

Traktionsantrieb mit linearem geschalteten Reluktanzmotor für ein autonomes Bahnfahrzeug

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Tobias Schneider

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Zweiter Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dieter Gerling

Tag der mündlichen Prüfung: 06.02.2014

Paderborn 2014

Diss. EIM-E/297

Vorwort

Ich möchte an dieser Stelle den zahlreichen Menschen danken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Ein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker, den Leiter des Fachgebiets, für die Möglichkeit diese Arbeit anzufertigen, die kontinuierliche Förderung und Betreuung, die wertvollen Hinweise und Anregungen sowie für die Begutachtung.

Auch Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dieter Gerling danke ich für die Übernahme des Koreferats und das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse.

Für die vielen konstruktiven und fruchtbaren Diskussionen im Rahmen des NBP-Projekts danke ich Dr.-Ing. Christian Henke. Ein besonderer Dank gilt Dipl.-Ing. Bernd Schulz für die stete Unterstützung meiner Forschungsaktivitäten im Rahmen der NBP und später im Rahmen des SFB 614.

Besonders die interdisziplinäre Zusammenarbeit im Sonderforschungsbereich 614 hat diese Arbeit signifikant bereichert. So möchte ich mich insbesondere bei Frau Dr. Kathrin Flaßkamp für die Unterstützung bei der Entwicklung einer Regelung mit optimalen Stromprofilen und das Korrekturlesen meiner Arbeit bedanken, sowie bei Dr.-Ing. Christoph Romaus für die umfangreiche organisatorische und fachliche Unterstützung.

Ein besonderer Dank gilt auch Dr.-Ing. Michael Meyer und Dipl.-Ing. Christoph Schulte für das sorgfältige Korrekturlesen meiner Arbeit und die vielen hilfreichen Verbesserungsvorschläge.

Den damaligen und jetzigen Mitarbeitern des Fachgebiets danke ich für die sehr gute Zusammenarbeit und die stete Hilfsbereitschaft, insbesondere danke ich Herrn Norbert Sielemann für die Unterstützung beim Entwurf und Aufbau des sekundären Umrichters für den BEGRM. Ferner gilt ein herzlicher Dank allen beteiligten Studenten, die durch ihre Studien-, Diplom- und Masterarbeiten, sowie durch die Unterstützung beim Aufbau der Prüfstände zur Entstehung dieser Arbeit beigetragen haben. Ebenso möchte ich mich bei Herrn Karsten Prior und Herrn Helmut Schwarzkopf für die Anfertigung essentiell notwendiger Prüfstandskomponenten und bei Herrn Dipl.-Ing. Michael Walther für die 3D-Modelle bedanken.

Meiner Mutter danke ich, dass sie mich auf meinem Weg stets unterstützt und ermutigt hat.

Mein größter Dank gilt meiner Frau Dorothee, für die liebevolle Unterstützung und die Rücksichtnahme, ohne die diese Arbeit nicht entstanden wäre.

Tobias Schneider
Paderborn, im März 2014

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen und Abkürzungen	v
Kurzfassung, Abstract	viii
1 Einleitung	1
2 Spezifikation des Traktionsantriebs	4
2.1 Das NBP-System	4
2.2 Anforderungen an den Linearantrieb	5
2.3 Motivation für einen linearen geschalteten Reluktanzantrieb	8
2.4 Konzeptionierung des linearen geschalteten Reluktanzantriebs	10
2.4.1 Varianten des Linearantriebs	10
2.4.2 Auslegung des Linearmotors	12
2.4.3 Auslegung der Leistungselektronik	14
3 Prüfstände für den geschalteten Reluktanzantrieb	15
3.1 Der Linearmotorprüfstand	15
3.2 Der rotatorische Prüfstand	16
3.3 Informationsverarbeitung am Prüfstand	18
3.3.1 Informationsverarbeitung für die FPGA-basierte Stromregelung	18
3.3.2 Informationsverarbeitung für die PWM-basierte Stromregelung	21
4 Modellbildung des geschalteten Reluktanzmotors	22
4.1 Aufbau und Wirkprinzip	22
4.1.1 Tangentialkraftentwicklung	24
4.1.2 Elektrisches Koordinatensystem	26
4.1.3 Elektrischer Arbeitszyklus	27
4.2 Mathematisches Modell des 6-phasigen Antriebs	29
4.3 FEM-basierte Ermittlung der Modellparameter	33
4.3.1 FE-Analyse der Induktivitäten	33
4.3.2 FE-Analyse der Tangentialkraft	37
4.3.3 FE-Analyse der Normalkraft	37
4.4 Messtechnische Verifikation der Modellparameter	39
4.4.1 Verifikation der Induktivitäten	39
4.4.2 Verifikation der Tangentialkraft	44
4.4.3 Verifikation der Normalkraft	48

4.5	Modellierung des variierenden Luftspalts	49
4.5.1	Einheitliche Luftspaltänderung	53
4.5.2	Asymmetrische Luftspaltänderung.....	56
4.6	Simulationsmodell.....	59
5	Regelung des 6-phasigen geschalteten Reluktanzantriebs	61
5.1	Einheitliche Struktur.....	61
5.2	Gütekriterien.....	64
5.3	Arbeitspunktbestimmung	65
5.3.1	Optimalsteuerung	69
5.3.2	Blockkommutierung.....	83
5.3.3	Verteilungsfunktion.....	91
5.4	Stromregelung	94
5.4.1	Hystereseregler	94
5.4.2	PI-Regler.....	99
5.4.3	Bewertung der Stromregelungen.....	109
5.5	Bewertung der Regelungskonzepte	111
6	Fehlertoleranz.....	113
6.1	Leistungselektronik und Motor	114
6.2	Sensorik.....	116
7	Beidseitig erregter geschalteter Reluktanzmotor.....	119
7.1	Wirkprinzip des BEGRM.....	120
7.2	Erweiterte Stromrichtertopologie	124
7.2.1	Anforderungsanalyse	125
7.2.2	Sperrwandler mit Mittelabgriff.....	126
7.2.3	Halbbrücken-Gegentaktwandler.....	127
7.3	Modellierung des BEGRM.....	128
7.3.1	Analyse der Verkettungsflüsse	128
7.3.2	Spannungsgleichungen	131
7.4	Analyse der Energieübertragung	133
7.4.1	Der quasistatische Fall.....	133
7.4.2	Messtechnische Verifikation der Stromrichtertopologie.....	136
7.4.3	Einflussfaktoren auf die Energieübertragung	138
7.5	Der beidseitig erregte Betrieb.....	142
7.5.1	Betriebsstrategie für die Energieübertragung.....	142

7.5.2	Konzept für das autonome Bahnfahrzeug.....	145
7.6	Bewertung des BEGRM.....	146
8	Zusammenfassung	148
	Anhang.....	150
	Glossar	155
	Literaturverzeichnis	156
	Verzeichnis der eigenen wissenschaftlichen Publikationen	162
	Verzeichnis der betreuten studentischen Arbeiten	164

Formelzeichen und Abkürzungen

Definitionen und Schreibweisen

$G(s)$	Übertragungsfunktion
$G(z)$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene
\mathbf{i}	Vektor
\dot{x}	Zeitliche Ableitung von x

Formelzeichen und Symbole

A	Doppelverhältnis
A_δ	Deckungsfläche
B	Magnetische Flussdichte
C	Kapazität
D	Tastverhältnis
D_{r1}	Diode 1, rotorseitig
dW_{el}	Differentielle elektrische Arbeit
E_C	Koenergie
E_i	Innere Energie
e	Elektromotorische Gegenspannung
F_N	Normalkraft
f_S	Schaltfrequenz
$F_{\Sigma T}$	Resultierende Tangentialkraft
F_T	Tangentialkraft, Schubkraft
G_A	Antriebsübertragungsfunktion
g_k	Induktivitätsänderung der Phase k
G_R	Reglerübertragungsfunktion
H	Magnetische Feldstärke
h_L	Abstand der Läuferunterkante zur Schienenoberkante
h_S	Abstand der Statoroberkante zur Schienenoberkante
i	Strom
$i_{pha,N}$	Strom einer beliebigen Phase N
i_{ZK}	Zwischenkreisstrom
K_P	Verstärkung des PI-Reglers

L_{ink}	Inkrementelle oder auch differentielle Induktivität
L_k	Induktivität einer Phase k im Arbeitspunkt
m	Anzahl der Phasen
M_{xy}	Koppelinduktivität zwischen den Phasen x und y
$M_{xy,ink}$	Inkrementelle Koppelinduktivität zwischen den Phasen x und y
N_{AS}	Anzahl der Statorabschnitte
n	Drehzahl
N	Wicklungszahl
N_L	Anzahl Läuferzähne
n_m	Mechanische Drehzahl
N_R	Anzahl Rotorzähne
N_S	Anzahl der Statorzähne
$N_{Sü}$	Anzahl der vom Läufer überdeckten Statorzähne
p	Polpaarzahl
$\bar{P}_{\Sigma,trans}$	Mittlere übertragbare Leistung
p_d	Dissipative Momentanleistung
p_e	Äußere Momentanleistung
P_{el}	Elektrische Leistung
P_{mech}	Mechanische Leistung
q_k	Ladung der Phase k
R	Ohmscher Widerstand
$R_{\Sigma M}$	Magnetischer Widerstand, Reluktanz
s_N	Schaltbefehl einer beliebigen Phase N
S_T^2	Drehmomentstreuung
T_P	Zeitintervall einer Periode
T^*	Drehmomentsollwert
T	Drehmomentwert
T_L	Lastdrehmoment
T_S	Einschaltzeit
T_{Σ}	Summenzeitkonstante
T_N	Nachstellzeit des PI-Reglers
u	Spannung
\ddot{U}	Übersetzungsverhältnis
u_{Bat}	Batteriespannung
u_i	Induzierte Spannung

u_{DC}	Zwischenkreisspannung
V_A	Antriebsverstärkung
v_m	Mechanische Geschwindigkeit
V_R	Reglerverstärkung
$W_{a,trans}$	Rotorseitige Übertragungsarbeit in Phase a
$W_{el,ret}$	Elektrische Rückspeisearbeit
$W_{el,max}$	Gesamte elektrisch zugeführte Arbeit
W_{mech}	Mechanische Arbeit
W_V	Verlustarbeit
x_m	Mechanische Position
δ_L	Luftspalt des Motors
$\Delta\varepsilon$	Winkeldifferenz
$\Delta\varepsilon_{err}$	Winkelfehler
$\widehat{\Delta T}$	Maximale Drehmomentschwankungsbreite
ε	Winkel
$\varepsilon_{el,N}$	Elektrischer Winkel einer beliebigen Phase N
ε_m	Mechanischer Winkel
ε_{off}	Abkommutierungswinkel
ε_{on}	Aufkommutierungswinkel
η	Wirkungsgrad
ϑ	Temperatur
Θ	Drehträgheit
\mathcal{L}	Lagrange-Formalismus
λ	Arbeitsverhältnis
μ_0	Magnetische Feldkonstante
μ_r	Permeabilitätszahl
τ_{pL}	Läuferpolteilung
τ_{pR}	Rotorpolteilung
τ_{pS}	Statorpolteilung
ψ	Mehrfach verketteter Fluss, kurz: Verkettungsfluss
ω_{el}	Elektrische Winkelgeschwindigkeit
ω_m	Mechanische Winkelgeschwindigkeit

Kurzfassung

Im Rahmen des NBP-Projekts wird ein Bahnsystem entwickelt, welches auf kleinen, autonom verkehrenden Fahrzeugen beruht. Diese so genannten RailCabs werden fahrerlos betrieben und können sich selbstständig zu Konvois zusammenschließen. Die Traktionskraft und damit die Beschleunigung der Fahrzeuge wird über das magnetische Luftspaltfeld eines Linearmotors erzeugt. Die Luftspaltbreite zwischen den strecken- und fahrzeugseitigen Motorteilen ist sowohl durch Witterungsbedingungen als auch durch Alterungserscheinungen veränderlich, was signifikante Auswirkungen auf den Betrieb, den Wirkungsgrad und die Kraftbildung hat. Der geschaltete Reluktanzmotor in linearer Bauweise erweist sich durch seine Fehlertoleranz und die robuste Bauweise als durchaus geeignet für diese Anwendung.

In der vorliegenden Arbeit werden drei Regelungskonzepte für einen 6-phasigen Traktionsantrieb mit linearem geschalteten Reluktanzmotor unter Berücksichtigung eines variierenden Luftspalts aufgezeigt und bewertet. Diese weisen eine einheitliche Struktur auf, welche sich in eine Arbeitspunktbestimmung und eine unterlagerte Stromregelung gliedern lässt. Als unterlagerte Stromregler werden PI-Regler und Hystereseregler betrachtet und hinsichtlich eines variierenden Luftspalts verifiziert. Ziel der Arbeitspunktbestimmung ist die Generierung von Stromsollwertprofilen, mit denen der Traktionsantrieb unter den gegebenen Randbedingungen möglichst verlustminimal betrieben wird. Dazu werden drei Methoden hergeleitet und bezüglich Wirkungsgrad und Kraftschwankungen bewertet:

- Die als „Optimalsteuerung“ bezeichnete Methode beruht auf der Modellierung des Reluktanzantriebs als verlustbehaftetes Lagrange-System und der Lösung eines Optimalsteuerungsproblems mit dem Ziel, verlustoptimale Stromprofile zu bestimmen, die bei vorgegebener Kraft den Bewegungsgleichungen sowie weiteren Nebenbedingungen genügen. Dabei werden die resultierenden Euler-Lagrange-Gleichungen zur numerischen Lösung des Optimalsteuerungsproblems genutzt.
- Die Blockkommutierung, als zweite Methode, beruht auf blockförmigen Stromsollwertprofilen. Bei dieser Methode ist prinzipbedingt eine größere Kraftstreuung als bei der Optimalsteuerung zu erwarten. Allerdings benötigt die Blockkommutierung auch deutlich weniger Rechenressourcen als die Optimalsteuerung.
- Die dritte Methode „Verteilungsfunktion“ weist in einem beschränkten Arbeitsbereich die geringsten Kraftschwankungen auf. Allerdings sind die Wirkungsgrade dieser Methode so gering, dass sie sich für die betrachtete Bahnanwendung als nicht geeignet erweist.

Anhand der hier betrachteten Bewertungskriterien ist die Optimalsteuerungsmethode auch bei variablem Luftspalt zu favorisieren.

Der NBP-Systemgedanke umfasst neben dem fahrerlosen Betrieb auch die kontaktlose und damit verschleißfreie Energieübertragung auf die Fahrzeuge. Im zweiten Teil der vorliegenden Arbeit wird das erweiterte Konzept des beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotor vorgestellt, welches eine inhärente, kontaktlose Energieübertragung auf den beweglichen Teil des Motors gestattet. Hierzu werden sowohl der Stator als auch der Läufer mit Wicklungen ausgerüstet. Die entwickelte Betriebsstrategie ermöglicht neben der Energieübertragung insbesondere auch die bessere Ausnutzung der statorseitigen Leistungshalbleiter. Desweiteren erhöht die übertragene Energie speziell im Teillastbereich den Wirkungsgrad signifikant.

Abstract

Subject of the research project NBP is a novel railway system with individually operated, autonomous and driverless vehicles (RailCabs) which can group automatically as a convoy. The drive of the railway system, a linear motor, consists of two parts distributed on the vehicles (mover) and along the track (stator). The thrust generation and efficiency of a linear motor is sensitive to the air gap between the stator and the mover. Unfortunately, the air gap varies due to weather conditions or aging of the considered railway system. A linear switched reluctance motor turns out to be suitable for this application due to fault tolerance and the robust construction.

This work deals with three control concepts for a 6-phase linear switched reluctance drive, considering a varying airgap. These concepts feature a uniform structure that can be described by an operating point assignment and an inner current control. For the latter, PI current controller and hysteresis current controller are investigated and verified with respect to a varying airgap.

The objective of the operating point assignment is to generate current setpoint profiles which minimize the losses while considering the given surroundings, e.g. the varying air gap. Three methods are derived and evaluated with respect to efficiency and force ripple:

- The method described as "optimal control" is based on discrete Euler-Lagrange equations, which offer a uniform way to model the dynamics of a switched reluctance drive. The objective of the optimal control problem is to minimize the losses while at the same time guaranteeing a constant force. The discrete Euler-Lagrange equations are used to solve the optimal control problem.
- The block commutation, as the second method, is based on block-shaped current setpoint profiles. As inherent to its functional principle, a higher force variance is expected by using block commutation compared to the optimal control. However, the block commutation requires significantly less computational resources than the optimal control.
- The third method "distribution function" offers the lowest force ripple in a small operating area. However, the efficiency of this method is too low to be considered for the described railway application.

Based on the considered evaluation criteria, the optimal control method is to be preferred with varying air gap as well.

The idea of the NBP project features not only driverless but also low-wear vehicles, which particularly implies contactless energy transfer. For this reason, an extended reluctance motor concept is presented in the second part of this paper, which is characterized by an inherent contactless energy transfer to the moving part of the motor. The stator and the mover of the doubly-excited switched reluctance motor carry windings. An operation strategy is developed, which offers a contactless energy transfer and an improved utilization of the stator semiconductors. Furthermore, the contactless transferred electrical energy is included in the efficiency which has a particularly positive effect on the partial load operation.

1 Einleitung

Das konventionelle Bahnsystem besteht meistens aus monolithischen Zügen, die mit minimalen Blockabständen betrieben werden. Dabei hat sich das Prinzip des Antriebs durch Kraftschluss über den Rad-Schienekontakt in den letzten 150 Jahren nicht wesentlich verändert. Aus dieser Erkenntnis heraus und mit dem Bestreben, den Fahrkomfort und die Flexibilität des Bahnsystems zu erhöhen, wurde 1997 an der Universität Paderborn das interdisziplinäre Konsortium der Neuen Bahntechnik Paderborn (NBP) gegründet. Ziel des NBP-Projekts ist die Entwicklung eines neuartigen Bahnsystems, welches auf kleinen, autonom verkehrenden Fahrzeugen, den so genannten RailCabs beruht. Die RailCabs werden bedarfsgerecht eingesetzt, sodass mit diesem Ansatz sowohl der Massenverkehr als auch der Individualverkehr bedient werden kann [HRS07].

Der Grundgedanke der Neuen Bahntechnik Paderborn sieht den Einsatz vieler kleiner autonomer RailCabs vor, die mittels moderner Kommunikationssysteme kundenspezifisch geordert werden können. Damit ergibt sich ein flexibles System aus ‚Schienentaxis‘, die im Nah- und Regionalverkehr Personen und Güter zielrein transportieren und sich bis zu einer Maximalgeschwindigkeit von 160 km/h selbstständig zu Konvois zusammenschließen können. Die Konvoibildung reduziert zum einen den Windwiderstand der Folgefahrzeuge und ermöglicht zum anderen eine bessere Streckenausnutzung. Dabei sollen die RailCabs im Gegensatz zu vielen anderen Konzepten die vorhandene Infrastruktur des bereits bestehenden, weit verzweigten Schienennetzes nutzen.

Die Flexibilität des NBP-Konzepts hängt dabei vom Traktionsantrieb und dem verschleißminimalen Aufbau der Fahrzeuge ab. Daher wurde in einer ersten Realisierung ein **doppelt gespeister Asynchronlinearmotor (DGALM)** aufgebaut, der auch als kontaktloser Energieübertrager dient [HEN03] [POT05]. Die Traktionskraft und damit die Beschleunigung des Fahrzeugs erfolgt über das magnetische Luftspaltfeld und nicht über den Rad-Schienekontakt. Dadurch weisen die Linearmotor getriebenen Bahnfahrzeuge eine konstante und verlässliche Kraftentwicklung auf, die auch bei schlechten Witterungsverhältnissen in der Lage sind große Steigungen zu bewältigen.

Dieses Antriebskonzept bedarf zwar keiner Oberleitung, allerdings führen die im Gleisbett verbauten und elektrifizierten Linearmotoren zu enormen Installationskosten. Zudem verändert der Linearmotor im Gleisbett sowohl durch Witterungsbedingungen, als auch durch Alterungserscheinungen seine absolute Position und damit die Luftspaltbreite zwischen den strecken- und fahrzeugseitigen Motorteilen. Der Luftspalt muss daher relativ groß gehalten werden, um einen mechanischen Kontakt des beweglichen Motorteils mit der Strecke auch über die Lebenszeit des Antriebs ausschließen zu können. Der große, stochastisch variierende Luftspalt wirkt sich dabei allerdings negativ auf den Wirkungsgrad und die Vorschubkraftgenerierung aus.

Auch wenn ein Linearmotor auf Grund seiner größeren Steigfähigkeit und dem witterungsunabhängigen Kraftschluss für den Bahnverkehr geeigneter erscheint als ein rotierender Antrieb, so sind der aus dem großen Luftspalt bedingte geringe Wirkungsgrad und die hohen Installationskosten dennoch ein Ausschlusskriterium für den flächendeckenden Einsatz dieses Antriebssystems. Das heutige Umweltbewusstsein fordert von einem zukunftsorientierten, innovativen Bahnfahrzeug mindestens die Antriebswirkungsgrade eines modernen rotierenden Bahnantriebs. In dieser Arbeit wird daher ein Traktionsantrieb mit linearem geschalteten Reluktanzmotor für ein RailCab untersucht. Dieser Motortyp zeichnet sich durch seine einfache mechanische Struktur aus und ist durch seinen robusten und

kosteneffizienten Aufbau durchaus für urbane Transportsysteme geeignet [KRI05]. Bei konventionellen geschalteten Reluktanzantrieben wird nur eine Seite des Motors mit Wicklungen ausgestattet, während der andere Teil des Motors nur aus laminiertem Stahl besteht. Wird dabei nur der fahrzeugseitige Teil des Motors mit Wicklungen versehen, so ergeben sich durch den passiven Stator im Vergleich zum DGALM deutlich geringere Installationskosten. Allerdings ist mit dieser Ausführungsform keine kontaktlose Energieübertragung ins Fahrzeug möglich und es würden zusätzliche Kosten für Oberleitungen oder Stromschienen entstehen. Ein Vergleich dieses Reluktanzmotorkonzepts wäre demnach nur mit einem einseitig gespeisten linearen Induktionsmotor (LIM) zulässig [KRI05].

In dieser Arbeit werden unterschiedliche Regelungskonzepte und Betriebsstrategien für einen 6-phasigen geschalteten Reluktanzantrieb unter Berücksichtigung eines variierenden Luftspalts aufgezeigt und bewertet. Die Bewertung erfolgt auf Basis des Wirkungsgrades, der Kraftschwankung und der Fehlertoleranz im Vergleich zum doppeltgespeisten Asynchronearmotor des NBP-Projekts.

Der Aufbau einer linearen Testanlage mit großen Verfahrwegen zur Untersuchung des Reluktanzmotors während der Fahrt war aus Kostengründen nicht möglich. Daher basieren die Untersuchungen der Regelungskonzepte auf einem Simulationsmodell, welches mit einer **Finiten Element Analyse (FEA)** ermittelt und an zwei Prüfständen verifiziert wird. Ein linearer aber statischer Prüfstand dient dabei der Einflussanalyse des variierenden Luftspalts, während ein rotatorischer Prüfstand zur Verifikation des Motormodells bei Geschwindigkeiten ungleich Null und bei konstantem Luftspalt genutzt wird. Das resultierende Motormodell mit variablem Luftspalt basiert auf Kennfeldern des rotatorischen Prüfstands. Allerdings können die Ergebnisse auf Grund der Ähnlichkeit zum Linearmotorprüfstand auf den linearen geschalteten Reluktanzmotor übertragen werden [KKP08a].

Ein weiterer Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Entwicklung eines erweiterten Reluktanzmotorkonzepts mit inhärenter kontaktloser Energieübertragung von der Strecke in das Fahrzeug. Der daraus resultierende **beidseitig erregte geschaltete Reluktanzmotor (BEGRM)** erfüllt demzufolge die gleichen Funktionen wie der DGALM, sodass ein direkter Vergleich zulässig ist. Die Modellbildung basiert ebenfalls auf einer FEA und einem angepassten rotatorischen Prüfstand. Das Konzept des BEGRM soll dabei den gleichen regelungstechnischen Anforderungen genügen wie der DGALM. Demnach muss eine Energieübertragung ohne nennenswerten Einfluss auf die Kraftentwicklung erfolgen. Zudem soll das zugrunde liegende Regelungskonzept auch für einseitig erregte Reluktanzmotoren anwendbar sein, sodass ein universeller Betrieb möglich ist. Die Komplexität der Betriebsstrategie, sowie die maximal übertragbare Energie dienen als Grundlage für die anschließende Bewertung dieses Konzepts.

Aufbau der Arbeit

In Kapitel 1 werden die Systemziele der Neuen Bahntechnik Paderborn vorgestellt. Daraus werden die Anforderungen an den Linearmotor abgeleitet, sodass ein linearer geschalteter Reluktanzmotor als Traktionsantrieb für ein RailCab spezifiziert werden kann. Ausgehend von dieser Spezifikation werden zwei Ausführungsformen des geschalteten Reluktanzantriebs als Prüfstände prototypisch aufgebaut und in Kapitel 3 beschrieben. Da der Aufbau einer

linearen Testanlage mit großen Verfahrenswegen zur Untersuchung eines variablen Luftspalts nicht möglich ist, wird in Kapitel 4 ein detailliertes Motormodell hergeleitet. Die Parameter der Modellgleichungen werden mit einer Finiten Element Analyse ermittelt und an zwei Prüfständen verifiziert. Das parametrisierte Motormodell wird anschließend zur Untersuchung des Betriebsverhaltens des betrachteten Reluktanzmotors in ein Simulationsmodell integriert. In Kapitel 5 werden mehrere Regelungskonzepte für den geschalteten Reluktanzmotor vorgestellt und u.a. hinsichtlich Robustheit gegenüber einem variierenden Luftspalt bewertet. Da zur Verifikation der Regelungskonzepte bei Geschwindigkeiten größer Null ein rotatorischer Prüfstand verwendet wird, werden in diesem Kapitel Drehmomente anstelle von Tangentialkräften betrachtet. Die Ähnlichkeit des rotatorischen Prüfstands zum linearen Prototyp erlaubt allerdings eine Abbildung der Ergebnisse auf den Linearmotor. Die betrachteten Regelungskonzepte besitzen alle eine unterlagerte Stromregelungsschleife, sodass auch diese hinsichtlich eines variierenden Luftspalts untersucht und bewertet wird. Darüber hinaus wird der betrachtete Reluktanzantrieb hinsichtlich seiner Fehlertoleranz in Kapitel 6 diskutiert. In Kapitel 7 wird der beidseitig erregte geschaltete Reluktanzmotor vorgestellt, der im Rahmen dieser Arbeit für eine inhärente, kontaktlose Energieübertragung konzipiert wird. Daran schließt sich eine Analyse und Verifikation der notwendigen rotorseitigen Stromrichtertopologie an. Abschließend wird dieses Motorkonzept auf Basis der vorgestellten Betriebsstrategie und der maximal übertragbaren Energie bewertet.

2 Spezifikation des Traktionsantriebs

In diesem Kapitel werden das Prinzip und die Ziele der Neuen Bahntechnik Paderborn (NBP) erläutert. Basierend auf den Anforderungen des NBP-Systems an den Traktionsantrieb wird der Einsatz eines linearen geschalteten Reluktanzmotors motiviert und potentielle Linearmotorvarianten bewertet. Für eine Variante wird die Auslegung des Linearmotors und der Leistungselektronik diskutiert.

2.1 Das NBP-System

Das Ziel des Projekts Neue Bahntechnik Paderborn ist die Entwicklung eines flexiblen und komfortablen Bahnsystems, welches sich von den Strukturen des konventionellen Schienenverkehrs befreit und eine deutlich bessere Streckenausnutzung und Kundenzufriedenheit verspricht. Dieses Ziel wird durch den Einsatz kleiner, autonomer Bahnfahrzeuge angestrebt, die mittels moderner Kommunikationstechnik vom Kunden direkt wie ein Taxi bestellt werden und ohne Zwischenhalt sowohl Personen als auch Güter zielrein transportieren [HRS07].

Diese autonomen „Schientaxis“, auch RailCabs genannt, sollen dabei das vorhandene und weit verzweigte Schienennetz nutzen. Um auch dem Ziel eines erhöhten Streckendurchsatzes Rechnung zu tragen, können sich die RailCabs automatisch zu Konvois zusammenschließen und zusätzlich auch den Windwiderstand der Folgefahrzeuge minimieren. Dabei wird eine Maximalgeschwindigkeit von 160 km/h angestrebt, welche im Konvoi nur durch das lenkbare Fahrwerk in Kombination mit einer passiven Weiche realisiert werden kann. Diese Fahrzeug- bzw. Streckenkomponenten wurden im Rahmen des NBP-Projekts entwickelt, da die Weichen der heutigen Bahn bei dieser Geschwindigkeit und den geringen Fahrzeugabständen im Zentimeterbereich nicht schnell genug schalten können, um ein einzelnes Fahrzeug aus der Mitte des Konvoiverbunds unfallfrei „abbiegen“ zu lassen [HRS07]. Die Fahrmanöver im Konvoi setzen aber einen zuverlässigen und berechenbaren Antrieb voraus, der über einen witterungsabhängigen Rad-Schienekontakt nicht gewährleistet werden kann. Aus diesem Grund setzt das NBP-System auf einen Linearantrieb, welcher das RailCab über ein magnetisches Luftspaltfeld beschleunigt oder bremst. Die Räder der Schienenfahrzeuge dienen dabei lediglich der Spurführung.

Der NBP-Systemgedanke basiert auf kleinen autonomen Fahrzeugen, welche flexibel für den Güter- oder Personentransport eingesetzt werden können. Daraus resultiert zum einen ein modularer und skalierbarer Fahrzeugaufbau, der für alle Transportarten oder -größen genutzt werden kann. Zum anderen ist für den autonomen Einsatz dieser Fahrzeuge unbedingt ein wartungsarmer Betrieb erforderlich. Der Einsatz eines Linearmotors kommt dieser Forderung entgegen, da die Räder nicht mehr zum Antreiben oder Bremsen genutzt werden und somit deutlich weniger verschleßen. Ebenso würden eine kontaktlose Energieübertragung und damit die Substitution der verschleißbehafteten Oberleitungen oder Stromschienen, die Wartungsintervalle der RailCabs deutlich vergrößern. In der folgenden Tabelle sind einige fahrwerks- und antriebsrelevante Systemziele des NBP-Projekts zusammengetragen, aus denen sich die Motivation für den Einsatz eines Linearmotors ableiten lässt.

Ziele	Indikatoren	Maßnahmen
Kostengünstiger Betrieb des Systems	<ul style="list-style-type: none"> - Wartungsarme Fahrzeuge durch Reduzierung des Verschleißes - Minimale Energiekosten - Minimale Installationskosten 	<ul style="list-style-type: none"> - Oberleitungs- oder stromschienenfreier Betrieb - Wirkungsgradoptimaler Betrieb - Kosteneffizientes Antriebskonzept
Minimale Integrationshürden bei der Einführung des Systems	<ul style="list-style-type: none"> - Nutzung des bestehenden Schienennetzes 	<ul style="list-style-type: none"> - Fahrwerk mit Rädern zur Spurführung
Bessere Streckenausnutzung, bzw. hohe Durchschnittsgeschwindigkeiten	<ul style="list-style-type: none"> - Bildung oder Auflösung eines Konvois bei hohen Geschwindigkeiten 	<ul style="list-style-type: none"> - Deterministische Antriebs- und Bremskraft - Lenkbares Fahrwerk - Passive Weiche - Relativgeschwindigkeiten der RailCabs zueinander
Hoher Fahrkomfort	<ul style="list-style-type: none"> - Geringe Geräuscentwicklung - Vibrationsarmer Betrieb 	<ul style="list-style-type: none"> - Kein Antrieb über Rad-Schienekontakt - Minimale Kraftschwankung

Tabelle 1: Fahrwerks- und antriebsrelevante Systemziele

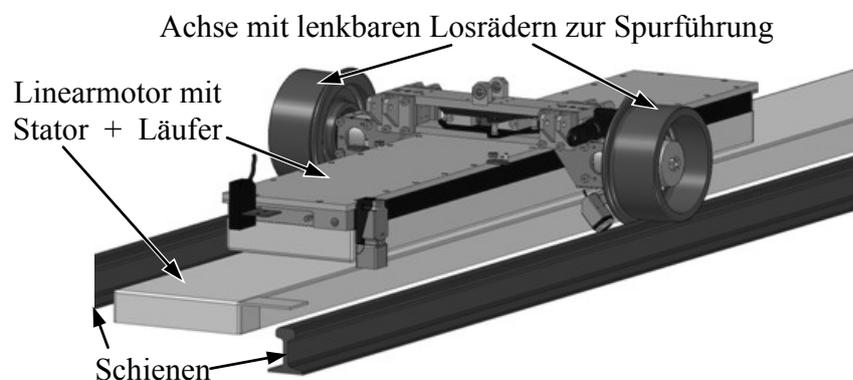


Abbildung 2.1: Losradachse und Linearmotor des NBP-Systems

2.2 Anforderungen an den Linearantrieb

Nachdem im vorangegangenen Kapitel die antriebsrelevanten Systemziele des NBP-Projekts diskutiert wurden, werden im folgenden Abschnitt die Anforderungen an den Antrieb dargestellt.

Ein wesentlicher Kernaspekt des NBP-Projekts liegt in der automatischen Konvoibildung. Diese setzt eine berechenbare Antriebs- und Bremskraft voraus, welche nicht durch Witterungseinflüsse oder Streckenbeschaffenheiten beeinflusst werden darf. Diese Anforderung schließt die Nutzung des konventionellen, reibungsbehafteten Rad-

Schienekontakts zur Kraftübertragung aus. Die geforderte deterministische Kraftübertragung kann aber bei weiterer Verwendung der vorhandenen Bahntrassen durch ein magnetisches Luftspaltfeld eines Linearmotors realisiert werden. So dient der Rad-Schienekontakt lediglich der Spurführung, während ein zwischen den Gleisen verlegter Linearmotor auch bei vereisten Bahntrassen und großen Steigungen eine verlässliche Antriebs- und Bremskraft verspricht.

Aus diesem Grund wurde im Rahmen des NBP-Projekts ein **doppelt gespeister Asynchronearmotor** (DGALM) untersucht, welcher nicht nur die Anforderung einer witterungs- und steigungsunabhängig berechenbaren Tangentialkraft (Schubkraft) erfüllt, sondern auch die Möglichkeit der inhärenten, kontaktlosen Energieübertragung von der Strecke in das Fahrzeugbordnetz bietet [HEN03]. Durch diese Eigenschaft kann auf eine gesonderte Energieversorgung durch Oberleitungen oder Stromschienen verzichtet werden. Da bei diesem Motortyp allerdings ein aktiver Linearmotor mit Kupferwicklungen kilometerweit zwischen den Schienen verlegt werden muss, bietet der DGALM sicher keinen Installationskostenvorteil gegenüber einem Linearmotor mit passivem Streckenteil und Oberleitungen oder Stromschienen (wie z.B. der LIM). Allerdings kann der DGALM durch seine kontaktlose Energieübertragung in urbanen Gebieten eingesetzt werden, in denen aus optischen oder sicherheitstechnischen Gründen keine kontaktbehaftete Energieübertragung gewünscht ist.

Die hohen Konvoigeschwindigkeiten setzen aber nicht nur einen berechenbaren, sondern auch einen verlässlichen Antrieb voraus, sodass der Konvoi auch im Fehlerfall kontrolliert in einen sicheren Zustand überführt werden kann. Diese Forderung kann der DGALM nicht direkt erfüllen, da bei einem Ausfall der streckenseitigen Energieversorgung keine nennenswerte Kraft mehr mit dem Linearmotor erzeugt werden kann. Daher ist eine unabhängige, kontaktbehaftete Bremsanlage notwendig, die ein einzelnes RailCab zumindest bis zum Stillstand abbremst.

Die hohen Installationskosten und die nur bedingte Zuverlässigkeit des DGALM motivieren die Untersuchung alternativer Antriebskonzepte. Die auf dem magnetischen Luftspaltfeld beruhende Krafterzeugung gilt für das NBP-Konzept allerdings weiterhin als notwendig, sodass der Einsatz eines Linearantriebs hier nicht in Frage gestellt wird. An dieser Stelle soll vielmehr ein Motorkonzept diskutiert werden, welches die hier aufgeführten Nachteile des DGALM bestenfalls kompensieren kann.

Dabei motivieren nicht nur die hohen Installationskosten des geometrisch weit ausgedehnten Linearmotors weitere Untersuchungen, sondern auch die durch den Antriebswirkungsgrad beeinflussten Energiekosten im laufenden Betrieb. Der in [HEN03] aufgebaute DGALM kann bei einem mechanischen Luftspalt¹ von 10 mm einen maximalen Wirkungsgrad von ca. 60 % bei einer Maximalgeschwindigkeit von 20 m/s erreichen. An dieser Stelle sei allerdings erwähnt, dass dieses spezielle Linearmotordesign auf einem Kompromiss aus kontaktloser Energieübertragung und maximaler Tangentialkraft beruht, sodass dieser Wert natürlich nicht allgemeingültig für alle Asynchronearmotoren ist. Jedoch motiviert der geringe Wirkungsgrad die Betrachtung alternativer Linearmotoren bei gleichen Randbedingungen.

Die Randbedingungen für den Vergleich sind durch die Außentestanlage (Anhang 1) des RailCab-Projekts gegeben [HRS07]. Die Außentestanlage wurde im Maßstab 1:2,5 aufgebaut und verfügt über eine Steigung von 5,3 %. Das RailCab-Versuchsfahrzeug wiegt inklusive

¹ Der mechanische Luftspalt ist dabei als sichtbarer Luftspalt zwischen den beiden Abdeckungen der Linearmotorteile zu verstehen. Die Dicke der beiden Motorabdeckungen muss auf den mechanischen Luftspalt addiert werden, um den tatsächlichen magnetischen Luftspalt zwischen Stator- und Läuferpol zu erhalten. Der in [HEN03] aufgebaute DGALM hat also einen magnetischen Luftspalt von ca. 12 mm.

des DGALM ca. 1,2 t. Es soll auf gerader Strecke eine Beschleunigung von $0,8 \text{ m/s}^2$ aufweisen und auch die Steigung von 5,3 % bei einer Nenngeschwindigkeit von 10 m/s sicher bewältigen können. Daher wird von der Tangentialkraft des Linearmotors ein Nennwert von mindestens 1200 N gefordert.

Der magnetische Luftspalt bei dieser Anlage beträgt nominell 12 mm. Allerdings variiert der Luftspalt entlang der Strecke aufgrund der Installationstoleranzen, Alterungserscheinungen und thermischen Einflüssen (vergl. Kapitel 4.5). Die folgende Tabelle fasst alle relevanten Anforderungen zusammen:

Bezeichnung	Anforderung
Magnetischer Luftspalt	Der magnetischer Luftspalt muss nominell 12 mm betragen
Maximale Abmessungen	Die geometrischen Abmessungen des DGALM dürfen nicht überschritten werden.
Tangentialkraft	Die Tangentialkraft muss einen Nennwert von min. 1200 N aufweisen
Geschwindigkeit	Die Nenngeschwindigkeit muss 10 m/s betragen
Zuverlässigkeit	Auf Grund des autonomen Fahrbetriebs muss eine hohe Ausfallsicherheit des Antriebs sicher gestellt werden
Deterministische Kraftentwicklung	Die Antriebs- bzw. Bremskraft muss im Betrieb vorausberechenbar sein. (Notwendige Bedingung für den Konvoibetrieb)
Kontaktlose Energieübertragung	Eine kontaktlose Energieübertragung ist wünschenswert. (für einen direkten Vergleich mit dem DGALM notwendig)
Geräusentwicklung	Der Antrieb darf keine störende Geräusentwicklung aufweisen. (Diese Anforderung kann aus dem Systemziel „hoher Fahrkomfort“ abgeleitet werden. Allerdings gibt es keine quantitativen Toleranzgrenzen, daher eher ein qualitatives Ziel)
Antriebswirkungsgrad	Der Traktionsantrieb muss einen hohen Wirkungsgrad aufweisen. (Diese Anforderung kann aus dem Systemziel „Kostengünstiger Betrieb“ abgeleitet werden. Im Vergleich zum DGALM soll der maximale Antriebswirkungsgrad größer als 60% sein)
Relativgeschwindigkeiten	Eine unabhängige Geschwindigkeitsregelung der Fahrzeuge auf einem Statorabschnitt zur Konvoibildung oder -auflösung muss möglich sein

Tabelle 2: Anforderungen an den Linearantrieb für die Außentestanlage

2.3 Motivation für einen linearen geschalteten Reluktanzantrieb

Ein alternativer Linearantrieb für die RailCabs muss den in Tabelle 2 definierten Anforderungen genügen. Dabei spielt der Antriebswirkungsgrad bei der Auswahl des Motorkonzepts eine entscheidende Rolle. Sehr gute Wirkungsgrade und hohe Kraftdichten sind bekanntermaßen durch permanenterreichte Synchronmaschinen zu erreichen. Allerdings sind die dafür erforderlichen Seltenen Erden relativ teuer, sodass eine Permanentenerregung des Stators nicht wirtschaftlich wäre. Eine Permanentenerregung des Läufers wäre ebenfalls nicht empfehlenswert. Zum einen würden sich alle auf der Strecke befindlichen magnetisch leitenden Metalle am Läufer sammeln und potentiell die Motorabdeckungen beschädigen. Zum anderen würde eine Energieübertragung nur mit einem separaten kontaktlosen System oder durch Oberleitungen bzw. Stromschienen realisierbar sein. Aus diesen Gründen wird ein permanenterreichter Synchronmotor in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Der Verzicht auf Permanentmagneten im Antriebsstrang reduziert die potentiellen Motorkonzepte auf Asynchronmaschinen², Reluktanzmaschinen und Transversalflussmaschinen. Letztere werden ebenfalls nicht weiter betrachtet, da sie durch ihren geometrischen Aufbau nur schwer in das beschriebene Bahnsystem integrierbar wären. So verbleibt offensichtlich nur ein alternatives Motorkonzept, welches prinzipiell als Traktionsantrieb für ein RailCab realisierbar wäre: der lineare geschaltete Reluktanzantrieb, kurz LGRM. Der Einsatz dieses Motorkonzepts für urbane Transportsysteme und ein direkter Vergleich mit einem Asynchronlinearmotor (LIM) wurde bereits von Krishnan in [KRI05] ausführlich diskutiert. Der Vergleich bezieht sich dabei auf Kosten und Ausfallsicherheit des Motors, Ausfallsicherheit und Fehlertoleranz der Leistungselektronik, Anzahl der regelbaren Bauteile pro Phase, Art der Wicklung, Volumen und Gewicht des Kupfers und nicht zuletzt der Konstruktionsaufwand und die Wartung. Tabelle 3 gibt einen Überblick über die Vergleichsergebnisse für die Motorkonzepte. Diese Vergleichstabelle in Kombination mit einem Vergleich der Stromrichtertopologien in [KRI05] lassen den Rückschluss zu, dass der LGRM dem LIM in Summe überlegen ist. Die Vergleichskriterien sind allerdings nur qualitativ bewertet worden, sodass ein belastbarer und konkreter Beweis an dieser Stelle aussteht. Dennoch motiviert das Vergleichsergebnis eine nähere Betrachtung des linearen geschalteten Reluktanzmotors unter den in Kapitel 2.2 definierten Randbedingungen bzw. Anforderungen.

Die in Tabelle 3 betrachteten Motorkonzepte können beide keine inhärente kontaktlose Energieübertragung aufweisen. Diese Anforderung aus Tabelle 2 wird demnach nicht direkt erfüllt. Allerdings kann der LIM mit aktivem Läufer³ auch als DGALM betrieben werden, indem die passive Reaktionsschiene durch einen aktiven Stator mit Wicklungen ausgetauscht wird. Die Integration des DGALM in Kombination mit einem LIM in einem System wurde bereits erfolgreich an der NBP-Versuchsanlage getestet [GRO04]. In den Weichenbereichen befindet sich eine passive Reaktionsschiene (LIM), während der Rest der Strecke mit einem aktiven Stator ausgestattet ist (DGALM). Für den geschalteten Reluktanzmotor besteht derzeit noch kein Konzept, welches einen Systemwechsel zwischen passivem und aktivem Stator zulässt.

² An dieser Stelle sind lineare Asynchronmaschinen mit passiver Reaktionsschiene, ähnlich einem Kurzschlussläufer, gemeint (englisch: LIM). Wird im Weichenbereich des NBP-Konzepts eingesetzt.

³ Wicklungen und Umrichter befinden sich im Fahrzeug, während die passive Reaktionsschiene als Stator zwischen den Gleisen verlegt wird.

Kategorien	LIM	LGRM
Stator und Läufer	Wicklungen (oder Kupfer) auf beiden	Wicklungen nur auf einem von beiden
Wicklungen	Verteilt	Konzentriert
Koppelinduktivitäten zwischen den Phasen	Sehr hoch	Vernachlässigbar
Fehler	Wird von einer Phase auf die andere übertragen	Wird nicht übertragen
Fehlertoleranz	Gering	Hoch
Strom	AC	DC
Wartung	Gering	Am geringsten
Konstruktive Komplexität	Angemessen	Am einfachsten
Kosten	Gering	Am geringsten

Tabelle 3: Vergleich der Motortypen⁴ (Quelle: [KRI05])

Fazit

Der lineare geschaltete Reluktanzmotor scheint im Vergleich zum Asynchronlinearmotor durchaus wirtschaftlich zu sein und weist eine hohe Fehlertoleranz auf. Aus diesem Grund wird der lineare geschaltete Reluktanzmotor in den folgenden Kapiteln eingehend diskutiert. An dieser Stelle sei allerdings auch vermerkt, dass dieses Motorkonzept für seine ausgeprägte Drehmoment- bzw. Kraftschwankung bekannt ist. Daher findet sich in der Literatur eine große Anzahl an Arbeiten zur Kraftschwankung (z.B. [FCC07] [LLK06] [BLV00]), die diesem Thema entweder mit einem angepassten Motordesign oder durch intelligente Regelungsverfahren begegnen.

Die betrachtete Bahnanwendung stellt mit dem variierenden Luftspalt allerdings eine ganz neue Herausforderung für geschaltete Reluktanzmotoren dar. Der variierende Luftspalt und die kontaktlose, inhärente Energieübertragung für den linearen geschalteten Reluktanzmotor liegen daher im Fokus dieser Arbeit.

⁴ Die Tabelle 3 ist aus [KRI05] entnommen und in Deutsch übersetzt worden.

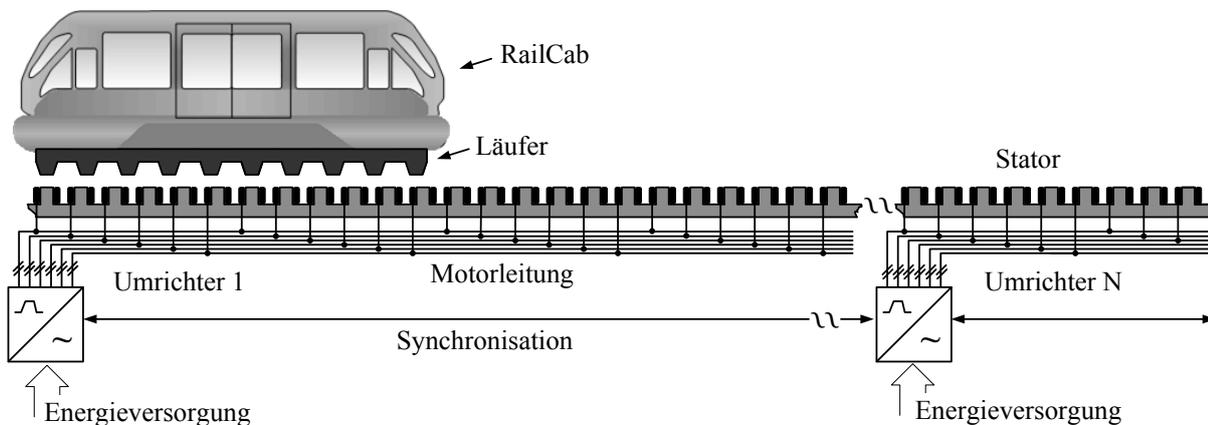
2.4 Konzeptionierung des linearen geschalteten Reluktanzantriebs

Im vorherigen Kapitel wurde der lineare geschaltete Reluktanzmotor als alternativer Linearantrieb für das NBP-System motiviert. Allerdings wurde die Ausführungsform noch nicht diskutiert. Bei linearen geschalteten Reluktanzmotoren stellt sich initial die Frage, welcher Teil des Motors mit Wicklungen ausgestattet und aktiv bestromt werden soll. Abgesehen von beidseitig gespeisten Linearmotoren ist es aus Kostengründen immer von Vorteil, bei Anlagen mit großer Streckenlänge, das Fahrzeug mit der aktiven Komponente (Wicklungen und Umrichter) auszustatten. Die benötigte Antriebsleistung muss durch ein zusätzliches kontaktbehaftetes oder induktives System in das Fahrzeug übertragen werden. Dem entgegen steht eine streckenseitige Realisierung bei der die Wicklungen und die notwendigen Umrichter in der Strecke verbaut sind.

2.4.1 Varianten des Linearantriebs

Linearmotor mit aktivem Stator

Diese Variante besteht aus einem passiven Läufer unter dem Fahrzeug und einem aktiven Stator, der im Gleisbett verlegt wird. Dabei werden die Umrichter für die statorseitigen Wicklungen ebenfalls entlang der Bahnstrecke installiert (Abbildung 2.2). Dadurch sind diese zwar einfach an das hiesige Stromversorgungsnetz anzuschließen, allerdings impliziert die Elektrifizierung der Strecke hohe Installationskosten und komplexe Steuereinheiten.



