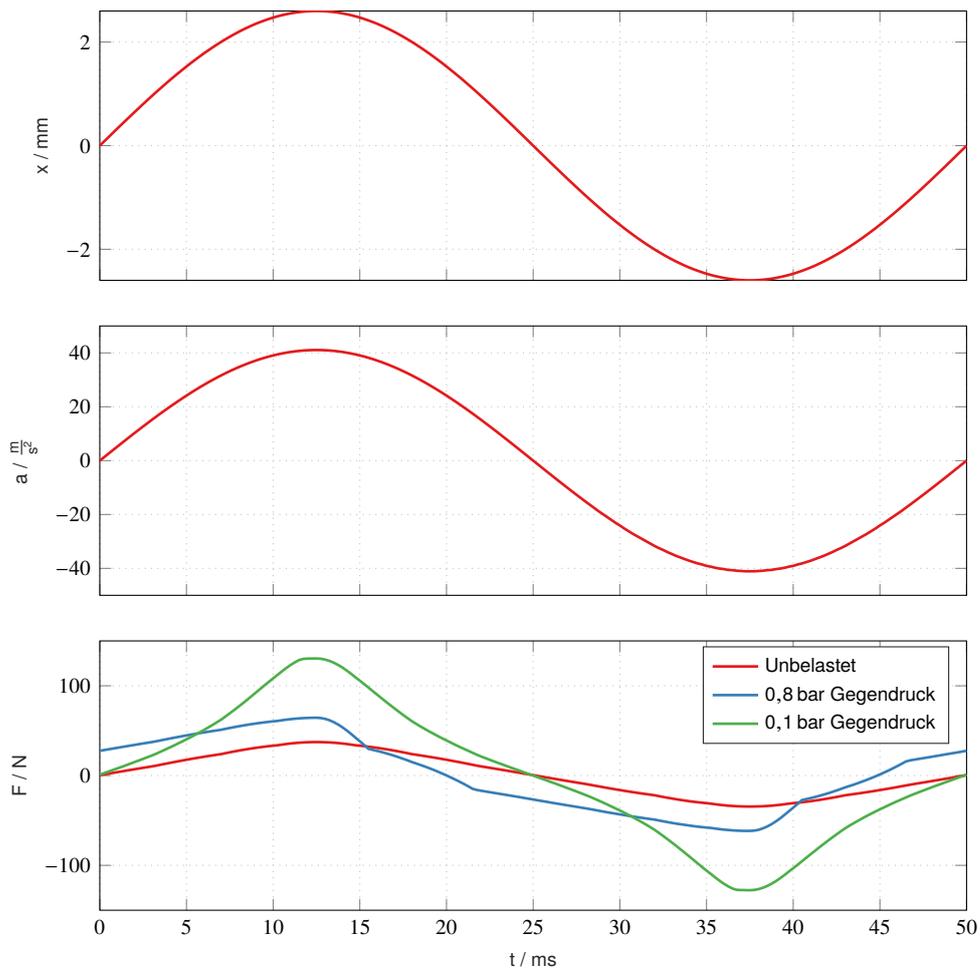
Ergebnis der Optimierung von  $d_M$  unter Nutzung der Zielfunktion (5.23) führt zu sechs mathematisch möglichen Lösungen. Um physikalisch möglich zu sein, muss die Bedingung erfüllt sein, dass der Ausdruck eine reale, positive Zahl ist, was stets auf eine der Lösungen zutrifft, welche nachfolgend aufgeführt ist:

$$\begin{aligned}
 d_{M,\text{opt}} = & \left[ \frac{K_C}{2 \cdot K_A} - \frac{K_D^3}{729 \cdot K_A^3} + \left( \left( \frac{K_D^3}{729 \cdot K_A^3} - \frac{K_C}{2 \cdot K_A} + \frac{K_B \cdot K_D}{54 \cdot K_A^2} \right)^2 - \left( \frac{K_B}{9 \cdot K_A} + \frac{K_D^2}{81 \cdot K_A^2} \right)^3 \right)^{\frac{1}{2}} \right. \\
 & \left. - \frac{K_B \cdot K_D}{54 \cdot K_A^2} \right]^{\frac{1}{3}} - \frac{K_D}{9 \cdot K_A} + \left( \frac{K_B}{9 \cdot K_A} + \frac{K_D^2}{81 \cdot K_A^2} \right) / \left[ \frac{K_C}{2 \cdot K_A} - \frac{K_D^3}{729 \cdot K_A^3} \right. \\
 & \left. + \left( \left( -\frac{K_C}{2 \cdot K_A} + \frac{K_D^3}{729 \cdot K_A^3} + \frac{K_B \cdot K_D}{54 \cdot K_A^2} \right)^2 - \left( \frac{K_B}{9 \cdot K_A} + \frac{K_D^2}{81 \cdot K_A^2} \right)^3 \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{K_B \cdot K_D}{54 \cdot K_A^2} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (\text{A.1})
 \end{aligned}$$