**Abbildung 2.2: RailCab mit passivem Läufer und aktivem Stator:
Streckenseitige Energieversorgung**

Auf Grund der begrenzten Zwischenkreisspannung muss der aktive Stator in Abschnitte gegliedert werden. Jeder Abschnitt benötigt einen am Stromversorgungsnetz angeschlossenen Umrichter und eine intelligente Steuereinheit, die aus Effizienzgründen den jeweiligen Abschnitt nur bei Überfahren des Läufers bestromt. Zudem muss die Steuereinheit auch die absolute Position und das Gewicht des betreffenden Fahrzeugs kennen, um dieses definiert beschleunigen zu können. Allerdings sind Konvoimanöver mit Abständen im Zentimeterbereich mit dieser Ausführungsform nicht umsetzbar. Der Konvoibetrieb setzt Relativgeschwindigkeiten zwischen den Fahrzeugen voraus, um ein Zusammenschluss oder die Auflösung eines Konvois realisieren zu können. Der aktive Streckenumrichter kann dabei nur eine Synchrongeschwindigkeit für alle auf dem jeweiligen Abschnitt fahrenden RailCabs zur Verfügung stellen. Desweiteren verfügt ein Fahrzeug mit passivem Läufer über keine

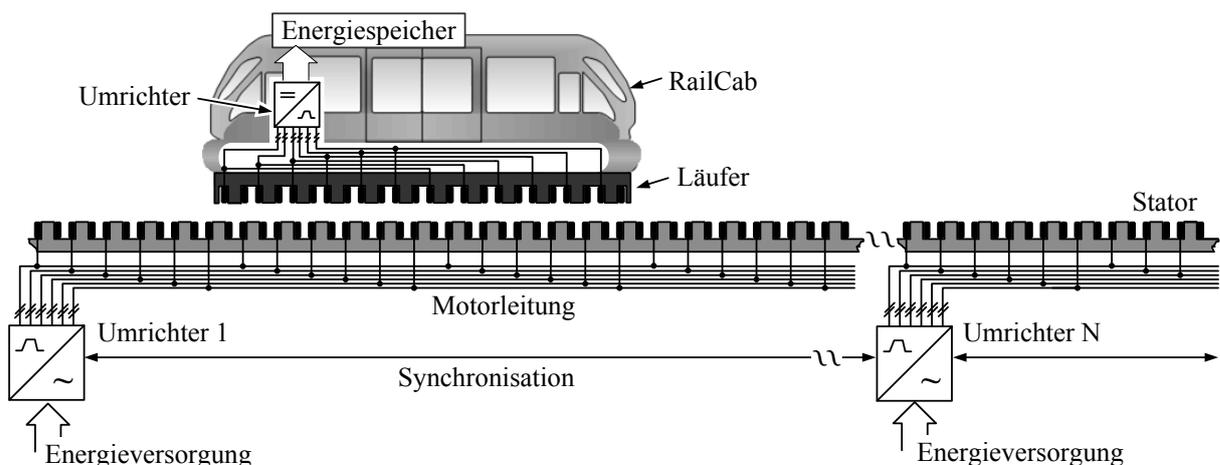
elektrische Energie für z.B. die Klimatisierung. Damit gelten für diese Variante folgende Einschränkungen:

- Kein Konvoibetrieb möglich
- Keine inhärente, kontaktlose Energieübertragung möglich

Linearmotor mit aktivem Stator und aktivem Läufer

Dieses Konzept besitzt sowohl einen aktiven Stator als auch einen aktiven Läufer und ist der Anforderung nach einer inhärenten, kontaktlosen Energieübertragung geschuldet.

Bislang wurde noch kein derartiges System mit linearem geschaltetem Reluktanzmotor realisiert und veröffentlicht. Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Arbeit in Kapitel 7 ein solches Konzept entworfen und prototypisch aufgebaut.



**Abbildung 2.3: RailCab mit aktivem Läufer und aktivem Stator:
Streckenseitige Energieversorgung mit kontaktloser Energieübertragung**

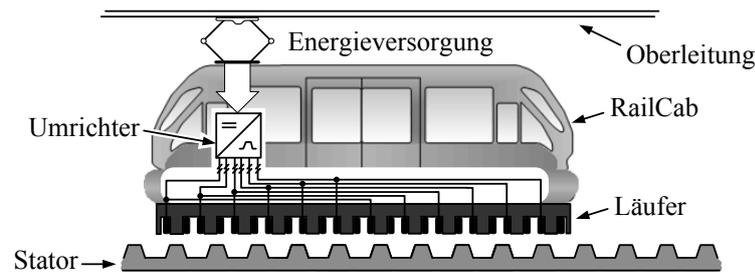
Der daraus resultierende beidseitig erregte geschaltete Reluktanzmotor basiert auf einem aktiven Stator, über den die Antriebsleistung in das System eingebracht wird. Die zusätzlichen Wicklungen im Läufer dienen lediglich der kontaktlosen Energieversorgung des Fahrzeugbordnetzes, welches zusätzlich durch einen Langzeitenergiespeicher (z.B. Batterien) gestützt werden kann. Damit werden keine zusätzlichen kontaktbehafteten Stromschienen oder Oberleitungen benötigt. Allerdings können auch mit dieser Variante keine Relativgeschwindigkeiten zwischen den Fahrzeugen gefahren werden. Damit gilt für diese Variante folgende Einschränkung:

- Kein Konvoibetrieb möglich

Linearmotor mit aktivem Läufer

Beim Linearmotor mit aktivem Läufer und passivem Stator kann die erforderliche elektrische Antriebsleistung kontaktbehaftet in das RailCab übertragen und dann gezielt in mechanische Leistung gewandelt werden.

Der Umrichter befindet sich dabei auf dem Fahrzeug, sodass mit entsprechender Sensorik eine Geschwindigkeitsregelung relativ einfach umgesetzt werden kann. Dieses konventionelle Konzept ist bei U-Bahnen, Straßenbahnen oder auch Eisenbahnen wiederzufinden und ermöglicht auch Relativgeschwindigkeiten zwischen den RailCabs im Konvoi.



**Abbildung 2.4: RailCab mit aktivem Läufer und passivem Stator:
Fahrzeugseitige und kontaktbehaftete Energieversorgung**

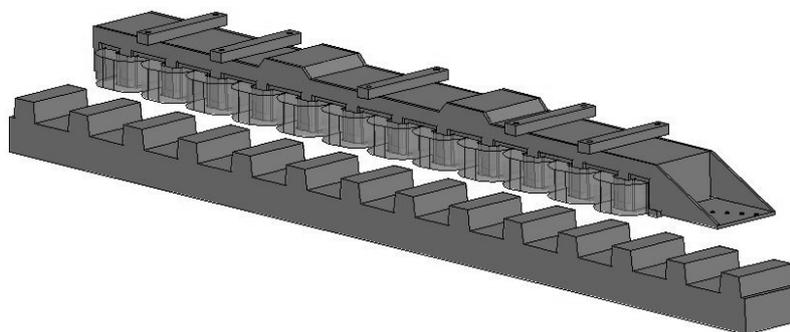
Allerdings sieht dieses Konzept keine inhärente, kontaktlose Energieversorgung vor. Damit gilt für diese Variante folgende Einschränkung:

- ➔ Keine inhärente, kontaktlose Energieübertragung möglich

2.4.2 Auslegung des Linearmotors

Keine der drei aufgeführten Linearmotorvarianten in Kapitel 2.4.1 erfüllt alle Anforderungen aus Tabelle 2. Allerdings ist die inhärente, kontaktlose Energieübertragung aus Systemsicht nur wünschenswert und nicht zwingend erforderlich. Auch wenn diese Eigenschaft für einen direkten Vergleich mit dem DGALM notwendig wäre. Dennoch ist die inhärente, kontaktlose Energieübertragung nicht als Ausschlusskriterium zu verstehen, im Gegensatz zum Konvoibetrieb. Aus diesem Grund erfolgt die Realisierung und Untersuchung des linearen geschalteten Reluktanzantriebs vornehmlich auf Basis eines Linearmotors mit aktivem Läufer (Abbildung 2.5). Die Option einer inhärenten, kontaktlosen Energieübertragung wird separat in Kapitel 7 diskutiert.

Der lineare geschaltete Reluktanzantrieb wurde von der Firma Emetron Ltd. auf Basis der Anforderungen an den Linearantrieb für die Außentestanlage (Tabelle 2) entworfen und prototypisch aufgebaut [KKP08a]. Dabei wurde auf eine 12/10 Topologie gesetzt, die sich durch ein Verhältnis von 12 Läuferzähnen zu 10 Statorzähnen definiert. Die 12 Läuferzähne sind jeweils mit Kupferwicklungen versehen, die paarweise zu einer Phase verschaltet werden. Daraus ergeben sich 6 unabhängige Phasen die von einem Umrichter gespeist werden müssen.



**Abbildung 2.5: Linearer geschalteter Reluktanzmotor mit 12/10 Topologie
(12 Läuferzähne und 10 Statorzähne)**

Die in Abbildung 2.5 dargestellte Auslegung des Linearmotors wurde von der Firma Emetron Ltd. nach folgenden Kriterien und Randbedingungen berechnet:

- Nennleistung von 15 kW bei gleichem Bauvolumen wie der DGALM und einem Nennluftspalt von 12mm

- Maximierung des Motorwirkungsgrades
- Minimierung der Phasenstromamplituden (Hauptkostenfaktor des Umrichters)
- Minimierung der Tangentialkraftschwankung
- Berücksichtigung der Wicklungstemperatur bei ausschließlicher Luftkühlung

Die wichtigsten Parameter des berechneten Linearantriebs sind in Tabelle 4 zusammengefasst.

Zwischenkreisspannung (Drehspannung von 400 V gleichgerichtet)	ca. 565 V
Nenngeschwindigkeit	10 m/s
Mechanische Nennleistung	15 kW
Nenntangentialkraft	1498 N
Maximalgeschwindigkeit	20 m/s
Geschwindigkeitsbereich bei konstanter Nenntangentialkraft	0...10 m/s
Geschwindigkeitsbereich bei konstanter Nennleistung	10...20 m/s
Läuferhöhe (ohne Jochverstärkung)	103.5 mm
Läuferlänge	1525 mm
Nennluftspalt	12 mm
Blechpaketstärke des Aktiv- und des Passivteils	140 mm
Höhe des Stators	69 mm
Zahnhöhe des Stators	40 mm
Polbreite	48,7 mm
Läuferpolteilung	122,9 mm
Statorpolteilung	147,5 mm
Verhältnis Tangential- zu Normalkraft	1:4
Amplitude des Nennphasenstroms	70 A
Stromdichte im Kupfer	4,42 A/mm ²
Kupfergewicht	83 kg
Wicklungen pro Phase	2×280

Tabelle 4: Parameter des linearen geschalteten Reluktanzantriebs

Zur Verifikation der Auslegung wurden zwei Prüfstände aufgebaut, die in Kapitel 3 beschrieben werden.

2.4.3 Auslegung der Leistungselektronik

Die Leistungselektronik (Umrichter) für den in Kapitel 2.4.2 entwickelten Linearmotor wurde ebenfalls von der Firma Emetron Ltd. entworfen und aufgebaut. Als Leistungshalbleiter kommen dabei die integrierten IGBT-Module APTGT100DH120 zum Einsatz, die bei einer Schaltfrequenz von 8 kHz einen maximalen Strom von ca. 70 A treiben können. Jedes Modul besteht aus einer asymmetrischen Halbbrücke, die vom Gleichstromzwischenkreis gespeist wird. Die beiden IGBTs eines Moduls werden unabhängig angesteuert und thermisch überwacht. Eine zusätzliche Logik in Kombination mit Optokopplern ermöglicht die externe Ansteuerung und Überwachung der Halbbrücke über Lichtwellenleiter (Abbildung 2.6). Der Linearmotor wurde für 6 unabhängige Phasen ausgelegt, daher besitzt die Leistungselektronik auch 6 separate IGBT-Module. Zu den optischen Schnittstellen kommen noch 7 Stromwandler und ein Spannungswandler hinzu, sodass die Phasenströme, der Zwischenkreisstrom und die Zwischenkreisspannung messtechnisch erfasst werden können. Die in Abbildung 2.6 dargestellte messtechnische Erfassung der Phasenströme erfolgt außerhalb der Module über Stromwandler der Firma LEM.

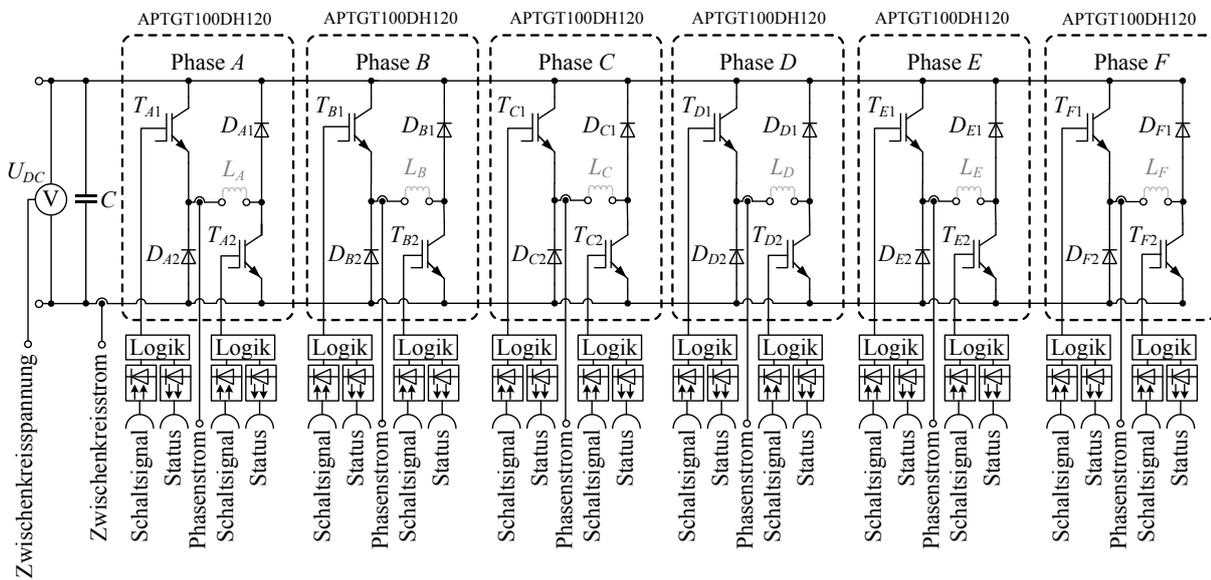


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung der 6-phasigen Leistungselektronik

3 Prüfstände für den geschalteten Reluktanzantrieb

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei Prüfstände aufgebaut und in Betrieb genommen, an denen alle wesentlichen Aspekte eines geschalteten Reluktanzmotors untersucht werden können [KKP08a]. Die Prüfstände unterscheiden sich im Wesentlichen nur durch die Bauformen der Reluktanzmotoren. Der für das NBP-Konzept relevante lineare geschaltete Reluktanzmotor ist ausschließlich für statische Untersuchungen geeignet. Das ist durch den Aufbau des entsprechenden Prüfstands bedingt, der durch die Implementierung von Kraftmessdosen keine Bewegung des Läufers oder Stators zulässt. Der Aufbau einer linearen Teststrecke für Untersuchungen mit konstanter Geschwindigkeit konnte aus Kostengründen nicht realisiert werden. Für dynamische Untersuchungen ($\omega_m \neq 0$) wurde daher ein Prüfstand mit rotatorischem geschalteten Reluktanzmotor realisiert. Beide Motoren wurden von der Firma Emotron Ltd. entworfen und prototypisch aufgebaut. Die Parameter⁵ des rotatorischen Reluktanzmotors wurden so gewählt, dass sie annähernd denen des Linearmotors entsprechen. Dadurch lassen sich die Messergebnisse vom rotatorischen Prüfstand auf den Linearmotor näherungsweise übertragen. In [KKP08a] wird mittels einer FEM-Analyse gezeigt, dass die Tangentialkräfte⁶ der beiden Prüfstände im Stillstand kaum voneinander abweichen. Es sei allerdings erwähnt, dass sich bei einem Linearmotor unter Zunahme der Geschwindigkeit die Endeffekte weiter ausprägen, die mit dem rotatorischen Prüfstand so nicht nachgebildet werden können und unter Umständen zu Abweichungen führen. Diese Effekte werden aber auf Grund der betrachteten, geringen Geschwindigkeiten in dieser Arbeit nicht weiter diskutiert.

Von wesentlich größerer Bedeutung ist der Luftspalt der betrachteten Außentestanlage (Anhang 1). Dieser kann aufgrund von Installationstoleranzen, Alterungserscheinungen und thermischen Einflüssen variieren. Die Luftspaltvariation kann allerdings nur mit dem Linearmotorprüfstand messtechnisch untersucht werden. Der Einfluss einer Luftspaltänderung auf die Antriebsregelung bei konstanter Geschwindigkeit oder während eines Beschleunigungsvorgangs kann mit den vorhandenen Prüfständen nicht untersucht werden. Dafür wird in dieser Arbeit ein Simulationsmodell verwendet, welches in Kapitel 4 hergeleitet und mit den beiden Prüfständen validiert wird. Das Simulationsmodell wird hinsichtlich der Normal- und Tangentialkräfte bei variierendem Luftspalt durch die Messergebnisse am Linearmotorprüfstand validiert. Der rotatorische Prüfstand dient vornehmlich der Verifikation der elektrischen Größen und des Drehmoments bei Drehzahlen ungleich Null.

3.1 Der Linearmotorprüfstand

Der lineare geschaltete Reluktanzmotor ist zur Vermessung der statischen Normal- und Tangentialkräfte in einem speziellen Prüfstand integriert (Abbildung 3.1), welcher eine Variation des Luftspalts und der Position des Aktivteils ermöglicht. Aus Gewichtsgründen wurde der schwerere aktive Teil auf eine Spannbank geschraubt, während das passive Linearmorterteil mit Gelenken an einem Galgen aufgehängt wurde.

Der Prüfstand bietet zwar die Möglichkeit die Induktivitäten oder den Verkettungsfluss in ausgewählten Positionen zu ermitteln, allerdings kann bei den resultierenden Normalkräften

⁵ Polzahl, Polbreite, Luftspalt, etc.

⁶ Das Drehmoment lässt sich über den Radius wieder in eine Tangentialkraft umrechnen.

ein konstanter Luftspalt nicht sicher gestellt werden. Dieser kann sich während der Messung um einige Zehntelmillimeter verändern. Zudem können am Linearmotorprüfstand keine dynamischen Messungen ($\omega_m \neq 0$) durchgeführt werden

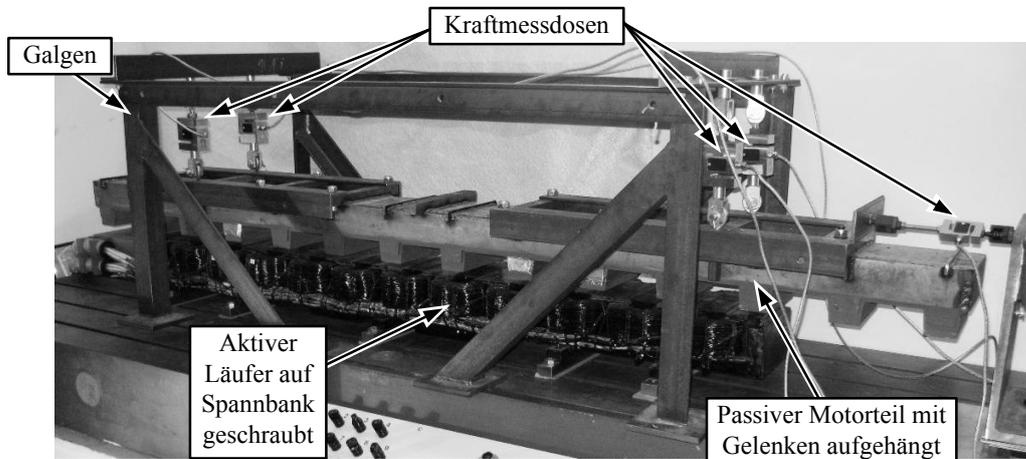


Abbildung 3.1: Linearmotorprüfstand

3.2 Der rotatorische Prüfstand

Für dynamische Untersuchungen wurde ein rotatorischer Reluktanzmotor von der Firma Emetron Ltd. konstruiert und gebaut, der sich analog zum linearen geschalteten Reluktanzmotor (Abbildung 3.2) verhält.

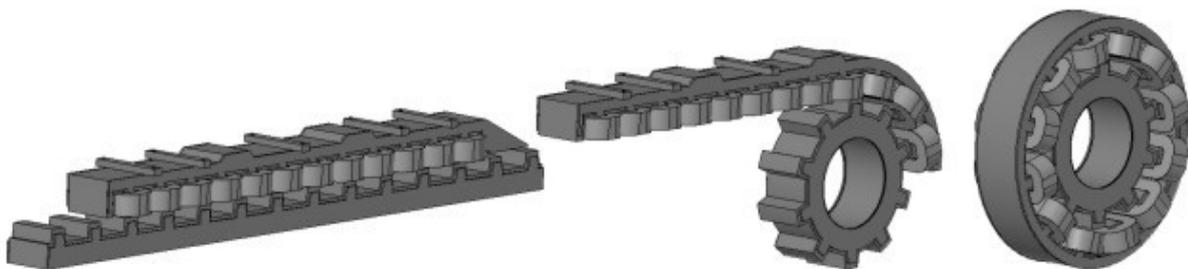


Abbildung 3.2: Konstruktion eines rotatorischen Reluktanzmotors mit analogem Verhalten zum Linearmotor

Allerdings ist der Aufbau nicht variabel und ermöglicht daher nur Messungen bei einem konstanten Luftspalt von 12 mm. Der rotatorische geschaltete Reluktanzmotor ist wie in Abbildung 3.3 dargestellt, über eine Drehmomentmesswelle an einen Gleichstrommotor (32 kW Nennleistung) gekoppelt. Die Verbindungswelle zwischen den beiden Motoren kann in einer beliebigen Position festgebremst werden, sodass auch statische Drehmomentmessungen mit diesem Prüfstand möglich sind

Wie bereits erwähnt wurden die Parameter des rotatorischen Reluktanzmotors so gewählt, dass sie annähernd denen des Linearmotors entsprechen. Die Nennwerte für Drehzahl und Drehmoment des rotatorischen Reluktanzmotors lassen sich über den Radius des Rotors in die Nenngeschwindigkeit und die Nenntangentialkraft für den Linearmotor gemäß Tabelle 4 umrechnen.

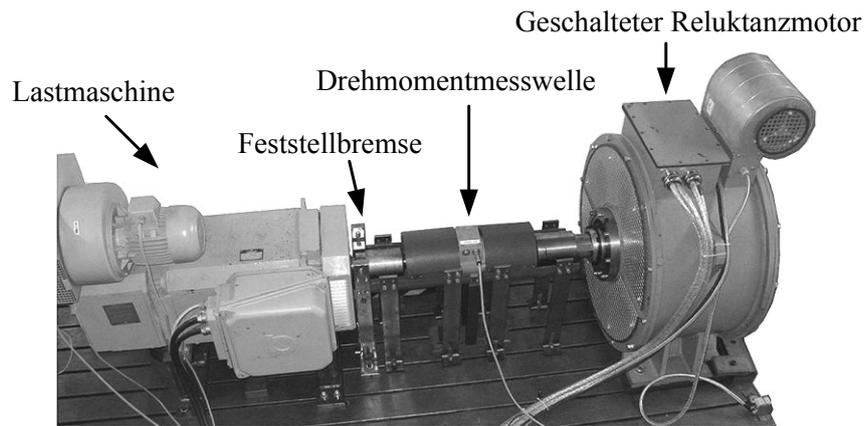


Abbildung 3.3: Prüfstand für den rotatorischen geschalteten Reluktanzmotor

Für den rotatorischen geschalteten Reluktanzantrieb ergeben sich folgende Parameter:

Zwischenkreisspannung	ca. 565 V
Nennzahl	407 min ⁻¹
Mechanische Nennleistung	15 kW
Nennmoment	352 Nm
Maximalzahl	814 min ⁻¹
Drehzahlbereich bei konstantem Drehmoment	0...407 min ⁻¹
Drehzahlbereich bei konstanter Nennleistung	407...814 min ⁻¹
Außendurchmesser des Stators	698 mm
Nennluftspalt	12 mm
Blechpaketstärke des Stators und des Rotors	140 mm
Radiale Jochstärke des Rotors	117 mm
Zahnhöhe des Rotors	40 mm
Polbreite	48,7 mm
Rotorpolteilung	36°
Statorpolteilung	30°
Amplitude des Nennphasenstroms	70 A
Stromdichte im Kupfer	4.42 A/mm ²
Kupfergewicht	83 kg
Wicklungen pro Phase	2×280

Tabelle 5: Prüfstandsdaten zum rotatorischen geschalteten Reluktanzantrieb

Programmable Gate Arrays (FPGA) finden mittlerweile auf Grund sinkender Kosten einen immer größer werdenden Anklang in der digitalen Motorregelung [MIL01] [MAT11]. Auf einem FPGA werden im Wesentlichen Logikelemente vielfältig miteinander verschaltet und bieten gegenüber den üblichen Prozessoren einen Geschwindigkeitsvorteil aufgrund parallel arbeitender Hardware. Die Hystereseregulation wird in dieser Arbeit mit einer FPGA-basierten Hardware untersucht. Dafür wird ein Rapid Control Prototyping System der Firma dSPACE verwendet (Abbildung 3.5). Als Prozessorboard wird ein DS1005 genutzt, auf dem die Drehmomentregelung bzw. -steuerung implementiert wird. Der Peripheral High Speed Bus (PHS-Bus) stellt die I/O-Bus Schnittstelle zwischen dem Prozessor- und dem FPGA-Board her. Auf dem DS5203 FPGA-Board können die 6 Hystereseregler (für die 6 unabhängigen Motorphasen) und die Stromistwerterfassung mit einer Taktrate von 100 MHz gerechnet werden. Ferner ist auf dem FPGA-Board eine Fehlerüberwachung implementiert, die bei zu großen Schaltfrequenzen oder zu hohen Phasenströmen eine Abschaltung der Leistungselektronik initiiert.

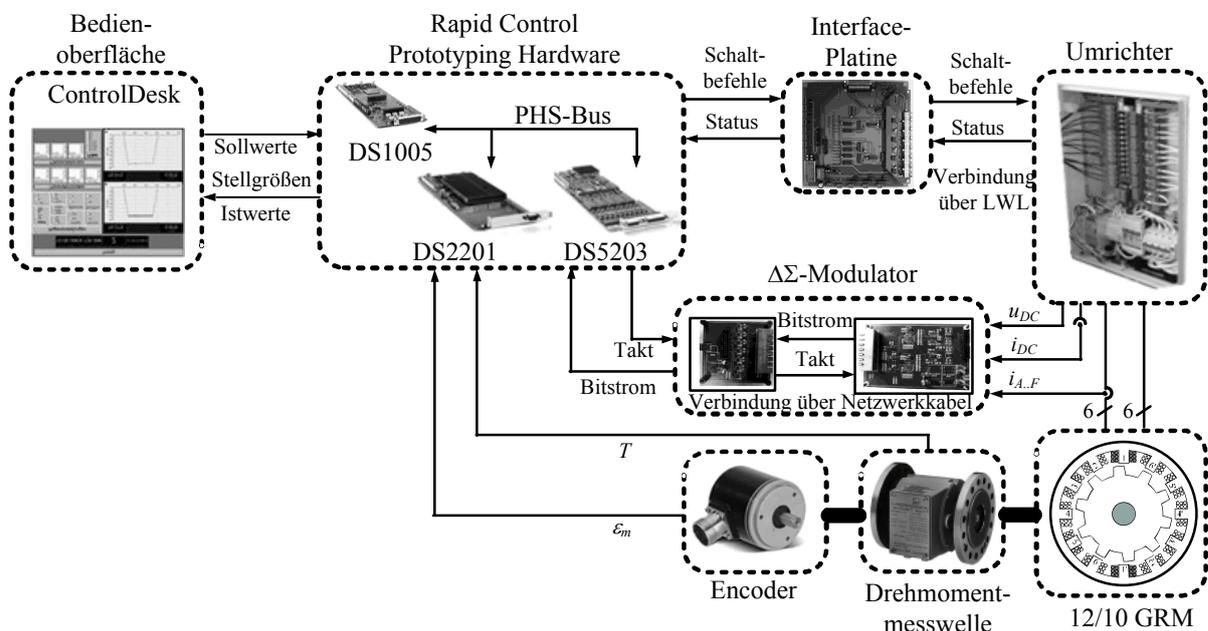


Abbildung 3.5: FPGA-basierte Rapid Control Prototyping Hardware am Prüfstand

Stromistwerterfassung mit $\Delta\Sigma$ -ADC

Die Stromistwerterfassung wird aufgrund der hohen Taktrate des FPGA-Boards und der großen Anzahl an Sensorsignalen über einen $\Delta\Sigma$ -Analog zu Digital Converter ($\Delta\Sigma$ -ADC) realisiert [BUC10] [MAT11]. Dadurch können die digitalen I/O-Schnittstellen des FPGA-Boards zur Stromistwerterfassung genutzt werden. Der hier realisierte $\Delta\Sigma$ -ADC besteht dabei aus zwei Teilen, dem $\Delta\Sigma$ -Modulator und einem nachgeschalteten digitalen Filter.

Dazu wird das analoge Eingangssignal durch den $\Delta\Sigma$ -Modulator in eine 1 Bit breite Bitfolge umgewandelt, mit einer Datenrate die dem Vielfachen der durch die maximale Signalfrequenz vorgegebenen Abtastrate entspricht. Dabei entsteht ein Quantisierungsrauschen, welches mit Hilfe des Prinzips der Überabtastung und einer Rauschformung zu höheren Frequenzen außerhalb des relevanten Signalbandbereichs hin verschoben wird. Das nachfolgende digitale Filter entfernt diese Rauschanteile und extrahiert somit das Eingangssignal mit einer hohen

Auflösung (Abbildung 3.6). Das digitale Filter kann als CIC⁷-, oder IIR⁸-Filter aufgebaut werden [MAT11].

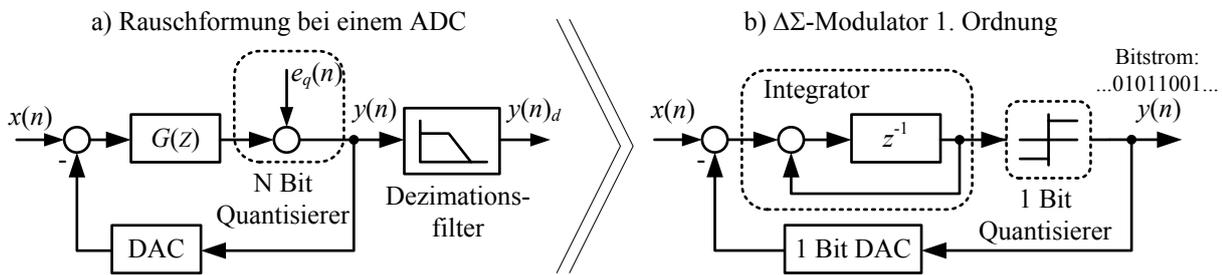


Abbildung 3.6: Übergang vom überabgetasteten ADC mit Rauschformung (a) zum $\Delta\Sigma$ -Modulator 1. Ordnung (b)⁹

Zur Realisierung des $\Delta\Sigma$ -Modulators wurden zwei räumlich getrennte Platinen entwickelt, die in Abbildung 3.7 dargestellt sind. Die Servo-Platine liest die analogen Spannungswerte der LEM-Wandler (Strom- und Spannungssensoren im Umrichter) in dem Bereich von 0 – 4 V ein und generiert daraus den entsprechenden Bitstrom, welcher über ein Netzwerkkabel an die FPGA-Platine weitergeleitet wird. Das DS5203 FPGA-Board stellt das Taktsignal von 25 MHz bereit und erfasst die von der FPGA-Platine übermittelten Bitströme der einzelnen Phasen.

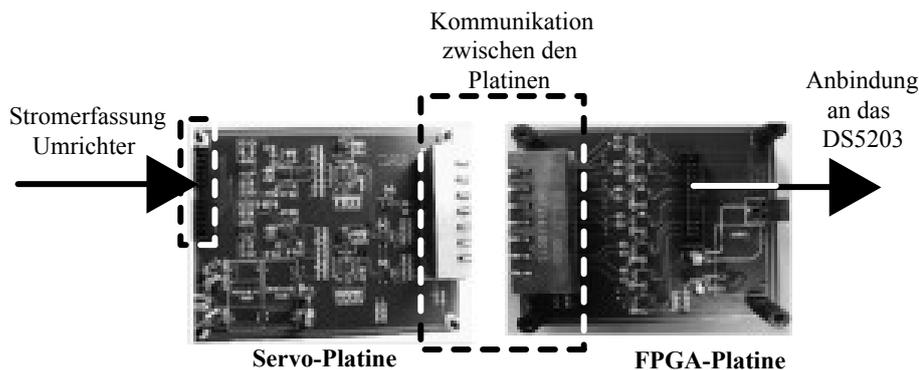


Abbildung 3.7: Platinen zur Strom- und Spannungswertenerfassung

Über die $\Delta\Sigma$ -ADCs werden die 6 Phasenströme, die Zwischenkreisspannung und der Zwischenkreisstrom eingelesen. Die daraus resultierenden acht Bitströme werden von den digitalen IOs des FPGA-Boards eingelesen. Der in Abbildung 3.6a dargestellte Filter befindet sich demnach in achtfacher Ausführung auf dem FPGA. In [BUC10] wurden dazu unterschiedliche Filter in Bezug auf Ressourcenbedarf, Auflösung des Messwertes und den Phasenverzug untersucht. Dabei wurde das IIR-Filter 4. Ordnung als ein guter Kompromiss zwischen Rechenressourcenbedarf und Störunterdrückung identifiziert, sodass dieses für die nachfolgenden Untersuchungen des Hysteresereglers verwendet wird. An dieser Stelle sei erwähnt, dass eine Filterung des Stromsignals notwendig ist um die IGBT-Module vor unzulässig hohen Schaltfrequenzen zu schützen (siehe Kapitel A 2.).

⁷ CIC-Filter: Cascaded-Integrator-Comb-Filter bzw. kaskadiertes Integrator-Differentiator-Filter

⁸ IIR-Filter: Infinite Impulse Response Filter bzw. unendliches Impulsantwort-Filter

⁹ Auf eine detaillierte Herleitung des $\Delta\Sigma$ -Modulators wird hier verzichtet und auf die entsprechende Fachliteratur verwiesen [MAT11].

3.3.2 Informationsverarbeitung für die PWM-basierte Stromregelung

Die in dieser Arbeit realisierte PWM-basierte Stromregelung wird ebenfalls mit einem Rapid Control Prototyping Board der Firma dSPACE realisiert. Dieses setzt sich aus einem Microcontroller und einem DSP für die Pulsweitenmodulation zusammen. Dazu wurde ein DS1103-Board in Verbindung mit der entwickelten Schnittstellenkarte verwendet (Abbildung 3.8).

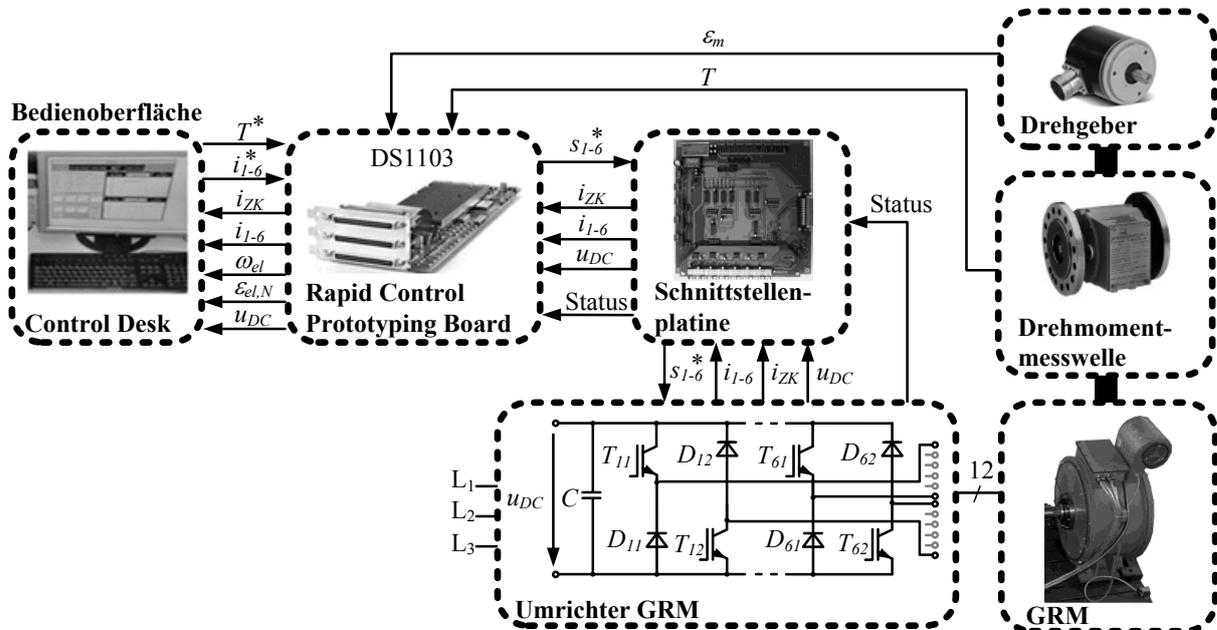


Abbildung 3.8: Leistungsstarke Reglerkarte für Rapid Control Prototyping am Prüfstand

Die Software ‚Control Desk‘ bietet dazu eine programmierbare grafische Benutzeroberfläche, mit der Sollwerte oder auch Parameteränderungen innerhalb der Regelung vom PC an die Rapid Control Prototyping Hardware im laufenden Betrieb übermittelt werden können. Darüber hinaus können auch alle momentanen Signalwerte der implementierten Regelung am Bildschirm grafisch angezeigt und/oder aufgezeichnet werden. Bei dem hier vorgestellten Prüfstand können über die Control Desk Oberfläche z.B. Sollströme oder Solldrehmomente für die Arbeitspunktbestimmung vorgegeben werden. Als Messwerte werden die 6 Phasenströme, der Zwischenkreisstrom sowie -spannung, als auch die elektrischen Winkel und die Winkelgeschwindigkeit angezeigt und aufgezeichnet.

4 Modellbildung des geschalteten Reluktanzmotors

In diesem Kapitel wird ausgehend vom Wirkprinzip ein Modell des 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotors hergeleitet. Die Motivation für die ausführliche Modellbildung liegt im variablen Luftspalt der betrachteten Linearmotoranwendung begründet (Kapitel 2.2), denn der Einfluss des variablen Luftspalts kann an den vorgestellten Prüfständen nicht vollständig untersucht werden. Ausgehend von den allgemeinen mathematischen Gleichungen in Kapitel 4.2 werden die positions- und luftspaltabhängigen Parameter des Linearmotors mit Hilfe der Finiten Element Methode (FEM) in Kapitel 4.3 ermittelt und am Linearmotorprüfstand, sowie am rotatorischen Prüfstand verifiziert (Kapitel 4.4). Die Einflüsse der Luftspaltvariation auf das Motormodell werden in Kapitel 4.5 diskutiert. Abschließend wird das Motormodell als Simulationsmodell für den 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotors unter Berücksichtigung eines variablen Luftspalts vorgestellt.

4.1 Aufbau und Wirkprinzip

Für die physikalische Beschreibung des Motors wird im Folgenden der lineare geschaltete Reluktanzmotor (LGRM) mit aktivem Läufer betrachtet (Kapitel 2.4.2). Sowohl der Läufer als auch der Stator besitzen wie in Abbildung 4.1 dargestellt, ausgeprägte Zähne (Pole).

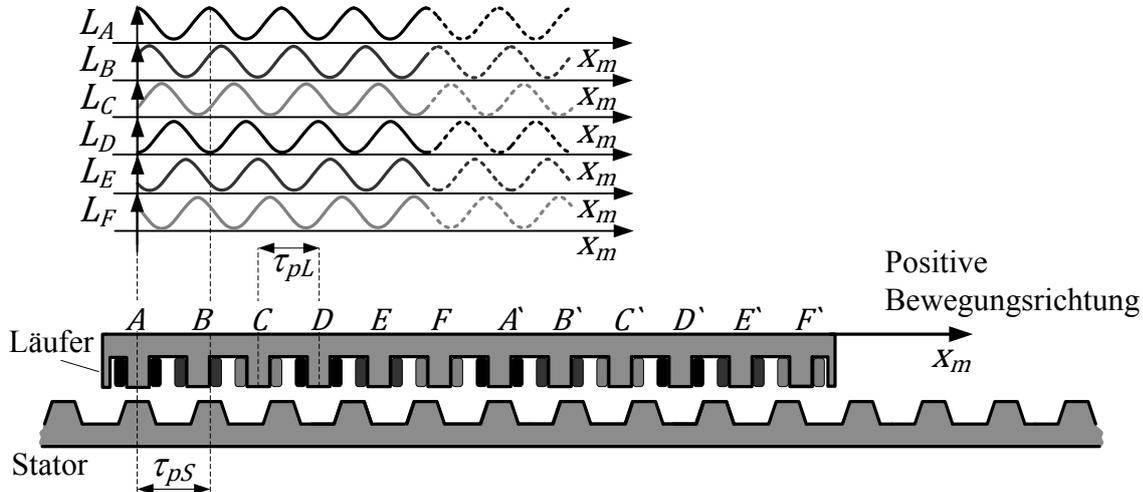


Abbildung 4.1: Prinzipieller Verlauf der Induktivitäten bei einem 6-phasigen linearen geschalteten Reluktanzmotor

Bei dem hier betrachteten Linearmotor werden die konzentrierten Wicklungen (Zahnspulenwicklung) paarweise durch eine Gleichspannungsquelle gespeist (im Folgenden als Phase bezeichnet). Die zusammengehörigen Wicklungen einer Phase sind in Abbildung 4.1 durch Buchstaben gekennzeichnet (z.B. A und A'). Durch die Erregung einer Phase wird ein magnetisches Feld erzeugt, welches sowohl den Läufer als auch den Stator durchsetzt. Das Wirkprinzip dieses Motors beruht auf der Minimierung der Reluktanz (magnetischer Widerstand), die bei der betrachteten Anwendung zum größten Teil durch den Luftspalt bestimmt wird. Demnach entsteht eine Kraftentwicklung, die eine Ausrichtung der Zähne zur Folge hat. In der „ausgerichteten“ Zielposition stehen dann den Läuferzähne mit den erregten

Wicklungen jeweils ein Statorzahn gegenüber (Abbildung 4.1, Phase A). Dementgegen steht die Phase D , die sich in einer unausgerichteten Position befindet und demnach die größte Reluktanz aufweist. Eine kontrollierte Bewegung des aktiven Läufers wird durch eine sukzessiv fortlaufende Erregung der einzelnen Phasen in Bewegungsrichtung erreicht (Abbildung 4.1: $B \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow F$). Der hier betrachtete lineare geschaltete Reluktanzmotor wird mit

$$m = 6 \quad (4.1)$$

Phasen betrieben und besitzt mit einer Polpaarzahl von $p = 1$ demzufolge

$$N_L = 2p \cdot m = 12 \quad (4.2)$$

Läuferzähne (aktive Pole). Die Länge des Stators variiert bei einem Linearmotor mit der Anwendung und damit auch die Anzahl der Statorzähne N_S . Allerdings kann die Anzahl der vom Läufer überdeckten Statorzähne $N_{S\ddot{u}}$ wie folgt definiert werden

$$N_{S\ddot{u}} = 2p \cdot (m - 1) = 10 \quad (4.3)$$

Die Anzahl der Läuferzähne ist in diesem Fall größer als die Anzahl der überdeckten Statorzähne. Demzufolge ist die Statorpolteilung τ_{pS} größer als die Läuferpolteilung τ_{pL} (Abbildung 4.1).

Wie bereits erwähnt beruht das Wirkprinzip des Motors auf der Änderung der magnetischen Verhältnisse. Diese können allgemein über die Induktivität L_k der Phase k beschrieben werden

$$L_k(x_m, i) = \frac{N^2}{R_{\Sigma M}(x_m, i)} \quad (4.4)$$

Während die Windungszahl N konstant bleibt, ändert sich der magnetische Widerstand $R_{\Sigma M}$ sowohl mit der Position (Variation des effektiven Luftspaltweges des magn. Flusses) als auch mit dem Strom (Sättigungseffekte im Eisen).

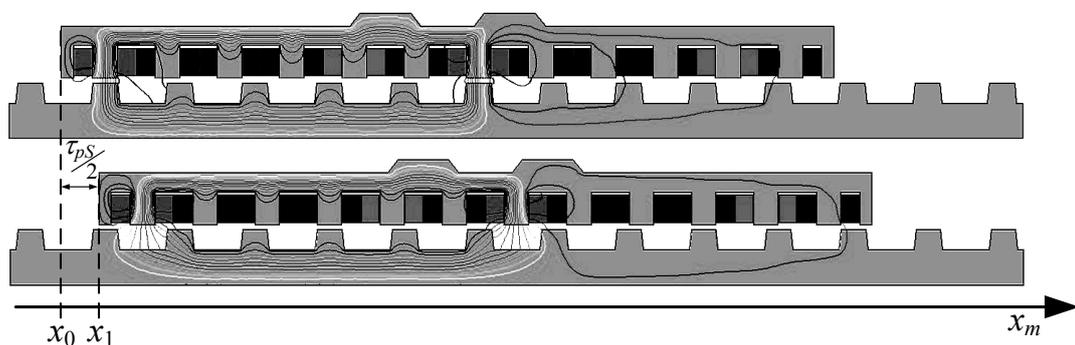


Abbildung 4.2: Resultierende Feldlinien bei Erregung der Phase A in der ausgerichteten (oben) und unausgerichteten Position (unten)

In Abbildung 4.1 sind die Induktivitäten der einzelnen Phasen über den Weg dargestellt. Die Induktivität L_A der Phase A weist ein Maximum in der dargestellten Position (ausgerichtet) auf, während sich die Phase D in der unausgerichteten Position befindet und die Induktivität L_D folglich ein Minimum aufweist. Der magnetische Widerstand des Luftspalts im Flussweg (Permeabilitätszahl $\mu_r \approx 1$) ist um ein vielfaches größer als der des Eisens ($\mu_r \approx$

3000 ... 10000). Das bedeutet, dass auch die Induktivität vornehmlich durch die Reluktanz des Luftspalts bestimmt wird. Die in Abbildung 4.2 dargestellten Feldlinien der Phase A sind mit der Finiten Element Methode berechnet worden. Es ist zu erkennen, dass die Luftspaltflusswege in der unausgerichteten Position (unten) länger sind und damit eine größere Reluktanz aufweisen als in der ausgerichteten Position (oben). Der Induktivitätsverlauf wiederholt sich periodisch mit der Statorpolteilung τ_{pS} .

4.1.1 Tangentialkraftentwicklung

Durch die Bestromung einer Phase k bildet sich ein mehrfach verketteter Fluss¹⁰ ψ_k im Motor aus, welcher sowohl vom Strom als auch von der Position abhängig ist

$$\psi_k(x_m, i) = \frac{N^2}{R_{\Sigma M}(x_m, i)} \cdot i = L_k(x_m, i) \cdot i \quad (4.5)$$

Durch die Bestromung einer Wicklung wird elektrische Energie in magnetische Energie gewandelt, die in reversiblen Materialien wie Eisen und Luft gespeichert und in Summe als *innere Energie*¹¹ E_i bezeichnet wird.

$$E_i = \int_0^\psi i(\tilde{\psi}) d\tilde{\psi} \quad (4.6)$$

Da die Reluktanz $R_{\Sigma M}$ von der Position x_m abhängig ist, gilt für die innere Energie

$$E_i = E_i(\psi, x_m). \quad (4.7)$$

Betrachtet man den LGRM als elektromechanischen Vierpol, so kann man folgende Leistungsbilanz aufstellen

$$\dot{E}_i = p_e - p_d \quad (4.8)$$

Die zeitliche Änderung der inneren Energie entspricht der Differenz zwischen äußerer Leistung p_e und dissipativer Leistung p_d ¹² mit

$$p_e = p_{el} - p_{me} = ui - v_m F_T \quad (4.9)$$

$$p_d = Ri^2 \quad (4.10)$$

Daraus folgt für den LGRM mit der Geschwindigkeit v_m und der Tangentialkraft F_T

$$\dot{E}_i = ui - v_m F_T - Ri^2 = u_i i - v_m F_T = \dot{\psi} i - \dot{x}_m F_T \quad (4.11)$$

¹⁰ Im Folgenden wird der mehrfach verkettete Fluss als Verkettungsfluss bezeichnet

¹¹ Die Definition der Energien und Energieänderung ist dem Vorlesungsskript *Mechatronik und elektrische Antriebe* entnommen [BOE10].

¹² Die dissipative Leistung p_d beinhaltet sowohl die ohmschen Verluste in den Wicklungen, als auch die Eisenverluste. Unter der Annahme kleiner Frequenzen können die Eisenverluste in einer guten Näherung vernachlässigt werden.