## B. Lastverläufe

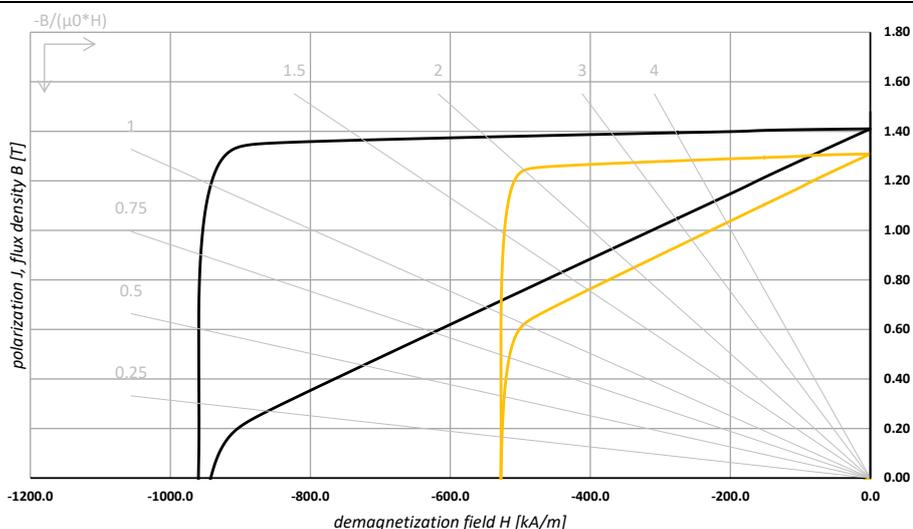


**Abbildung B.1.** – Beschreibung des FKLG-Zyklus anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und Gegenkraft für den gegebenen Zylinder (unten) bei einem Viertakt Verbrennungsprozess ausgehend von Messergebnissen aus [97]



**Abbildung B.2.** – Beschreibung des Lastverlaufs der Vakuumpumpe anhand der Läuferposition (oben), Beschleunigung (mitte) und der Gegenkraft bei verschiedenen Betriebspunkten (unten)

## C. Datenblätter



Temperature in [°C]: **20.0** **80.0**

**magnetic properties**

Remanence 20°C	Br min	1.370	T	13.7	kG
	Br nom	1.410	T	14.1	kG
Coercivity 20°C	HcB min	876	kA/m	11.0	kOe
	HcB nom	925	kA/m	11.6	kOe
Intrinsic Coercivity 20°C	HcJ min	955	kA/m	12.0	kOe
	HcJ nom	960	kA/m	12.1	kOe
Maximum Energy Product 20°C	BH max, min	358	kJ/m <sup>3</sup>	45.0	MGOe
	BH max, nom	382	kJ/m <sup>3</sup>	48.0	MGOe
Reversible Temperature Coefficient <sup>1)</sup>	$\alpha$ Br nom	-0.110 ~ -0.120	%/°C		
	$\beta$ HcJ nom	-0.58 ~ -0.78	%/°C		

**material properties (typical values)**

Max. Operating Temperature <sup>2)</sup>	T max	80	°C		
Density	$\rho$	7.55	g/cm <sup>3</sup>		
Permeability 20°C	$\mu_r$	1.05			
Vickers Hardness		500 - 600	HV		
Modulus of Elasticity	E	150 - 200	kN/mm <sup>2</sup>		
Copressive Strength		1000 - 1100	N/mm <sup>2</sup>		
Flexural Strength		250	N/mm <sup>2</sup>		
Expansion Coefficient		-	10 <sup>-6</sup> /K		
Expansion Coefficient in direction of anisotropy	$\perp$	1.0 - 3.0	10 <sup>-6</sup> /K		
	$\parallel$	3.0 - 4.0	10 <sup>-6</sup> /K		
Specific Electric Resistance	$\rho_{el}$	1.4 - 1.6	$\mu\Omega$ m		
Specific Heat Capacity	c	440	J/(kg K)		
Thermal Conductivity	$\lambda$	8.0 - 10.0	W/m K		

1) The shown temperature coefficients are nominal reference values only . They can vary for different temperatures and don't need to be linear.