Für das totale Differenzial der inneren Energie mit den generalisierten Koordinaten ψ und x_m gilt

$$\dot{E}_i(\psi, x_m) = \dot{\psi} \frac{\partial E_i}{\partial \psi} + \dot{x}_m \frac{\partial E_i}{\partial x_m} \quad (4.12)$$

Ein Koeffizientenvergleich mit dem Leistungsausdruck aus Gleichung (4.9) ergibt

$$i = \left. \frac{\partial E_i}{\partial \psi} \right|_{x_m = \text{const}} \quad (4.13)$$

$$F_T = - \left. \frac{\partial E_i}{\partial x_m} \right|_{\psi = \text{const}} \quad (4.14)$$

Aus dem totalen Differenzial der inneren Energie kann folglich die Kraft bei konstantem Fluss bestimmt werden. Allerdings ist es aus regelungstechnischer Sicht einfacher den Strom konstant zu halten. Daher bedient man sich der Koenergie, die sich aus der Legendre-Transformation der inneren Energie ergibt:

$$E_c(i, x_m) = \psi i - E_i(\psi, x_m) \quad (4.15)$$

In Abbildung 4.3 sind die innere Energie (gepunktet) und die Koenergie für lineares Material (links) und nichtlineares Material (rechts) grafisch dargestellt. Ein Koeffizientenvergleich der zeitlichen Änderung der Koenergie liefert einen Ausdruck für die Tangentialkraft, der bei konstantem Strom nur von der Position x_m (Weg) abhängig ist

$$\dot{E}_c(i, x) = \frac{di}{dt} \psi + \dot{x}_m F_T \quad (4.16)$$

$$F_T = \left. \frac{\partial E_c}{\partial x_m} \right|_{i = \text{const}} \quad (4.17)$$

$$\psi = \left. \frac{\partial E_c}{\partial i} \right|_{x_m = \text{const}} \quad (4.18)$$

In Abbildung 4.3 ist der Zusammenhang zwischen dem Verkettungsfluss und dem Strom ohne mechanische Bewegung dargestellt, der als Induktivität L bereits eingeführt wurde.

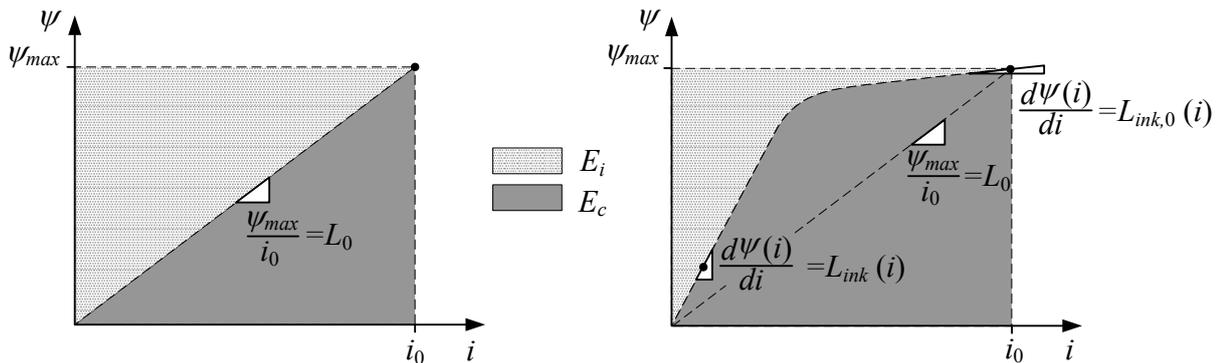


Abbildung 4.3: Innere Energie E_i und Koenergie E_c in linearem Material (linkes Bild) und in nichtlinearem Material (rechtes Bild)

Im linken Bild ist der Verkettungsfluss als eine lineare Funktion dargestellt wie er z.B. in Luft wiederzufinden ist. Charakteristisch ist dabei der statische Wert für die Induktivität im dargestellten Arbeitsbereich. Handelt es sich bei dem durchflossenen Medium allerdings um ein nichtlineares Material, welches bei zunehmender Flussdichte eine Reduzierung der Permeabilitätszahl verzeichnet (z.B. Sättigungseffekte in Eisen), variiert die Induktivität im Arbeitsbereich. Daher werden für den Zusammenhang zwischen Verkettungsfluss und Strom zwei Begriffe benötigt. Zum einen die bereits eingeführte Induktivität im Arbeitspunkt L (hier L_0), die als Quotient aus Verkettungsfluss und Strom im Arbeitspunkt definiert ist. Zum anderen die inkrementelle (oder auch differentielle) Induktivität L_{ink} als Steigung im Arbeitspunkt

$$L_{ink}(i, x_m) = \frac{d\psi(i, x_m)}{di} \quad (4.19)$$

4.1.2 Elektrisches Koordinatensystem

Die positions- bzw. winkelabhängigen Induktivitäten eines geschalteten Reluktanzmotors hängen in erster Linie von der Motorauslegung¹³ ab. Das bezieht sich nicht nur auf die Form der Induktivitätsverläufe über den Weg, sondern auch auf die Periodizität. Bei rotierenden Reluktanzmotoren wird sinnvollerweise der Stator mit Wicklungen versehen, wodurch sich die Rotorpolteilung τ_{pR} als Periode der Induktivitätsverläufe ergibt. D.h. die Polteilung des passiven Teils bestimmt die Periodizität. Bei linearen Reluktanzmotoren ist die Wahl des aktiven Teils abhängig von der Applikation und daher auf beiden Seiten wiederzufinden [BLV00] [LLK06] [KRI01]. Für den hier betrachteten LGRM mit aktivem Läufer wiederholen sich die Induktivitätsverläufe mit der Statorpolteilung τ_{pS} .

In Abbildung 4.4 sind die Induktivität der Phase A, die Ableitung der Induktivität im Arbeitspunkt $\frac{dL_A}{dx_m}$, der Weg x_m und der mechanische Winkel ε_m dargestellt.

¹³ Unter Motorauslegung ist zum einen das Verhältnis zwischen Stator- zu Läuferzähnen gemeint. Zum anderen auch die Form der Zähne, wie z.B. Trapezform, Höhe und Breite der Zähne, usw.

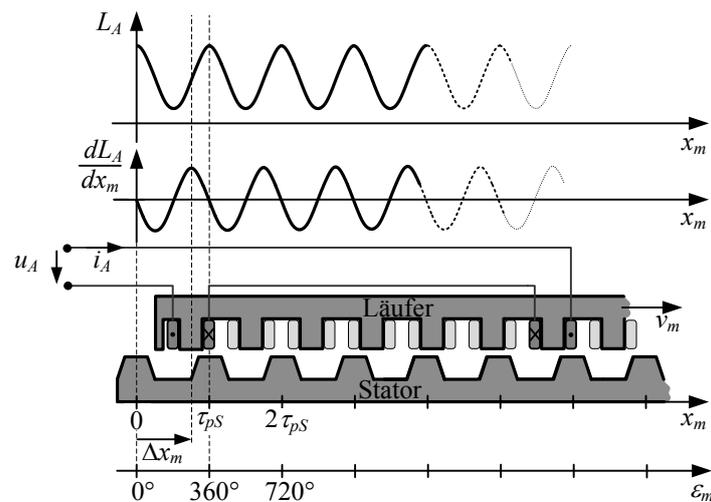


Abbildung 4.4: Induktivität und Änderung der Induktivität L_A über den Weg x_m

Aus regelungstechnischer Sicht bietet sich allerdings ein elektrisches Koordinatensystem an. Für die Umrechnung des mechanischen Wegs x_m in einen elektrischen Winkel ε_{el} gilt

$$\varepsilon_{el} = \left(\frac{x_m}{\tau_{pS}} \cdot 360^\circ \right) \bmod 360^\circ = \varepsilon_m \bmod 360^\circ \quad (4.20)$$

Die elektrische Kreisfrequenz ω_{el} bestimmt sich dann durch die mechanische Geschwindigkeit v_m und die Statorpolteilung:

$$\omega_{el} = 2\pi \frac{v_m}{\tau_{pS}} \quad (4.21)$$

Das hier betrachtete elektrische Koordinatensystem ist demnach periodisch und bezieht sich auf die ausgerichtete Position der Phase A. In Abbildung 4.5 sind alle Induktivitäten exemplarisch im gemeinsamen elektrischen Koordinatensystem dargestellt.

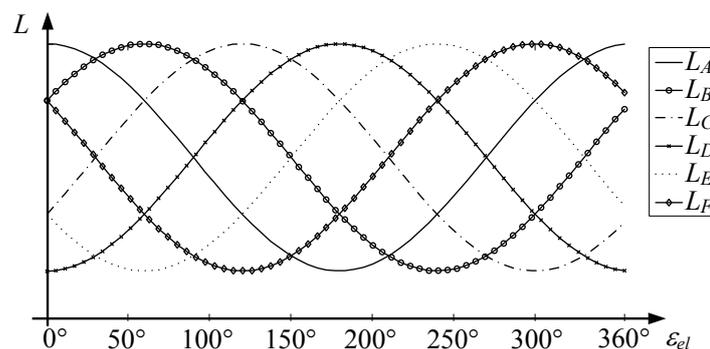


Abbildung 4.5: Alle Induktivitäten im gemeinsamen, elektrischen Koordinatensystem

4.1.3 Elektrischer Arbeitszyklus

Das Vorzeichen der Tangentialkraft F_T einer Phase wird ausschließlich durch die Änderung der Induktivität bzw. des Verkettungsflusses über den Weg bestimmt. Für lineares Material gilt (Abbildung 4.3, linkes Bild):

$$E_c(i, x_m) = \frac{1}{2} \psi(i, x_m) i = \frac{1}{2} L(x_m) i^2 \quad (4.22)$$

Daraus folgt für die Tangentialkraft

$$F_T(i, x_m) = \left. \frac{\partial E_c(i, x_m)}{\partial x_m} \right|_{i=\text{const}} = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial x_m} i^2 \quad (4.23)$$

Der Strom hat demzufolge nur einen Einfluss auf die Amplitude der positionsabhängigen Tangentialkraft, jedoch nicht direkt auf das Vorzeichen. Das Vorzeichen der durch die Phase A generierten Tangentialkraft ist nach Abbildung 4.4 und Gleichung (4.23) für $n \in \mathbb{N}$ wie folgt definiert

$$\text{sign}(F_{T,A}) = \begin{cases} -1 & \text{für } n\tau_{ps} < x_m < \frac{2n+1}{2}\tau_{ps} & \vee & 0^\circ < \varepsilon_{el} < 180^\circ \\ 0 & \text{für } x_m = n\frac{\tau_{ps}}{2} & \vee & \varepsilon_{el} = 0^\circ \wedge 180^\circ \\ 1 & \text{für } \frac{2n+1}{2}\tau_{ps} < x_m < (n+1)\tau_{ps} & \vee & 180^\circ < \varepsilon_{el} < 360^\circ \end{cases}$$

Analog zur eingeführten Energiebilanz kann ein elektrischer Arbeitszyklus (Zyklus der Kraftgenerierung) für den geschalteten Reluktanzmotor durch elektrische und mechanische Arbeiten beschrieben werden. Wird während einer mechanischen Bewegung eine Phase des Motors bestromt, wird elektrische Energie in mechanische Arbeit W_{mech} , Verlustarbeit W_V und magnetisch gespeicherter Energie E_i gewandelt. Nach jedem Arbeitszyklus wird die magnetisch gespeicherte Energie als elektrische Rückspeisearbeit $W_{el,ret}$ wieder in den Zwischenkreis der Versorgungseinheit zurückgespeist [MIL01] [KRI01].

In Abbildung 4.6 sind die verrichteten Arbeiten für den quasistatischen Betrieb und einer positiven mechanischen Arbeit dargestellt. In dieser Darstellung des Verkettungsflusses über den Strom sind die Verlustarbeiten nicht berücksichtigt. In der unausgerichteten Position wird der nominelle Strom $i_{0,A}$ der Phase A eingepreßt. Der quasistatische Betrieb gewährleistet, dass sich die Position dabei nicht ändert. Während sich die Phase A durch die erzeugte Tangentialkraft ausrichtet, wird die mechanische Arbeit W_{mech} verrichtet. In Position 3 (Abbildung 4.6) ist die ausgerichtete Position erreicht und der Strom wird wieder abkommutiert. Dabei wird die elektrische Arbeit $W_{el,ret}$ in den Zwischenkreis zurückgespeist.

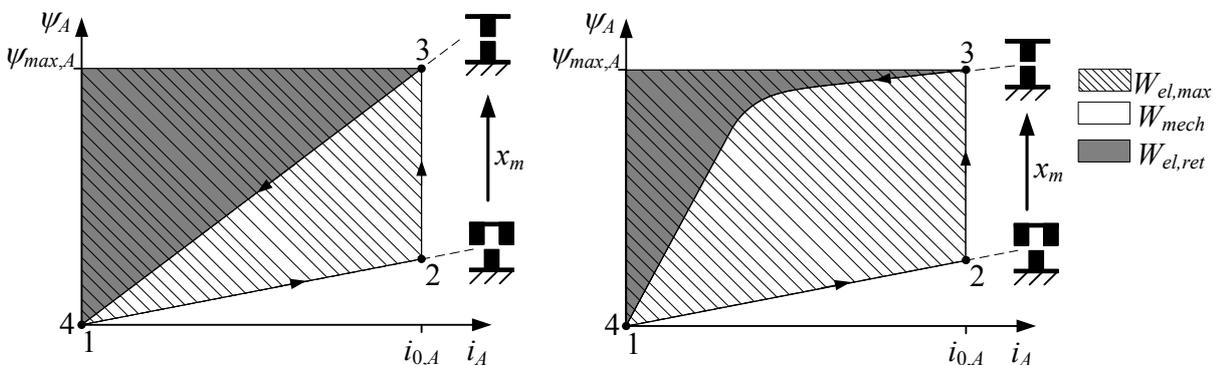


Abbildung 4.6: Elektrische und mechanische Arbeit bei linearem Verhalten (linkes Bild) und nichtlinearem Verhalten (rechtes Bild)

Im nichtlinearen Fall werden Sättigungseffekte im Eisen gezielt genutzt, um das Verhältnis zwischen mechanischer Arbeit und gesamter elektrisch zugeführter Arbeit $W_{el,max}$ zu

maximieren. Die Leistungshalbleiter (Abbildung 2.6) müssen für die gesamte elektrische Arbeit ausgelegt werden, während nur ein geringer Teil (zumindest für den linearen Fall) in mechanische Arbeit gewandelt wird. Das impliziert hohe Kosten für die aktiven Leistungsbauteile.

Analog zum Leistungsfaktor bei Drehstrommotoren kann bei geschalteten Reluktanzmotoren ein Arbeitsverhältnis λ zwischen mechanisch verrichteter Arbeit und der gesamten elektrisch zugeführten Arbeit definiert werden [MIL01]:

$$\lambda = \frac{W_{mech}}{W_{el,max}} \quad (4.24)$$

4.2 Mathematisches Modell des 6-phasigen Antriebs

Grundlage der Modellbildung sind die Flussverkettungen der 6 Phasenströme, die separat eingeregelt werden können. Denn im Gegensatz zu Drehstrommotoren, bei denen die Motorwicklungen im Stern verschaltet sind, liegen beim geschalteten Reluktanzmotor in der Regel die Phasenwicklungen parallel zur Versorgungsspannung (Abbildung 2.6). Allerdings ist bei den Verkettungsflussgleichungen eine Beeinflussung benachbarter Phasen zu berücksichtigen, die auf magnetische und elektrische Koppeleffekte beruhen. Während die elektrische Phasenkopplung auf eine nicht ideal steife Versorgungsspannung zurückzuführen ist, begründet sich die magnetische Kopplung in der zusätzlichen Sättigung gemeinsam genutzter Flusspfade und der transformatorischen Flusseinkopplung [IND02]. Eine Superposition einzelner Flussanteile führt bei gesättigten Materialien und dem damit verbundenen nichtlinearen Zusammenhang zwischen Feldstärke und Flussdichte zu falschen Ergebnissen. Bei dem in dieser Arbeit betrachteten 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotor kommt es bei gleichzeitiger Bestromung mehrerer Phasen zu Flussadditionen oder Flusssubtraktionen, vornehmlich in den Stator- und Rotorjochen. Befindet sich dabei der Eisenweg in Sättigung, kann dieser Effekt durch eine nichtlineare Erhöhung des magnetischen Widerstands bzw. Reduzierung der Selbstinduktivität L_k durch benachbarte Ströme beschrieben werden. Bei der transformatorischen Flusseinkopplung entsteht wie bei einem Transformator ein Energieaustausch zwischen zwei erregten Phasen, der durch eine Koppelinduktivität M_{xy} berücksichtigt wird.

Damit folgt exemplarisch für den Verkettungsfluss¹⁴ der Phase A

$$\psi_A(\varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) = \begin{bmatrix} L_A(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \\ M_{AB}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \\ M_{AC}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \\ M_{AD}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \\ M_{AE}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \\ M_{AF}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Für die Spannungsgleichung der Phase A ergibt sich mit (4.25) demzufolge

¹⁴ Für eine periodische Darstellung der Induktivitäten, ist die Gleichung (4.25) über den elektrischen Winkel ε_{el} anstelle des Weges x_m definiert. Diese Schreibweise wird im Folgenden beibehalten. Es sei vermerkt, dass sich der Luftspalt δ_L in (4.25) so langsam ändert, dass er näherungsweise als statisch angenommen werden kann. Daher taucht er auch nicht im totalen Differential (4.26) auf.

$$\begin{aligned}
u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A(\varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)}{dt} \\
u_A &= R_A i_A + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_A} \frac{di_A}{dt} + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_B} \frac{di_B}{dt} + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_C} \frac{di_C}{dt} \\
&\quad + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_D} \frac{di_D}{dt} + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_E} \frac{di_E}{dt} + \frac{\partial \psi_A}{\partial i_F} \frac{di_F}{dt} + \frac{\partial \psi_A}{\partial \varepsilon_{el}} \frac{d\varepsilon_{el}}{dt}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Für die inkrementelle Induktivität $L_{A,ink}$ der Phase A in Abhängigkeit von der Induktivität im Arbeitspunkt L_A gilt (vgl. Abbildung 4.3):

$$L_{A,ink} = \frac{\partial \psi_A}{\partial i_A} = i_A \cdot \frac{\partial L_A(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)}{\partial i_A} + L_A(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \tag{4.27}$$

Die inkrementelle Koppelinduktivität $M_{AB,ink}$ in Abhängigkeit von der Koppelinduktivität im Arbeitspunkt M_{AB} lautet

$$M_{AB,ink} = \frac{\partial \psi_A}{\partial i_B} = i_B \cdot \frac{\partial M_{AB}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)}{\partial i_B} + M_{AB}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F) \tag{4.28}$$

Der letzte Summand in Gleichung (4.26) ist die aus Flussänderung und der elektrischen Kreisfrequenz $\omega_{el} = \frac{d\varepsilon_{el}}{dt}$ resultierende elektromotorische Gegenspannung e_A , die in der Literatur auch als back-EMF, EMK oder elektromotorische Kraft bezeichnet wird [MIL01]. Die elektrische Kreisfrequenz berechnet sich bei einer Linearmotoranwendung gemäß Gleichung (4.21) aus der mechanischen Geschwindigkeit v_m . Mit den in Gleichung (4.27) und (4.28) exemplarisch definierten inkrementellen Induktivitäten und Kopplungen lassen sich die Spannungsgleichungen für alle 6 Phasen in Matrixschreibweise wie folgt darstellen

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_A i_A \\ R_B i_B \\ R_C i_C \\ R_D i_D \\ R_E i_E \\ R_F i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{A,ink} & M_{AB,ink} & M_{AC,ink} & M_{AD,ink} & M_{AE,ink} & M_{AF,ink} \\ M_{BA,ink} & L_{B,ink} & M_{BC,ink} & M_{BD,ink} & M_{BE,ink} & M_{BF,ink} \\ M_{CA,ink} & M_{CB,ink} & L_{C,ink} & M_{CD,ink} & M_{CE,ink} & M_{CF,ink} \\ M_{DA,ink} & M_{DB,ink} & M_{DC,ink} & L_{D,ink} & M_{DE,ink} & M_{DF,ink} \\ M_{EA,ink} & M_{EB,ink} & M_{EC,ink} & M_{ED,ink} & L_{E,ink} & M_{EF,ink} \\ M_{FA,ink} & M_{FB,ink} & M_{FC,ink} & M_{FD,ink} & M_{FE,ink} & L_{F,ink} \end{bmatrix} \\
\cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} &+ \frac{\partial}{\partial \varepsilon_{el}} \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{AD} & M_{AE} & M_{AF} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{BD} & M_{BE} & M_{BF} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{CD} & M_{CE} & M_{CF} \\ M_{DA} & M_{DB} & M_{DC} & L_D & M_{DE} & M_{DF} \\ M_{EA} & M_{EB} & M_{EC} & M_{ED} & L_E & M_{EF} \\ M_{FA} & M_{FB} & M_{FC} & M_{FD} & M_{FE} & L_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} \cdot \omega_{el}
\end{aligned} \tag{4.29}$$

mit

$$L_X \equiv L_X(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F), L_{X,ink} \equiv L_{X,ink}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F), M_{XY} \equiv M_{XY}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)$$

Die Phasenstromänderungen hängen u.a. von den Koppelinduktivitäten und den Strombeträgen der Nachbarphasen ab. Für die Phase A gilt exemplarisch

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L_{A,ink}} \left(u_A - R_A i_A - \begin{bmatrix} M_{AB,ink} \\ M_{AC,ink} \\ M_{AD,ink} \\ M_{AE,ink} \\ M_{AF,ink} \end{bmatrix}^T \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} - \frac{\partial}{\partial \varepsilon_{el}} \begin{bmatrix} L_A \\ M_{AB} \\ M_{AC} \\ M_{AD} \\ M_{AE} \\ M_{AF} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} \cdot \omega_{el} \right) \quad (4.30)$$

Die Gleichung (4.30) veranschaulicht die Komplexität des 6-phasigen Motormodells, wenn sämtliche Koppelinduktivitäten berücksichtigt werden. Analog zu den Spannungsgleichungen müssen auch bei den Tangential- und Normalkräften die Koppeleffekte berücksichtigt werden. Damit ergibt sich für die Tangentialkraft der Phase A

$$F_{T,A}(\underline{i}, \varepsilon_{el}) = \frac{1}{2} \frac{\partial \underline{\psi}_A(\varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)}{\partial \varepsilon_{el}} \cdot \underline{i} \Bigg|_{\underline{i}=\text{const}} \quad (4.31)$$

Der unterstrichene Strom \underline{i} und der Verkettungsfluss $\underline{\psi}$ der Phase A in Gleichung (4.31) sind als Vektoren zu verstehen. In einer auf Induktivitäten beruhenden Darstellung, analog zu Gleichung (4.25), folgt damit für die Tangentialkraft der Phase A

$$F_{T,A}(\underline{i}, \varepsilon_{el}) = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \varepsilon_{el}} \begin{bmatrix} L_A \\ M_{AB} \\ M_{AC} \\ M_{AD} \\ M_{AE} \\ M_{AF} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_A^2 \\ i_B^2 \\ i_C^2 \\ i_D^2 \\ i_E^2 \\ i_F^2 \end{bmatrix} \Bigg|_{\underline{i}=\text{const}} \quad (4.32)$$

$$\text{mit } L_X \equiv L_X(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F), \quad M_{XY} \equiv M_{XY}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)$$

Aus Gleichung (4.32) ist zu entnehmen, dass auch die Tangentialkraft einer Phase durch die Koppelinduktivitäten bzw. durch die Erregung der übrigen Phasen beeinflusst werden kann. Dieser Zusammenhang ist auch für die Normalkraft zu berücksichtigen. Sie unterscheidet sich von der Tangentialkraft im mathematischen Sinne lediglich durch den Differentialoperator. Die Normalkraft wird durch die elektrische Erregung und durch die Änderung der Induktivität über den Luftspalt δ_L bestimmt. Die Gleichungen für die Normalkräfte der einzelnen Phasen lauten

$$\begin{bmatrix} F_{N,A} \\ F_{N,B} \\ F_{N,C} \\ F_{N,D} \\ F_{N,E} \\ F_{N,F} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \delta_L} \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{AD} & M_{AE} & M_{AF} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{BD} & M_{BE} & M_{BF} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{CD} & M_{CE} & M_{CF} \\ M_{DA} & M_{DB} & M_{DC} & L_D & M_{DE} & M_{DF} \\ M_{EA} & M_{EB} & M_{EC} & M_{ED} & L_E & M_{EF} \\ M_{FA} & M_{FB} & M_{FC} & M_{FD} & M_{FE} & L_F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A^2 \\ i_B^2 \\ i_C^2 \\ i_D^2 \\ i_E^2 \\ i_F^2 \end{bmatrix} \Big|_{i=\text{const}} \quad (4.33)$$

mit $L_X \equiv L_X(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)$, $M_{XY} \equiv M_{XY}(\delta_L, \varepsilon_{el}, i_A \dots i_F)$

Um eine quantitative Beschreibung der Modellparameter des 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotors zu erhalten, ist eine Bestimmung der Induktivitäts- oder Verkettungsflussmatrizen für alle relevanten Arbeitspunkte notwendig. Allerdings ist zu untersuchen, welchen Einfluss bzw. Betrag die Koppelinduktivitäten haben und welche Näherungen für eine Reduzierung des Aufwands zulässig sind.

4.3 FEM-basierte Ermittlung der Modellparameter

Die Spannungsgleichungen für den 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotor in (4.29) beinhalten umfangreiche strom- und positionssensitive Matrizen. Diese Darstellung berücksichtigt zwar alle möglichen Phasenkopplungen, allerdings ist zu berücksichtigen, dass sich im Allgemeinen nur die benachbarten Phasen auf die Spannungsgleichung einer Phase auswirken [IND02]. Ferner ist eine gegenseitige Beeinflussung der Phasenreluktanz nur in gesättigten Flusspfaden zu beobachten. Diese Umstände können eine Reduzierung der Motormodellgleichungen in (4.29) implizieren und werden daher in diesem Kapitel mittels einer **Finiten Element Analyse (FEA)** detailliert untersucht.

4.3.1 FE-Analyse der Induktivitäten

Der nominelle Luftspalt des hier betrachteten linearen geschalteten Reluktanzmotors liegt bei 12 mm und weist damit aus Sicht des magnetischen Flusses die größte Reluktanz im magnetischen Kreis auf. Der große Luftspalt impliziert ferner ein erhöhtes Aufkommen von Jochstreulüssen. Es gibt in der Literatur mehrere Ansätze die Reluktanzen oder Verkettungsflüsse näherungsweise zu berechnen, wie z.B. die magnetischen Netzwerke [KRI01] [KKP08a]. Ein weiterer Weg, die relevanten magnetischen Werte zu ermitteln, ist die Finite Element Methode. Sie beruht auf der Zerlegung des betrachteten Problemraums in einzelne, finite Elemente. Durch die Vorgabe von Potential- und Randbedingungen werden die Differentialgleichungen für jedes Element lösbar. Dabei läuft die Lösung auf eine Minimierung des Energiefunktionals heraus, welches den Zusammenhang zwischen eingebrachter und gespeicherter Energie darstellt [BRA93] [ANS09] [SCH09b]. Durch immer leistungsstärkere Rechner und Simulationssoftware können komplexe Strukturen und Abläufe mit dieser Methode mittlerweile in einer sehr guten Näherung berechnet werden. Daher wird auch in dieser Arbeit die Analyse der Flussverläufe bzw. Induktivitäten mit einem FEM-Softwarewerkzeug aus dem Hause Ansys durchgeführt.

Um die FE-Analyseergebnisse der betrachteten Anwendung interpretieren zu können, sollen die magnetischen Flusspfade in ihrer Ursache und Auswirkung im Folgenden beschrieben werden.

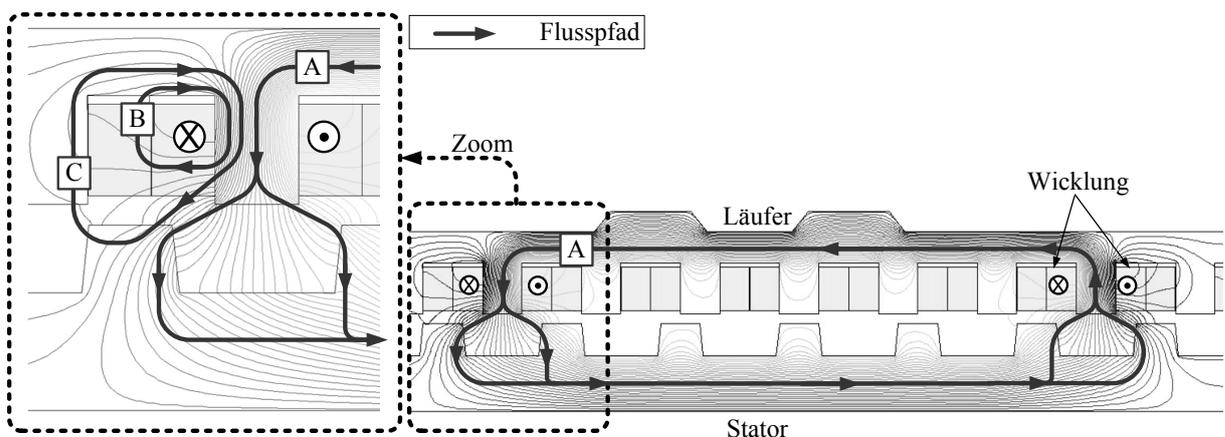


Abbildung 4.7: Flusspfade im linearen geschalteten Reluktanzmotor

Der von jeder Phase erregte magnetische Fluss kann grob in drei Flusspfade aufgeteilt werden [LAK86] [PR99] [SK99]. Exemplarisch soll das im Folgenden anhand der Abbildung 4.7 erläutert werden.

Magnetischer Hauptfluss [A]

Der magnetische Hauptfluss fließt bedingt durch die konzentrierten Phasenwicklungen von den Läuferpolen zu den gegenüberliegenden Statorpolen und schließt sich über die beiden erregten Wicklungen. (Abbildung 4.7, Flusspfad A). Dieser Flusspfad bestimmt vornehmlich die Erzeugung von Tangential- und Normalkräften.

Magnetischer Jochstreiffluss [B]

Der magnetische Jochstreiffluss ist Teil des magnetischen Streufusses und hat weder Einfluss auf die Tangentialkraft- noch auf die Normalkrafterzeugung. Dieser Streufuss schließt sich über die Pollücken und ist besonders bei Motoren mit großem Luftspalt zu erwarten (Abbildung 4.7, Flusspfad B).

Fluss über benachbarte Pole [C]

Der magnetische Fluss über benachbarte Pole fließt unter Umständen über den gegenüberliegenden Statorpol. Damit ist ein Einfluss auf die Normalkraft zu berücksichtigen (Abbildung 4.7, Flusspfad C).

Die positions- und luftspaltabhängigen Feldgrößen und die Induktivitäten des Motors werden in dieser Arbeit als Grundlage für ein Simulationsmodell und die Berechnung der Reglerparameter in Kapitel 5 benötigt. Die durch das FEM-Werkzeug berechneten Induktivitäten werden als Matrix ausgegeben. Die Hauptdiagonale beschreibt dabei die Selbstinduktivität und wird für jede Wicklung separat betrachtet. Die Nebendiagonalen entsprechen den Koppelinduktivitäten (analog zur Induktivitätsmatrix in Gleichung (4.29)). Dabei ist zu beachten, dass es sich bei den berechneten Werten um die Induktivitäten im Arbeitspunkt handelt [ANS09].

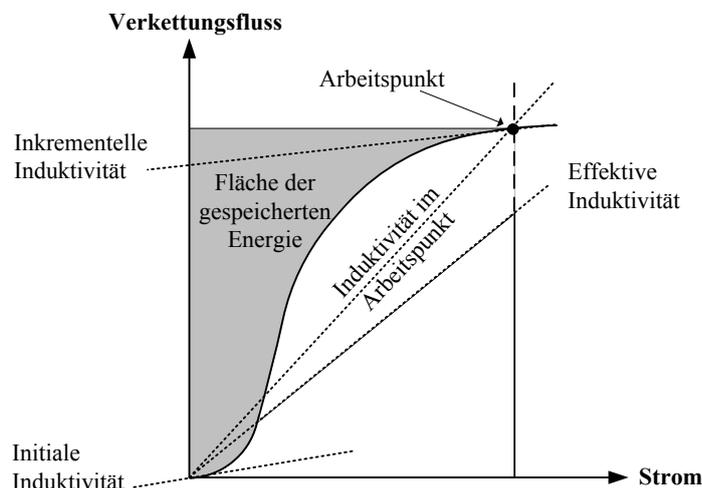


Abbildung 4.8: Definition der Induktivitäten nach [ANS09]

Die inkrementelle Induktivität nach Gleichung (4.27) kann demnach nicht direkt durch das FEM-Softwarewerkzeug bestimmt werden. Lediglich im linearen Fall entspricht die Induktivität im Arbeitspunkt auch der inkrementellen Induktivität, sodass die vom FEM-Softwarewerkzeug berechneten Induktivitäten auch die Spannungsgleichungen (4.29) erfüllen.

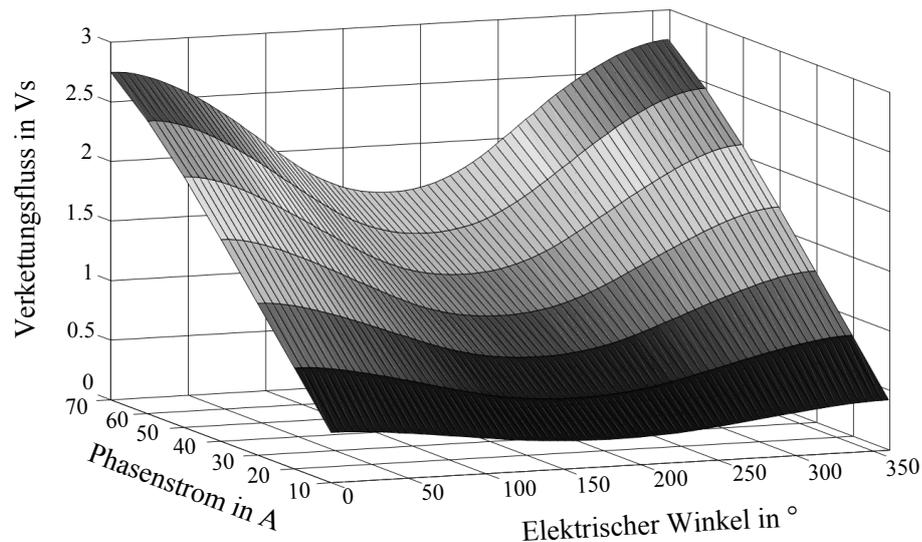


Abbildung 4.9: FE-Analyse des Verkettungsflusses einer Phase über Strom und Position

Die FE-Analyse des Verkettungsflusses einer Phase mit variierendem Strom und variierender Position für den betrachteten linearen geschalteten Reluktanzmotor mit 12 mm Luftspalt ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Die aus dem großen Luftspalt resultierenden Flusspfade sind Ursache für den sinusähnlichen Verlauf des Verkettungsflusses über den elektrischen Winkel (bei konstantem Strom). Die in der Theorie häufig zur Veranschaulichung verwendeten trapezförmigen Induktivitätsverläufe [KRI01], mit einem Plateau in der ausgerichteten und unausgerichteten Position, sind bei der betrachteten Anwendung daher nicht herzustellen. Die sinusähnliche Flussverkettung der betrachteten Anwendung impliziert eine stetige Änderung des magnetischen Flusses über den elektrischen Winkel und damit auch in fast jeder Position eine Kraftentwicklung (vgl. Gleichung (4.32)). Dem großen Luftspalt ist in weiten Teilen des Arbeitsbereichs ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen Strom und Verkettungsfluss geschuldet¹⁵. Dieser Umstand impliziert ein geringes Arbeitsverhältnis λ (Gleichung (4.24)). Die Abbildung 4.10 visualisiert den annähernd linearen Verkettungsfluss für unterschiedliche elektrische Winkel. Lediglich in der ausgerichteten Position ($\varepsilon = 0^\circ$) bei großen Strömen ($i > 50$ A) ist ein Sättigungsverhalten deutlich zu erkennen.

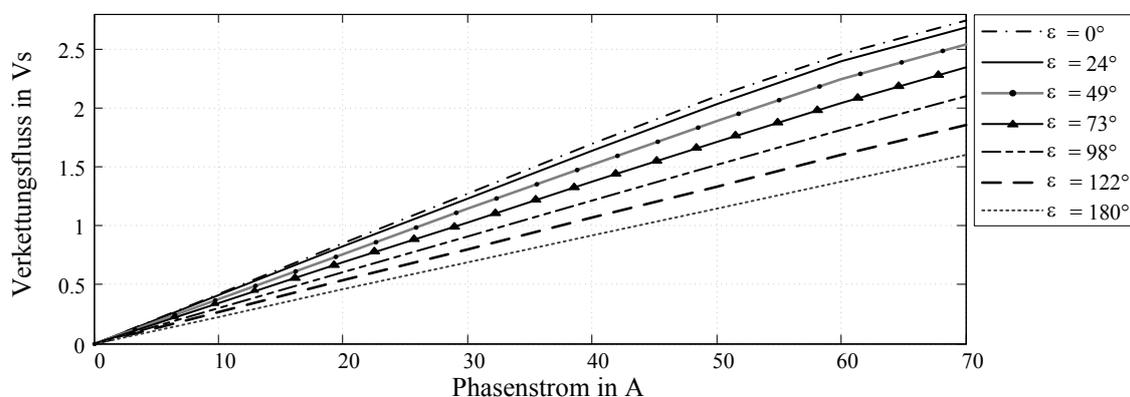


Abbildung 4.10: FE-Analyse des Verkettungsflusses in ausgewählten Positionen

¹⁵ Der vom magnetischen Fluss durchsetzte Eisenweg weist zwar lokale Sättigungseffekte auf, allerdings ist die dadurch größer werdende Eisenreluktanz im Verhältnis zur Luftspaltreluktanz immer noch vergleichsweise gering.

Die interpolierten FE-Analyseergebnisse über den Winkel in Abbildung 4.11 verdeutlichen den Einfluss der Eisensättigung auf den Induktivitätsverlauf bei großen Strömen.

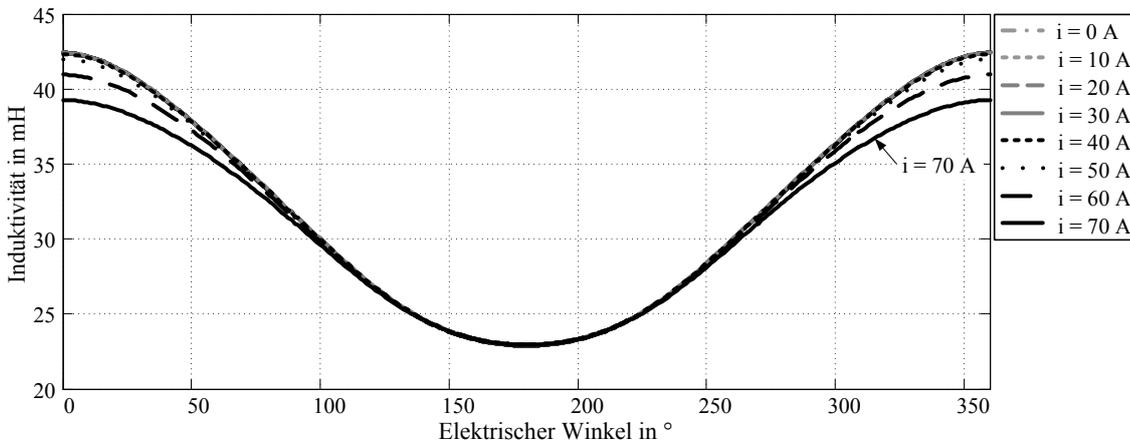


Abbildung 4.11: FE-Analyseergebnisse der Induktivitäten im Arbeitspunkt

Auch wenn die Sättigungseffekte nur in der Nähe der ausgerichteten Position zu identifizieren sind, müssen sie bei der Modellierung berücksichtigt werden. Bei kleiner werdendem Luftspalt prägen sich die Sättigungseffekte zudem weiter aus (Abbildung 4.31).

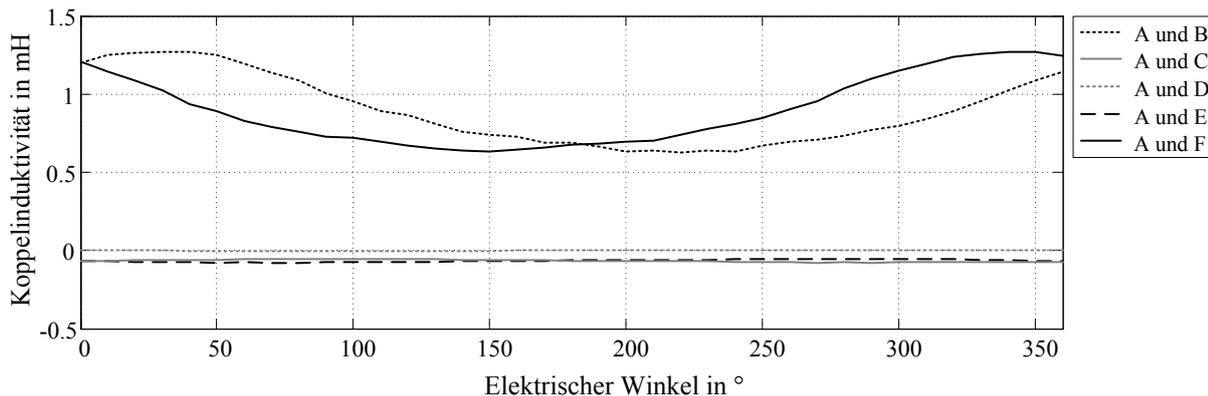


Abbildung 4.12: FE-Analyse der Koppelinduktivität zwischen der Phase A und den anderen Phasen bei einem Strom von 70A

In einer weiteren FE-Analyse wurden die Koppelinduktivitäten untersucht. Die Abbildung 4.12 zeigt die Analyseergebnisse zur Verkopplung der Phase A mit den übrigen Phasen bei 70A (Stromgrenze). Die berechneten Koppelinduktivitäten erreichen maximal 2,7% der Selbstinduktivität in der ausgerichteten Position und können in einer guten Näherung vernachlässigt werden. Dadurch vereinfachen sich die Spannungsgleichungen in (4.29) zu

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A \cdot i_A \\ R_B \cdot i_B \\ R_C \cdot i_C \\ R_D \cdot i_D \\ R_E \cdot i_E \\ R_F \cdot i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{A,ink}(\varepsilon_{el}, i_A) \\ L_{B,ink}(\varepsilon_{el}, i_B) \\ L_{C,ink}(\varepsilon_{el}, i_C) \\ L_{D,ink}(\varepsilon_{el}, i_D) \\ L_{E,ink}(\varepsilon_{el}, i_E) \\ L_{F,ink}(\varepsilon_{el}, i_F) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \varepsilon_{el}} \begin{bmatrix} L_A(\varepsilon_{el}, i_A) \\ L_B(\varepsilon_{el}, i_B) \\ L_C(\varepsilon_{el}, i_C) \\ L_D(\varepsilon_{el}, i_D) \\ L_E(\varepsilon_{el}, i_E) \\ L_F(\varepsilon_{el}, i_F) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} \cdot \omega_{el} \quad (4.34)$$

Diese Gleichungen sind die Grundlage für die Modellbildung des betrachteten geschalteten Reluktanzmotors bei konstantem Luftspalt.

4.3.2 FE-Analyse der Tangentialkraft

Die Tangentialkraft ist die Ursache für die transversale Beschleunigung und das Bremsen des betrachteten Bahnfahrzeugs und besitzt daher eine elementare Bedeutung für die betrachteten Regelungskonzepte in Kapitel 5.

Die Tangentialkraft ist abhängig von der Induktivitätsänderung über den elektrischen Winkel, welche in diesem Kapitel mittels FE-Analyse untersucht wird. Die Analyse wird zunächst für eine erregte Phase durchgeführt. Die Ergebnisse sollen aber repräsentativ für alle Phasen gelten. Die daraus folgende Superposition der Kraftprofile bei mehrphasiger Erregung führt zwar im Allgemeinen bei Reluktanzmotoren im gesättigten Betrieb zu falschen Ergebnissen, allerdings verursachen die geringen Sättigungseffekte der betrachteten Anwendung in diesem Fall nur marginale Abweichungen. Auch die Koppeffekte sind bei der Krafterzeugung als eher gering einzuschätzen. Daher wird in diesem Kapitel zusätzlich die Superposition der einzelnen Phasenkräfte mittels FE-Analyse untersucht.

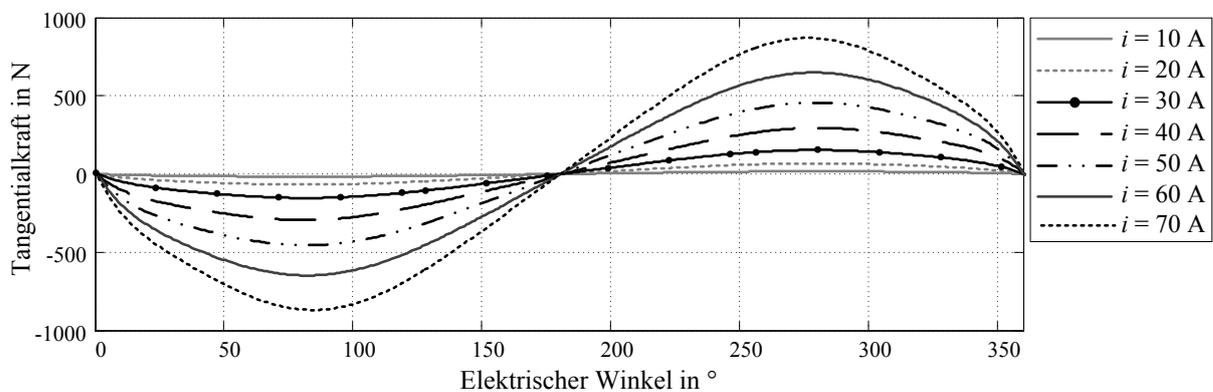


Abbildung 4.13: FE-Analyse der Tangentialkraft einer Phase bei 12mm

Die Analyseergebnisse einer Phase sind in Abbildung 4.13 dargestellt. Betrachtet man nur eine elektrisch erregte Phase, so existieren durch die kontinuierliche Flussänderung (Abbildung 4.9) nur zwei Positionen in denen die Tangentialkraftentwicklung gleich Null ist. Diese Positionen werden als ausgerichtete ($\varepsilon_{el} = 0^\circ$) bzw. un ausgerichtete ($\varepsilon_{el} = 180^\circ$) Position bezeichnet.

Die Abweichung der Superposition der Einzelphasenkräfte von den FEM-Ergebnissen einer mehrphasigen Erregung des Motors wird anhand von charakteristischen Arbeitspunkten in Tabelle 6 dargestellt. Dazu wird in einer FE-Analyse die Tangentialkraft mit drei Phasen generiert und mit der Addition der Einzelphasenkräfte in verschiedenen Positionen verglichen.

4.3.3 FE-Analyse der Normalkraft

Bei Linearmotoren entstehen durch die parallel liegenden Bauteile Normalkräfte, die von der Umgebungskonstruktion aufgenommen werden müssen. Im Betrieb werden neben den Motorteilen selbst, auch die Befestigungen der im Fahrweg verbauten Statoren und des Läufers belastet. Ferner erhöht sich mit zunehmender Normalkraft auch die Achslast. Daher müssen die Normalkräfte bei der Motorauslegung berücksichtigt werden. Die Normalkraft wird theoretisch durch die Gleichung (4.33) beschrieben. Die in der Gleichung definierten Induktivitätsänderungen über den Luftspalt werden allerdings im Rahmen einer FE-Analyse

nicht explizit ausgegeben. Vielmehr wird die Normalkraft für die einzelnen Arbeitspunkte direkt berechnet und im weiteren Verlauf dieser Arbeit einem Simulationsmodell zur Verfügung gestellt.

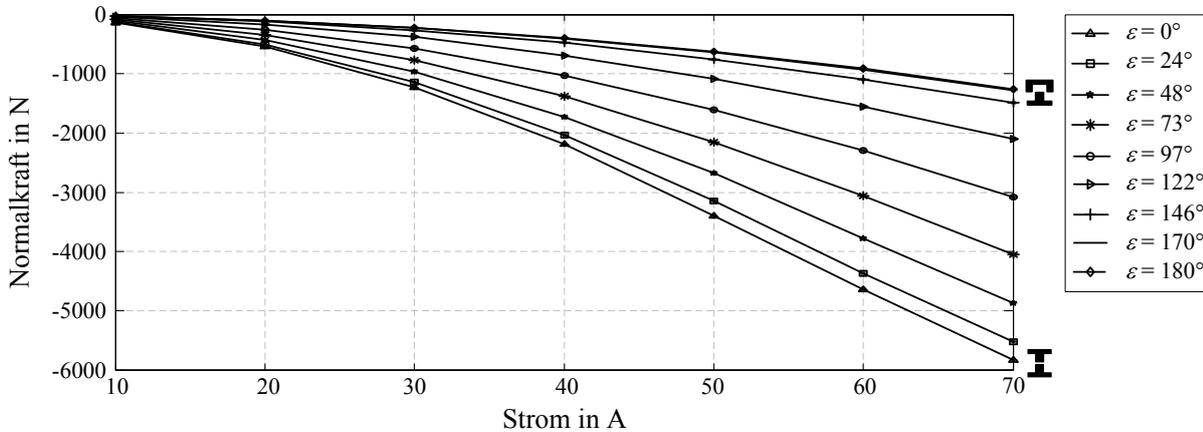


Abbildung 4.14: FE-Analyse der Normalkräfte bei 12mm Luftspalt

In einer ersten Analyse wird ausschließlich eine Phase erregt. Analog zur Tangentialkraft wird davon ausgegangen, dass bei dem annähernd linearen Verhalten des Verkettungsflusses eine Superposition der Normalkräfte eine gute Näherung darstellt. Die resultierenden FEM-Ergebnisse sind in Abbildung 4.14 dargestellt.

Die Legitimation einer Superposition von Einzelphasenkraften zu einer resultierenden Gesamtkraft ist in folgender Tabelle anhand von charakteristischen Arbeitspunkten dargestellt.

Phasenstrom in A						Position in		Kräfte aus FEA in N		Superposition Einzelkräfte in N		Fehler in %
Phase:						mm	°el.	$F_{\Sigma T}$	$F_{\Sigma N}$	ΣF_T	ΣF_N	$\Delta F_{\Sigma T} / \Delta F_{\Sigma N}$
A	B	C	D	E	F							
25	0	0	0	67	67	0	0°	-1427	-7224	-1393	-7227	2,4 / 0,04
0	0	0	0	68	68	8,2	20°	-1425	-7898	-1408	-7717	1,2 / 2,3
0	0	0	54	68	68	16,4	40°	-1530	-10247	-1482	-9934	3,1 / 3,1
0	0	0	68	69	23	24,6	60°	-1502	-7441	-1445	-7160	3,8 / 3,8
0	0	0	68	68	0	32,8	80°	-1388	-7758	-1408	-7717	-1,4 / 0,5

Tabelle 6: Verifikation der Superposition von Einzelkräften

Die Arbeitspunkte in Tabelle 6 zeichnen sich durch eine winkelabhängige Bestromung mehrerer Phasen aus, die eine maximale Vorschubkraft verspricht. Der Vergleich bezieht sich auf die Gesamttangentialkraft $F_{\Sigma T}$ und die Gesamtnormalkraft $F_{\Sigma N}$.

Der Vergleich in Tabelle 6 zeigt eine geringe Abweichung zwischen der FEM-basierten Berechnung der resultierenden Gesamtkraft bei mehrphasiger Erregung und der Superposition der Einzelkräfte. Die Abweichungen selbst sind zwar nicht signifikant, deuten aber auf eine Veränderung der Flusswege bei mehrphasiger Erregung hin.

4.4 Messtechnische Verifikation der Modellparameter

Die durch die FE-Analyse bestimmten Modellparameter des geschalteten Reluktanzmotors werden in diesem Kapitel durch Messergebnisse verifiziert. Dafür werden mit den in Kapitel 3 beschriebenen Prüfständen sowohl mechanische, als auch elektrische Arbeitspunkte angefahren. Die Arbeitspunkte sind wie folgt definiert:

Linearmotorprüfstand	Rotatorischer Prüfstand
Mechanischer Arbeitspunkt	
Geschwindigkeit (immer Null)	Mechanische Drehzahl (variabel)
Position (variabel, aber statisch)	Mechanischer Winkel (bei $\omega_m = 0$)
Tangentialkraft	Drehmoment
Luftspalt (variabel, aber statisch)	Luftspalt (immer 12 mm)
Elektrischer Arbeitspunkt	
Stromamplitude	Stromamplitude oder Stromprofil
Zwischenkreisspannung	Zwischenkreisspannung
	Elektrische Winkelgeschwindigkeit (ω_{el})
Kommutierungswinkel (statisch)	Kommutierungswinkel
Dynamischer Arbeitspunkt	
	Drehzahl bzw. Winkelgeschwindigkeit ist ungleich Null ($n_m \neq 0 \neq \omega_{el}$)

Tabelle 7: Definition der Arbeitspunkte an den Prüfständen

Die Definition der Arbeitspunkte in Tabelle 7 ist dem Aufbau des jeweiligen Prüfstands geschuldet. Der Aufbau des Linearmotorprüfstands ist statisch, sodass keine Arbeitspunkte mit bewegtem Läufer gestellt werden können und beim rotatorischen Prüfstand ist der Luftspalt immer konstant 12 mm. Das bedeutet, dass dynamische Arbeitspunkte nur bei konstantem Luftspalt vermessen werden können. Daher werden die FE-Analyseergebnisse für dynamische Arbeitspunkte des rotatorischen Reluktanzmotors bei konstanten 12 mm Luftspalt durch die Messergebnisse am Prüfstand verifiziert. Diese Verifikation soll dann die FE-Simulationsergebnisse für dynamische Arbeitspunkte bei variierendem Luftspalt legitimieren. Mit Hilfe der FE-Analyse wird das Verhalten des Reluktanzmotors bei variablem Luftspalt charakterisiert und bildet in Form eines Simulationsmodells die Grundlage für die Untersuchungen der Regelungskonzepte in Kapitel 5. Daher ist die Verifikation der FE-Analyseergebnisse in diesem Kapitel von elementarer Bedeutung.

4.4.1 Verifikation der Induktivitäten

Die FE-Analyseergebnisse der Induktivitäten in Kapitel 4.3 beziehen sich auf den Linearmotorprüfstand. Allerdings ist der rotatorische Prüfstand (Abbildung 3.3) auf Grund

seines konstanten Luftspalts wesentlich besser geeignet, um die FE-Analyseergebnisse zu verifizieren (siehe Kapitel 3.1).

Aus diesem Grund wurden die FE-Analysen ebenfalls für den rotatorischen Reluktanzmotor durchgeführt und mit den Analyseergebnissen des Linearmotors verglichen [KKP08a]. Dieser Vergleich stellt das analoge Verhalten der beiden Motortypen sicher, sodass die Verifikation der FE-Analyseergebnisse auch mit dem rotatorischen Reluktanzmotor erfolgen kann (siehe auch Kapitel 3).

Ausgangspunkt für die Verifikation ist das vereinfachte Modell (4.34). Dafür werden analog zu den FE-Analyseergebnissen die Größen ‚Verkettungsfluss‘ und ‚Selbstinduktivität‘ am Prüfstand ermittelt. Die Selbstinduktivität wird hier über den Verkettungsfluss bzw. über das Induktionsgesetz für eine Motorphase bestimmt.

$$\frac{d\psi(i, \varepsilon_{el})}{dt} = u(t) - R \cdot i(t) \quad (4.35)$$

Dabei wird der Verkettungsfluss über die Integration der gemessenen Phasenspannung abzüglich des ohmschen Anteils bestimmt.

$$\psi(i, \varepsilon_{el}) = \int u(t) - R \cdot i(t) dt \quad (4.36)$$

Das hier verwendete Berechnungsverfahren und die dafür notwendigen Messungen bzw. Messaufbau wurden analog zu [IND02] durchgeführt. Inhaltlich wird dabei der Rotor in einem festen Winkel arretiert, während der Strom mit der Zwischenkreisspannung bis zur Stromgrenze aufkommutiert und dann wieder abkommutiert wird (Abbildung 4.15). Der Verkettungsfluss wird dann mit Hilfe der dabei aufgezeichneten elektrischen Größen ‚Spannung‘ und ‚Strom‘ (mit Oszilloskop: Tektronix TDS3014B) gemäß Gleichung (4.36) berechnet.

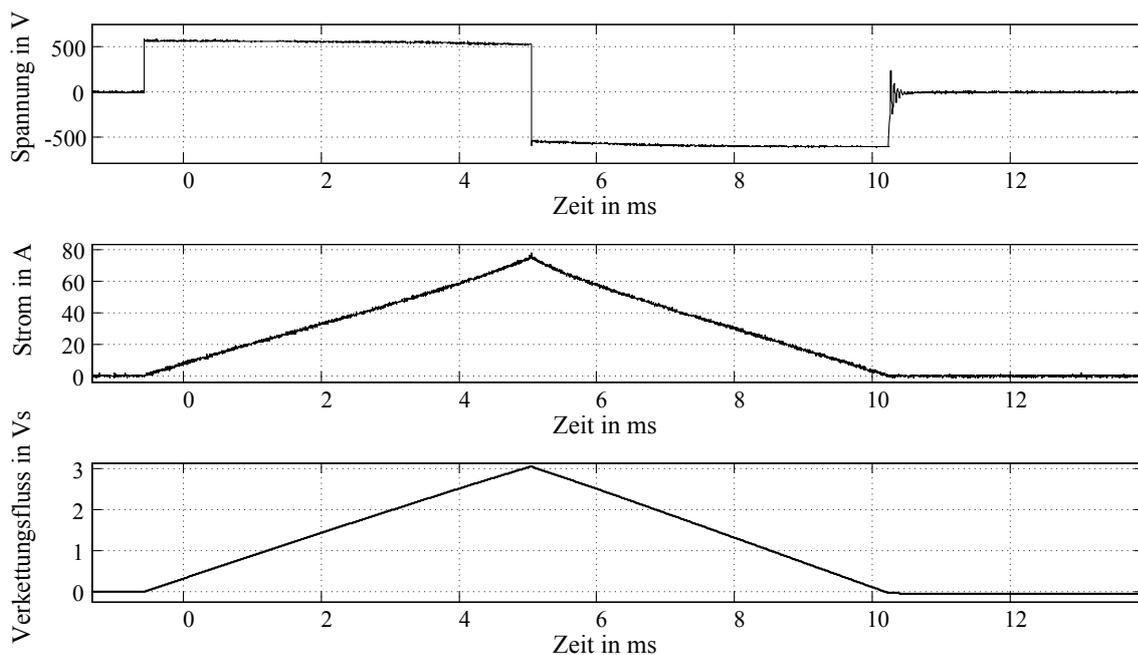


Abbildung 4.15: Gemessene elektrische Größen und berechneter Verkettungsfluss (rotatorischer Prüfstand: in ausgerichteter Position festgebremst)

Die Messungen wurden für charakteristische Winkel und Ströme durchgeführt, um den Verkettungsfluss bestimmen zu können.

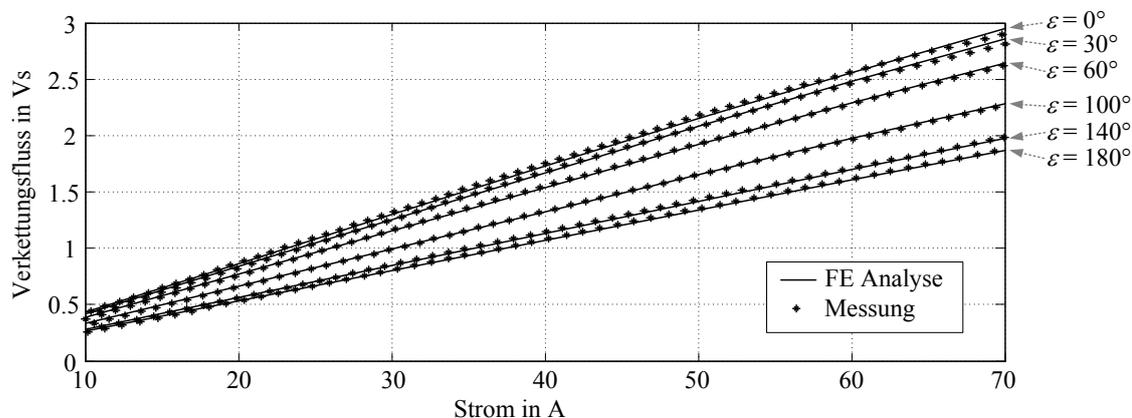


Abbildung 4.16: Vergleich der Messergebnisse mit den FE-Analyseergebnissen für den Verkettungsfluss

Der Vergleich zwischen den durch Messwerte und durch die FE-Analyse ermittelten Verkettungsfluss (Abbildung 4.16) zeigt, dass der auf Messergebnissen beruhende Verkettungsfluss in der ausgerichteten Position ($\varepsilon = 0^\circ$) bei maximalem Strom vom Verlauf der FE-Analyseergebnisse abweicht. Diese Abweichung ist in Abbildung 4.17 vergrößert dargestellt, um den Fehler und die Bedeutung für das weitere Vorgehen zu diskutieren.

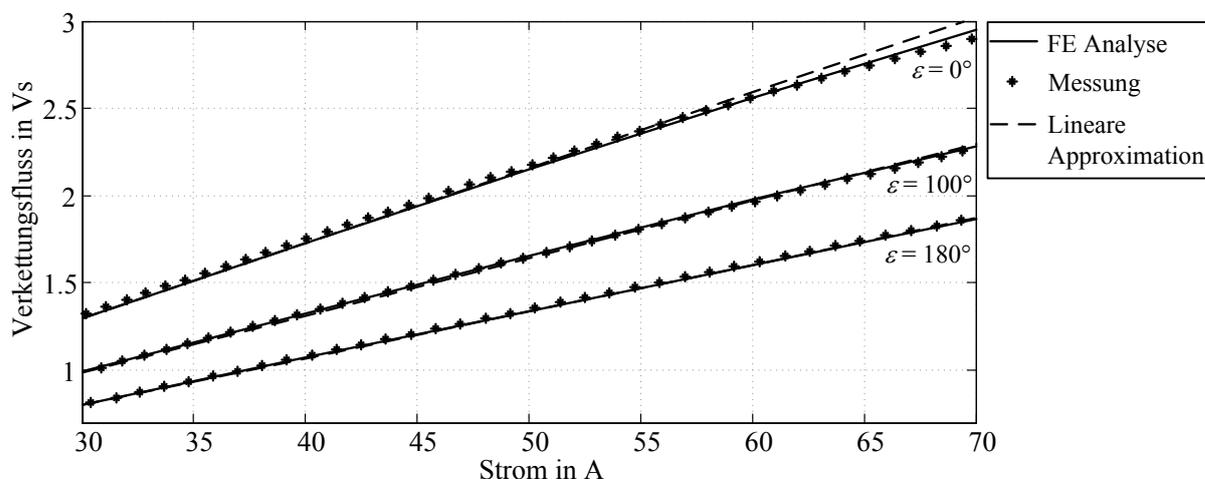


Abbildung 4.17: Vergleich der Messergebnisse mit den FE-Analyseergebnissen für drei ausgewählte Positionen

Das FE-Analyseergebnis weicht in der ausgerichteten Position bei maximaler Erregung ($i = 70 \text{ A}$) um 1,62% vom Messwert ab und stellt damit die größte Abweichung dar. Betrachtet man die Auswirkung dieser Abweichung aus System-sicht, so muss man bei einer realen Anwendung in diesem Arbeitspunkt von einem etwas geringeren Verkettungsfluss ausgehen. Da in der ausgerichteten Position allerdings keine Tangentialkraft bzw. ein Drehmoment erzeugt werden kann, wird dieser elektrische Arbeitspunkt in einem Regelungskonzept eher selten eingeregelt. Würde man also z.B. eine Stromregelung auf Basis der FE-Analyseergebnisse auslegen, so sollten die geringen Abweichungen das Regelungskonzept oder die Parametrierung nicht prinzipiell in Frage stellen. Vielmehr wären die Abweichungen marginal und können im Rahmen der Inbetriebnahme des realen Antriebs angepasst werden (vergl. Abbildung 5.38). So kann festgehalten werden, dass die FE-Analyseergebnisse das magnetische Verhalten des rotatorischen geschalteten

Reluktanzmotors in einer guten Näherung abbilden. Diese Erkenntnis ist für die weitere Betrachtung eines variierenden Luftspalts von elementarer Bedeutung. Ein variierender Luftspalt ist für dynamische Arbeitspunkte nicht mit dem rotatorischen Prüfstand zu verifizieren, sodass die weiteren Untersuchungen ausschließlich auf FE-Analyseergebnissen basieren können. Es sei allerdings vermerkt, dass sich die Sättigungseffekte bei kleiner werdendem Luftspalt weiter ausprägen und es theoretisch zu weiteren Abweichungen zwischen FE-Analyse und realem Reluktanzmotor kommen kann. Der Vergleich mit stromunabhängigen Induktivitäten in Abbildung 4.17 (Lineare Approximation) zeigt allerdings, dass die Sättigungseffekte durchaus vom FE-Analysewerkzeug qualitativ richtig nachgebildet werden. Die Abweichung einer stromunabhängigen Induktivität weist, bezogen auf die Messwerte, einen relativen Fehler von bis zu 4,12% auf. Auch wenn diese Abweichung nur in der ausgerichteten Position und bei maximaler Erregung auftritt, wird in dieser Arbeit auf die Annahme stromunabhängiger Induktivitäten zur Erstellung eines Simulationsmodells verzichtet.

Diese vorgestellten Ergebnisse bestätigen das FEM-Modell als gute Näherung zum realen Motor. Die aus den Verkettungsflüssen resultierenden Induktivitäten sind vergleichsweise in Abbildung 4.18 dargestellt.

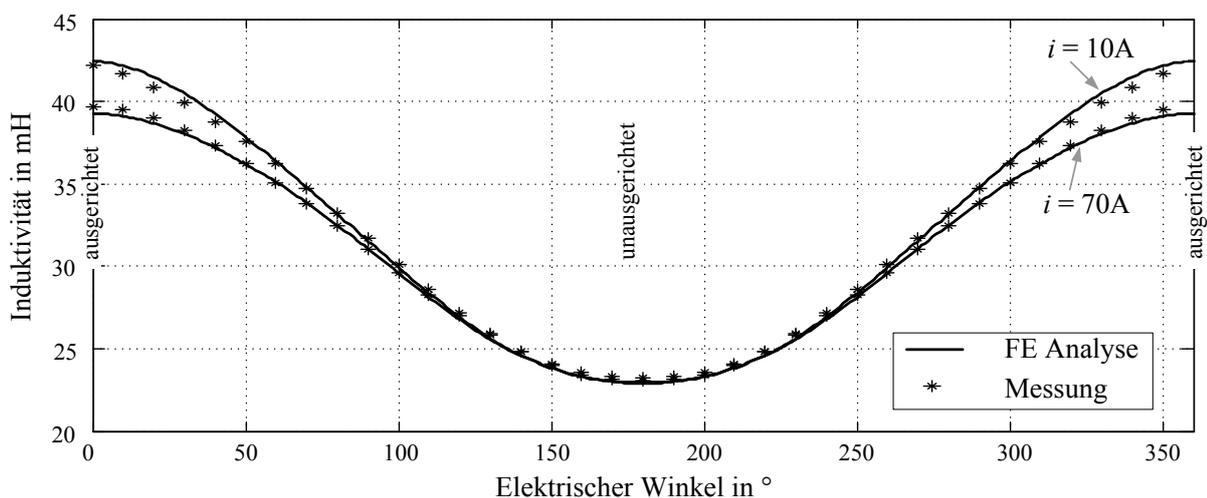


Abbildung 4.18: Vergleich der Messergebnisse mit den FE-Analyseergebnissen für die Induktivitäten

Für das Simulationsmodell des 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotor werden die stromsensitiven Induktivitätsmatrizen gewählt, die in der FE-Analyse ermittelt wurden (Abbildung 4.11). Die Grundlage des Simulationsmodells bilden die Spannungsgleichungen in (4.34). Die darin enthaltenen elektromotorischen Gegenspannungen (EMK) sind am rotatorischen Prüfstand wie in [BEK07] beschrieben, vermessen worden. Zudem wurde die EMK auch mittels einer FE-Analyse bestimmt.

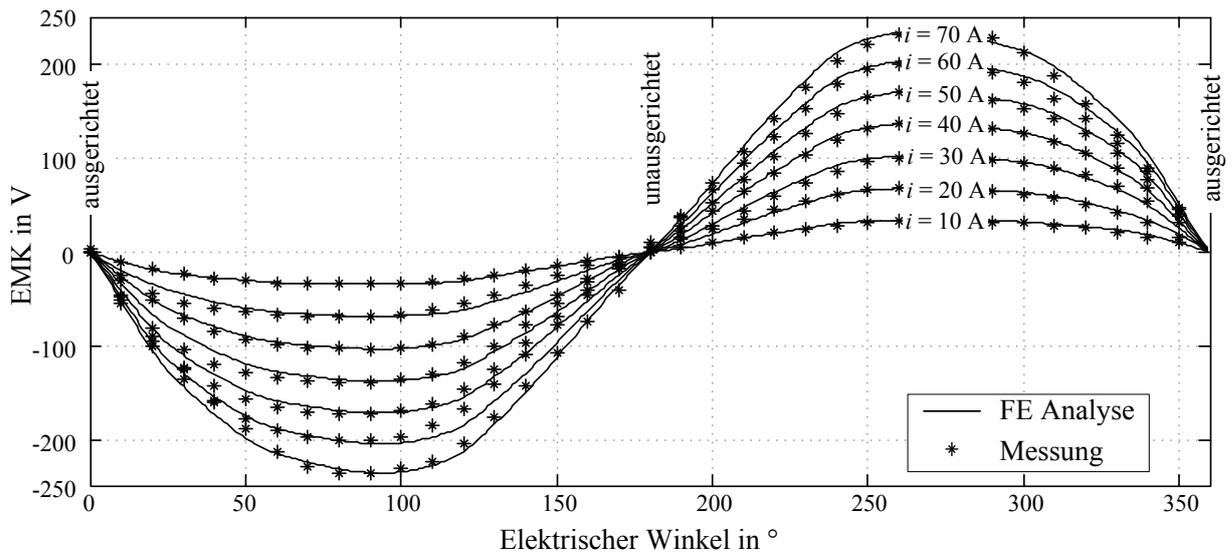


Abbildung 4.19: Vergleich der Messergebnisse mit den FE-Analyseergebnissen für die EMK

In Abbildung 4.19 sind die Messergebnisse und in einer durchgezogenen Linie, die FE-Analyseergebnisse der EMK für den rotatorischen Reluktanzmotor dargestellt. Die Messungen und die Analyse wurden bei einer Drehzahl von 406 min^{-1} durchgeführt. Für den maximalen Strom von 70 A weicht das FEM-basierte EMK-Profil zum Teil von den realen Messergebnissen ab. Dennoch werden für das Simulationsmodell die FEM-basierten Profile genutzt, da diese Grundlage für die Untersuchungen eines variierenden Luftspalts sind. Um das dynamische Verhalten des Simulationsmodells zu verifizieren, werden die Messungen mit den Simulationsergebnissen in charakteristischen Arbeitspunkten verglichen.

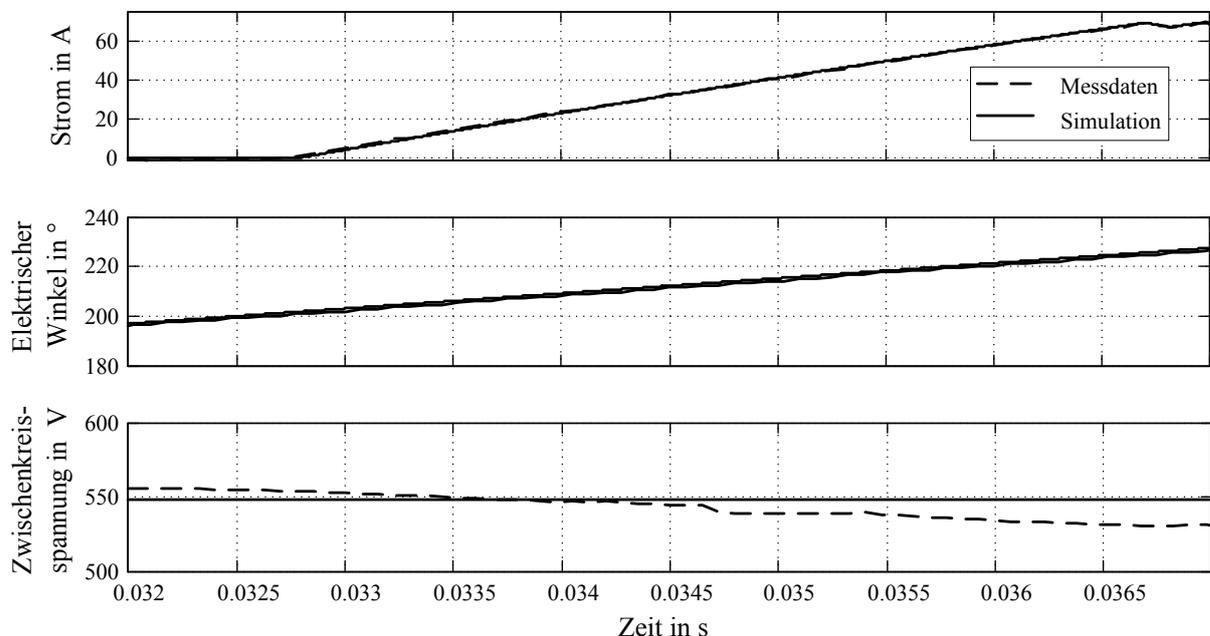


Abbildung 4.20: Vergleich der Messgrößen Strom und Zwischenkreisspannung mit der Simulation (während einer Aufkommutierungsphase)

In Abbildung 4.20 ist eine Messung und eine Simulation der Aufkommutierungsphase des rotatorischen geschalteten Reluktanzmotors bei einer Drehzahl von 100 min^{-1} und einem Drehmoment von 350 Nm dargestellt. Die Zwischenkreisspannung und die Drehzahl sind in der Simulation als konstant angenommen, während in der Messung eine deutliche

Spannungsschwankung und eine leichte Abweichung des elektrischen Winkels auf Grund von leichten Drehzahlschwankungen zu verzeichnen sind. Dennoch stimmen die Simulationsergebnisse des Stromverlaufs bei gleichzeitiger Erregung von drei Phasen gut mit den Messergebnissen überein. Diese Erkenntnis motiviert sowohl die vereinfachte Spannungsgleichung als auch die FEM-basierten Induktivitätsmatrizen. Ähnlich gute Ergebnisse konnten auch im restlichen Arbeitsbereich verzeichnet werden.

4.4.2 Verifikation der Tangentialkraft

Die durch eine FE-Analyse ermittelten Tangentialkräfte in Kapitel 4.3.2 können anhand von Messergebnissen durch den Linearmotorprüfstand validiert werden. Allerdings ist auf Grund der mechanischen Konstruktion des Prüfstands eine Zehntelmillimeter genaue Ausrichtung des Luftspalts oder des elektrischen Winkels kaum möglich. Ferner können nur statische Arbeitspunkte mit dem Linearmotorprüfstand vermessen werden. Daher werden in diesem Kapitel in einem zweiten Schritt die gemessenen Drehmomente des rotatorischen Prüfstands mit den entsprechenden FE-Analysen des rotatorischen Reluktanzmotors verglichen. Die Verifikation der FE-Analyseergebnisse bei 12 mm Luftspalt soll eine weitere FEM-basierte Untersuchung der Kraftentwicklung mit variierendem Luftspalt legitimieren.

Linearmotorprüfstand

Die Vermessung der Tangentialkräfte am Linearmotorprüfstand wird durch die in Abbildung 3.1 auf der rechten Seite dargestellte tangentielle Kraftmessdose realisiert. Dazu wurden unterschiedliche Ströme in unterschiedlichen Positionen in den Motor eingepreßt. In Abbildung 4.21 sind exemplarisch für unterschiedliche Stromkombinationen bei einem elektrischen Winkel (Phase A) von 140° die Tangentialkräfte dargestellt. Bei den dargestellten Messpunkten wurden jeweils drei Phasen (B, C und D) gleichzeitig bestromt. Analog dazu wurden diese Arbeitspunkte mit dem FEM-Werkzeug simuliert. Allerdings wurden dabei nicht alle drei Phasen gleichzeitig erregt, sondern lediglich immer nur eine Phase in unterschiedlichen Winkeln. Die resultierende Tangentialkraft $F_{\Sigma T}$ aus drei erregten Phasen wird dann gemäß folgender Gleichung aus der Addition der winkel- und stromabhängigen FE-Analyseergebnisse einer Phase gebildet:

$$F_{\Sigma T}(\varepsilon_x, i_y) = F_T(\varepsilon_x, i_y) + F_T(\varepsilon_x - 60^\circ, i_y) + F_T(\varepsilon_x - 120^\circ, i_y) \quad (4.37)$$

$$\text{mit } \varepsilon_x \in [0 \dots 360] \text{ }^\circ\text{el. und } i_y \in [0 \dots 70] \text{ A}$$

Die Superposition der Einzelkräfte ist für die Modellbildung von großer Bedeutung, da somit nur die Tangentialkraft einer Phase modelliert werden muss. Die Superposition der FEM-basierten Einzelkräfte weist allerdings einen systematischen Fehler auf, da hierbei nur die Sättigungseffekte für die Erregung einer Phase berechnet werden. Bei einer simultanen Erregung von mehreren Phasen kommt es durchaus zu Flussadditionen oder Flusssubtraktionen in einzelnen Motorteilen, sodass sich ein anderes Sättigungsverhalten einstellen sollte. Die Abweichung der FE-Analyseergebnisse von den Messwerten ist daher vom elektrischen Arbeitspunkt abhängig.

Neben den systematischen Fehlern aus der Superposition sind auch die prüfstandsbedingten Messfehler in diesem Vergleich zu berücksichtigen. So sind die Abweichungen zwischen FE-Analyse und den Messwerten auf folgende Ursachen zurückzuführen:

1. Während der Prüfstandsmessung sind kleine Variationen des Luftspalts durch die großen Normalkräfte zu verzeichnen. Daher ist an dieser Stelle mit einem systematischen Kraftmessfehler zu rechnen.
2. Desweiteren ist eine Ausrichtung der Motorpole auf wenige Zehntelmillimeter auf Grund der Motorgeometrie und der beweglichen Aufhängung nicht zu erreichen.
3. Neben den systematischen Messfehlern am Prüfstandsaufbau, müssen auch numerische bzw. systematische Fehler in der FE-Analyse in Betracht gezogen werden. Diese begründen sich nicht nur in der Diskretisierung des Simulationsraums, sondern auch in der anschließenden Superposition der berechneten Einzelkräfte.

Der relative Fehler zwischen der Superposition und den Messergebnissen ist ebenfalls in Abbildung 4.21 dargestellt. Eine Abweichung aus den oben genannten Gründen war zu erwarten, dennoch motivieren die Ergebnisse dieses Vergleichs zumindest näherungsweise die Verwendung der Superposition in einem Simulationsmodell.

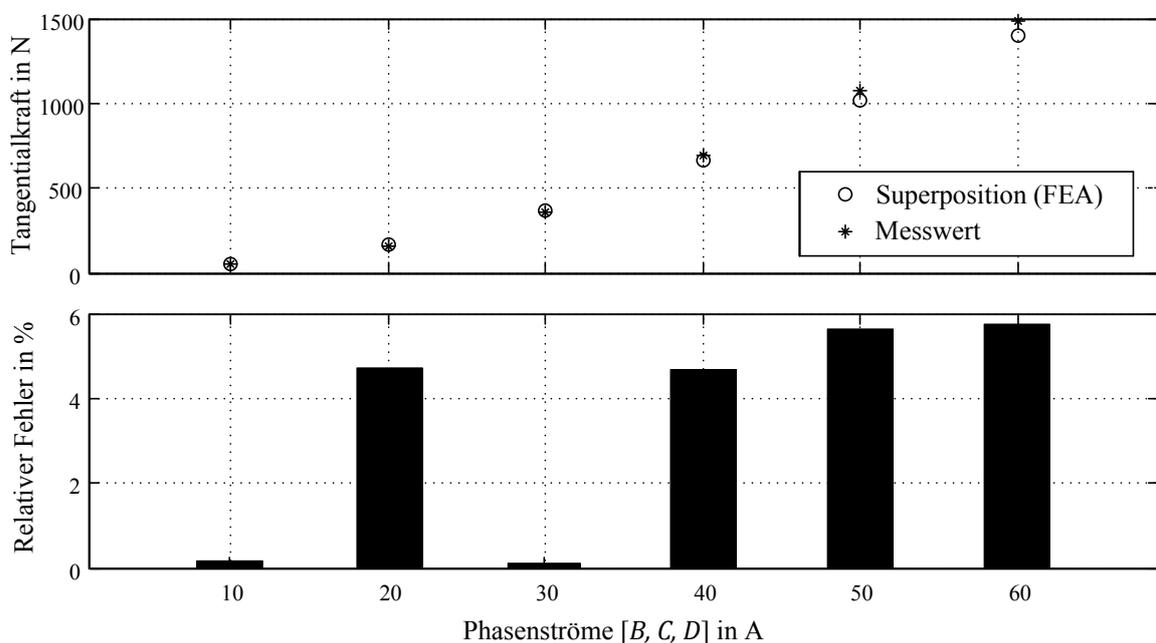


Abbildung 4.21: Vergleich der FE-Analyseergebnisse mit den Messwerten für die Tangentialkraft

Rotatorischer Motorprüfstand

Die Verifikation am rotatorischen Motorprüfstand schließt die ersten beiden Ursachen des Lineararmotorprüfstands für eine potentielle Abweichung der Analyseergebnisse von den Messwerten aus. Der rotationssymmetrische Aufbau stellt einen konstanten Luftspalt sicher, während der Rotorlagegeber in einer festgebremsten Position einen genauen mechanischen Winkel liefert.

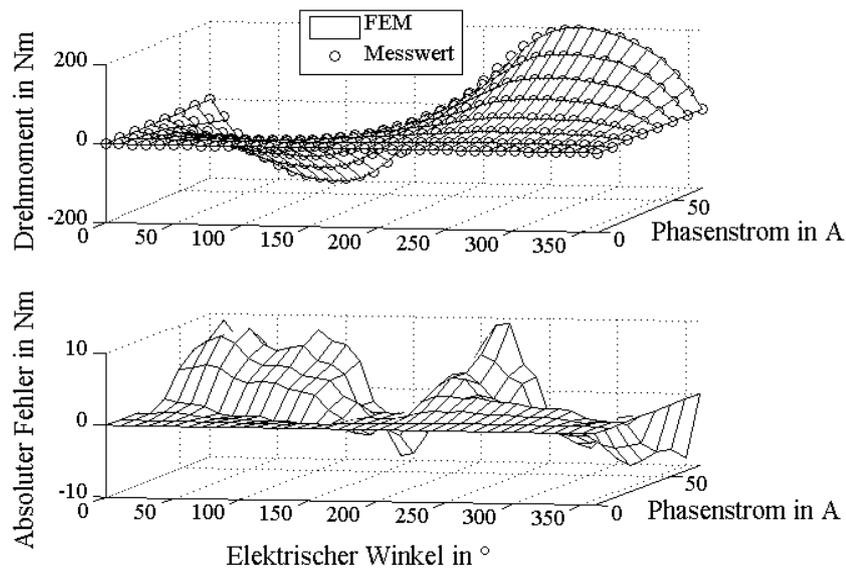


Abbildung 4.22: Vergleich der FE-Analyseergebnisse mit den Messwerten für das Drehmoment

In Abbildung 4.22 sind das gemessene und das simulierte Drehmoment (FEM) über den elektrischen Winkel für eine Phase dargestellt. Die FE-Analyseergebnisse zeigen für den Betrieb mit drei erregten Phasen nur geringe Sättigungseffekte. In Abbildung 4.23 ist das Analyseergebnis einer magnetostatischen FE-Analyse dargestellt.

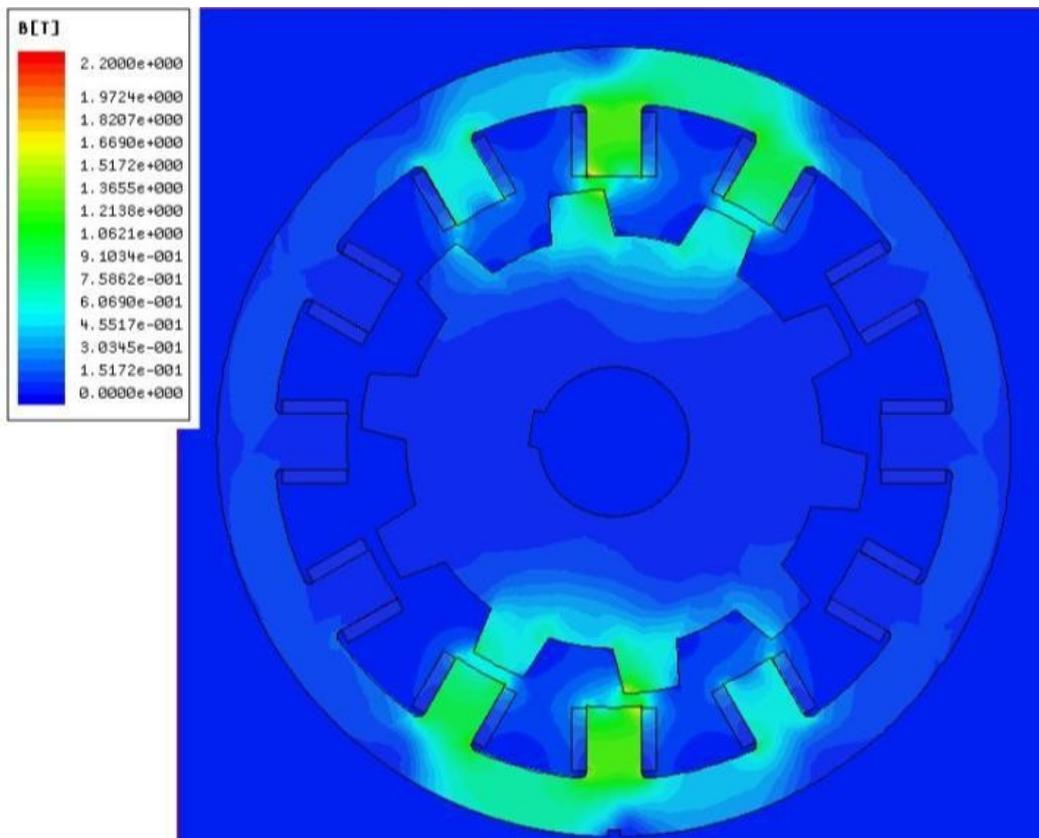


Abbildung 4.23: Magnetostatisches FE-Analyseergebnis für die magnetische Flussdichte bei drei gleichzeitig erregten Phasen

Der simulierte Arbeitspunkt mit einem Drehmoment von 330 Nm wird durch drei simultan erregte Phasen realisiert. Die mittlere Phase erfährt dabei die maximale Erregung. Die Phasen

weisen einen alternierenden Wicklungssinn auf, sodass es im mittleren Zahn zu einer Überlagerung der einzelnen Flusspfade kommt. Trotz dieser Überlagerung ist lediglich an der Zahnspitze eine Flussdichte von über 1,5 T zu verzeichnen. Die magnetische Flussdichte im Zahnkörper liegt zwischen 1,2 T und 1,4 T. Das FE-Analyseergebnis in Abbildung 4.23 zeigt in Verbindung mit der B-H Kennlinie des verwendeten Materials (Abbildung 4.24) demnach ein leicht sättigendes Verhalten im Zahnkörper und eine maximale Sättigung in der Zahnspitze. Diese Sättigungseffekte implizieren zwar ein nichtlineares Verhalten, dieses ist aber mit der großen linearen Reluktanz des Luftspalts ins Verhältnis zu setzen.

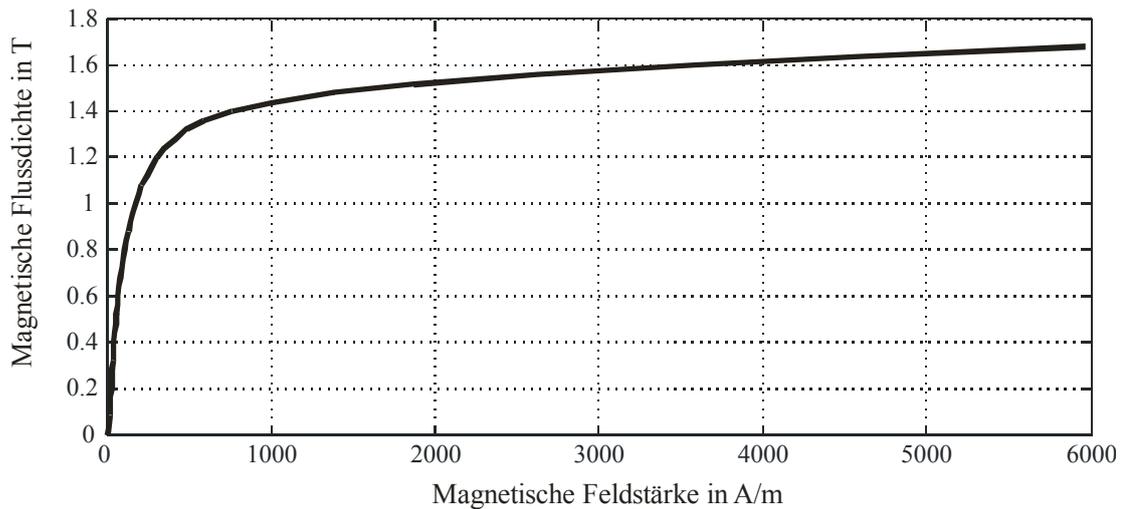


Abbildung 4.24: B-H Kennlinie des verwendeten Motorblechmaterials

Ein rein linearer Zusammenhang zwischen Phasenstrom und Verkettungsfluss ist zwar nicht zu erwarten, allerdings sollten sich weitere simultan erregte Phasen nicht signifikant auf das Sättigungsverhalten auswirken. Eine Superposition der Einzelkräfte sollte demnach eine gute Näherung darstellen. Um diese Annahme zu verifizieren, wurde der betrachtete Arbeitspunkt mit einem Drehmoment von 330 Nm bei einer Drehzahl von 25 min^{-1} am rotatorischen Prüfstand vermessen.

In Abbildung 4.25 sind die Messergebnisse dieses Arbeitspunktes einem Simulink-Simulationsmodell gegenübergestellt, welches auf einer Superposition der Einzelkräfte beruht. Die großen Schwingungen im Drehmoment sind der schwingungsfähigen Verbindungswelle zwischen den beiden Antrieben geschuldet. Dieses Verhalten wurde in dem Simulationsmodell ebenfalls berücksichtigt. Das mittlere Drehmoment des auf Superposition beruhenden Simulationsmodells stellt demnach eine gute Näherung dar. Die zuvor getroffene Annahme eines geringen Einflusses der Sättigung auf das Drehmomentverhalten kann somit bestätigt werden. Ferner wird beim Vergleich der Strommesswerte mit der Simulation deutlich (Abbildung 4.25, Mitte), dass die Vernachlässigung der Sättigungseffekte im Simulationsmodell keinen Einfluss auf die Stromänderungsrate hat.

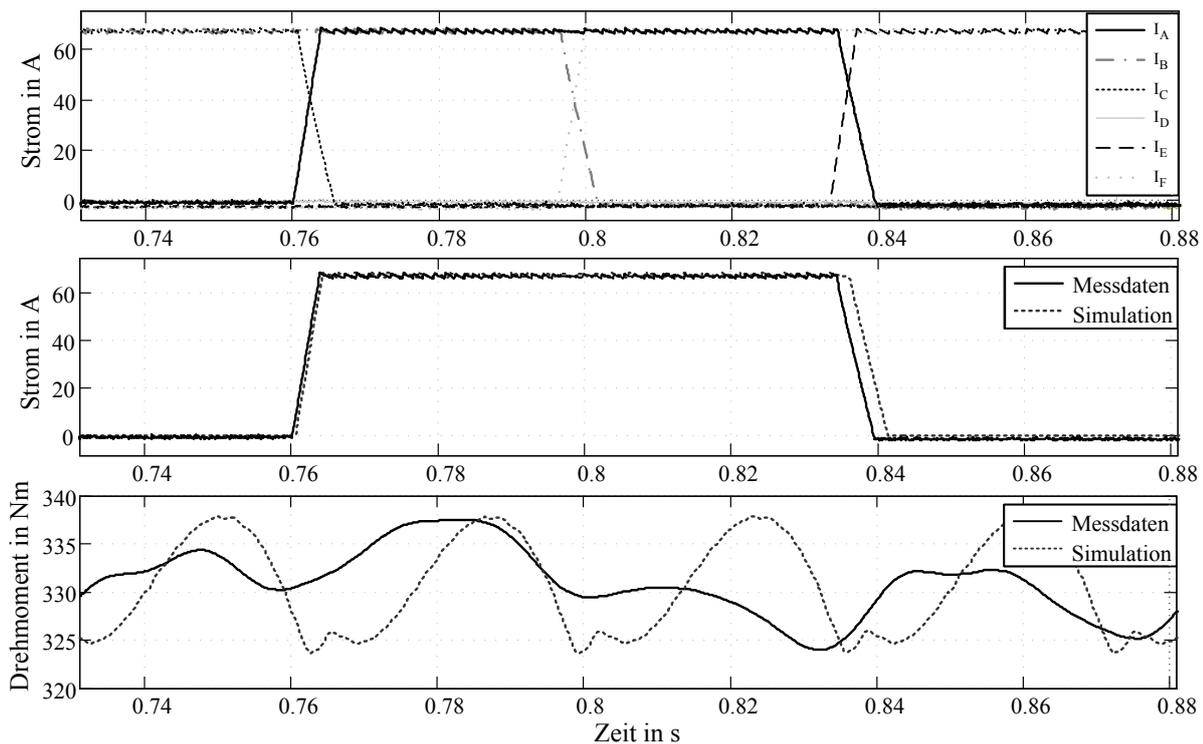


Abbildung 4.25: Vergleich zwischen Messwerten und Simulation

Strommesswerte aller 6 Phasen (Oben)

Vergleich Strommesswert und Simulation (Mitte)

Vergleich Drehmomentmesswert und Simulation (Unten)

4.4.3 Verifikation der Normalkraft

Da die Normalkraft in dynamischen Arbeitspunkten mit dem rotatorischen Reluktanzmotor nicht gemessen werden kann, soll diese mit Hilfe eines Simulationsmodells parallel zu den Messergebnissen geschätzt werden. Diese Schätzung soll auf Messungen am Linearmotorprüfstand und auf FE-Analyseergebnissen beruhen.

Die Verifikation der FE-Analyseergebnisse soll durch Messungen am linearen Prüfstand erfolgen. Dafür ist der passive Teil des Linearmotors wie in Abbildung 3.1 ersichtlich an vier Kraftsensoren aufgehängt, während ein fünfter Kraftsensor die Tangentialkraft erfasst. Der aktive Teil hingegen ist fest mit der Spannbank verschraubt. Dieser Aufbau ermöglicht die simultane Erfassung von Normal- und Tangentialkraft bei unterschiedlicher elektrischer Erregung und Ausrichtung.

Als Grundlage für die Verifikation sollen die in Kapitel 4.3.3 mit der Finiten Element Methode ermittelten Normalkräfte dienen. Dazu wurde der lineare geschaltete Reluktanzmotor statisch, bei unterschiedlicher Erregung, vermessen. In Abbildung 4.26 sind die Normalkräfte in der ausgerichteten Position bei ausschließlicher Bestromung einer Phase dargestellt. Die Kreise in der Abbildung entsprechen den Ergebnissen aus einer magnetostatischen FE-Analyse. Die durchgezogene Linie repräsentiert ein approximiertes Polynom aus den FEM-Daten. Analog dazu sind die Messwerte vom Prüfstand mit einem Stern gekennzeichnet. Der untere Teil der Abbildung stellt den relativen Fehler zwischen gemessener und approximierter Normalkraft in den entsprechenden Arbeitspunkten dar. Die

Abweichung erreicht einen relativen Fehler von bis zu 7%. Diese Abweichungen zwischen FE-Analyse und den Messwerten sind auf die gleichen Ursachen wie bei der Tangentialkraft zurückzuführen.

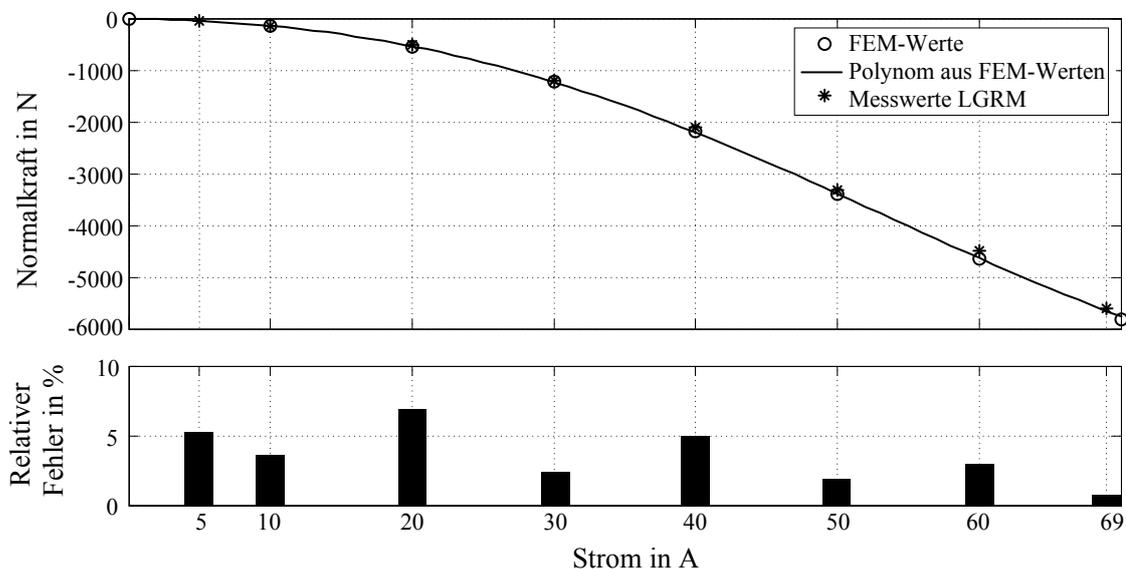


Abbildung 4.26: Verifikation der mittels FE-Analyse bestimmten Normalkraft

Die Berechnung der Normalkraft in einem Simulationsmodell kann durch den Prüfstands Aufbau nur bedingt verifiziert werden. Bei einem rotationssymmetrischen Aufbau, wie beim rotatorischen Prüfstand, heben sich die Normalkräfte auf. Und der Linearmotorprüfstand lässt eine Zehntelmillimeter genaue Positionierung nicht zu. Da allerdings die Verifikation der FEM-basierten Induktivitäten in Kapitel 4.3.1 eine gute Näherung bestätigt, soll das Simulationsmodell auf Basis der FEM-basierten Normalkräfte erstellt werden. Die in Abbildung 4.26 dargestellte Vermessung wurde auch für weitere Positionen mit ähnlichen Ergebnissen durchgeführt. Bei einer mehrphasigen Erregung gilt die gleiche Annahme wie für die Tangentialkräfte. Der geringe Einfluss der Sättigungseffekte auf die Reluktanz des Eisenweges, gegenüber der großen Reluktanz des Luftspalts, motiviert die Superposition der Phasennormalkräfte zu einer resultierenden Gesamtnormalkraft. Diese Annahme konnte auch durch weitere Messungen am Linearmotorprüfstand näherungsweise bestätigt werden und ist Grundlage für die in Kapitel 5 geschätzte Gesamtnormalkraft.