2) The maximum operating temperature is depending on the magnet shape, size and on the specific application.

Note: The above plotted graphs are idealized and represent theoretical values of the material. Shown are curves according nominal values based on uncoated material samples according to IEC 60404-5. Material and magnetic data represent typical data that may vary due to product shape, size and coating. Please contact Bomatec regarding specific requirements for your application.

II. **Elektroblech nicht kornorientiert, schlußgeglüht /**  
**Electrical steel non grain oriented, fully-finished**

**Elektromagnetische Eigenschaften / Magnetic properties**

Bezeichnung		Nennstärke in mm	Ummagnetisierungsverlust bei 50 Hz W/kg max. bei		Anisotropie des Verlust	Magnetische Induktion bei Feldstärke in A/m [T]			Stapelfaktor
Grade name			Thickness	Core loss		Magnetic induction for a field strength of A/m [T]			
EN 10106 EN 10027-1									
Kurzname	Werkstoffnummer		1,5 T max	1,0 T	max.	2500	5000	10000	min.
M235-35A	1.0890	0,35	2,35	0,95	± 17	1,49	1,60	1,70	0,95
M250-35A	1.0800		2,50	1,00	± 17	1,49	1,60	1,70	
M270-35A	1.0801		2,70	1,10	± 17	1,49	1,60	1,70	
M300-35A	1.0803		3,00	1,20	± 17	1,49	1,60	1,70	
M330-35A*	1.0804		3,30	1,30	± 17	1,49	1,60	1,70	
M250-50A	1.0891	0,5	2,50	1,00	± 17	1,49	1,60	1,70	0,97
M270-50A	1.0806		2,70	1,10	± 17	1,49	1,60	1,70	
M290-50A	1.0807		2,90	1,15	± 17	1,49	1,60	1,70	
M310-50A	1.0808		3,10	1,25	± 14	1,49	1,60	1,70	
M330-50A	1.0809		3,30	1,35	± 14	1,49	1,60	1,70	
M350-50A	1.0810		3,50	1,50	± 12	1,50	1,60	1,70	
M400-50A	1.0811		4,00	1,70	± 12	1,53	1,63	1,73	
M470-50A	1.0812		4,70	2,00	± 10	1,54	1,64	1,74	
M530-50A	1.0813		5,30	2,30	± 10	1,56	1,65	1,75	
M600-50A	1.0814		6,00	2,60	± 10	1,57	1,66	1,76	
M700-50A	1.0815		7,00	3,00	± 10	1,60	1,69	1,77	
M800-50A	1.0816		8,00	3,60	± 10	1,60	1,70	1,78	
M940-50A	1.0817		9,40	4,20	± 8	1,62	1,72	1,81	
M310-65A	1.0892	0,65	3,10	1,25	± 15	1,49	1,60	1,70	0,97
M330-65A	1.0819		3,30	1,35	± 15	1,49	1,60	1,70	
M350-65A	1.0820		3,50	1,50	± 14	1,49	1,60	1,70	
M400-65A	1.0821		4,00	1,70	± 14	1,52	1,62	1,72	
M470-65A	1.0823		4,70	2,00	± 12	1,53	1,63	1,73	
M530-65A	1.0824		5,30	2,30	± 12	1,54	1,64	1,74	
M600-65A	1.0825		6,00	2,60	± 10	1,56	1,66	1,76	
M700-65A	1.0826		7,00	3,00	± 10	1,57	1,67	1,76	
M800-65A	1.0827		8,00	3,60	± 10	1,60	1,70	1,78	
M1000-65A	1.0829		10,00	-	± 10	1,61	1,71	1,80	
M600-100A	1.0893	1,00	6,00	2,60	±10	1,53	1,63	1,72	0,98
M700-100A	1.0894		7,00	3,00	±8	1,54	1,64	1,73	
M800-100A	1.0895		8,00	3,60	±6	1,56	1,66	1,75	
M1000-100A	1.0896		10,00	4,40	±6	1,58	1,68	1,76	
M1300-100A	1.0897		13,00	5,80	±6	1,60	1,70	1,78	

\*= Lagerqualität / Grades at stock