4.5 Modellierung des variierenden Luftspalts

Die Motivation für die Betrachtung eines variablen Luftspalts liegt in der Linearmotoranwendung begründet (Kapitel 2.2). Wie auch bei den Drehstromantrieben verhält sich das Drehmoment bzw. die Tangentialkraft von geschalteten Reluktanzmotoren reziprok zum Luftspalt. Der qualitative Einfluss einer Luftspaltänderung auf die Kraftentwicklung soll vorerst im ungesättigten Arbeitsbereich und im homogenen Luftspaltfeld betrachtet werden (analog zu [KRI01]). Mit der magnetischen Flussdichte B_δ gilt für den magnetischen Fluss im Bereich einer Deckungsfläche A_δ (Abbildung 4.27) zwischen Stator- und Rotorpol:

$$\phi = B_\delta \cdot A_\delta = \mu_0 H_\delta \cdot x_P \cdot l_m = \mu_0 \frac{Ni}{\delta_L} \cdot x_P \cdot l_m \quad (4.38)$$

Daraus folgt:

$$Ni = \frac{\phi \cdot \delta_L}{\mu_0 \cdot x_P \cdot l_m} \quad (4.39)$$

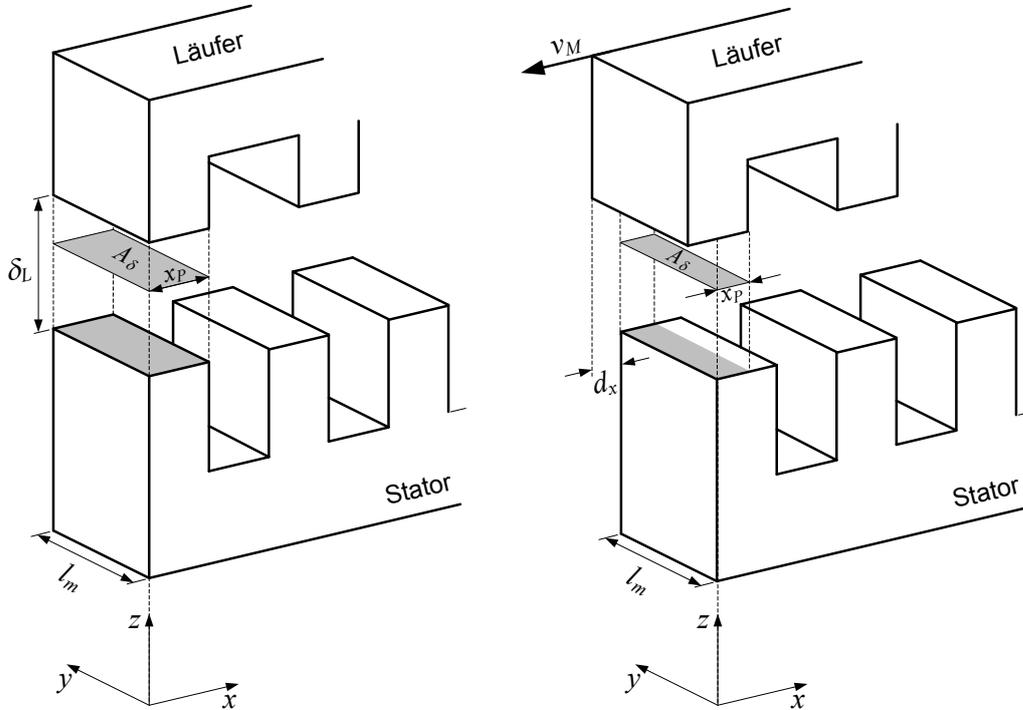


Abbildung 4.27: Schematische Darstellung des linearen geschalteten Reluktanzmotors

Die differentielle, elektrisch eingespeiste Arbeit dW_{el} für eine Phase mit N Windungen wird in [KRI01] wie folgt beschrieben:

$$dW_{el} = i \cdot d\psi = i \cdot d(N \cdot \phi) = Ni \cdot d\phi = \frac{\phi \cdot \delta_L}{\mu_0 \cdot x_P \cdot l_m} \cdot d\phi \quad (4.40)$$

Dabei soll der in Abbildung 4.27 dargestellte Luftspalt als ausschließlicher Speicherort für die magnetische Energie betrachtet werden. Damit ergibt sich für die im magnetischen Feld gespeicherte Energie:

$$W_{mag,\delta} = \frac{B_\delta^2 \cdot x_P \cdot l_m \cdot \delta_L}{2 \cdot \mu_0} = \frac{\phi^2 \cdot \delta_L}{2 \cdot \mu_0 \cdot x_P \cdot l_m} \quad (4.41)$$

Diese in Gleichung (4.41) beschriebene magnetische Energie ändert sich entweder durch die elektrische Erregung oder durch eine mechanische Bewegung des Läufers. Bei der hier betrachteten Anwendung kommt es neben einer transversalen Bewegung in x -Richtung auch zu einer Variation des Luftspalts und damit zu einer Bewegung in z -Richtung.

Die sich durch die Änderung der magnetisch gespeicherten Energie im Luftspalt ergebende Tangentialkraft lautet nach [KRI01]:

$$F_{T,\delta} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot l_m \cdot N^2}{\delta_L} \cdot i^2 \quad (4.42)$$

In dem betrachteten Fall ändert sich die Tangentialkraft bei konstantem Strom demnach reziprok zum Luftspalt.

Die Normalkraft kann im Luftspalt unter der Voraussetzung homogener Felder wie folgt beschrieben werden:

$$F_{N,\delta} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_\delta \cdot N^2}{\delta_L^2} \cdot i^2 \quad (4.43)$$

Im Gegensatz zur Tangentialkraft ändert sich die Normalkraft umgekehrt überproportional zum Luftspalt.

Für die Induktivitäten im homogenen Luftspalt gilt:

$$L_\delta = \frac{N^2}{R_{\Sigma,\delta}} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_\delta}{\delta_L} \quad (4.44)$$

Diese Betrachtungen sind theoretischer Natur, da sie sowohl den Einfluss des Eisenweges (Sättigungseffekte) als auch die Streufelder vernachlässigen. Dennoch veranschaulichen die Gleichungen (4.42) bis (4.44) den qualitativen Einfluss des Luftspalts. Um den konkreten Einfluss der Luftspaltänderung auf das Motormodell beurteilen zu können, müssen alle Flusswege berücksichtigt werden. In [SCH09] wird ein analytisches Verfahren vorgestellt, das sowohl das Materialverhalten als auch die Luftspaltstreuung der Stirnseiten berücksichtigt. Eine analytische Betrachtung des Motors bietet gegenüber einer FE-Analyse oder Messungen am Prüfstand den Vorteil einer besseren Interpretation der Ergebnisse. Allerdings ist die Herleitung des Motormodells sehr umfangreich.

Da in dieser Arbeit der Einfluss eines variierenden Luftspalts auf die Regelung (Kapitel 5) untersucht werden soll und nicht der Motorentwurf im Fokus steht, soll auf ein präzises analytisches Modell verzichtet werden. Der quantitative Einfluss des Luftspalts auf die Modellparameter wird mit Hilfe einer FE-Analyse ermittelt. Die FE-Analyseergebnisse wurden bereits in Kapitel 4.4 verifiziert und sind für die Untersuchung der Regelungskonzepte hinreichend.

Um die Einflüsse des Luftspalts auf die Modellparameter bestimmen zu können, muss die NBP Teststrecke (Kapitel 2.2) hinsichtlich Parameterschwankungen betrachtet werden. Der nominelle mechanische Luftspalt zwischen Stator und Läufer beträgt bei der Teststrecke 10 mm. Allerdings befindet sich um die Motorteile (Stator, Läufer) eine 1 mm starke Kunststoffhülle, sodass von einem magnetischen Luftspalt von 12 mm ausgegangen werden muss.

Seit Errichtung der NBP Außenanlage im Jahr 2003 haben sich die Statorelemente in Bezug auf die Schienenoberkante leicht gesetzt, sodass der resultierende Luftspalt zwischen den Linearmotorteilen ortsabhängig variiert [SEA08]. Diese Variation des Luftspalts wurde mit einem autonomen Messfahrzeug (AMV) ermittelt [SFB08]. Die Oberfläche der Statoren hat sich gegenüber der Schienenoberkante im Mittel um ca. 1,5 mm abgesenkt. Abbildung 4.28 zeigt exemplarisch für den Bahnhofsbereich der NBP Außenanlage das Setzen der Statoren seit Errichtung im Jahr 2003 (Verlegeprotokoll). Zudem macht die Darstellung auch den variierenden Luftspalt deutlich. Ein Stator ist dabei vereinfacht durch seinen Anfangs- und Endpunkt in der Messung abgebildet. Analog zu diesen Messwerten wird im Folgenden der quantitative Einfluss einer 2 mm großen Luftspaltänderung für den geschalteten Reluktanzmotor im Rahmen einer FE-Analyse ermittelt.

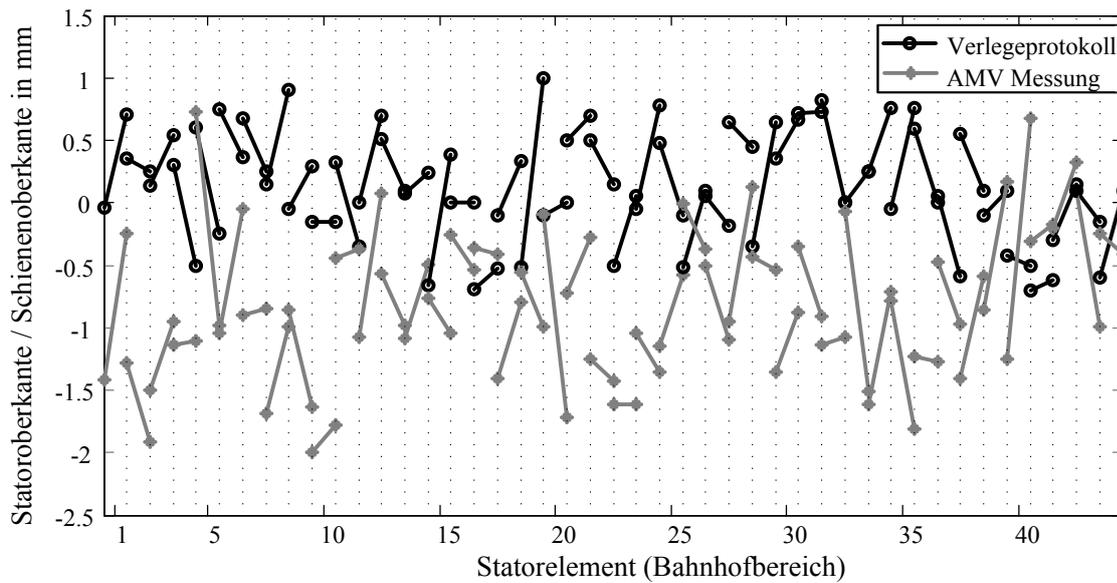


Abbildung 4.28: Vergleich des Verlegeprotokolls mit Messungen der Statorlage in 2003

Dabei soll sich der Luftspalt von 12 mm auf 10 mm verringern (Abbildung 4.29). Für die Untersuchung des LGRM als potentieller Antrieb für die NBP Versuchsanlage werden Streckenelemente (Statorelemente) mit 14 Polen gewählt. Das impliziert eine Statorelementlänge von 2,065 m.

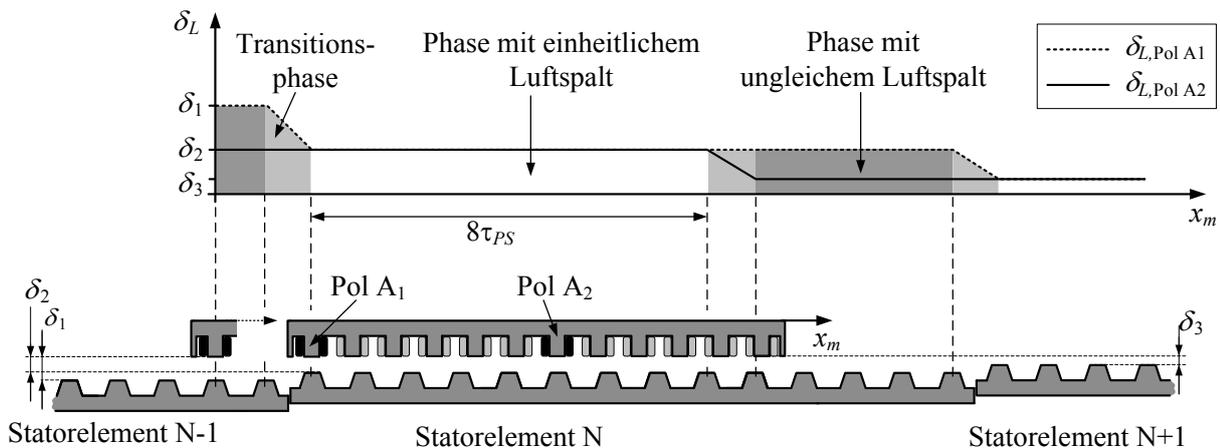


Abbildung 4.29: Schematische Darstellung der Luftspaltvariation

Durch die in Abbildung 4.29 dargestellte Strecke ergeben sich für den magnetischen Kreis einer Phase zwei Sonderfälle, die im Folgenden erläutert werden:

1. Zwischen den einzelnen Statorelementen befindet sich montagebedingt ein kleiner Luftspalt, der sich u.U. negativ auf die Flusswege der einzelnen Phasen auswirkt. Da es noch keine konkrete Realisierung einer Reluktanzmotorstrecke gibt, wird dieser Sonderfall nicht weiter betrachtet. Vielmehr wird vom Linearmotorkonstrukteur erwartet, dass er für einen Statorelementübergang mit geringer Reluktanz sorgt (z.B. durch eine Jochverstärkung im Übergang).
2. Während des Übergangs von einem Statorelement auf das nächste, erfährt zunächst nur ein Läuferpol einer Phase eine Luftspaltänderung, während bei dem anderen Pol der Luftspalt zunächst konstant bleibt. Bei einer elementweisen Variation des Luftspalts haben die beiden Läuferpole einer Phase nur über acht Statorpolteilungen

den gleichen Luftspalt (unter der Annahme eines konstanten Abstands von Statoroberkante zur Schienenoberkante pro Element). Über eine Strecke von vier Statorpolteilungen ist der Luftspalt unter den Läuferpolen einer Phase unterschiedlich (Abbildung 4.29). Die Transitionsphasen und die Phasen mit unterschiedlichem Luftspalt sollen in den folgenden Untersuchungen berücksichtigt werden.

4.5.1 Einheitliche Luftspaltänderung

Zunächst wird der Einfluss eines einheitlich variierenden Luftspalts betrachtet. Das bedeutet im Detail, dass beide Pole einer Phase die gleiche Luftspaltbreite aufweisen (vgl. Abbildung 4.29). In Abbildung 4.30 sind die FE-Analyseergebnisse des Verkettungsflusses bei einem einheitlich variierendem Luftspalt dargestellt. Dabei ist in der ausgerichteten Position (0° el.) eine größer werdende Sättigung bei kleiner werdendem Luftspalt zu erkennen. Die Reduzierung des Luftspalts hat demnach sowohl auf die Amplitude, als auch auf den Verlauf des Verkettungsflusses über den Weg einen Einfluss.

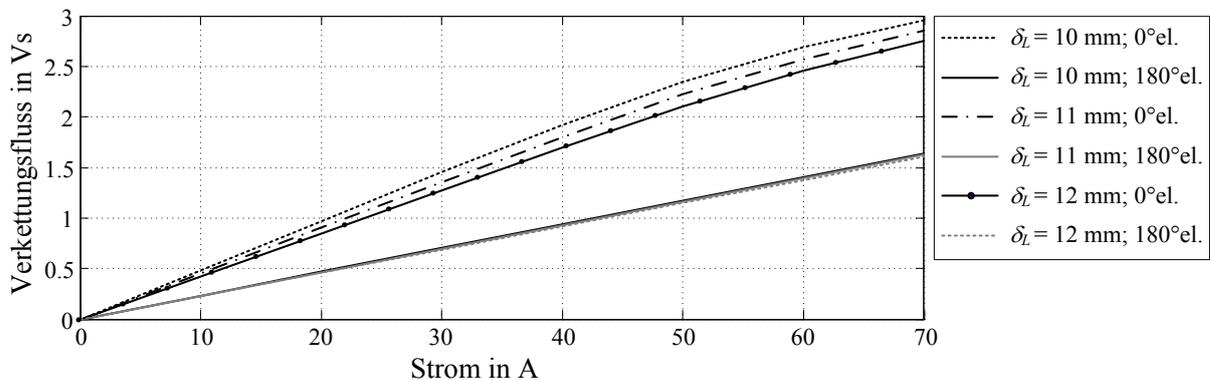


Abbildung 4.30: FE-Analyseergebnis der Verkettungsflüsse bei variierendem Luftspalt

In Abbildung 4.31 sind die Flussdichten und die Feldlinien einer Phase (maximale Erregung) dargestellt. Das sättigende Verhalten des Verkettungsflusses in der ausgerichteten Position in Abbildung 4.30 kann durch die partielle Sättigung der erregten Pole erklärt werden. Abbildung 4.31 zeigt, dass der variierende Luftspalt einen Einfluss sowohl auf das Materialverhalten, als auch auf die Flusswege hat. Durch die partiellen Sättigungen und die inhomogenen Felder ist die in Gleichung (4.42) bis (4.44) beschriebene Abhängigkeit vom Luftspalt in den folgenden FE-Analyseergebnissen daher bestenfalls näherungsweise wiederzufinden. Demzufolge sind die Induktivitäten, Tangential- und Normalkräfte nicht durch einen einfachen analytischen Ausdruck luftspaltabhängig berechenbar. Vielmehr werden im Rahmen der Modellbildung für jeden Luftspalt die Modellparameter analysiert und in Form von Datentabellen bereitgestellt. Das Motormodell wird daher größtenteils aus Datentabellen bestehen. Der Einfluss des Luftspalts und der daraus resultierenden Modellparameter auf die Regelung wird in Kapitel 5 diskutiert.

Die FE-Analyseergebnisse für die Normalkräfte sind in Abbildung 4.32 dargestellt. Exemplarisch wurde neben den FE-Analysen bei einem Luftspalt von 12 mm, 11 mm und 10 mm auch eine Analyse bei 5 mm Luftspalt durchgeführt. Durch die zusätzlichen Stützstellen bei 5 mm ist der Verlauf der Normalkräfte bei variierendem Luftspalt genauer zu bestimmen.

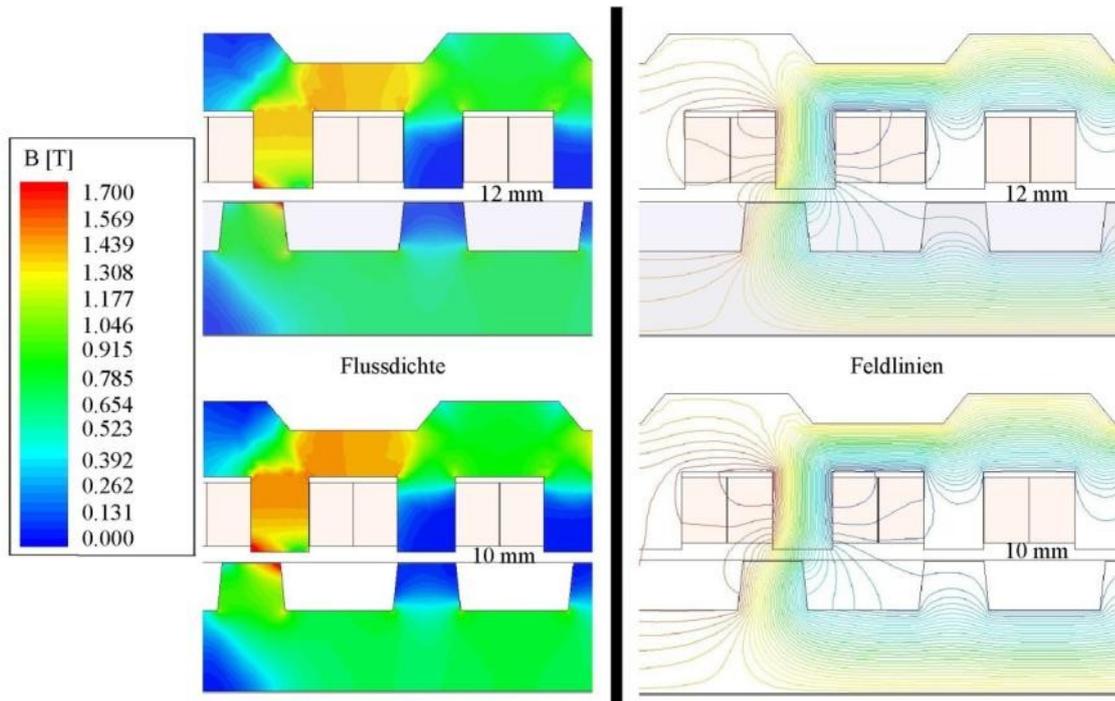


Abbildung 4.31: FE-Analyseergebnis der Flussdichte und Feldlinien bei 12mm und 10mm Luftspalt

Zur Veranschaulichung wurden die Normalkräfte in Abbildung 4.32 durch ein Polynom 2. Ordnung angenähert.

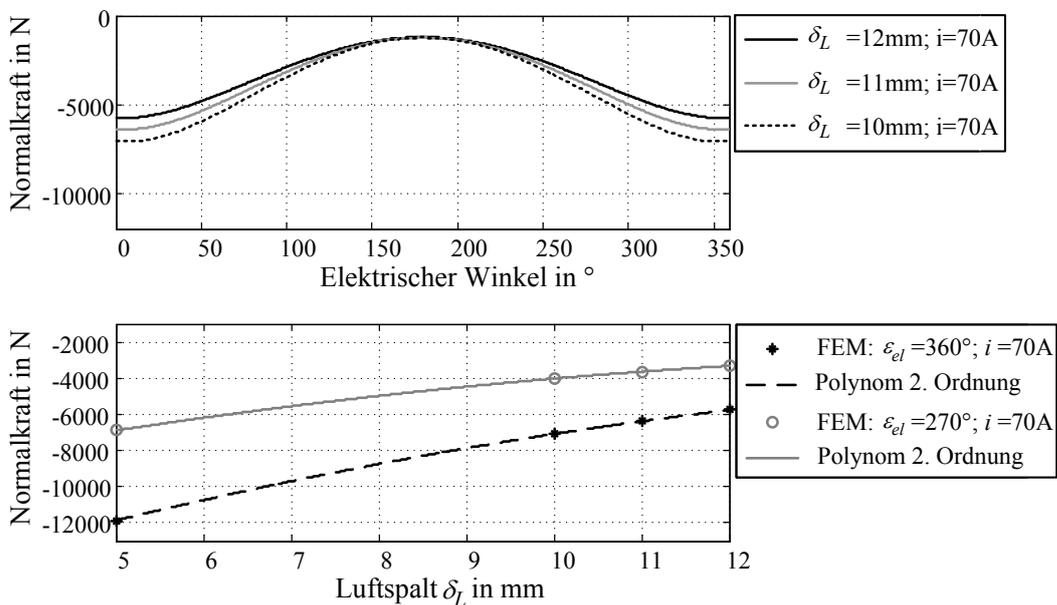


Abbildung 4.32: FE-Analyseergebnis der Normalkräfte bei variierendem Luftspalt

Dadurch wird deutlich, dass für den Arbeitsbereich von 10 mm bis 12 mm eine lineare Approximation von Zwischenwerten fehlerbehaftet ist. Die Zwischenwerte entstehen in der betrachteten Anwendung beim Übergang von einem Statorelement auf das Folgende. Die zusätzliche Stützstelle bei einem Luftspalt von 5 mm in Abbildung 4.32 offenbart ferner, dass die großen Normalkräfte von bis zu 11,8 kN mit dem Linearmotorprüfstand (Abbildung 3.1) nicht zu messen sind. Für diese Kräfte sind weder die Kraftmessdosen, noch die Trägerkonstruktion ausgelegt. Auch im Betrieb muss zum Schutz des Fahrwerks der Luftspalt „beobachtet“ werden. Das kann sowohl durch einen softwarebasierten Beobachter oder durch

zusätzliche Sensorik erfolgen. Bei einem kleiner werdenden Luftspalt muss zumindest eine Skalierung der Sollwerte für Strom oder Tangentialkraft vorgenommen werden, da sonst u.a. eine Überbeanspruchung der Fahrzeugachsen einhergehen kann. Auf Grund der Sättigungseffekte und dem damit einhergehenden Einfluss des Luftspalts auf den Kraftverlauf über den Weg, werden die Normal- und Tangentialkräfte für jeden Luftspalt separat analysiert (Abbildung 4.33, Abbildung 4.34). Die aus den FE-Analysen stammenden Daten können dann mittels Datentabelle für die Untersuchung potentieller Regelungskonzepte einem Simulationsmodell zur Verfügung gestellt werden.

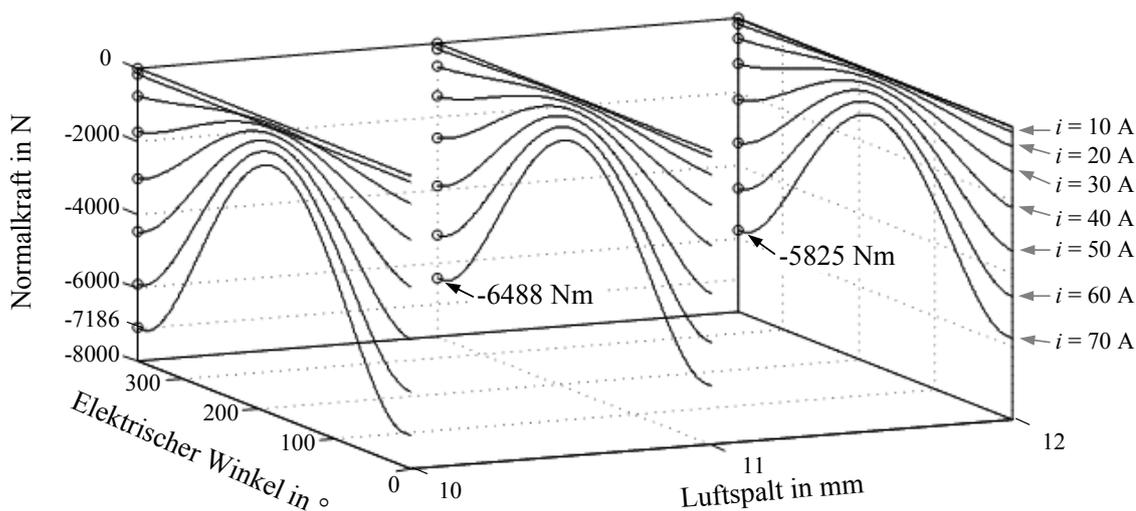


Abbildung 4.33: FE-Analyseergebnis der Normalkraft einer Phase bei variierendem Luftspalt

In Abbildung 4.34 sind die FE-Analyseergebnisse der zu erwartenden Tangentialkraftverläufe dargestellt. Dabei ist bei einer Luftspaltänderung von 2 mm eine maximale Änderung der Tangentialkraft von rund 26% zu verzeichnen. Bei einem kennfeldbasiertem Regelungskonzept ohne Berücksichtigung eines variierenden Luftspalts würde dies zu einer fehlerhaften Kraftregelung führen. Eine ungewollte Beschleunigung des Fahrzeugs kann durch eine übergeordnete Geschwindigkeitsregelung kompensiert werden. Allerdings muss für den Konvoibetrieb die Antriebs- bzw. Bremskraft im Betrieb vorausberechenbar sein. Daher ist die Kenntnis der Tangentialkraft zumindest näherungsweise notwendig.

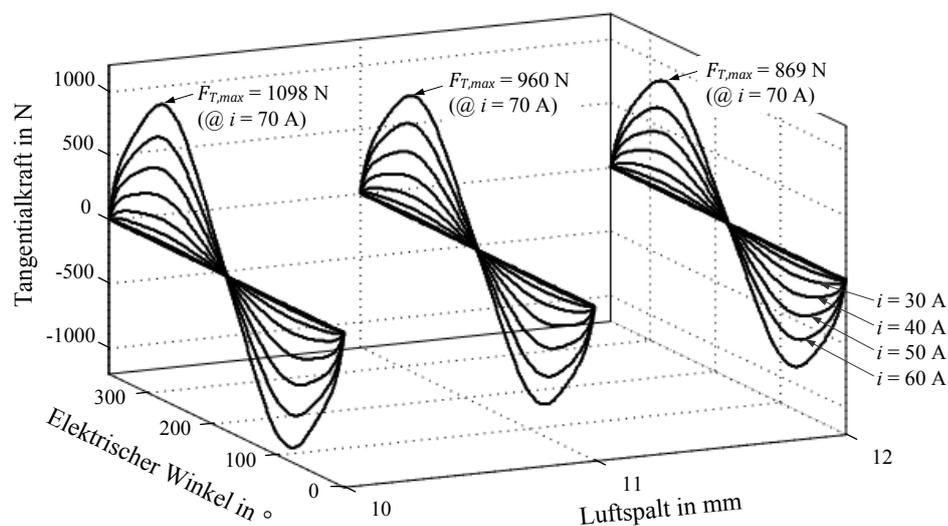


Abbildung 4.34: FE-Analyseergebnis der Tangentialkraft einer Phase bei variierendem Luftspalt

4.5.2 Asymmetrische Luftspaltänderung

Der Übergang des Läufers von einem Statorelement auf das Folgende mit unterschiedlichem Luftspalt (Abbildung 4.29) kann in drei Phasen beschrieben werden.

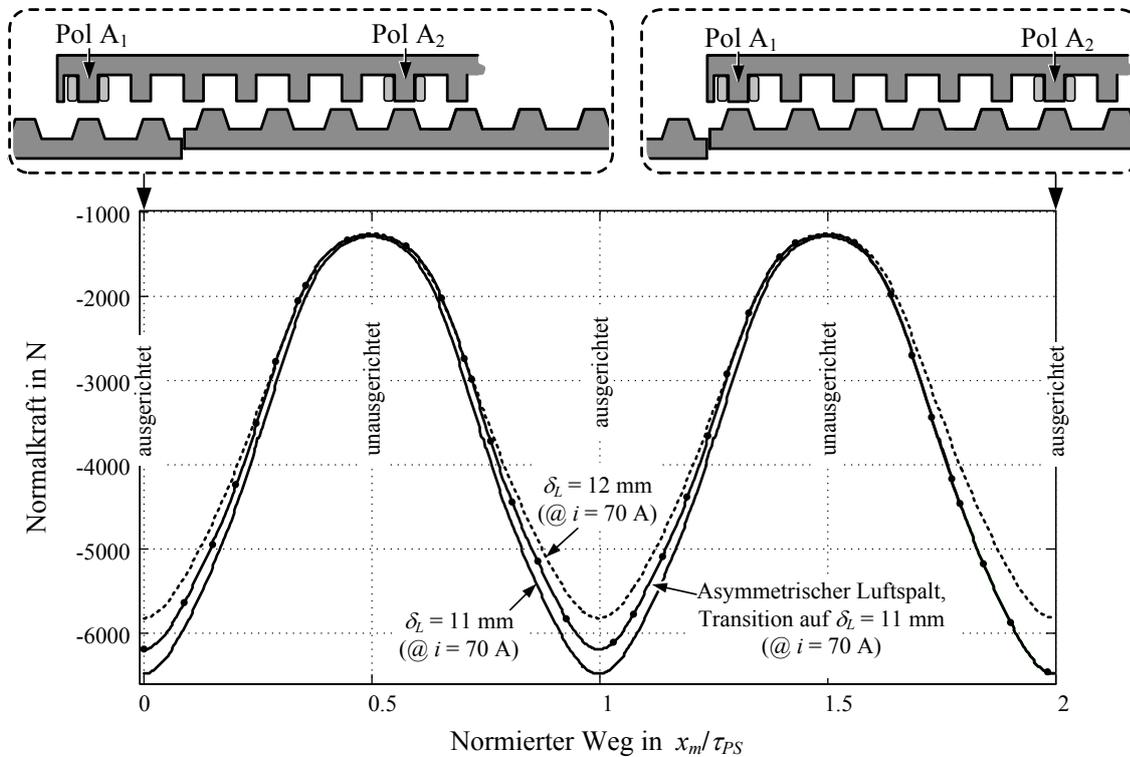


Abbildung 4.35: Normalkraft bei asymmetrischer Luftspaltänderung (FE-Analyse) über zwei Polteilungen. Startpunkt: Bild oben links; Endpunkt: Bild oben rechts

Die erste Phase ist die Transition eines Läuferpols auf ein neues, höhenversetztes Statorelement. Die Transitionsphase wird sukzessive von den ersten Läuferpolen jeder Motorphase durchlaufen. Danach weisen die beiden Läuferpole einer Motorphase (Abbildung 4.29, Pole A_1 und A_2) einen asymmetrischen Luftspalt auf, der sich sowohl auf die Normal-, als auch auf die Tangentialkraft auswirkt. In Abbildung 4.35 ist der Einfluss eines asymmetrischen Luftspalts mit anschließender Transitionsphase für die Normalkraft einer Phase dargestellt. Zum Vergleich sind die Normalkräfte mit einheitlichem Luftspalt von 11 mm und 12 mm dargestellt (bei einem konstanten Strom von $i = 70$ A). In der Position $x_m/\tau_{PS} = 0$ weisen die beiden Pole A_1 und A_2 eine unterschiedliche Luftspaltbreite auf. Dieser Umstand begründet den dargestellten Normalkraftwert in dieser Position, welcher sich zwischen den beiden Referenzverläufen befindet. In der unausgerichteten Position bei $x_m/\tau_{PS} = 0.5$ kann zwischen den Normalkraftverläufen kaum ein Unterschied erkannt werden. Der Einfluss eines variierenden Luftspalts macht sich demnach hauptsächlich in der Nähe der ausgerichteten Position bemerkbar. Nach zwei Polteilungen, also in der Position $x_m/\tau_{PS} = 2$, befinden sich die betrachteten Läuferpole A_1 und A_2 wieder über einem einheitlichen Luftspalt. In dieser Position liegt der Normalkraftwert der betrachteten Phase auf dem Referenzverlauf von $\delta_L = 11$ mm. Abbildung 4.35 verdeutlicht, dass die Normalkräfte einer Phase mit asymmetrischem Luftspalt deutlich von den einheitlichen Normalkräften bei 11 mm oder 12 mm Luftspalt abweichen. Für eine simulative Untersuchung des Einflusses eines variierenden Luftspalts auf die Tangentialkraft- bzw. Drehmomentgenauigkeit muss das Motormodell den asymmetrischen Luftspalt ebenfalls abbilden können.

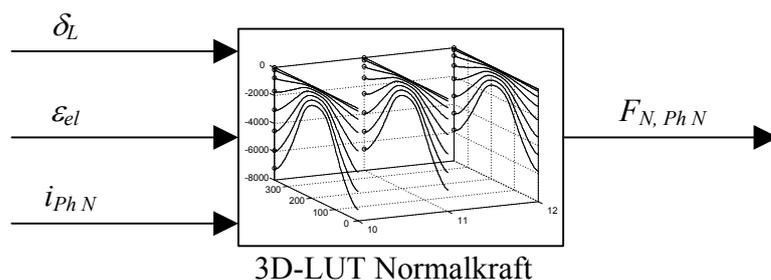


Abbildung 4.36: Normalkraft in Form einer Datentabelle, 3D Lookup Table (3D-LUT)

In Kapitel 4.5.1 sind Datentabellen für die diskreten Luftspaltwerte von [10 mm, 11 mm, 12 mm] beschrieben worden. Die Datentabellen werden als 3D-Lookup Tables in Matlab/Simulink realisiert, welche die Zwischenwerte durch verschiedene Interpolationsverfahren annähern können (Abbildung 4.36).

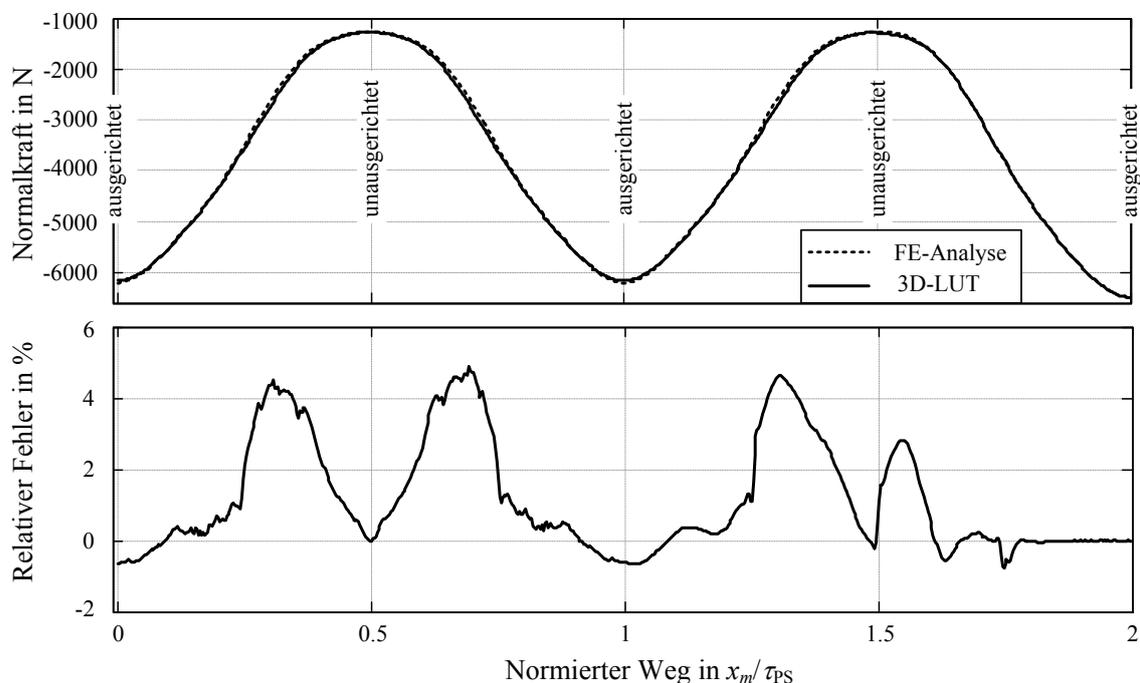


Abbildung 4.37: Verifikation der 3D Lookup Table (LUT) für die Normalkraft

In Abbildung 4.37 wurde die in Matlab/Simulink simulierte Normalkraft während der Transitionsphase mit dem Normalkraftprofil aus der FE-Analyse (siehe Abbildung 4.35) verglichen. Bei den 3D Lookup Tables wurde eine lineare Interpolation für Werte zwischen den Stützstellen verwendet. Die Abweichung von bis zu 4.9% wird in dieser Arbeit als ausreichende Näherung bewertet, um den Einfluss einer asymmetrischen Luftspaltänderung auf die Regelungskonzepte in Kapitel 5 zu untersuchen. Die Normalkraft hat zudem keinen direkten Einfluss auf die Tangentialkraftregelung und somit auf die Regelgüte. Analog zur Normalkraft (Abbildung 4.35) wird auch die Tangentialkraft während einer Transitionsphase mit Matlab/Simulink simuliert und mit den FE-Analyseergebnissen aus Abbildung 4.38 verglichen.

Bei den FE-Analyseergebnissen ist auffällig, dass sich trotz eines asymmetrischen Luftspalts die maximalen Tangentialkräfte kaum von denen bei 11 mm Luftspalt unterscheiden. Die lineare Interpolation der Tangentialkräfte im 3D Lookup Table kann demnach das asymmetrische Kraftprofil in den Extremstellen nicht präzise nachbilden.

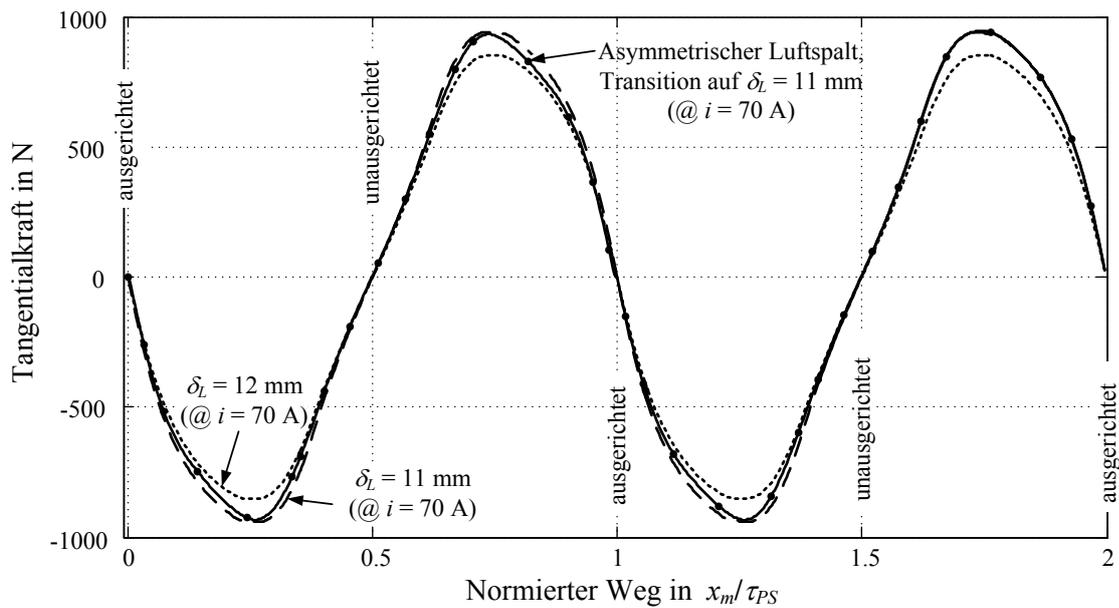


Abbildung 4.38: Tangentialkraft bei einer asymmetrischen Luftspaltänderung von 12 mm auf 11 mm (FE-Analyse)

Die großen prozentualen Abweichungen in Abbildung 4.39 sind allerdings den Nulldurchgängen geschuldet. Die Abweichungen im Bereich der maximalen Kräfte bezogen auf die FE-Analyseergebnisse bleiben unter 5% und werden in dieser Arbeit analog zu den interpolierten Normalkräften als ausreichend für die Untersuchung der Regelungskonzepte bewertet.

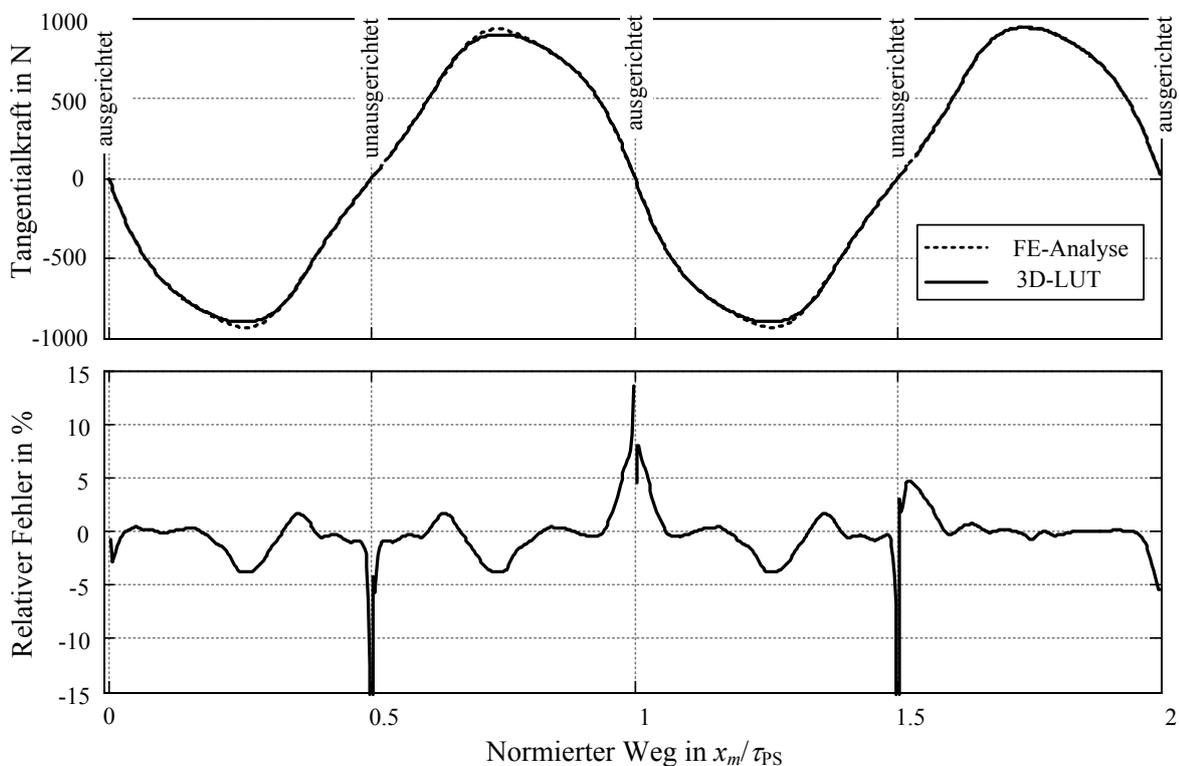


Abbildung 4.39: Verifikation der 3D Lookup Table (LUT) für die Tangentialkraft

Mit den Datentabellen für die Normal- und Tangentialkräfte kann sowohl der Einfluss einer einheitlichen Luftspaltvariation, als auch die Transitionsphasen simuliert werden. Analog zu

den Datentabellen für die Kräfte, werden auch die Induktivitäten und die EMK luftspaltabhängig in Datentabellen abgelegt.

4.6 Simulationsmodell

Das hier beschriebene Simulationsmodell wird mit dem Softwarewerkzeug Matlab/Simulink erstellt und soll in den nachfolgenden Kapiteln zur zusätzlichen Verifikation der Regelungskonzepte dienen, da nicht alle Randbedingungen einer realen Linearmotoranwendung am Prüfstand nachgebildet werden können. Die Analyse der Streckenbeschaffenheit der betrachteten Außentestanlage in Kapitel 4.5 offenbart einen variablen Luftspalt mit einer Luftspaltschwankungsbreite von ca. 2 mm. Daher wird das Motormodell in ein Simulationsmodell mit den unterschiedlichen Regelungskonzepten eingebunden, sodass die Auswirkungen eines variierenden Luftspalts auf die Regelperformance und auf den Motor bewertet werden können. Dabei können die Schwankung des Gesamtdrehmoments, die Stromschwingungen oder die maximale Amplitude der Normalkraft als Bewertungskriterium dienen.

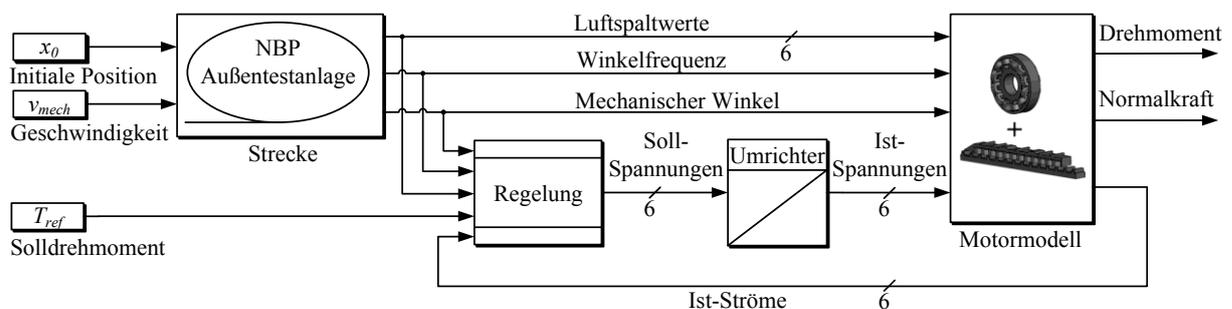


Abbildung 4.40: Integration des Motormodells in das Simulationsmodell

Das in Abbildung 4.40 dargestellte Simulationsmodell besteht aus vier Subsystemen, die neben dem Motormodell auch eine Simulation der Strecke, der Regelung und des Umrichters ermöglichen. Die Strecke beinhaltet eine Datentabelle für die Luftspaltwerte, welche auf der Analyse des Luftspalts der NBP Außentestanlage beruht (Kapitel 4.5). Damit ist eine positions- und geschwindigkeitsabhängige Simulation der Luftspaltvariation möglich. Ferner wird in diesem Subsystem der aus der Position resultierende mechanische Winkel berechnet. Das Subsystem ‚Regelung‘ ist als Platzhalter für die verschiedenen Regelungskonzepte aus Kapitel 5 zu verstehen.

Das Motormodell wird durch das gleichnamige Subsystem repräsentiert und ist in Abbildung 4.41 detailliert dargestellt. Es basiert auf den Spannungsgleichungen aus (4.29). Die Modellparameter mit Ausnahme der Normalkraft beruhen auf dem rotatorischen geschalteten Reluktanzmotor, da bei diesem Motortyp die EMK, zumindest für den nominellen Luftspalt von 12 mm, am Prüfstand verifiziert werden kann. Die Induktivitäten basieren dabei auf der FE-Analyse (siehe Kapitel 4.4.1) und werden dem Motormodell als Datentabelle zur Verfügung gestellt. Da die Induktivitäten winkel-, strom-, und luftspaltabhängig sind, ergibt sich eine dreidimensionale Datentabelle (3D-LUT). Die Induktivitätsänderungen in (4.29) werden mit den Phasenströmen zur normierten EMK zusammengefasst und ebenfalls als dreidimensionale Datentabelle in das Motormodell integriert. Zwei weitere Datentabellen werden für die Berechnung der winkel-, strom-, und luftspaltabhängigen Einzelkräfte bzw. -momente in das Motormodell eingebunden. Während sich die Datentabelle für das Drehmoment auf den rotatorischen Reluktanzmotor bezieht, basiert die Datentabelle für die

Normalkraft auf dem Linearmotorprüfstand und wurde am selbigen verifiziert. Die Spannungsgleichungen werden für jede Phase separat berechnet und das resultierende Gesamtdrehmoment und die Normalkraft ergeben sich aus der Addition der Einzeldrehmomente bzw. Einzelnormalkräfte jeder Phase (Abbildung 4.41).

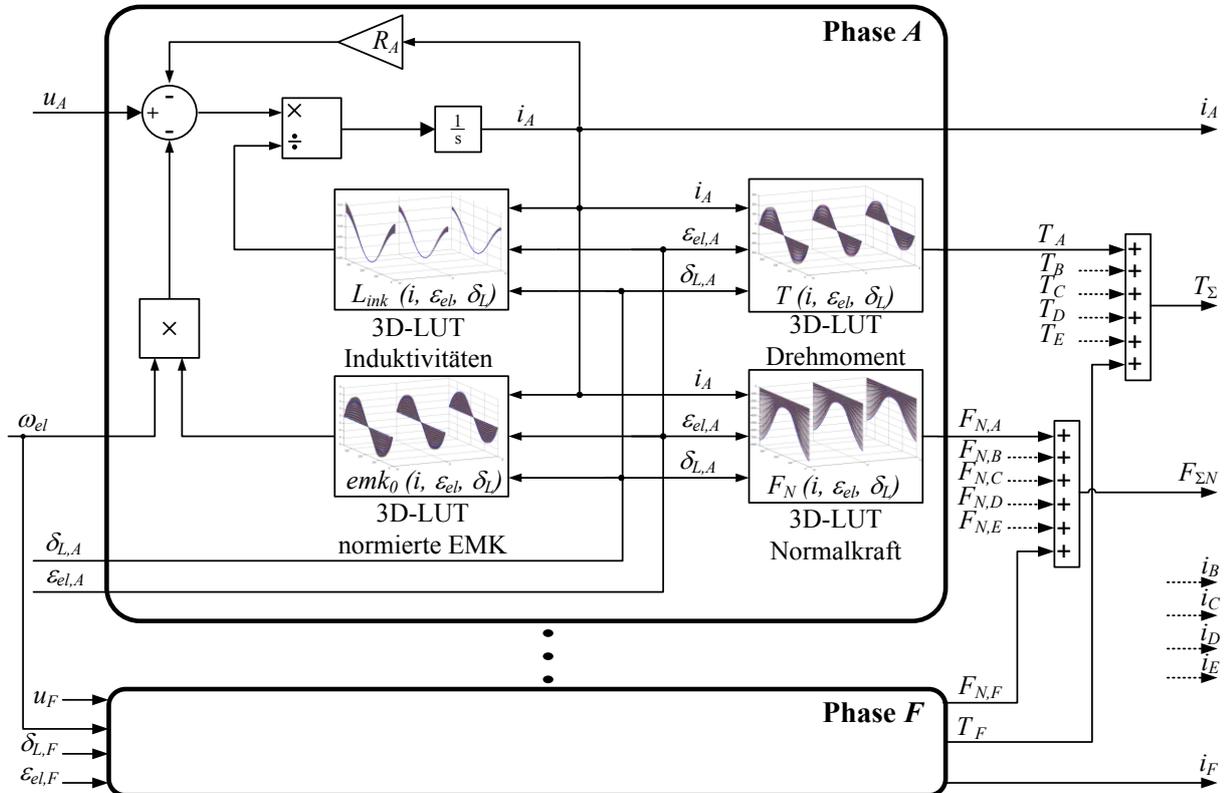


Abbildung 4.41: Motormodell für den 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotor

5 Regelung des 6-phasigen geschalteten Reluktanzantriebs

In diesem Kapitel werden Regelungskonzepte für den 6-phasigen geschalteten Reluktanzmotor unter Berücksichtigung der in Kapitel 4 diskutierten Einflussparameter untersucht. Die in Kapitel 2.1 vorgestellten RailCabs auf der Außentestanlage verfügen über eine Lage- und Geschwindigkeitsregelung. Diese äußeren Regelschleifen sollen aber nicht Gegenstand dieser Arbeit sein. Vielmehr motiviert die Anforderung nach einer geringen Geräuschkentwicklung oder nach einem hohen Fahrkomfort die Untersuchung der unterlagerten Tangentialkraftregelung bzw. -steuerung (Abbildung 5.1, gestrichelter Rahmen). Denn geschaltete Reluktanzantriebe sind bekanntermaßen durch ihre ausgeprägte Kraftschwankung akustisch auffällig. Ferner könnte eine ausgeprägte Kraftschwankung während eines Beschleunigungs- oder Bremsvorgangs zu fühlbaren Vibrationen führen. Neben diesen Eigenschaften ist auch der hohe Antriebswirkungsgrad als Anforderung in Kapitel 2.2 formuliert und wird ebenfalls in diesem Kapitel bewertet. Dazu werden drei Regelungs- bzw. Steuerungskonzepte diskutiert.

5.1 Einheitliche Struktur

Die Wirkstruktur in Abbildung 5.1 stellt die Lage- und Geschwindigkeitsregelung für die betrachtete Bahnanwendung mit linearem Reluktanzmotor dar. Die äußere Lage- und Geschwindigkeitsregelung mit entsprechendem Profilgenerator wird auch für die Regelung des DGALM auf der NBP Außentestanlage verwendet und wurde bereits in [POT05] diskutiert. Daher sollen in dieser Arbeit nur die Regelungs- bzw. Steuerungskonzepte betrachtet werden, die von der gestrichelten Linie in Abbildung 5.1 umrandet sind.

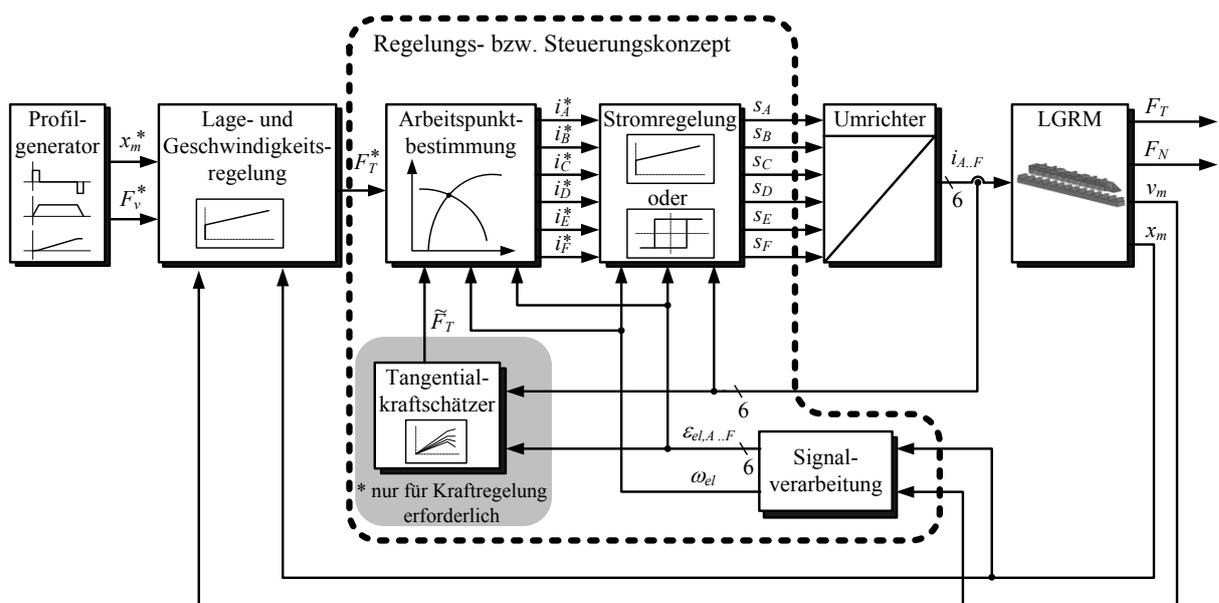


Abbildung 5.1: Lage- und Geschwindigkeitsregelung der betrachteten Bahnanwendung

Das Modul ‚Signalverarbeitung‘ repräsentiert dabei eine Softwarefunktion, die die mechanischen Sensorwerte ‚Geschwindigkeit‘ und ‚Position‘ in die Größen ‚elektrische Winkelgeschwindigkeit‘ und ‚elektrischer Winkel‘ umrechnet. Das Modul LGRM steht

symbolisch für den realen Linearmotor und die im RailCab verbaute Sensorik zur Positionsidentifikation (vergl. Abbildung 6.3). Wie bereits in Kapitel 4.6 motiviert, werden die betrachteten Regelungskonzepte aber für den rotatorischen Reluktanzmotor betrachtet. Daher werden im Folgenden anstelle von Tangentialkräften die Drehmomente bewertet, wie in Abbildung 5.2 dargestellt. Da sich die Normalkraft nur auf den Linearmotor bezieht, wird diese anhand der in Kapitel 4.4.3 verifizierten Datentabelle simuliert.

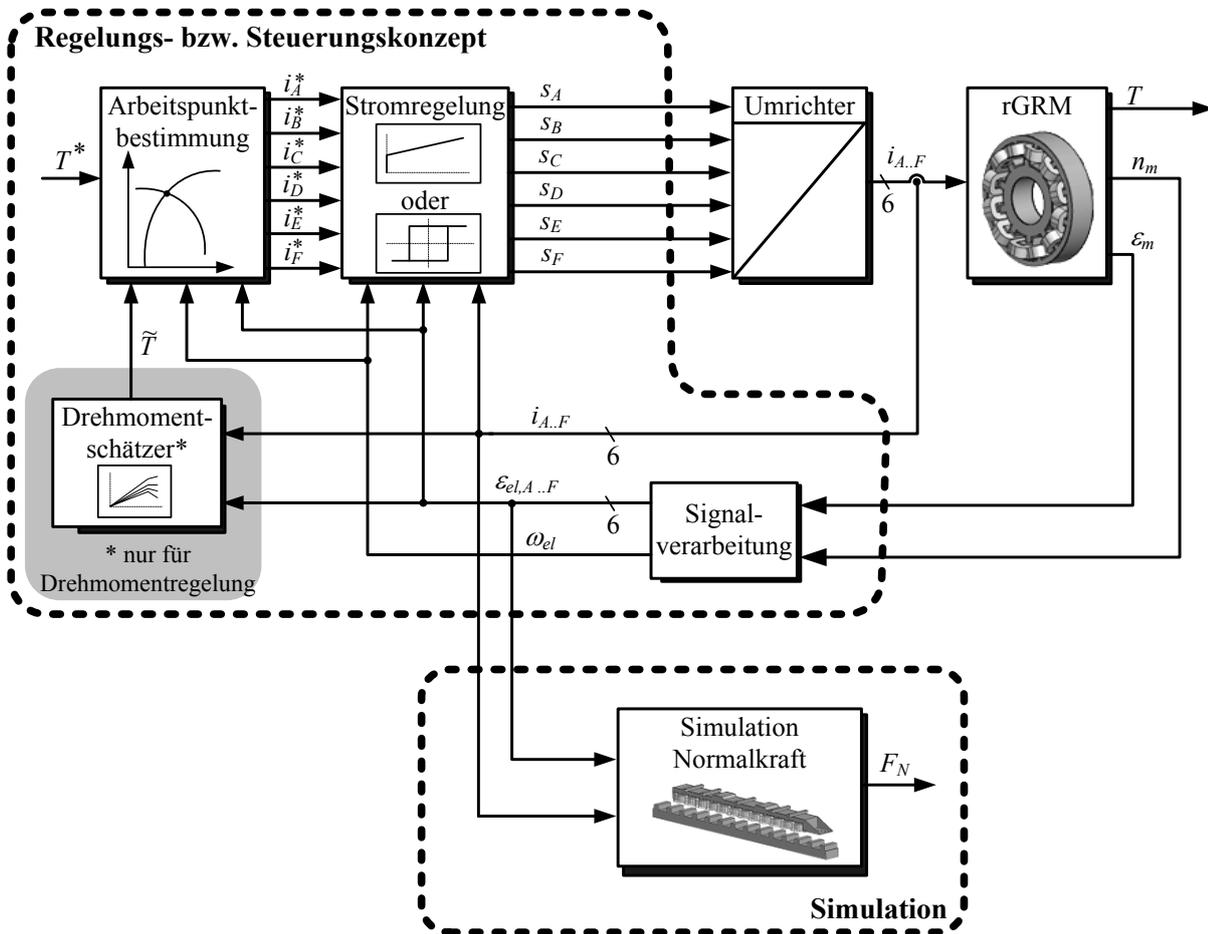


Abbildung 5.2: Regelstruktur für den rotatorischen geschalteten Reluktanzantrieb

Die Regelungs- bzw. Steuerungskonzepte werden nur für den nominellen Luftspalt von 12 mm am rotatorischen Prüfstand validiert. Alle Untersuchungen bezüglich eines variierenden Luftspalts werden mit Hilfe des Simulationsmodells in Abbildung 4.40 durchgeführt.

Die betrachteten Konzepte bauen auf unterlagerte Stromregelungen auf, die in unterschiedlichen Realisierungen in Kapitel 5.4 diskutiert werden. In der Literatur werden auch direkte Drehmomentregelungen (DITC) wie z.B. in [IND02] beschrieben. Diese zeichnet sich besonders durch einen geringen Speicherbedarf und eine flexible Umsetzung verschiedener Optimierungskriterien (Wirkungsgrad, Geräusch) aus. Ferner ist bei der DITC die Notwendigkeit eines hochpräzisen Rotorlagesignals nicht gegeben, sodass ein sensorloses Verfahren oder ein kostengünstiger Rotorlagesensor einsetzbar ist. Diese Eigenschaften würden das in [IND02] vorgestellte direkte Verfahren für die betrachtete Bahnanwendung empfehlen. Allerdings beruht die beschriebene Drehmomentregelung auf der Annahme, dass immer nur eine Phase im gepulsten (aktiv erregten) Betrieb ist, während sich die benachbarte Phase im Freilauf befindet oder abmagnetisiert wird. Der Reluktanzantrieb muss also das Nenndrehmoment in jedem Betriebspunkt mit nur einer Phase stellen können. Für die meisten

in der Literatur betrachteten Reluktanzantriebe ist diese Annahme auch korrekt (z.B. [IND02], [BEK07], [FUE07], [KRI01], [MIL01]), allerdings nicht für den in dieser Arbeit betrachteten Linearantrieb. Denn der hier betrachtete geschaltete Reluktanzantrieb wurde von der Firma Emetron Ltd. u.a. zur Reduzierung der Kraftschwankung mit 6 Phasen konzipiert. Um zudem große Sättigungen im Eisen zu vermeiden, wurde der Antrieb auf einen mehrphasigen Betrieb im Nennpunkt ausgelegt. In Abbildung 5.3 sind die positiven Drehmomentanteile bei maximaler Erregung über den Winkel dargestellt. Dabei wird deutlich, dass das Nenndrehmoment nur mit zwei gleichzeitig erregten Phasen gestellt werden kann. Es ist zwar denkbar, das DITC-Verfahren auf einen mehrphasigen Betrieb und einen variablen Luftspalt zu erweitern, allerdings sollen in dieser Arbeit lediglich Konzepte miteinander verglichen werden, die auf einer unterlagerten Stromregelung basieren. Da sich die Untersuchung zu einer erweiterten DITC zudem sehr umfangreich gestalten sollte, wird dieses Konzept hier nicht behandelt.

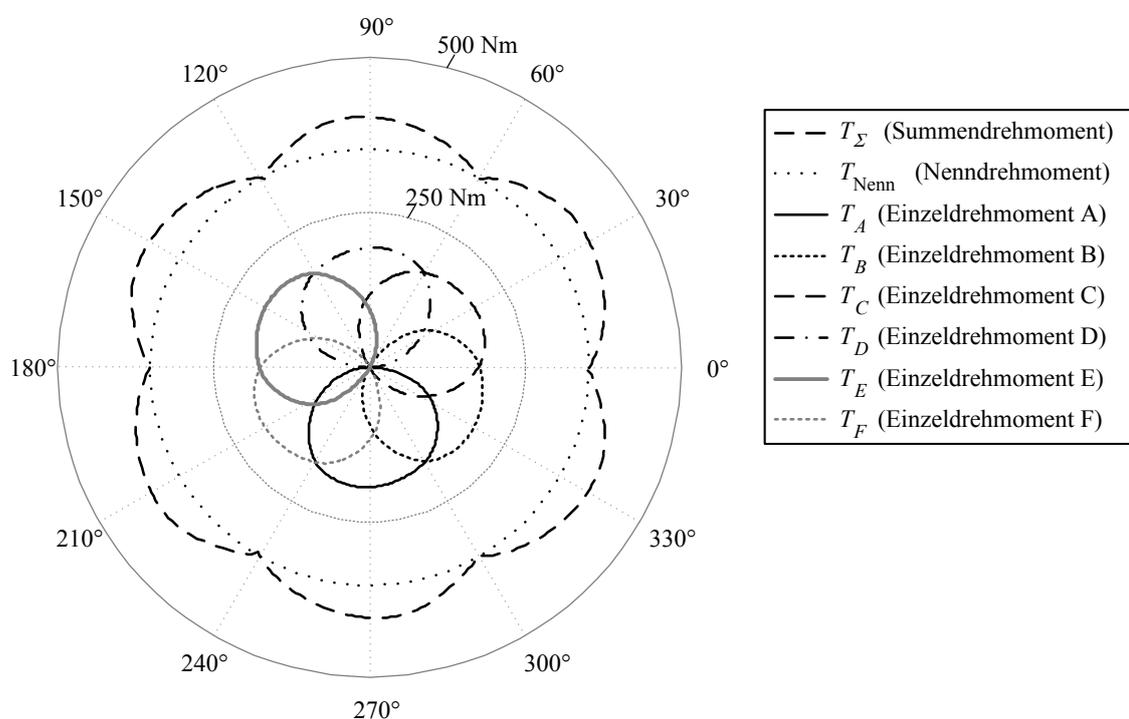


Abbildung 5.3: Statische bzw. positive Drehmomentanteile bei maximaler Erregung über den elektrischen Winkel

Die in Abbildung 5.2 dargestellte Struktur des Regelungs- bzw. Steuerungskonzepts mit Arbeitspunktbestimmung und unterlagerten Stromregelung wird von allen hier betrachteten Konzepten gleichermaßen verwendet. Dabei unterscheiden sich die in Kapitel 5.3 diskutierten Konzepte maßgeblich durch ihre Stromsollwertbestimmung, welche als Teil der Arbeitspunktbestimmung schematisch in Abbildung 5.4 dargestellt ist. Die betrachteten Konzepte können hier sowohl eine Drehmomentregelung als auch eine Drehmomentsteuerung aufweisen. Das resultierende Soll Drehmoment T^{**} wird dann dem Subsystem ‚Stromsollwertbestimmung‘ zugeführt, indem konzeptabhängig die Stromsollwerte abhängig von der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} und den momentanen elektrischen Winkeln $\varepsilon_{el,A}$ bis $\varepsilon_{el,F}$ bestimmt werden.

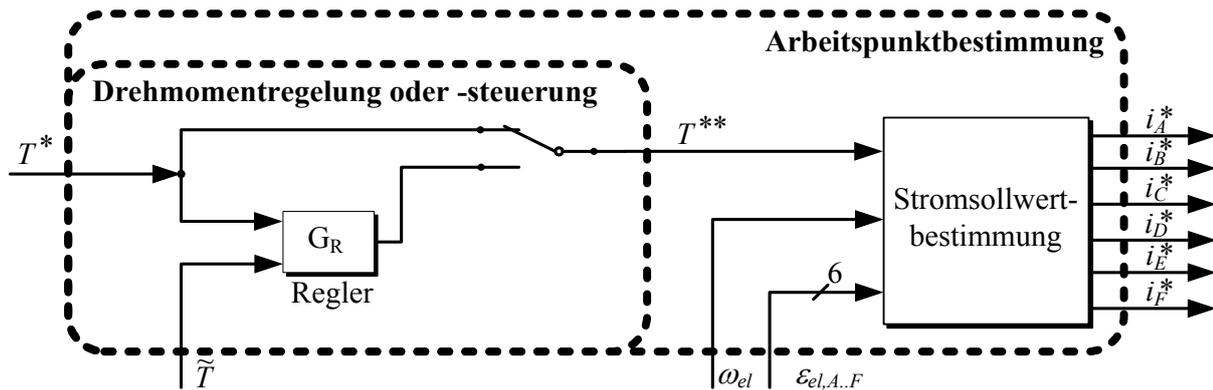


Abbildung 5.4: Arbeitspunktbestimmung mit Drehmomentregelung oder -steuerung

In Kapitel 5.3.1 wird ein für Reluktanzantriebe neuer Ansatz zur Ermittlung optimaler Stromsollwerte diskutiert. Darauf aufbauend wird in Kapitel 5.3.2 eine etablierte Arbeitspunktsteuerung derart erweitert, dass auch der Einfluss der Normalkraft berücksichtigt werden kann. Dabei werden alle Konzepte unter Berücksichtigung eines variierenden Luftspalts diskutiert. Neben der Arbeitspunktbestimmung, wird in Kapitel 5.4 unter anderem auch der Einfluss eines variablen Luftspalts auf die Stromregelungen untersucht.

5.2 Gütekriterien

Wie bereits in Kapitel 4.6 motiviert, werden die betrachteten Regelungskonzepte für den rotorischen Reluktanzmotor betrachtet. Daher beziehen sich die Bewertungen und damit die Gütekriterien in dieser Arbeit u.a. auf das resultierende Drehmoment. Um die betrachteten Regelungskonzepte oder Parametrierungen miteinander vergleichen zu können, werden im Folgenden Gütekriterien formuliert.

Angelehnt an [PFE00] werden dazu vier Gütekriterien formuliert. Die Wahl dieser Gütekriterien basiert zum einen auf der Anforderung nach einer geringen Geräuschentwicklung und zum anderen auf einem hohen Antriebswirkungsgrad. Zusätzlich soll auch eine mittlere Normalkraft als Gütekriterium berücksichtigt werden.

Die realisierten Regelungskonzepte weisen eine diskrete Messwerterfassung auf, daher wird die Abweichung des resultierenden Drehmoments T vom Sollwert durch die Streuung S^2 von Stichprobenfunktionen bewertet [BSM01]. Der dabei genutzte Mittelwert wird hier durch den Drehmomentsollwert T^* ersetzt.

Da geschaltete Reluktanzantriebe durch ihre ausgeprägten Kraftschwankungen akustisch auffällig sind, werden die ersten beiden Gütekriterien als Streuung und maximale Schwankungsbreite des Drehmoments definiert. Für die Streuung S_T^2 des resultierenden Drehmoments gilt:

$$K_1: \quad S_T^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (T_n - T_n^*)^2 \quad (5.1)$$

Als Bewertungsintervall wird dabei eine elektrische Umdrehung gewählt.

Die maximale Schwankungsbreite des resultierenden Drehmoments wird wie folgt definiert:

$$K_2: \quad \Delta \hat{T} = |\max[T(t)] - \min[T(t)]| \quad \forall t \quad (5.2)$$

In Kapitel 2.2 wird ein hoher Antriebswirkungsgrad gefordert. Diese Anforderung soll durch das dritte Gütekriterium validiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden für einen wirkungsgradoptimalen Betrieb lediglich die Verluste über die ohmschen Widerstände R_k berücksichtigt, da die Eisenverluste bei den hier betrachteten Drehzahlen (bis 406 min^{-1}) noch nicht dominant sein sollten. Durch diese Einschränkung kann ein Wirkungsgradoptimum durch die Minimierung der ohmschen Verluste formuliert werden. Daher wird die ohmsche Verlustarbeit (Stromwärmeverluste) als drittes Gütekriterium eingeführt:

$$K_3: \quad W_V = \sum_{k=1}^6 \sum_{n=1}^N R_k \cdot i_{n,k}^2 \cdot \Delta t_n \quad (5.3)$$

Bei der diskreten Berechnung der ohmschen Verlustleistung werden die 6 Phasen durch die Variable k berücksichtigt, während die zeitdiskreten (Δt) Strommesswerte jeder Phase durch die Variable n beschrieben werden. Als Bewertungsintervall wird eine elektrische Umdrehung gewählt.

Bei einem Linearantrieb spielt zudem die Normalkraft eine entscheidende Rolle [BLV00], da sie eine zusätzliche Achslast impliziert. Eine erhöhte Achslast beeinflusst die Lebensdauer des Fahrwerks und der Radlager und fließt daher ebenfalls in die Bewertung der Regelungskonzepte ein. Somit wird als viertes Gütekriterium die mittlere, resultierende Normalkraft eingeführt:

$$K_4: \quad F_N = \frac{1}{m} \cdot \sum_{n=1}^m F_{N,n} \quad (5.4)$$

5.3 Arbeitspunktbestimmung

Die hier betrachteten Regelungs- bzw. Steuerungskonzepte basieren auf einer Arbeitspunktbestimmung gemäß Abbildung 5.4 und einer unterlagerten Stromregelung und stellt somit ein indirektes Drehmomentregelungs- bzw. Drehmomentsteuerungs-verfahren dar. Allerdings gibt es bei den indirekten Verfahren eine breite Palette an Konzepten. In dieser Arbeit sollen drei Konzepte zur Arbeitspunktbestimmung untersucht werden, die sich wie in Abbildung 5.4 dargestellt, nur durch ihre Stromsollwertbestimmung unterscheiden. Ausgehend von einem Solldrehmoment, der elektrischen Winkelgeschwindigkeit und dem elektrischen Winkel wird zu jedem diskreten Zeitpunkt (digitale Regelung) ein Stromsollwert für jede Phase bestimmt. Diese Bestimmung kann auf Datentabellen oder auf einer Funktion beruhen. Ausgehend von $\omega_{el} \neq 0$, ergibt sich dann aus den einzelnen Stromsollwerten über eine elektrische Periode ein Stromsollwertprofil. Die drei betrachteten Konzepte weisen unterschiedliche Stromsollwertprofile, als auch unterschiedliche Ressourcenbedarfe und Robustheiten gegenüber Parameterschwankungen (z.B. Luftspalt oder Zwischenkreisspannung) auf.

Die dazu im Rahmen des SFB 614 [FOR11] entwickelte Stromsollwertbestimmung beruht auf einer Optimalsteuerung mit offline berechneten Stromprofilen, die in Datentabellen der Arbeitspunktbestimmung zur Verfügung gestellt werden. Abhängig von den Stützstellen benötigt diese Realisierung relativ viel Speicherplatz, verspricht aber sehr kleine Drehmomentschwankungen bei konstanten Motor- und Versorgungsparametern (z.B. Zwischenkreisspannung). In Kapitel 5.3.1 wird dieses Konzept vorgestellt und hinsichtlich Parameterschwankungen diskutiert. Deutlich weniger Speicherbedarf benötigt die blockförmige Stromsollwertvorgabe. Hierbei werden lediglich die arbeitspunktabhängigen Kommutierungswinkel und die Stromamplituden in Datentabellen abgelegt. In der Literatur findet man dazu u.a. die Regelung des mittleren Drehmoments mit unterlagerter, blockförmiger Stromsollwertvorgabe [IDD03]. Dieses Konzept wird in erweiterter Form hinsichtlich eines variablen Luftspalts und optimaler Stromprofile in Kapitel 5.3.2 diskutiert. Als drittes Konzept wird die sogenannte Drehmomentverteilungsfunktion (engl.: **Torque Distribution Function**) diskutiert. Dabei wird das Gesamtsolldrehmoment über eine Funktion winkelabhängig auf die einzelnen Phasendrehmomente aufgeteilt [KRI01] und die Stromsollwerte online berechnet. Dieses Konzept wird in [BBV00] auch für lineare geschaltete Reluktanzantriebe als **Force Distribution Function** diskutiert. Die Drehmomentverteilungsfunktionen werden für die hier betrachtete Anwendung in Kapitel 5.3.3 validiert. Die Steuerungs- bzw. Regelungskonzepte werden hinsichtlich der in Kapitel 5.2 formulierten Gütekriterien bewertet. Da alle Konzepte auf einer unterlagerten Stromregelung beruhen, kann man eine allgemeine Optimierungsaufgabe wie folgt definieren:

„Finde ein optimales Stromsollwertprofil mit minimaler Drehmomentstreuung, minimaler Drehmomentschwankungsbreite, minimalen Stromwärmeverlusten und minimaler Normalkraft.“

Als Benchmark soll ein verlustoptimales¹⁶ Stromprofil in einem quasistatischen¹⁷ Arbeitspunkt regelungskonzeptunabhängig betrachtet werden. Als Randbedingung für das Referenzprofil gilt in jedem elektrischen Winkel das Solldrehmoment (somit gilt: $S_T^2 = 0$). Das Solldrehmoment wiederum ergibt sich aus der Summe der Einzeldrehmomente. Die Betrachtung soll exemplarisch für stromunabhängige Induktivitäten gemacht werden, sodass gilt:

$$T_{ref}(\underline{i}, \varepsilon) = \sum_{k=1}^6 T_k(i_k, \varepsilon) = \sum_{k=1}^6 g_k(\varepsilon) \cdot i_k^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^6 \frac{\partial L_k(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \cdot i_k^2 \quad (5.5)$$

Das Solldrehmoment kann demnach abhängig von den winkelabhängigen Induktivitätsänderungen g_k durch verschiedene Stromkombinationen gestellt werden. Der Index k steht dabei für die Phasen A bis F . Die positiven Anteile der Induktivitätsänderung g_k in Abbildung 5.5 sind für einen konstanten Luftspalt von 12 mm und einem maximalen Strom von 70 A dargestellt.

¹⁶ In dieser Arbeit werden ausschließlich die Stromwärmeverluste in den Motorwicklungen betrachtet.

¹⁷ Ein quasistatischer Arbeitspunkt zeichnet sich hier durch eine gegen Null konvergierende Drehzahl aus.

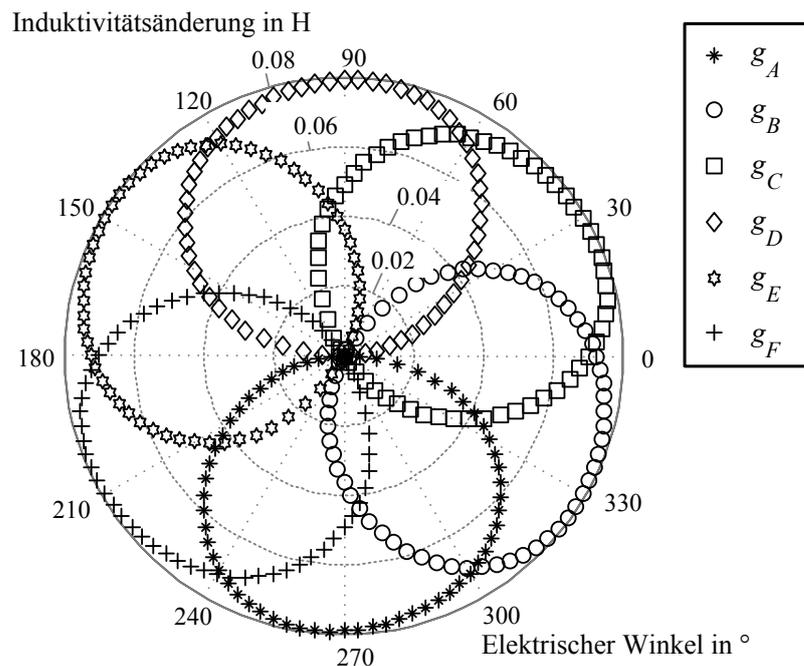


Abbildung 5.5: Positive Anteile der Induktivitätsänderungen $g_k(\varepsilon)$ im linearen Bereich über den elektrischen Winkel

Eine verlustminimale Lösung für alle Phasenströme i_k setzt die Minimierung der Stromwärmeverluste voraus. Der ohmsche Widerstand kann im Betrieb nicht direkt beeinflusst werden, somit kann das Minimierungsproblem auf die beteiligten Phasenströme reduziert werden:

$$\min_{i_1-i_6} J = \sum_{k=1}^6 i_k^2 \quad (5.6)$$

Aus mathematischer Sicht ergibt sich das in (5.6) formulierte Minimierungsproblem unter der Nebenbedingung (5.5). Gegenseitige Phasenkopplungen werden vernachlässigt, sodass alle Phasenströme unabhängig voneinander betrachtet werden können. Das Problem kann z.B. durch den Lagrange-Formalismus \mathcal{L} beschrieben werden:

$$\mathcal{L} = \frac{\partial J}{\partial i_k} + \lambda \cdot \frac{\partial T_{ref}}{\partial i_k} \quad (5.7)$$

Daraus folgt

$$2 \cdot \sum_{k=1}^6 i_k + 2\lambda \cdot \sum_{k=1}^6 g_k \cdot i_k = 0 \quad (5.8)$$

Dieses Gleichungssystem hat verschiedene Lösungen:

$$\lambda = -\frac{\sum_{k=1}^6 i_k}{\sum_{k=1}^6 g_k \cdot i_k} \quad (5.9)$$

und

$$i_k = 0 \text{ für alle } k \quad (5.10)$$

Die triviale Lösung in Gleichung (5.10) erfüllt nicht die Nebenbedingung und ist daher ungültig. Die Lösung für λ in Gleichung (5.9) enthält nicht nur das winkelabhängige Minimum, sondern auch das Maximum und alle Sattelpunkte. Auf eine detaillierte Herleitung des Minimums bezogen auf Gleichung (5.9) soll an dieser Stelle verzichtet werden.

Vielmehr soll im Folgenden die geometrische Gestalt der Nebenbedingung (Gesamtdrehmoment) zur Interpretation einer verlustoptimalen Lösung herangezogen werden. Betrachtet man Abbildung 5.5 wird deutlich, dass in jedem Winkel maximal drei benachbarte Phasen ein positives Drehmoment erzeugen können. Mit dieser Erkenntnis kann die Nebenbedingung als Ellipsoid mit drei Halbachsen interpretiert werden:

$$\frac{x_a^2}{a^2} + \frac{x_b^2}{b^2} + \frac{x_c^2}{c^2} - 1 = 0 \quad (5.11)$$

Die positiven reellen Zahlen a, b, c bilden die Halbachsen des Ellipsoids. Ausgehend von der Nebenbedingung in Gleichung (5.5) lassen sich die Halbachsen über die Induktivitätsänderungen von drei benachbarten Phasen definieren:

$$a = \sqrt{\frac{1}{g_{k-1}} \cdot T_{ref}}, \quad b = \sqrt{\frac{1}{g_k} \cdot T_{ref}}, \quad c = \sqrt{\frac{1}{g_{k+1}} \cdot T_{ref}} \quad (5.12)$$

Die Koordinatenachsen werden dabei durch die drei benachbarten Phasenströme repräsentiert:

$$x_a = i_{k-1}, \quad x_b = i_k, \quad x_c = i_{k+1} \quad (5.13)$$

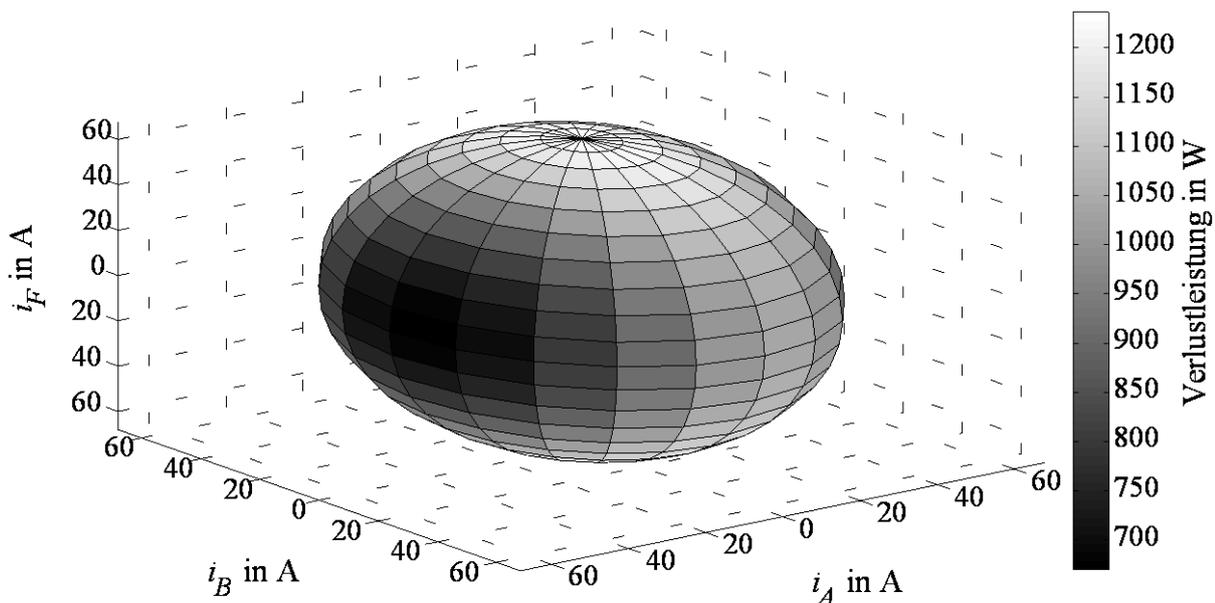


Abbildung 5.6: Nebenbedingung und Minimierungsproblem bei $\varepsilon = 270^\circ$ und $T_{ref} = 100 \text{ Nm}$

Oberfläche des Ellipsoids als Isodrehmomentfläche mit farblichen Darstellung der ohmschen Verluste

In Abbildung 5.6 ist exemplarisch die Nebenbedingung als Ellipsoid in einem elektrischen Winkel von 270° und einem Soll Drehmoment von 100 Nm dargestellt. Die Koordinatenachsen werden dabei durch die Ströme $i_A = x_a$, $i_B = x_B$ und $i_F = x_c$ repräsentiert. Die Oberfläche

des Ellipsoids ist eine Isodrehmomentfläche mit einer farblichen Darstellung der ohmschen Verluste. Die geringsten Verluste befinden sich demnach auf der kleinsten Halbachse, also auf der Halbachse $1/g_A$. Damit ergibt sich für diesen verlustminimalen statischen Arbeitspunkt ($\omega_{el} = 0, \varepsilon_{el} = 270^\circ$) eine ausschließlich Bestromung der Phase A. Diese Lösung für den konkreten Winkel ist allerdings allgemein gültig. Für ein Stromprofil mit minimalen Stromwärmeverlusten darf also immer nur die Phase mit der größten Induktivitätsänderung g_k bestromt werden, während alle anderen Phasen abgeschaltet sein müssen. Aus dieser Erkenntnis ergibt sich exemplarisch für ein verlustoptimales Stromprofil in einem quasistatischen Arbeitspunkt der in Abbildung 5.7 dargestellte Verlauf über den mechanischen Winkel.

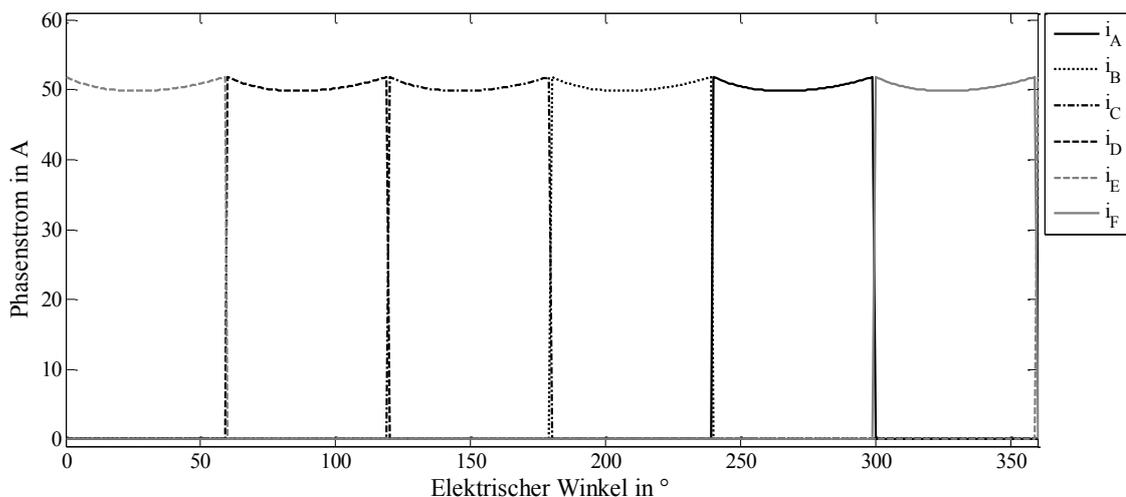


Abbildung 5.7: Stromsollwertprofile in einem statischen Arbeitspunkt ($\omega = 0$)

Es ist offensichtlich, dass immer nur eine Phase bestromt wird, während die anderen Phasenströme Null sind. Allerdings ist die dargestellte sprunghafte Stromänderung über den Winkel auf Grund der begrenzten Stellgröße (Zwischenkreisspannung) nur für eine gegen Null konvergierende Drehzahl möglich. Das in Abbildung 5.7 dargestellte Stromprofil ist demnach nur theoretischer Natur und für größere Drehzahlen nicht stellbar. Um ein verlustoptimales Stromprofil unter Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden Versorgungsspannung und der Stromgrenzen zu bestimmen, wird diese Optimierungsaufgabe als Optimalsteuerungsproblem im nachfolgenden Kapitel diskutiert.

5.3.1 Optimalsteuerung

In diesem Kapitel wird die Berechnung verlustoptimaler Stromprofile mit Hilfe der Methode nach Lagrange diskutiert. Dabei wird der rotorische geschaltete Reluktanzantrieb als verlustbehaftetes Lagrange-System modelliert [DK05] [MW07]. Darüber hinaus werden die resultierenden Euler-Lagrange-Gleichungen weitergehend zur Formulierung und numerischen Lösung eines Optimalsteuerungsproblems genutzt. Die Lösungen stellen eine Erweiterung des statischen Ansatzes aus Abbildung 5.7 um dynamische Arbeitspunkte dar.

Zur Lösung des hier formulierten Optimalsteuerungsproblems wurde in Kooperation mit Flaßkamp et al. [FOR11] auf die neuartige Lösungsmethode DMOC (Discrete Mechanics and Optimal Control, [OJM10]) zurückgegriffen, die in den letzten Jahren für mechanische Systeme entwickelt und bereits in verschiedenen Anwendungen erfolgreich eingesetzt wurde. Die Analogie in der Modellierung mechanischer und elektrodynamischer Systeme [DK05]

ermöglicht es, diese Methode für mechatronische Systeme wie z. B. den geschalteten Reluktanzantrieb zu adaptieren.

Lagrange Methode

Bei der Modellierung des geschalteten Reluktanzantriebs mit Hilfe der Formulierung nach Lagrange werden sowohl die mechanischen als auch die elektrischen Komponenten einheitlich über ihr Energieverhalten beschrieben [DK05]. Die Methode basiert auf einer diskreten Version des Lagrange-d'Alembert-Variationsprinzip [MW01]. Die damit hergeleiteten diskreten Bewegungsgleichungen werden für die numerische Lösung des Optimalsteuerungsproblems benötigt [OJM10].

Das Hamilton-Prinzip der Lagrange-Mechanik besagt, dass die Naturgesetze auf ein System so wirken, dass ein bestimmtes Funktional, das sogenannte Wirkungsintegral extremiert wird. Im Lagrange-d'Alembert-Prinzip wird ferner der Einfluss von äußeren Kräften auf das System berücksichtigt. Die stationären Lösungen dieses Variationsproblems entsprechen den Lösungen der Euler-Lagrange-Differentialgleichungen:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{x}}(x, \dot{x}) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial x}(x, \dot{x}) - f(x, \dot{x}, u) = 0 \quad (5.14)$$

mit den generalisierten Koordinaten x und Geschwindigkeiten \dot{x} , der Lagrange-Funktion $\mathcal{L}(x, \dot{x})$ und einem allgemeinen Kraft-Term $f(x, \dot{x}, u)$, in dem sowohl dissipative Einflüsse als auch äußere Steuerungskräfte berücksichtigt werden (vergl. [OJM10]).

Die Lagrange-Funktion des Reluktanzmotors kann durch die magnetische Energie¹⁸ der Induktivitäten (Spulen) und die kinetische Energie des Motors beschrieben werden:

$$\mathcal{L}(q, i, \varepsilon_m, \omega_m) = \frac{1}{2} \cdot \left(\sum_{k=1}^6 L_k(\varepsilon_m(t)) i_k^2(t) + \theta \cdot \omega_m^2(t) \right) \quad (5.15)$$

Dabei entsprechen die Phasenströme $i_k(t)$ der zeitlichen Ableitung der Ladungen der Induktivitäten $q_k(t)$. Die mechanische Rotationsgeschwindigkeit $\omega_m(t)$ entspricht der zeitlichen Ableitung des mechanischen Winkels $\varepsilon_m(t)$ mit der Drehträgheit θ des Motors.

Aus Formel (5.15) lassen sich die generalisierten Koordinaten mit $\underline{x} = [q, \varepsilon_m]^T$ und die Geschwindigkeiten mit $\underline{\dot{x}} = [i, \omega_m]^T$ ableiten, während $L_k(\varepsilon_m(t))$ die von ε_m abhängige Induktivität einer Phase beschreibt. Ferner ist für jede Spule der Spannungsabfall über den ohmschen Phasenwiderstand R_k als dissipativer Term und die Phasenspannung $u_k(t)$ als Steuerungsgröße zu berücksichtigen:

$$f_k(q_k, i_k, u_k) = -R_k \cdot i_k + u_k \quad (5.16)$$

Die hier formulierte Lagrange-Funktion und die verallgemeinerte Kraft sind nicht explizit von den Ladungen $q(t)$ abhängig. Sie werden jedoch aufgeführt, da sie für die nachfolgende Diskretisierung maßgeblich sind. Basierend auf den Untersuchungen in Kapitel 4.3.1 kann eine Kopplung zwischen den Induktivitäten in einer guten Näherung vernachlässigt werden

¹⁸ In der Lagrange-Funktion ist die magnetische Ergänzungsenergie einzusetzen. Da der Motor durch den großen Luftspalt ein annähernd lineares Verhalten aufweist (vgl. [SSM10]), entspricht die innere gespeicherte magnetische Energie in einer guten Näherung der Ergänzungsenergie.

(Abbildung 4.12). Die Euler-Lagrange-Gleichungen lauten nun unter Berücksichtigung der winkelabhängigen Induktivitäten:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_k} (q, i, \varepsilon_m, \omega_m) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_k} (q, i, \varepsilon_m, \omega_m) - f_k(q_k, i_k, u_k) = 0 \quad (5.17)$$

daraus folgt für die zeitliche Ableitung des Stroms:

$$\frac{d}{dt} i_k(t) = \frac{1}{L_k(\varepsilon(t))} \cdot \left(-\frac{\partial L_k(\varepsilon(t))}{\partial \varepsilon} \cdot \dot{\varepsilon}(t) \cdot i_k(t) - R_k \cdot i_k(t) + u_k(t) \right) \quad (5.18)$$

Auf das mechanische Teilsystem wirkt ein Lastdrehmoment $T_L(t)$:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \omega_{mech}} (q, i, \varepsilon_m, \omega_m) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \varepsilon_m} (q, i, \varepsilon_m, \omega_m) = -T_L(t) \quad (5.19)$$

daraus folgt:

$$\theta \cdot \ddot{\varepsilon} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^6 \frac{\partial L_k(\varepsilon(t))}{\partial \varepsilon} \cdot i_k^2(t) - T_L(t) \quad (5.20)$$

Gleichung (5.18) beschreibt die entkoppelten Differentialgleichungen für die sechs Phasenströme ($k = 1 \dots 6$). In Gleichung (5.20) wird die Drehimpulsänderung $\theta \cdot \ddot{\varepsilon}$ beschrieben, die durch die Differenz des Luftspaltdrehmoments T_δ

$$T_\delta = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^6 \frac{\partial L_k(\varepsilon(t))}{\partial \varepsilon} \cdot i_k^2(t) \quad (5.21)$$

und dem Lastdrehmoment T_L bestimmt wird. Die Gleichungen (5.18) und (5.21) sind bereits in Kapitel 4.2 umfangreich diskutiert worden. Sie gelten wie bereits erwähnt, nur für näherungsweise stromunabhängige Induktivitäten. Die in diesem Kapitel betrachteten Optimalsteuerungsszenarien werden sich auf quasistationäre Zustände, d.h. auf konstante Rotationsgeschwindigkeiten beschränken ($\dot{\varepsilon} = \omega = const$), wodurch sich die Differentialgleichung (5.20) zur Nebenbedingung (5.24) reduziert.

Optimalsteuerungsproblem

Für den Lösungsansatz des Optimalsteuerungsproblems werden zeitdiskretisierte Bewegungsgleichungen benötigt, die in [FOR11] detailliert diskutiert werden. Der hier verwendete numerische Lösungsansatz basiert auf einer direkten Diskretisierung des Problems, wodurch eine Umformulierung in ein restringiertes Optimierungsproblem möglich wird.

Die gesuchten Stromprofile sollen die Stromwärmeverlustleistung aller sechs Phasen minimieren. Daraus ergibt sich ein Zielfunktional des Optimalsteuerungsproblems gemäß Formel (5.22), welches unabhängig von den Steuerspannungen ist. Das Integrationsintervall bezieht sich auf den Endzeitpunkt T_{36} nach einer zehntel Motorumdrehung von 36° , d.h. einer vollen elektrischen Periode. Bei der Minimierung des Zielfunctionals müssen mehrere

Nebenbedingungen berücksichtigt werden. Zum einen müssen die Strom- und Spannungstrajektorien die aufgestellten Euler-Lagrange-Gleichungen (5.18) bzw. (5.23) erfüllen. Zum anderen fordert die Nebenbedingung (5.24), dass der Antrieb zu jedem Zeitpunkt ein vorgegebenes, konstantes Luftspaltdrehmoment stellen soll. Desweiteren unterliegen die Phasenspannungen sogenannten Boxbeschränkungen, die sich aus der maximal zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung u_{DC} ergeben. Ebenso sind die Phasenströme durch thermische Randbedingungen (Stromgrenze der Leistungshalbleiter i_{max}) begrenzt und auf Grund der Periodizität des Systems müssen Anfangs- und Endwert (zum Zeitpunkt T_{36}) identisch sein. Damit ergibt sich das folgende Optimalsteuerungsproblem:

$$\min_{q(t), i(t), u(t)} \int_0^{T_{36}} \sum_{k=1}^6 R \cdot i_k^2(t) dt \quad (5.22)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial i_k}(q, i) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_k}(q, i) - f(q_k, i_k, u_k) = 0 \quad \text{für } k = [1..6] \quad (5.23)$$

$$T_L = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^6 \frac{\partial L_k(\varepsilon(t))}{\partial \varepsilon} \cdot i_k^2(t) \quad \forall t \in [0, T_{36}] \quad (5.24)$$

$$|u_k(t)| \leq u_{DC} \text{ und } 0 \leq i_k(t) \leq i_{max} \quad \forall t \in [0, T_{36}], \quad \text{für } k = [1..6] \quad (5.25)$$

$$i_k(0) = i_k(T_{36}) \quad \text{für } k = [1..6] \quad (5.26)$$

Lösung des Optimalsteuerungsproblems

Zur numerischen Lösung des Optimalsteuerungsproblems wird ein direkter Ansatz verfolgt, d.h. sowohl die Euler-Lagrange-Differentialgleichungen als auch das Zielfunktional und alle weiteren Nebenbedingungen werden diskretisiert und das infinite Optimalsteuerungsproblem damit in ein restringiertes, endlich dimensionales, nichtlineares Optimierungsproblem überführt [FOR11] [OJM10].

Das Lösungsverfahren greift dabei auf Standard-Algorithmen (NAG¹⁹, Ipopt²⁰) zurück, die die Ableitungen der Zielfunktion und der Nebenbedingungen benötigen. Anstatt diese numerisch zu approximieren, können zur effizienteren Berechnung die Ableitungen mittels ADOL-C²¹ bestimmt werden. Für die Berechnung der optimalen Stromprofile für den geschalteten Reluktanzmotor wurde ADOL-C in die Optimierung mit NAG und Ipopt integriert. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Motors und der Periodizität der Induktivitäten und Ströme ($i_k(0) = i_k(T_{36})$) kann das Optimalsteuerungsproblem und damit der Rechenaufwand reduziert werden. Die sechs Stromprofile sollten bis auf eine

¹⁹ Numerical Algorithms Group (NAG): <http://www.nag.co.uk/>

²⁰ Ipopt ist eine Open Source-Software für nichtlineare Optimierung und verwendet HSL, ein Programmpaket für hochdimensionales wissenschaftliches Rechnen (<http://www.hsl.rl.ac.uk>)

²¹ Software zur algorithmischen Differentiation

Phasenverschiebung von $\Delta = \frac{T_{36}}{6}$ (entspricht einem Winkel von 60° elektrisch) identisch sein. Daraus folgt die Bedingung:

$$i_k(t + \Delta) = i_{k+1}(t); \quad t \in [0..T_{36}] \quad \text{für } k = [1..5] \quad \text{und} \quad i_6(t + \Delta) = i_1(t) \quad (5.27)$$

Wird diese Bedingung eingehalten, ist die Lösung des Optimalsteuerungsproblems in einem Intervall von $[0 \frac{T_{36}}{6}]$ ausreichend, um die Stromprofile für eine vollständige Periode zu konstruieren (Abbildung 5.8).

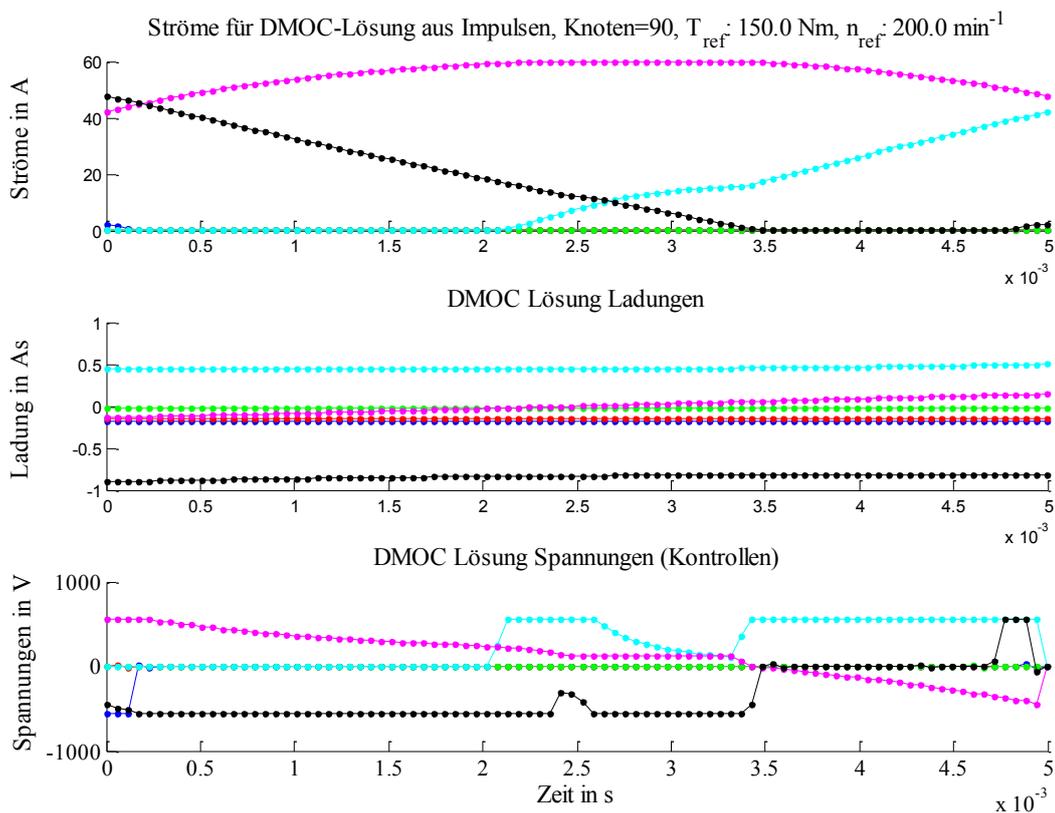


Abbildung 5.8: Optimale Strom-, Ladungs- und Spannungstrajektorien als Lösung für das Optimalsteuerungsproblem in einem mechanischen Arbeitspunkt

In Abbildung 5.9 sind die aus einer sechstel Periode konstruierten Stromprofile für zwei unterschiedliche Soll Drehmomente dargestellt. Zum einen zeigt der stetige Verlauf der Stromprofile, dass die Bedingung (5.27) bei den beiden Lösungen eingehalten wurde. Zum anderen wird im rechten Bild die exemplarisch definierte Stromgrenze deutlich. Wie bereits eingangs in Kapitel 5 erwähnt, können größere Drehmomente nicht allein mit einer Phase gestellt werden. Die Leistungselektronik ist bei einer Schaltfrequenz von 8 kHz bis ca. 70 A belastbar und bildet damit das limitierende Glied im betrachteten Antrieb.

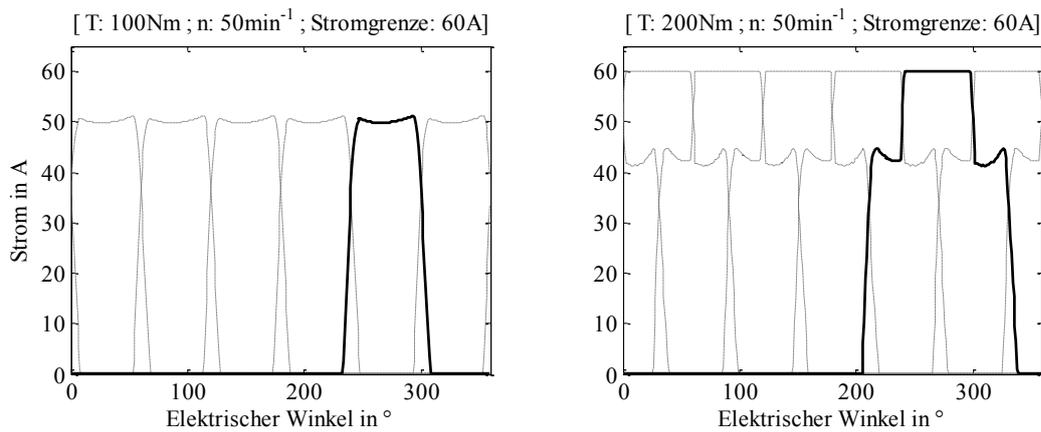


Abbildung 5.9: Optimale Stromprofile mit exemplarischer Stromgrenze von 60 A für zwei mechanische Arbeitspunkte

Die hier exemplarisch gewählte Stromgrenze von 60 A ermöglicht ein maximales Phasendrehmoment von ca. 150 Nm. Ein größeres Summendrehmoment ist demzufolge nur durch die gleichzeitige Erregung mehrerer Phasen möglich. Im rechten Bild von Abbildung 5.9 ist zu erkennen, dass in bestimmten Bereichen drei Phasen gleichzeitig Strom führen, um das geforderte Drehmoment von 200 Nm stellen zu können.

Realisierung am Prüfstand

Das Lösen des Optimalsteuerungsproblems ist sehr rechenintensiv und kann demnach nicht innerhalb des Regelungsalgorithmus auf einem Mikrocontroller berechnet werden. Die Integration der optimalen Stromprofile in ein Regelungskonzept setzt also die Verwendung von Datentabellen voraus. Vorteilhafterweise beinhaltet die Bedingung (5.27), dass pro mechanischem Arbeitspunkt nur ein Stromprofil als Datentabelle hinterlegt werden muss, um daraus alle sechs Stromsollwerte generieren zu können. Das reduziert den Ressourcenbedarf gegenüber einer Bereitstellung der Stromprofile aller Phasen.

Die Stromprofile werden für einige ausgewählte mechanische Arbeitspunkte in einer dreidimensionalen Datentabelle gespeichert (Abbildung 5.10) und der Stromsollwertbestimmung innerhalb der Drehmomentsteuerung zur Verfügung gestellt. Die Eingangsgrößen der Datentabelle sind Drehmomentsollwert, Drehzahlwert und der elektrische Winkel. Der elektrische Winkel zum Auslesen des Stromsollwertes wird im Vorfeld um einen Abtastschritt vorgedreht. Da in der Datentabelle nur Stromprofile für einige wenige mechanische Arbeitspunkte abgelegt sind, werden für dazwischen liegende Arbeitspunkte die Stromsollwerte mit Hilfe einer linearen Interpolation bestimmt.

In Abbildung 5.10 sind die Stromprofile zum einen für eine konstante Drehzahl und variierenden Drehmomenten dargestellt (linker Plot), und zum anderen bei konstantem Drehmoment und variierender Drehzahl (rechter Plot).

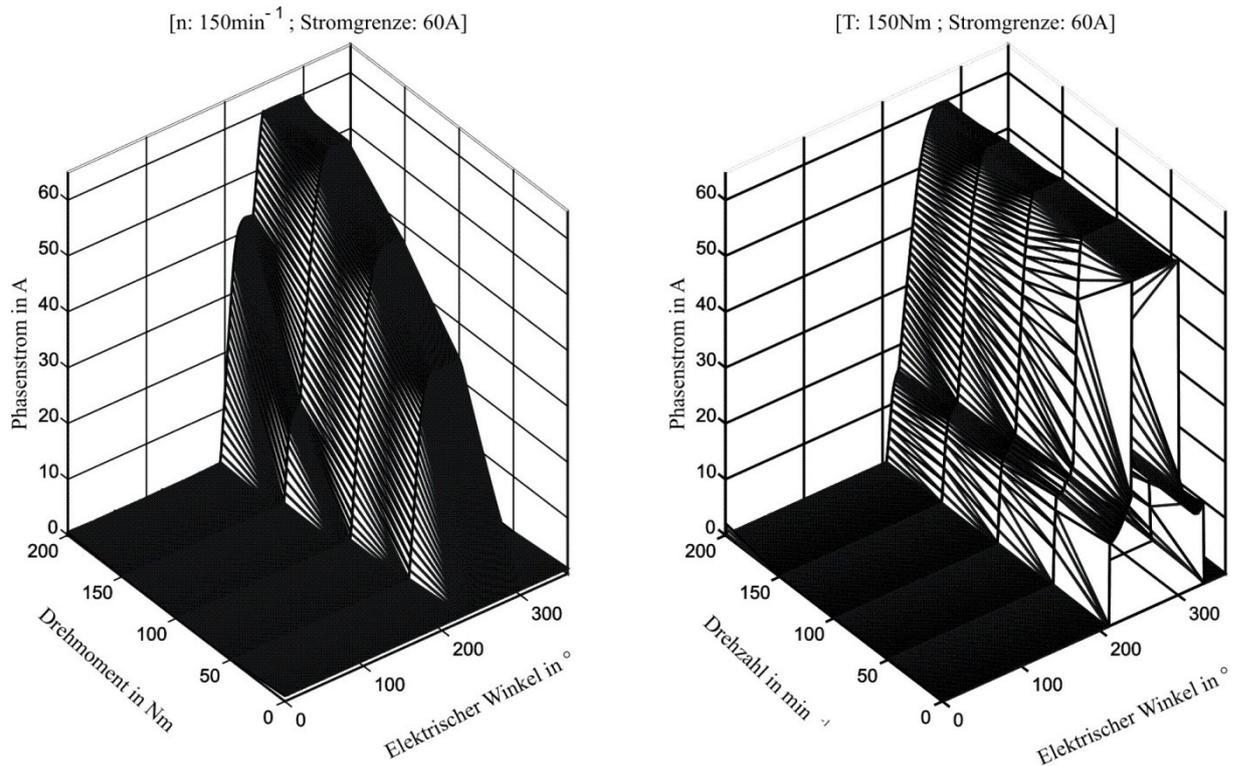


Abbildung 5.10: Approximierte Datentabelle für einen ausgewählten Arbeitsbereich

Die in Abbildung 5.11 dargestellte maximale Drehmomentschwankungsbreite geht zum größten Teil auf die Interpolation der Stromsollwerte in den Datentabellen zurück, da nur für ausgewählte Arbeitspunkte ein optimales Stromprofil berechnet wurde.

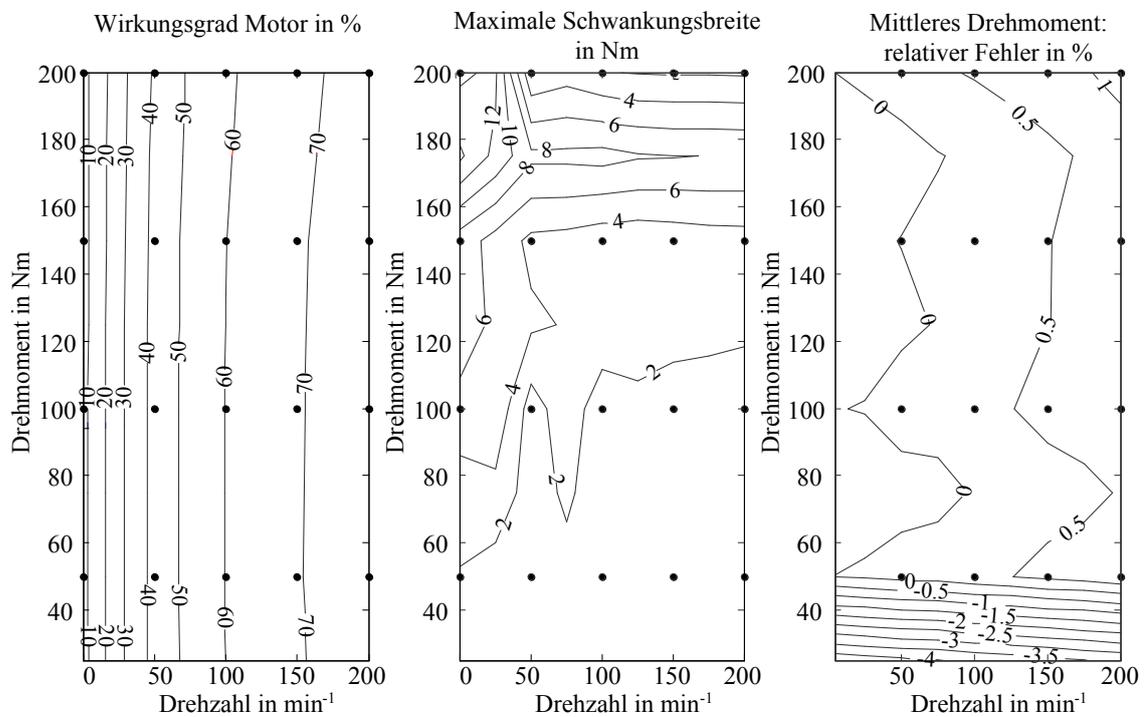


Abbildung 5.11: Wirkungsgradkennfeld, maximale Schwankungsbreite und relativer Fehler bei 12 mm Luftspalt (• = berechnete Stromprofile)

Zudem wurde in den Euler-Lagrange-Differentialgleichungen (5.18) keine Stromabhängigkeit in den Induktivitäten angenommen. So bezieht sich die diskrete Lösung des

Optimalsteuerungsproblems auf stromunabhängige Induktivitäten. Ein weiterer Grund für die Existenz einer Drehmomentschwankung ist die diskrete Stromregelung und die für kleine Drehzahlen geringen Stützstellen.

Einfluss eines variierenden Luftspalts

Das Optimalsteuerungsproblem wird für verschiedene mechanische Arbeitspunkte bei einem nominellen Luftspalt, bzw. den daraus resultierenden Induktivitäten gelöst. Die optimalen Stromprofile generieren demnach für einen vom nominellen Wert abweichenden Luftspalt auch ein abweichendes Drehmoment.

In Abbildung 5.12 sind die Abweichungen des mittleren Drehmoments bei unterschiedlichen Luftspaltwerten als relativer Fehler dargestellt. Die bei dieser Simulation zugrunde liegenden optimalen Stromprofile wurden für einen Luftspalt von 12 mm berechnet. Bei einem Luftspalt von 10 mm ist der Drehmomentistwert im Durchschnitt um 25% größer als der Drehmomentsollwert. Bei einem Luftspalt von 11 mm ist der Drehmomentistwert nur noch um rund 10% größer. Wesentlich auffälliger sind die Abweichungen bei kleinen Drehmomentsollwerten. Diese Abweichung erklärt sich durch die lineare Interpolation. Die schwarzen Punkte in Abbildung 5.12 kennzeichnen die berechneten Lösungen für das Optimalsteuerungsproblem für einen Luftspalt von 12 mm. Die Zwischenwerte werden durch den in Simulink implementierten Lookup-Table linear interpoliert. Da der Strom aber quadratisch in das Drehmoment eingeht, wirkt sich der Interpolationsfehler besonders bei Drehmomentsollwerten zwischen 0 Nm und 50 Nm (erste berechnete Lösung) aus.

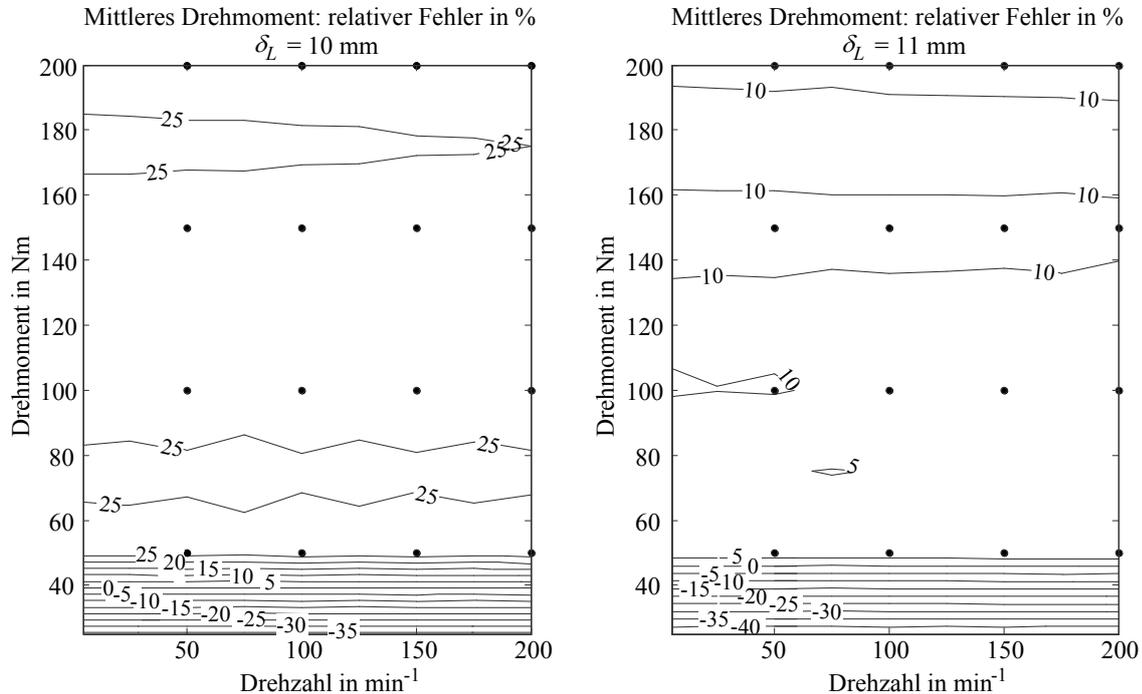


Abbildung 5.12: Relativer Fehler des mittleren Drehmoments bei 10 mm und 11 mm Luftspalt (Simulation)

Dadurch ergibt sich im rechten Plot der Abbildung 5.12 eine relative Abweichung von bis zu 40%. Diese Abweichung ist nicht tolerierbar, sollte aber durch eine Erweiterung der Stützstellen in diesem Bereich kompensierbar sein.

Erweiterung der Optimalsteuerung um eine äußere Regelschleife

Die luftspaltabhängige Abweichung des mittleren Drehmoments vom Sollwert kann durch zwei unterschiedliche Maßnahmen kompensiert werden. Zum einen ist eine Erweiterung der Datentabelle mit den optimalen Stromprofilen um eine vierte Dimension, dem aktuellen Luftspalt, denkbar. Das würde neben einer Vergrößerung des Speicherbedarfs auch eine genaue Erfassung des aktuellen Luftspalts voraussetzen.

Alternativ zu einer Erweiterung der Datentabellen kann die Optimalsteuerung auch um eine Regelung des mittleren Drehmoments erweitert werden. Diese basiert wie in Abbildung 5.13 dargestellt, auf einem Drehmomentschätzer und einem Regler mit integralem Anteil, dessen Stellgröße dem Drehmomentsollwert additiv überlagert wird. Die äußere Regelungsstruktur basiert auf einer Regelung des mittleren Drehmoments von Inderka [IND02].

Der Drehmomentschätzwert kann entweder strom- und winkelabhängig aus einer Datentabelle ausgelesen, oder online aus dem Stromwert und dem Spannungswert berechnet werden. Bei dem tabellenbasierten Verfahren ist allerdings eine genaue Kenntnis des Luftspalts erforderlich. Demzufolge muss die Drehmomentschätztabelle durch die Strom-, Winkel- und Luftspaltabhängigkeit aus drei Dimensionen bestehen. Bei einer nichterfassten Luftspaltänderung würde der Drehmomentschätzer falsche Werte liefern, was zu einem nicht unerheblichen Drehmomentregelfehler führen kann. Allerdings wäre mit einem tabellenbasierten Drehmomentschätzer auch eine Regelung auf das momentane Drehmoment möglich.

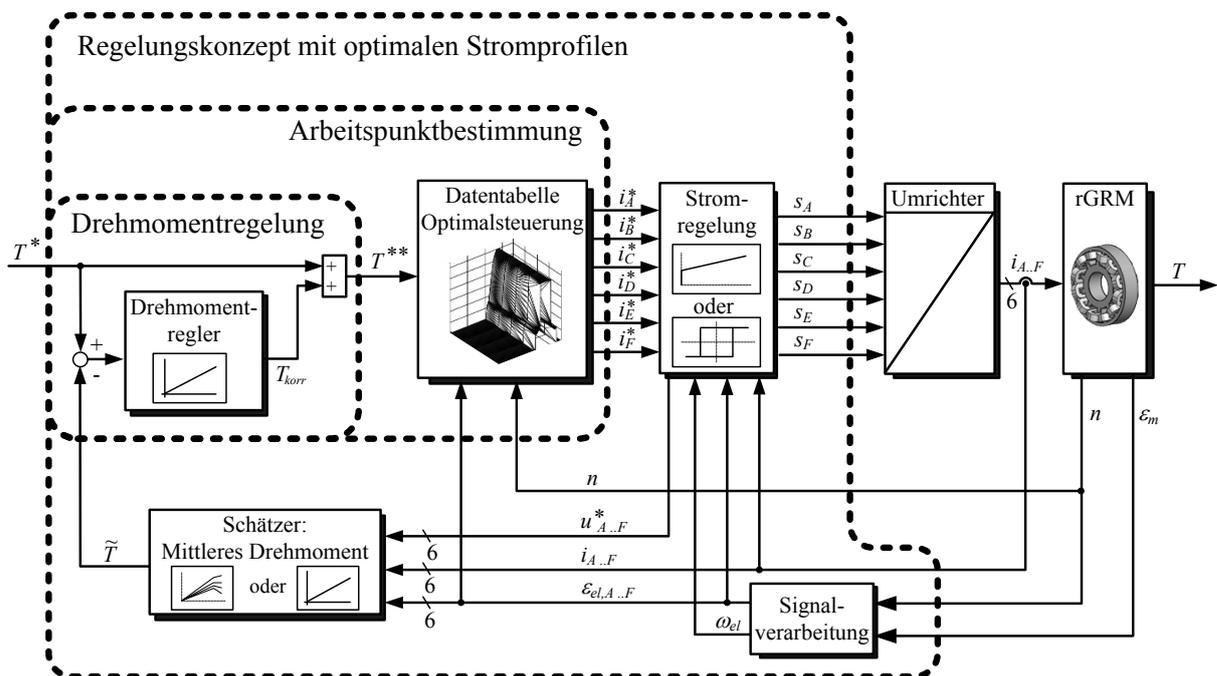


Abbildung 5.13: Optimalsteuerung mit äußerer Regelung des mittleren Drehmoments

Wesentlich robuster gegenüber Luftspaltsschwankungen ist das Online-Schätzverfahren, welches auf der Berechnung der verrichteten mechanischen Arbeit während einer elektrischen Periode beruht (vergl. Abbildung 4.6). Dabei wird die in einer Phase umgesetzte elektrische Leistung über eine elektrische Periode T_{el} integriert [IND02]

$$W_{mech} = \int_0^{T_{el}} [u(t) - R \cdot i(t)] \cdot i(t) dt \quad (5.28)$$

$$\tilde{T} = \frac{m \cdot N_R}{2\pi} \cdot W_{mech} \quad (5.29)$$

Allerdings können in der betrachteten Anwendung keine Phasenspannungen gemessen werden, sodass dem Berechnungsverfahren nur die Spannungssollwerte aus dem Stromregler zur Verfügung stehen. Dieser Umstand bringt neben dem temperatur- und betriebspunktabhängigen Phasenwiderstandswert eine Ungenauigkeit in die Berechnung. Für die Berechnung des tatsächlichen Wirkwiderstandes stellt Inderka zwei Verfahren vor, die besonders bei einer hohen Anzahl von Rotorpolen mehrfach pro Umdrehung den Widerstand relativ unkompliziert bestimmen können [IND02] [IDD03].

Die in Abbildung 5.13 dargestellte Regelung des mittleren Drehmoments mit unterlagerter Optimalsteuerung unterscheidet sich nur durch den Inhalt der Datentabellen von [IND02]. Bei Inderka sind Kommutierungswinkel und Sollströme in den Datentabellen abgelegt, sodass die Stromregler blockförmige Stromsollwerte einregeln müssen. Aus regelungstechnischer Sicht sollten sich die Konzepte kaum unterscheiden. Daher kann auch hier die von Inderka hergeleitete diskrete Antriebsübertragungsfunktion in der z-Ebene genutzt werden. Lediglich die Bestimmung der Drehmomentreglerverstärkung muss in der hier betrachteten Anwendung unter Berücksichtigung des variierenden Luftspalts erfolgen.

Man kann die Optimalsteuerung, die Stromregelung, die Leistungselektronik und den Reluktanzmotor als elektrischen Antrieb zusammenfassen, sodass sich folgende Antriebsübertragungsfunktion ergibt:

$$G_A(z) = \frac{T(z)}{T^{**}(z)} = V_A(T, n, u_{DC}, \vartheta, \delta_L) \quad (5.30)$$

Wenn die Strecke exakt zu den berechneten Stromprofilen passt, würde sich keine Abweichung vom Sollmoment T^{**} einstellen. Damit würde der Drehmomentsollwert exakt dem Drehmomentwert entsprechen und die Antriebsverstärkung V_A in Gleichung (5.30) wäre damit gleich 1. Allerdings wird diese Verstärkung in der Praxis selten erreicht. Die Stromprofile werden offline berechnet und sind nur im idealen Fall exakt. Zudem wurden nur einige wenige Stromprofile in der Datentabelle für den idealen Fall abgelegt, während die Zwischenwerte interpoliert werden. In der Praxis kommt dann noch eine schwankende Zwischenkreisspannung u_{DC} , eine variierende Temperatur ϑ und ein variierender Luftspalt δ_L hinzu. Diese Einflüsse auf die Regelstrecke müssen bei der Bestimmung der äußeren Reglerverstärkung berücksichtigt werden. Im Folgenden soll die Luftspaltvariation in einem Bereich von [10 mm 12 mm] betrachtet werden. Die sich daraus ergebene Antriebsverstärkung V_A lässt sich dann aus den relativen Fehlern in Abbildung 5.12 ableiten. Betrachtet man nur die Luftspaltvariation und den Linearisierungsfehler, ergibt sich arbeitspunktabhängig eine Antriebsverstärkung von minimal 0,6 bis maximal 1,25.

Die Regelungsstruktur aus Abbildung 5.13 kann gemäß [IND02] in ein regelungstechnisches Blockschaltbild überführt werden.

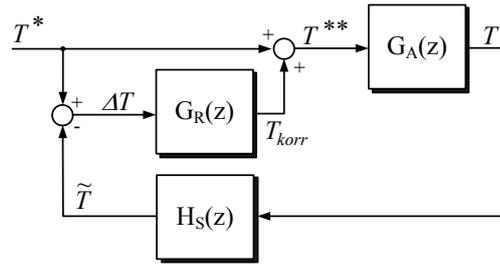


Abbildung 5.14: Blockschaltbild der Regelung des mittleren Drehmoments

Wenn der Drehmomentschätzer das korrekte mittlere Drehmoment bestimmt, kann die Verstärkung der Übertragungsfunktion $H_S(z)$ mit 1 angenommen werden. Der Schätzwert wird ereignisdiskret (nach einer elektrischen Periode) aktualisiert. Für die Übertragungsfunktion des Drehmomentschätzers folgt:

$$H_S(z) = z^{-1} \quad (5.31)$$

Der Drehmomentregler soll nur den stationären Regelfehler kompensieren. Daher ist ein integrales Verhalten der Übertragungsfunktion ausreichend:

$$G_R(z) = \frac{T_{korr}}{\Delta T} = \frac{1}{V_R} \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (5.32)$$

Aus den einzelnen Übertragungsfunktionen aus Gleichung (5.30) bis (5.32) und der Regelungsstruktur aus Abbildung 5.14 ergibt sich folgende z -Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises [IND02]:

$$G(z) = \frac{T(z)}{T^*(z)} = \frac{z \left(V_A + \frac{V_A}{V_R} \right) - V_A}{z^2 + z \left(\frac{V_A}{V_R} - 1 \right)} \quad (5.33)$$

Die Regelungsstruktur weist zwei Polstellen auf, von denen eine bei 0 liegt. Um die Stabilität der Regelungsstruktur sicher zu stellen, muss sich die andere Polstelle immer innerhalb des Einheitskreises befinden. Daraus folgt:

$$0 \leq \frac{V_A}{V_R} \leq 2 \quad (5.34)$$

Da die Antriebsverstärkung V_A maximal 1,25 beträgt, darf die Reglerverstärkung V_R für die betrachtete Luftspaltschwankung nicht kleiner als 0,625 gewählt werden.

Berücksichtigung eines variablen Luftspalts

Zur dynamischen Verifikation der optimalen Stromprofile bei einer Luftspaltschwankung, wird die in Kapitel 4.5 beschriebene Referenzstrecke simuliert. Dabei wird angenommen, dass die Statorelemente parallel zur Schienenoberkante verlegt wurden und lediglich ein Versatz zwischen den einzelnen Statorelementen vorkommen kann. Dieser Versatz wurde aus dem Verlegeprotokoll (Abbildung 4.28) der NBP-Außentestanlage entnommen. Desweiteren wurde eine Vorwärtsbewegung angenommen, sodass der zweite Pol der Phase F dem Statorversatz als erstes begegnet (vergl. Abbildung 4.29). Solange sich der erste Pol der Phase

F noch über dem „alten“ Luftspalt befindet, stellt sich für diese Phase ein mittlerer Luftspalt ein. Die einzelnen Transitionsphasen und die Aussagekraft des Simulationsmodells wurden in Kapitel 4.5.2 beschrieben und verifiziert. Das Motormodell des Reluktanzmotors verfügt über Datentabellen, die alle simulierten Luftspaltwerte berücksichtigen (Abbildung 4.41).

In Abbildung 5.15 sind die Drehmomentverläufe bei variierendem Luftspalt in einer Simulation dargestellt. Das Optimalsteuerungsproblem wurde lediglich für Induktivitätsverläufe bei einem Luftspalt von 12 mm gelöst und die optimalen Stromprofile als Lösung des Problems wurden in einer Datentabelle abgelegt. Im unteren Plot der Abbildung 5.15 sind die mittleren Luftspaltwerte für jede Phase dargestellt. Die Simulation beschränkt sich bewusst auf Luftspaltwerte, die von der Lösung des Optimalsteuerungsproblems abweichen. Im oberen Plot ist der Drehmomentverlauf der Optimalsteuerung für ein Sollmoment von 100 Nm bei einer Drehzahl von 200 min^{-1} dargestellt. Da der Steuerung keine Informationen über die Strecke zurückgeführt werden und die optimalen Stromprofile für einen Luftspalt von 12 mm berechnet wurden, wird ein deutlich zu großes Drehmoment generiert. Die zusätzliche große Schwankungsbreite des Drehmoments resultiert aus den unterschiedlichen Luftspaltwerten für die einzelnen Phasen. Dadurch weichen die einzelnen Phasendrehmomente trotz gleicher Stromprofile deutlich voneinander ab und generieren ein schwankendes Gesamtdrehmoment. Zudem ist in diesem Plot der Verlauf des Drehmomentschätzers dargestellt. Da der Schätzer auf den elektrischen Größen der Phase A beruht, erklärt sich die sichtbare Verzögerung des Schätzwertes zum Istwert. Die Phase wird bei einer Vorwärtsfahrt als letztes mit der Luftspaltänderung konfrontiert und liefert demnach erst sehr spät den korrigierten Schätzwert. Allerdings würde die Erfassung der richtungsbedingten „ersten“ Phase auch nicht zu besseren Ergebnissen führen.

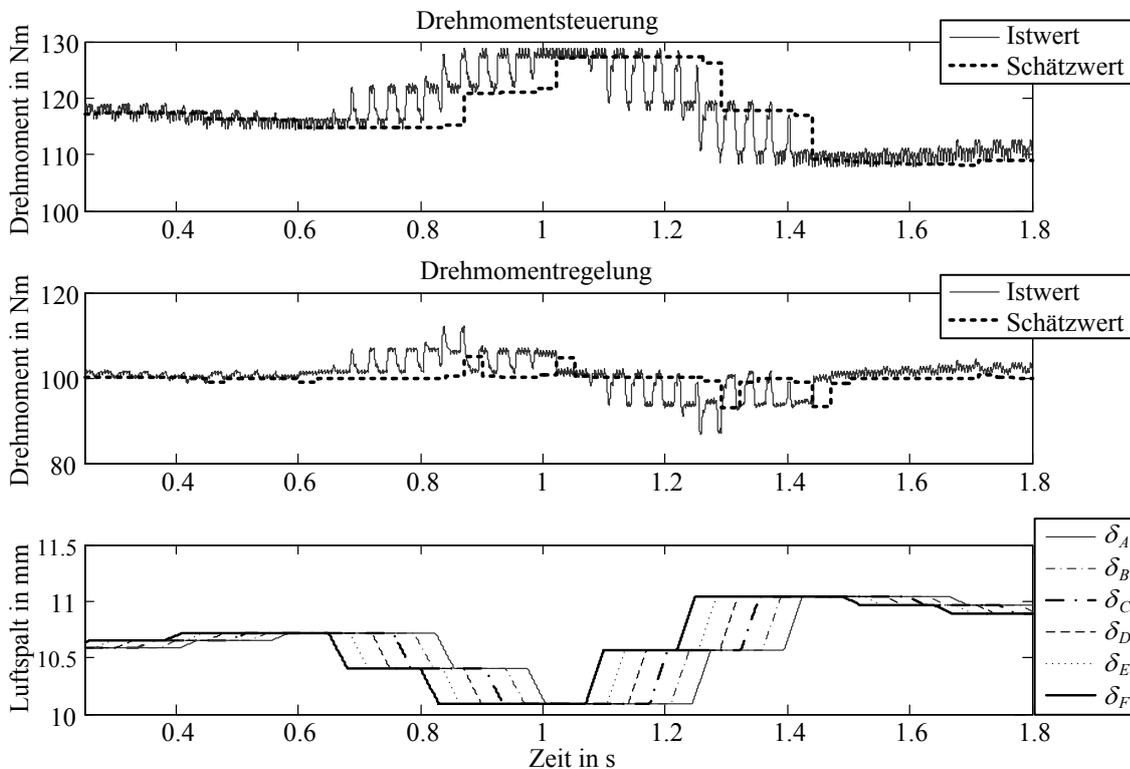


Abbildung 5.15: Drehmomentverläufe mit Drehmomentsteuerung (Oben) und Drehmomentregelung (Mitte) bei variablem Luftspalt (Unten); Sollmoment: 100 Nm bei einer Drehzahl von 200 min^{-1}

In diesem Fall würde der korrigierte Schätzwert einheitlich für alle Phasen angenommen, obwohl nur die erste Phase der Luftspaltänderung ausgesetzt ist. Bessere Ergebnisse haben sich richtungsabhängig durch die Erfassung der elektrischen Größen der mittleren Phasen *C* oder *D* gezeigt. Die besten Ergebnisse zeigen sich allerdings durch die Auswertung der elektrischen Größen jeder Phase. Diese Realisierung zeichnet sich aber durch einen großen Ressourcenbedarf aus. Der Schätzwert hat in dieser Applikation keine Auswirkung auf die Steuerung und dient lediglich der Verifikation des Schätzers selbst.

Im mittleren Plot der Abbildung 5.15 ist das Gesamtdrehmoment der Optimalsteuerung mit äußerer Drehmomentregelschleife dargestellt. Diese Regelung des mittleren Drehmoments beruht auf den dargestellten Drehmomentschätzwerten (Abbildung 5.13). Hier wird die späte Reaktion auf die Luftspaltänderung durch den auf Phase *A* beruhenden Schätzer deutlich. Im Vergleich zur Drehmomentsteuerung im oberen Plot wird eine stationäre Abweichung vom Sollwert weitestgehend ausgeglichen. Allerdings kann die große Schwankungsbreite bei einer großen Luftspaltänderungsrate nicht durch die äußere Drehmomentregelschleife (mittleres Drehmoment) kompensiert werden. Dafür wäre eine Regelungsstruktur, die auf dem momentanen Drehmoment beruht, erforderlich.

Einfluss einer schwankenden Zwischenkreisspannung

Das Optimalsteuerungsproblem in Gleichung (5.22) bis (5.26) wurde unter sogenannten Boxbeschränkungen gelöst. Das betrifft unter anderem die Phasenspannungen u_k , die sich aus der maximal zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung u_{DC} ergeben. Diese schwankt allerdings aufgrund der Ummagnetisierungsvorgänge (Anhang 4). Unterschreitet die tatsächliche Zwischenkreisspannung in der Auf- oder Abkommutierungsphase die angenommene maximale Phasenspannung, so kann das optimale Stromprofil unter Umständen nicht mehr eingeregelt werden.

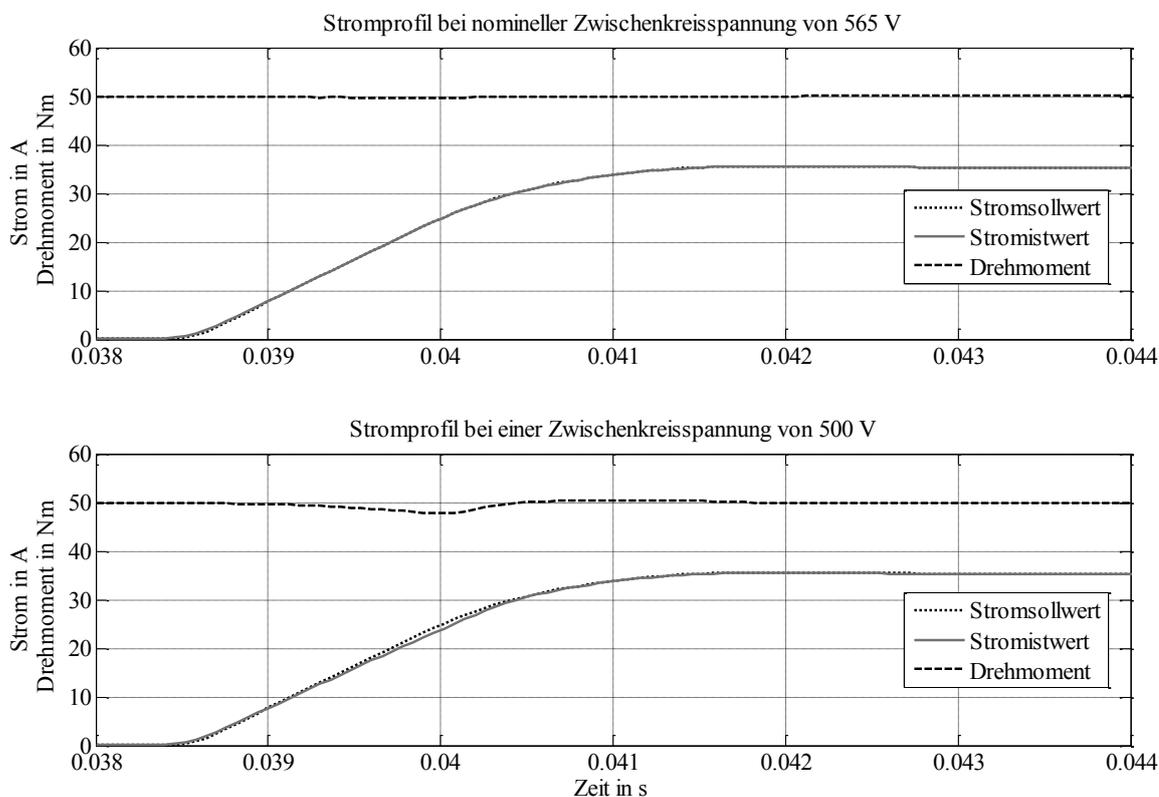


Abbildung 5.16: Stromprofile bei variierender Zwischenkreisspannung

In Abbildung 5.16 ist ein optimales Stromprofil für ein Solldrehmoment von 50 Nm bei zwei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen dargestellt. Im oberen Plot kann der Stromwert dem Stromsollwert gut folgen, sodass die Drehmomentschwankungsbreite minimal ist. Im unteren Plot hingegen, bei einer Zwischenkreisspannung von 500 V, macht sich die Abweichung vom Stromsollwert auch im Gesamtdrehmoment durch eine deutliche Drehmomentschwankung bemerkbar. Allerdings ist dieser Spannungseinbruch bei der betrachteten Anwendung nur im Fehlerfall möglich und wird daher exemplarisch betrachtet. Bei Elektrofahrzeugen mit variabler Zwischenkreisspannung müsste dieser Umstand bei der Berechnung der optimalen Stromprofile, bzw. bei den Boxbeschränkungen (Gln. (5.25)), berücksichtigt werden.

Fazit

Die optimalen Stromprofile als Lösung des Optimalsteuerungsproblems werden für stromunabhängige Induktivitäten bei einem konstanten Luftspalt von 12 mm berechnet und für einige wenige charakteristische, mechanische Arbeitspunkte in einer Datentabelle abgelegt. Die Arbeitspunktbestimmung greift arbeitspunkt- und winkelabhängig auf die Datentabellen zu und gibt die Stromsollwerte an die Stromregler weiter. Mit der vorgestellten Optimalsteuerung mit äußerer Regelung des mittleren Drehmoments (Abbildung 5.13) können alle mechanischen Arbeitspunkte im Betriebsbereich auch bei variierendem Luftspalt mit geringen Abweichungen eingeregelt werden.

In den Transitionsphasen der Luftspaltänderung ergibt sich bei großen Änderungsraten eine deutliche Schwankung des Drehmoments. In der vorgestellten Realisierung wird ein mittleres Drehmoment des Motors geschätzt. Auf Basis des geschätzten, mittleren Drehmoments wird das Solldrehmoment für alle Phasen einheitlich korrigiert. In den Transitionsphasen weisen die Motorpole allerdings unterschiedliche Luftspaltwerte auf, sodass sich dadurch auch unterschiedliche Phasendrehmomente ergeben. Diese verursachen dann die in Abbildung 5.15 dargestellten Drehmomentschwankungen. Die Schwankungsbreite ist zwar für geschaltete Reluktanzantriebe relativ gering, könnte aber unter Umständen akustisch wahrgenommen werden. Eine vollständige Kompensation der luftspaltabhängigen Drehmomentschwankung könnte nur durch eine präzise Erfassung des momentanen Luftspalts (z.B. durch eine entsprechende Sensorik oder Beobachter) und einer Regelung des momentanen Drehmoments kompensiert werden. Dieser Ansatz wurde allerdings nicht näher betrachtet, da aufgrund der relativ geringen Schwankungsbreite der Aufwand unverhältnismäßig groß erscheint. Sollten sich allerdings bei der Realisierung eines RailCabs mit LGRM die Kraftschwankungen als akustisch nicht tolerierbar erweisen, würde sich die beschriebene Maßnahme anbieten. Die berechneten optimalen Stromprofile können aufgrund der geringen Schwankungen der Zwischenkreisspannung (Anhang 4) bei nominellem Luftspalt (12 mm) in allen Arbeitspunkten eingeregelt werden. Auch der betrachtete minimale Luftspalt von 10 mm und die daraus resultierende Vergrößerung der Induktivität beeinflusst das Folgeverhalten der Stromregelung nur gering.

Für ein optimales Ergebnis müssen zur Berechnung der optimalen Stromprofile die Störgrößen der Strecke berücksichtigt werden. So kann z.B. die Schwankung der Zwischenkreisspannung in den Boxbeschränkungen berücksichtigt werden. Die hier vorgestellte Lösung wurde aufgrund der geringen Spannungsschwankungen mit der nominellen Zwischenkreisspannung berechnet, sodass keine Spannungsreserve berücksichtigt wurde. Die Lösung des Optimalsteuerungsproblems mit einer erweiterten Boxbeschränkung (Berücksichtigung einer Spannungsreserve) hat einen direkten Einfluss auf die resultierenden

Stromprofile (kleinere Stromgradienten) und damit indirekt auch auf den Wirkungsgrad. In der vorgestellten Realisierung wurde nur eine Datentabelle mit optimalen Stromprofilen implementiert. Um dabei die Drehmomentschwankungsbreite minimal zu halten, sollte das Optimalsteuerungsproblem für Induktivitätsverläufe bei einem mittleren Luftspalt gelöst werden.

5.3.2 Blockkommutierung

Die in diesem Kapitel betrachtete Arbeitspunktbestimmung basiert auf einer erweiterten blockförmigen Stromsollwertvorgabe (Blockkommutierung), einer Regelung und einer Online-Schätzung des mittleren Drehmoments nach [IND02].

Eine Drehmomentregelung, basierend auf blockförmigen Stromprofilen, impliziert eine unvermeidbare Drehmomentschwankung, sodass das Solldrehmoment nur im Mittel über eine elektrische Periode gestellt wird. Die Drehmomentschwankung kann allerdings durch eine geschickte Wahl der Kommutierungswinkel und des Stromsollwerts minimiert werden. Bei diesem Konzept ist prinzipbedingt eine größere Drehmomentstreuung als bei der Optimalsteuerung zu erwarten. Allerdings benötigt die Blockkommutierung auch deutlich weniger Speicher als die Optimalsteuerung.

Eine Herausforderung für die Arbeitspunktbestimmung mit blockförmigen Stromprofilen ist die Stromgrenze des betrachteten elektrischen Antriebs. Das Nenndrehmoment kann nicht ausschließlich mit einer Phase gestellt werden (Abbildung 5.3). Daher müssen in diesen Arbeitspunkten mindestens zwei Phasen gleichzeitig erregt werden. Als Grundlage für die Realisierung dieses Konzepts sollen die wirkungsgradoptimalen Stromprofile aus Kapitel 5.3.1 dienen. Die Arbeitspunktbestimmung basiert auf blockförmigen Stromsollwertprofilen, die sich durch einen Stromsollwert, einem Auf- und einem Abkommutierungswinkel beschreiben lassen. Bei Drehmomenten, die mit einer Phase allein nicht mehr stellbar sind, werden die blockförmigen Basisprofile um Nebenprofile erweitert, die die benachbarten Phasenströme in der Drehmomentgenerierung unterstützen (analog zu Abbildung 5.9 rechts, Optimalsteuerung). In Abbildung 5.17 sind die Nebenprofile und das Basisprofil mit den entsprechenden Kommutierungswinkeln für eine kleine Drehzahl dargestellt. In der Regelung werden die Nebenprofile durch einen Stromhilfswert i^+ und einen Differenzwinkel $\Delta\varepsilon$ für die beiden erweiterten Kommutierungswinkel realisiert:

$$\varepsilon_{on+} = \varepsilon_{on} - \Delta\varepsilon \quad \text{und} \quad \varepsilon_{off+} = \varepsilon_{off} + \Delta\varepsilon \quad (5.35)$$

In Abbildung 5.18 ist die Struktur zur Regelung des mittleren Drehmoments auf Basis von blockförmigen Stromsollwertprofilen dargestellt.

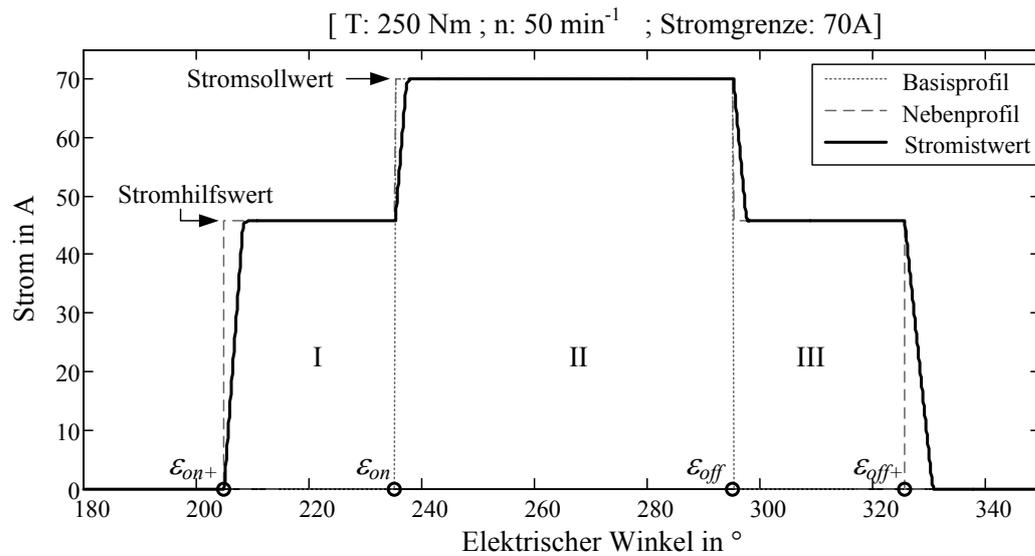


Abbildung 5.17: Erweitertes Stromprofil an der Stromgrenze für große Drehmomente

Die Regelung basiert auf einer arbeitspunktabhängigen Vorsteuerung und einem integralen Drehmomentregler, der auf die Differenz zwischen Drehmomentsollwert und dem geschätzten Drehmoment regelt. In dem Subsystem ‚Stromsollwertgenerierung‘ wird für jede Phase k der Istwert des elektrischen Winkels $\varepsilon_{ist,k}$ mit den Sollkommutierungswinkeln verglichen. Die Auswertung erfolgt dann über die in Abbildung 5.17 dargestellten Bereiche wie folgt:

$$I: \varepsilon_{on} > \varepsilon_{ist,k} \geq \varepsilon_{on+} \quad (5.36)$$

$$II: \varepsilon_{off} > \varepsilon_{ist,k} \geq \varepsilon_{on} \quad (5.37)$$

$$III: \varepsilon_{off+} > \varepsilon_{ist,k} \geq \varepsilon_{off} \quad (5.38)$$

Wird einer der in (5.36) bis (5.38) definierten Vergleiche erstmals mit ‚wahr‘ bewertet, wird ein aktualisierter Sollstrom an die Stromregelung weitergeleitet. Der in Abbildung 5.18 dargestellte Drehmomentschätzer wurde bereits in Gleichung (5.28) und (5.29) beschrieben. Der Drehmomentschätzwert wird der Drehmomentregelung nach jeder elektrischen Periode zur Verfügung gestellt und bestimmt demnach maßgeblich die Genauigkeit der Drehmomentregeldifferenz.

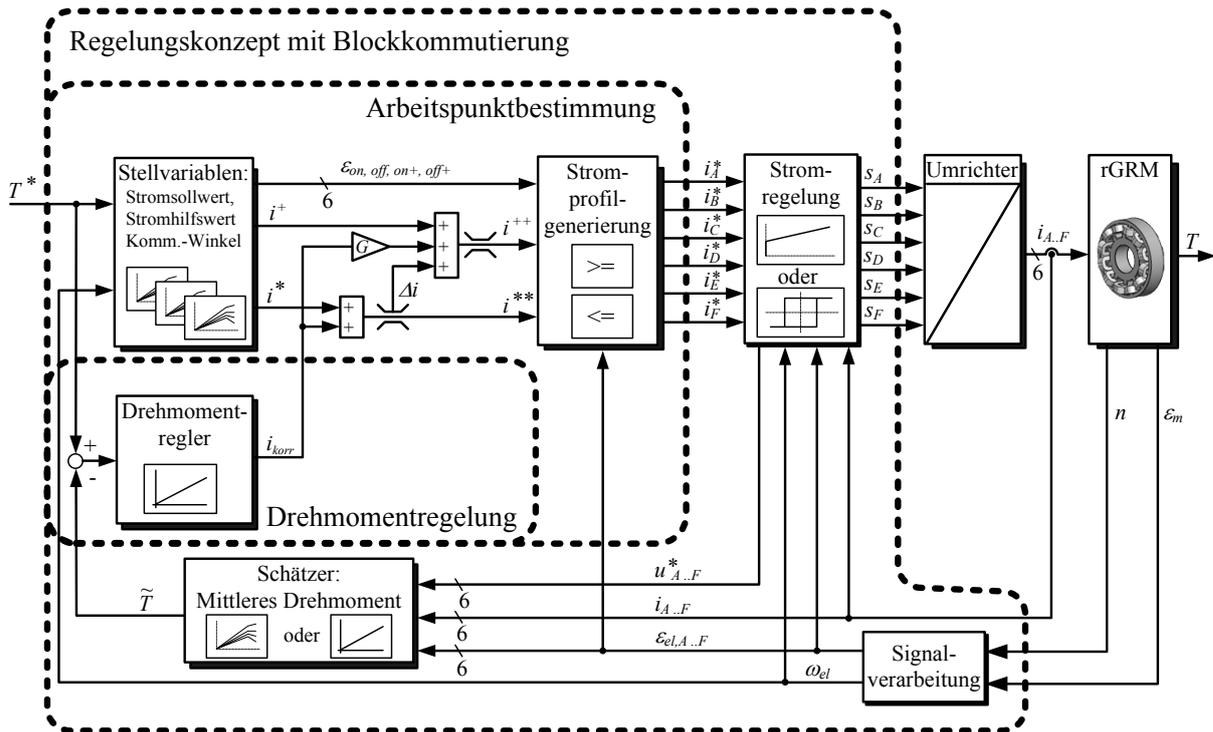


Abbildung 5.18: Wirkstruktur zur Regelung des mittleren Drehmoments

Aus der Drehmomentregeldifferenz wird über einen Regler mit integralem Verhalten ein Korrekturstrom i_{korr} berechnet, der dem Stromvorsteuerwert i^* additiv überlagert wird (Abbildung 5.18). Der daraus resultierende korrigierte Stromsollwert wird anschließend auf den maximal erlaubten Phasenstrom begrenzt. Wie bereits erwähnt, wird das Nenndrehmoment auf Grund der Phasenstrombegrenzung nicht allein mit einer Phase gestellt, sondern zudem durch die unterstützenden Nebenprofile der Nachbarphasen (Stromhilfswert in Abbildung 5.17). So befindet sich eine Phase schon bei ca. 60 % des Nenndrehmoments an der Stromgrenze, sodass eine Drehmomentregeldifferenz nur noch über die Korrektur des vorgesteuerten Stromhilfswertes i^+ kompensiert werden kann. Der Stromhilfswert wird im Falle einer Drehmomentregeldifferenz über zwei Wege korrigiert. Zum einen wird der Differenzwert Δi aus der Begrenzung des Stromsollwertes i^{**} dem Stromhilfswert additiv überlagert. Zum anderen kann der Korrekturstrom i_{korr} über einen Faktor G direkt den Stromhilfswert manipulieren. Diese Maßnahme ist erforderlich, um bei einer negativen Regeldifferenz den Stromhilfswert ebenfalls reduzieren zu können.

Kommutierungswinkel und Stromsollwerte

Durch das Online-Schätzverfahren und der vorgestellten Drehmomentregelung kann im gesamten Arbeitsbereich, auch bei einer nicht erfassten Luftspaltänderung, der Drehmomentsollwert im Mittel näherungsweise gestellt werden. Allerdings sind die Drehmomentschwankungsbreite und die Drehmomentstreuung signifikant von den Kommutierungswinkeln abhängig. Diese werden zugunsten einer minimalen Drehmomentschwankungsbreite nicht im laufenden Betrieb adaptiert, im Gegensatz zu [IND02] oder [ST07]. Durch die starke Streuung des Luftspaltwertes (vergl. Abbildung 4.28) wären die in der Literatur vorgestellten Adaptionsverfahren für die Kommutierungswinkel kontinuierlich im Einsatz. Ein stationärer Optimierungserfolg könnte sich aufgrund der nicht deterministischen Luftspaltänderung und der geschwindigkeitsabhängigen Luftspaltänderungsrate nur bei sehr kleinen Geschwindigkeiten einstellen. Aus diesem Grund

wurden diese Verfahren in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet. Die optimalen Kommutierungswinkel und Stromsollwerte werden für den nominellen Luftspalt offline bestimmt. Diese Bestimmung erfolgt durch fünf Optimierungsschritte:

1. In einem ersten Schritt werden charakteristische mechanische Arbeitspunkte anhand des Matlab/Simulink-Modells in einem weiten Kommutierungswinkelbereich simuliert. Die Schrittweite der Auf- und Abkommutierungswinkel ist dabei relativ groß gewählt (Abbildung 5.19).
2. Im zweiten Schritt werden anhand der analysierten Simulationsergebnisse und der formulierten Gütekriterien die optimalen Kommutierungswinkel bestimmt. Durch die große Schrittweite repräsentieren die Ergebnisse allerdings nur einen Winkelbereich in dem sich das Optimum befinden sollte.
3. In einem dritten Schritt werden die mechanischen Arbeitspunkte innerhalb des ermittelten Winkelbereichs mit einer feineren Auflösung erneut simuliert.
4. Im vierten Schritt werden dann anhand der Gütekriterien die finalen Kommutierungswinkel und Stromsollwerte bestimmt.
5. Die gewählten mechanischen Arbeitspunkte bilden nur ein grobes Raster im gesamten Arbeitsbereich, sodass die Kommutierungswinkel für die Zwischenwerte in einem fünften Schritt bestimmt werden müssen.

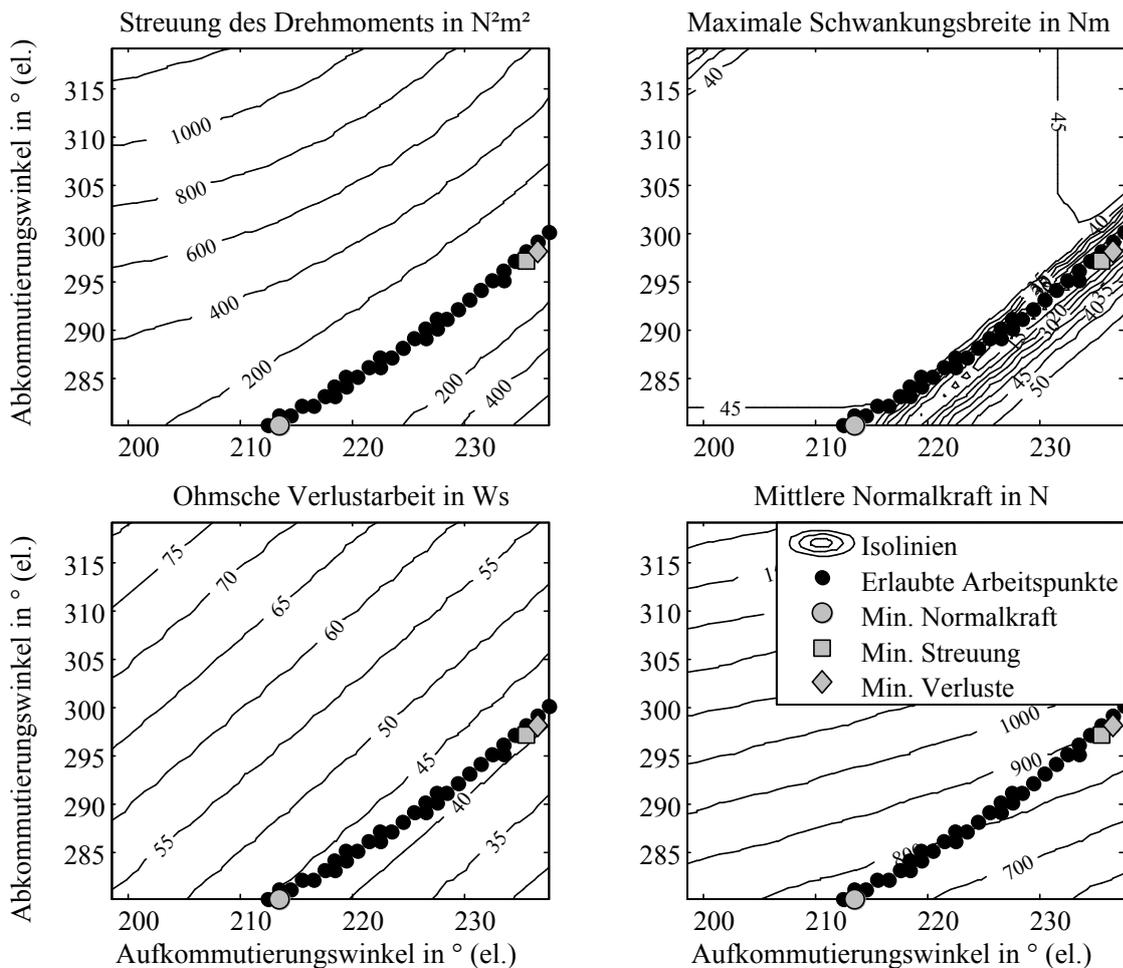


Abbildung 5.19: Simulation diskreter Arbeitspunkt mit unterschiedlichen Kommutierungswinkeln

Jeder erlaubte Arbeitspunkt in Abbildung 5.19 beruht auf der Kombination aus Kommutierungswinkeln und Stromsollwerten. Diese können nicht unabhängig voneinander

bestimmt werden. Die Stromsollwerte sind hier grafisch nicht dargestellt, werden aber für jeden Arbeitspunkt ebenfalls abgespeichert.

Im Folgenden soll die Analyse und die Bestimmung der optimalen Kommutierungswinkel kurz erläutert werden.

Die Simulationsergebnisse werden auf Basis der in Kapitel 5.2 definierten Gütekriterien bewertet. In Abbildung 5.19 sind die Gütekriterien in einem mechanischen Arbeitspunkt ($T = 50 \text{ Nm}$, $n = 50 \text{ min}^{-1}$) mit verschiedenen Kommutierungswinkeln durch Isolinien dargestellt. Die Kombinationen aus den Kommutierungswinkeln, die die Nebenbedingung (,mittleres Drehmoment‘) erfüllen, sind in Abbildung 5.19 als schwarze Punkte dargestellt (, Erlaubte Arbeitspunkte‘).

Aus den erlaubten Arbeitspunkten soll heuristisch eine optimale Kombination aus Auf- und Abkommutierungswinkeln gefunden werden, die alle definierten Gütekriterien minimiert. Die Gütekriterien K_1 bis K_4 (siehe Gln. (5.1) bis (5.4)) können demnach als zu minimierende Zielfunktionen betrachtet werden. In Abbildung 5.19 sind die Arbeitspunkte dargestellt, die jeweils nur eine Zielfunktion minimieren. Während die Minima für die Streuung des Drehmoments und die Verlustarbeit eng beieinander liegen, ist das Minimum der mittleren Normalkraft weit entfernt. Die Ursache dafür liegt in den konkurrierenden Zielfunktionen.

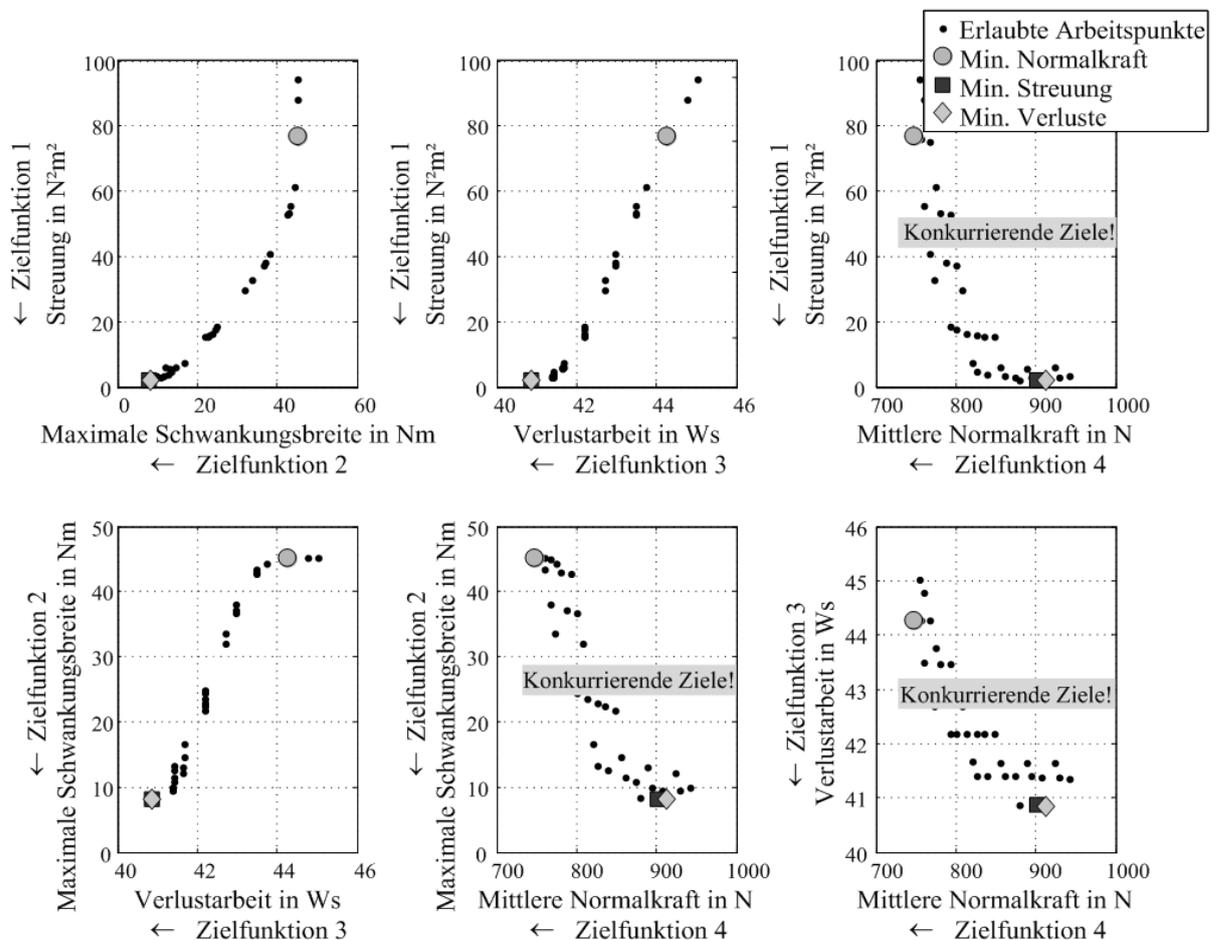


Abbildung 5.20: Gütekriterien als zu minimierende Zielfunktionen

Die Darstellung in Abbildung 5.20 verdeutlicht, dass die Zielfunktion ,mittlere Normalkraft‘ mit allen anderen Zielfunktionen konkurriert und demnach nicht gleichzeitig mit den anderen

minimiert werden kann. Es muss demnach ein Kompromiss zwischen den Optimierungszielen gefunden werden.

Eine Möglichkeit für einen Kompromiss ist die Abbildung der Zielfunktionen durch eine gewichtete Summe. Durch die Festlegung der Gewichtungsfaktoren wird dann ein Kompromiss zwischen den einzelnen Zielfunktionen gemacht, welcher die Abhängigkeit der Zielfunktionen untereinander allerdings nicht berücksichtigt [KNO11].

Bei dem Konzept der Pareto-Optimalität hingegen, werden alle Zielfunktionen gleichberechtigt betrachtet. Dabei bezeichnet man die Lösung eines Optimierungs-problems als Pareto-optimal, wenn die Verbesserung einer Zielfunktion nur mit einer Verschlechterung einer anderen Zielfunktion einhergeht [MIE99] [SSH09]. Da die Zielfunktionen 1 bis 3 annähernd komplementär sind, soll im Folgenden für die Optimierung nur eine der drei Zielfunktionen und die mittlere Normalkraft betrachtet werden. Die Drehmomentstreuung als primäres Gütekriterium wird dabei stellvertretend für die ersten drei Zielfunktionen gewählt.

In Abbildung 5.21 sind die Pareto-optimalen Arbeitspunkte aus den beiden Zielfunktionen dargestellt. Der grau hinterlegte Bereich kennzeichnet dabei die minimale Änderung einer Zielfunktion bei gleichzeitig großer Änderung der anderen.

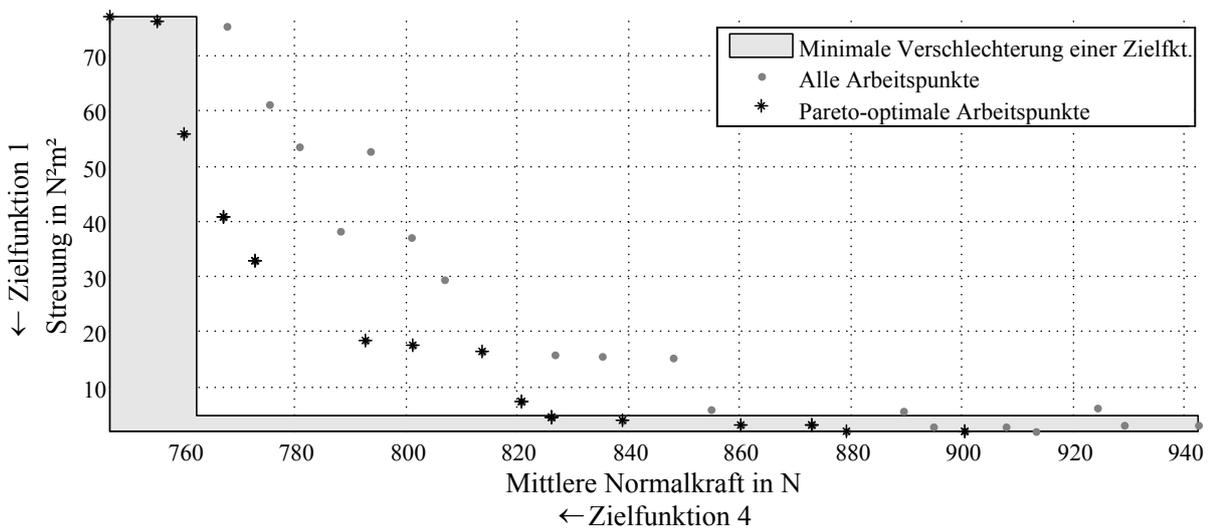


Abbildung 5.21: Pareto-optimale Arbeitspunkte bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} und einem Drehmoment von 50 Nm

Es wird davon ausgegangen, dass eine geringe Verschlechterung einer Zielfunktion zu Gunsten der anderen immer akzeptiert wird. Daher sollte in diesem Bereich kein Arbeitspunkt gewählt werden. Für die Normalkraft wurde keine explizite Anforderung formuliert, während eine Drehmomentstreuung hier mit einer akustischen Auffälligkeit assoziiert wird und demnach in dieser Arbeit immer ein größeres Gewicht erhält.

Die vorgestellte Methode sucht für einen mechanischen Arbeitspunkt (mittleres Drehmoment bei gegebener Drehzahl) die Pareto-optimalen Kompromisse in einem relativ großen Winkelbereich. Allerdings ungeachtet der Lösungen für die benachbarten mechanischen Arbeitspunkte. Auf Grund der diskreten Wahl der Simulationwinkel können die optimalen Kommutierungswinkel im Arbeitsbereich stark streuen.

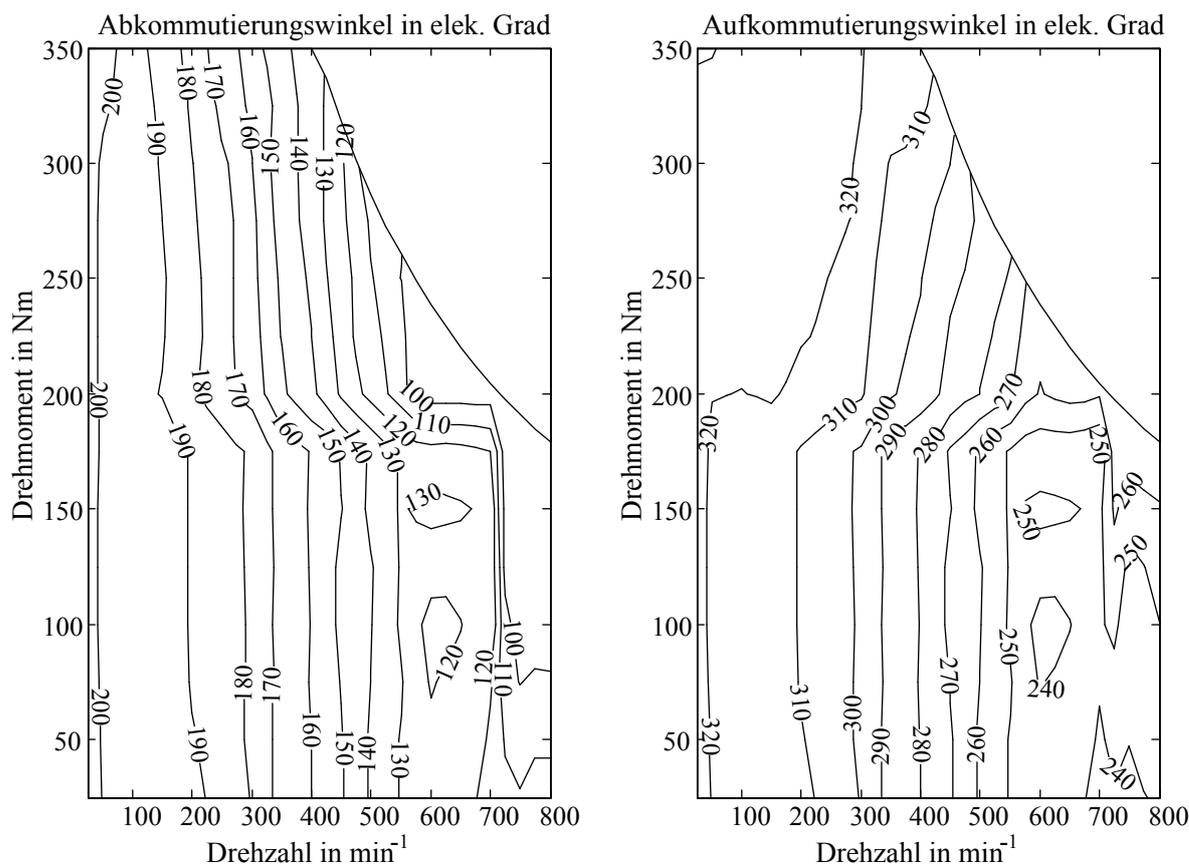


Abbildung 5.22: Optimale Auf- und Abkommutierungswinkel bei 12mm Luftspalt

Das liegt daran, dass ein identisches mittleres Drehmoment mit sehr vielen unterschiedlichen Kombinationen aus Sollstrom, Auf- und Abkommutierungswinkeln realisiert werden kann. Bei einem konstanten Beschleunigungsvorgang würden die stark schwankenden Stellvariablen z.B. zu Geräuschschwankungen führen, die subjektiv als unangenehm empfunden werden können [IND02]. Um dies zu vermeiden, wird nur ein „Gerüst“ aus einigen Pareto-optimalen mechanischen Arbeitspunkten ermittelt. Die Zwischenwerte liegen dann in einem eingeschränkten Winkelbereich, der sich aus den Kommutierungswinkeln der benachbarten mechanischen Arbeitspunkte ergibt. In Abbildung 5.22 sind die aus der Optimierung resultierenden Kommutierungswinkel dargestellt. Dabei handelt es sich um die erweiterten Winkel aus Gleichung (5.35).

Berücksichtigung eines variablen Luftspalts

In Abbildung 5.23 sind die Strom- und Drehmomentverläufe bei variierendem Luftspalt dargestellt. Der große Drehmomentsollwert impliziert Sollströme oberhalb der Stromgrenze, sodass das Drehmoment nur durch die erweiterten Nebenprofile bzw. den Stromhilfswert erreicht werden kann (vergl. Abbildung 5.17).

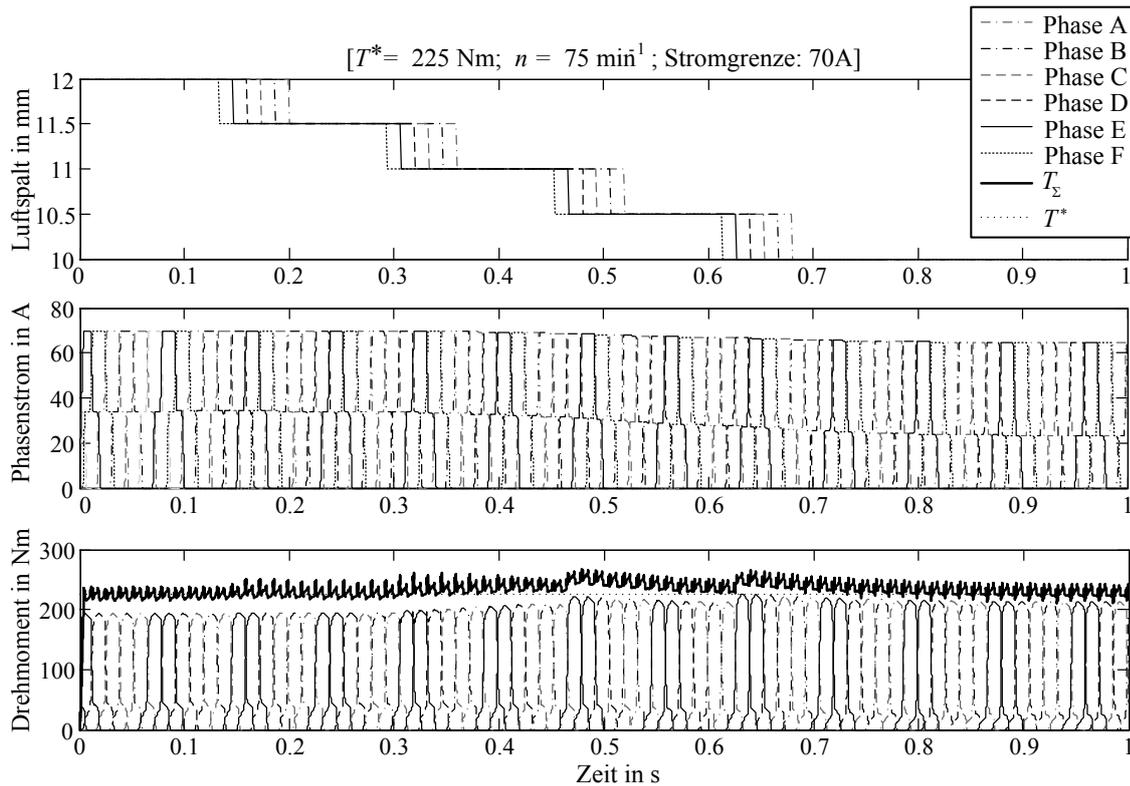


Abbildung 5.23: Regelung des mittleren Drehmoments bei variierendem Luftspalt

Die Luftspaltänderung ist in Abbildung 5.23 willkürlich gewählt und dient lediglich dem Funktionsnachweis der Arbeitspunktbestimmung bei variablem Luftspalt. Durch den kleiner werdenden Luftspalt erhöht sich das resultierende Gesamtdrehmoment T_Σ , sodass der I-Regler (Abbildung 5.18) mit einer negativen Regeldifferenz beaufschlagt wird. Dadurch wird sowohl der Stromsollwert i^{**} als auch der Stromhilfswert i^{++} reduziert, sodass nach einer arbeitspunktabhängigen Einregelzeit wieder das gewünschte Solldrehmoment erreicht wird. Die in der Datentabelle abgelegten Kommutierungswinkel und Stromsollwerte wurden dabei für einen nominellen Luftspalt von 12 mm bestimmt. Die online Anpassung der vorgesteuerten Stromsollwerte aufgrund der Luftspaltvariation hat zudem keine signifikante Erhöhung der Drehmomentschwankungsbreite zur Folge.

Fazit

Die Regelung des mittleren Drehmoments mit dem hier vorgestellten Regelungskonzept kann sowohl mit unterlagerten PI-Stromreglern als auch mit Hysterese-Stromreglern realisiert werden.

Die vorgestellten stufenförmigen Stromprofile (Abbildung 5.17) sind an die Optimalsteuerung aus Kapitel 5.3.1 angelehnt. Diese Erweiterung um die Nebenprofile ermöglicht eine Verbesserung des Wirkungsgrades (Abbildung 5.24) im Vergleich zu den am Prüfstand vermessenen Wirkungsgraden mit reinen blockförmigen Stromprofilen (Anhang 5). Allerdings verursachen die hier vorgestellten erweiterten Stromprofile in einigen Arbeitspunkten eine relativ große Drehmoment-schwankungsbreite.

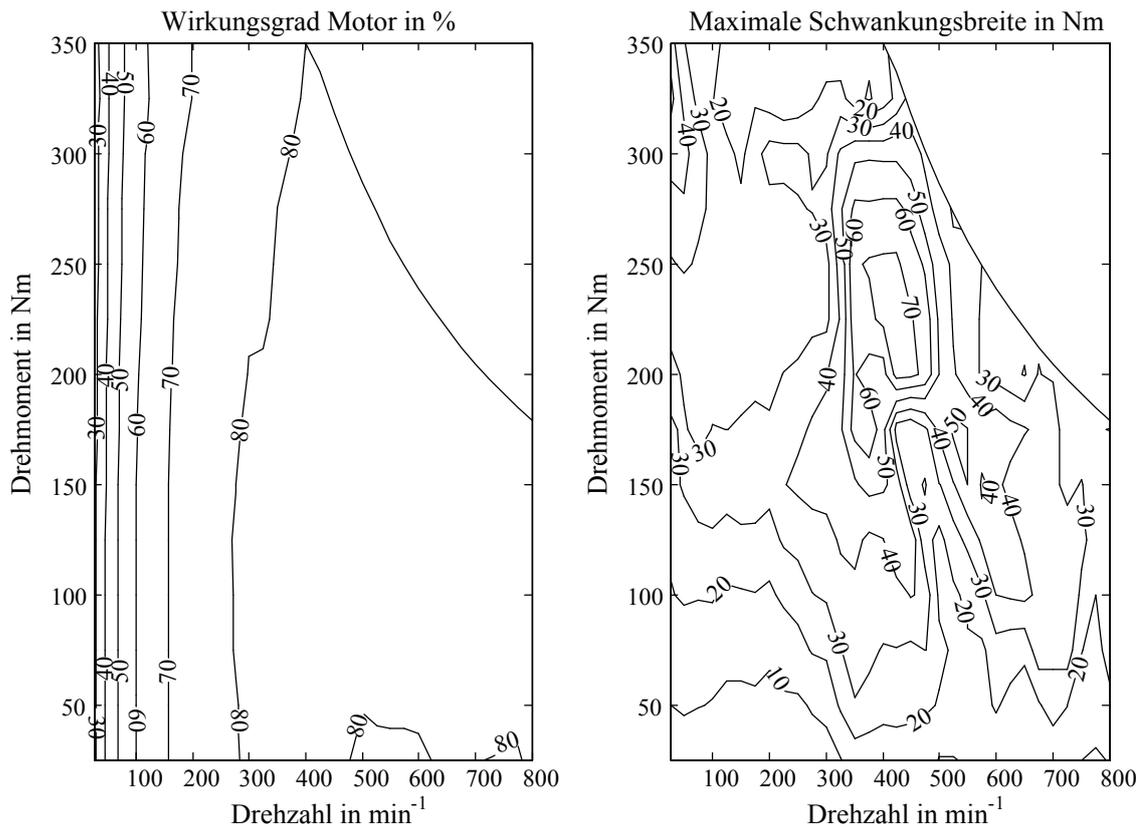


Abbildung 5.24: Motorwirkungsgrad und maximale Drehmomentschwankungsbreite der Blockkommutierung bei 12 mm Luftspalt (mit PI-Stromregler)

Die Bestimmung von Kommutierungswinkel für Pareto-optimale Arbeitspunkte konnte theoretisch gezeigt werden, allerdings kann bei der vorgestellten Methode eine starke Streuung der Kommutierungswinkel nicht ausgeschlossen werden. Bei einem reinen Beschleunigungsvorgang könnten stark variierende Kommutierungswinkel zu einer unangenehmen Geräusentwicklung führen, da sich die Geräusentwicklung ständig ändert [IND02].

Besonders hervorzuheben ist, dass das vorgestellte Regelungskonzept auch bei einer nichterfassten Luftspaltänderung in der Lage ist, das Solldrehmoment nach einer Einregelzeit zu stellen, ohne die Drehmomentschwankungsbreite signifikant zu erhöhen. Diese Eigenschaft ist auf Grund der großen Luftspaltschwankungen bei der hier betrachteten Bahnanwendung von großer Bedeutung (Abbildung 4.28).

5.3.3 Verteilungsfunktion

Das Konzept einer Arbeitspunktbestimmung auf Basis von Verteilungsfunktionen wird in diesem Kapitel als Vergleich zu den vorangegangenen Konzepten diskutiert. Es unterscheidet sich maßgeblich, da die Stromsollwerte online über eine Funktion berechnet werden. Diese Form der Umsetzung einer indirekten Drehmomentregelung bzw. -steuerung verspricht eine minimale Drehmomentstreuung gegenüber der in Kapitel 5.3.1 und 5.3.2 diskutierten Konzepten, wie bereits in [FOR11] veröffentlicht. Die Reduzierung der Drehmomentschwankung durch eine Verteilung des Gesamtsolldrehmoments auf einzelne Phasendrehmomente wurde bereits 1987 von Ilic-Spong *et al.* diskutiert [IMM87]. Dabei wurde auch der Name *Torque Sharing Function* eingeführt. Dieser Ansatz wird bis heute in vielen Artikeln aufgegriffen und weiter entwickelt [XCH09]. Der funktionale Grundgedanke,

das Solldrehmoment über eine Funktion auf mindestens zwei Phasen aufzuteilen, findet man in der Literatur auch unter dem Begriff *Torque Distribution Function*, z.B. in [KRI01].

Die hier betrachtete Drehmomentverteilungsfunktion beruht auf den linearen Drehmomentgleichungen wie in Gleichung (5.5). Das Gesamtsolldrehmoment wird dabei über die Funktionen $f_k(\varepsilon)$ auf die Phasendrehmomente T_k aufgeteilt:

$$T_k = g_k(\varepsilon) \cdot i_k^2 = f_k(\varepsilon) \cdot T_\Sigma \quad (5.39)$$

Durch die Summenbedingung der Phasendrehmomente aus Gleichung (5.5) folgt für die Verteilungsfunktionen f_k

$$\sum_{k=1}^6 f_k(\varepsilon) = 1 \quad (5.40)$$

In der Literatur werden die Verteilungsfunktionen $f_k(\varepsilon)$ durch die winkelabhängige Motorkonstante $g_k(\varepsilon)$ gewichtet. So wird der größte Teil des Gesamtdrehmoments winkelabhängig auf die Phase mit der größten Motorkonstante $g_k(\varepsilon)$ verteilt. Eine mögliche Lösung für $f_k(\varepsilon)$ ist die quadratische Verteilungsfunktion:

$$f_k = \frac{g_k^2}{\sum_{k=1}^6 g_k^2(\varepsilon)} \quad (5.41)$$

Durch die Quadratbildung der Motorkonstanten gibt es nur noch positive Drehmomentanteile. Damit zwischen einer positiven und einer negativen Drehmomentgenerierung unterschieden werden kann, muss im Vorfeld eine Fallunterscheidung durchgeführt werden. Für einen positiven Drehmomentsollwert dürfen auch nur positive Drehmomentanteile der Motorkonstanten $g_k(\varepsilon)$ in die Verteilungsfunktion $f_k(\varepsilon)$ eingehen. Das gilt im umgekehrten Sinn auch für die negativen Drehmomentsollwerte. Aus der quadratischen Verteilungsfunktion (5.41) und der Drehmomentgleichung (5.39) ergibt sich für den Phasenstrom winkelabhängig folgende Berechnung:

$$i_k(T_\Sigma, \varepsilon) = \sqrt{\frac{g_k(\varepsilon) \cdot T_\Sigma}{\sum_{k=1}^6 g_k^2(\varepsilon)}} \quad (5.42)$$

Bei der Drehmomentverteilungsfunktion werden die winkel- und drehmoment-abhängigen Stromsollwerte online berechnet. Die Wurzel in Gleichung (5.42) lässt allerdings auf eine rechenintensive Implementierung schließen. Abgesehen von der Rechenzeit weist diese Form der Stromsollwertbestimmung aber auch eine minimale Drehmomentstreuung im Vergleich zu den anderen betrachteten Konzepten auf.

Der in Abbildung 5.25 exemplarisch dargestellte Vergleich der drei Konzepte ist am rotatorischen Prüfstand bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} und einem Solldrehmoment von 100 Nm ermittelt worden. Allerdings offenbart dieser Vergleich auch, dass die geringe Drehmomentstreuung der Verteilungsfunktionen mit einem deutlich schlechteren Antriebswirkungsgrad einhergeht.

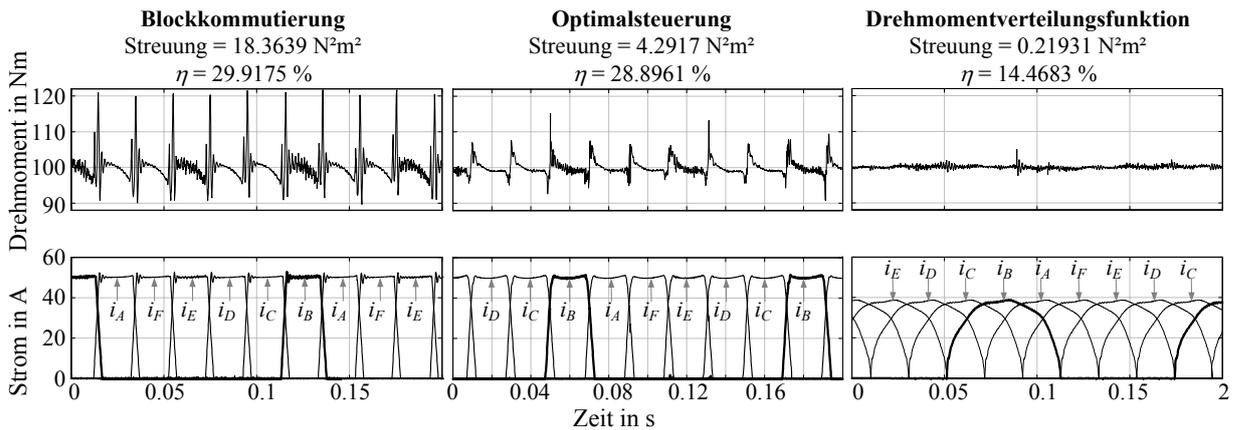


Abbildung 5.25: Drehmomentstreuung und Wirkungsgrade der drei Konzepte im Vergleich

Dieser Umstand ist auf die Verteilung des Drehmoments auf mehrere Phasen zurückzuführen. Wie bereits in Abbildung 5.7 dargestellt, wird für ein wirkungsgradoptimales Stromprofil immer nur die Phase mit der größten Motorkonstante g_k bestromt.

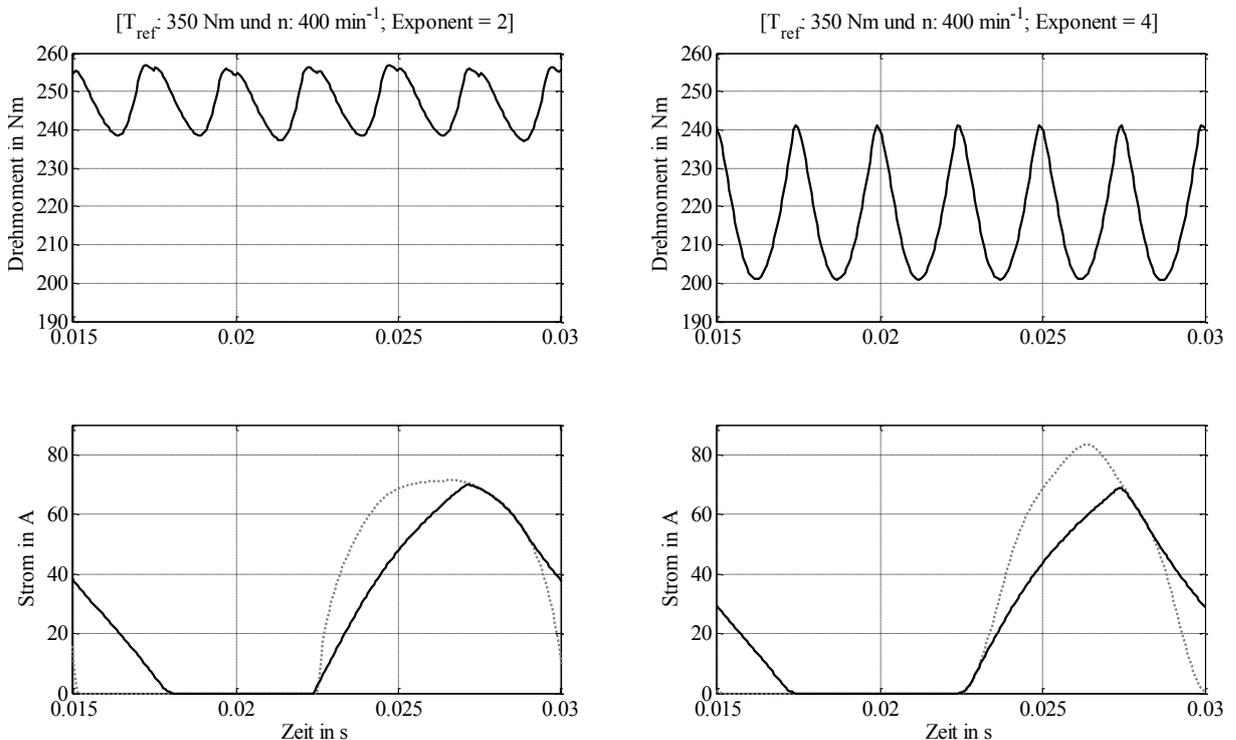


Abbildung 5.26: Strom- und Drehmomentverlauf der Drehmomentverteilungsfunktion ohne Berücksichtigung der Stellgrößenbeschränkung

Desweiteren lässt diese Realisierung keine explizite Berücksichtigung einer Strom- oder Stellgrößenbeschränkungen zu. Die Verteilungsfunktion ist nur vom Winkel und vom Drehmoment abhängig. Die resultierenden Stromprofile ändern sich nicht mit der Geschwindigkeit, so ist besonders beim Übergang in den Einzelpulsbetrieb mit größeren Drehmomentsollwertabweichungen zu rechnen. Eine quadratische Verteilungsfunktion impliziert, abhängig von der Motorcharakteristik, relativ große Stromgradienten. Eine Abhilfe schafft in diesem Fall eine Erhöhung der Exponenten in Gleichung (5.41). Allerdings geht die Reduzierung der Stromgradienten auf Basis einer Erhöhung der Exponenten auch immer mit einer Vergrößerung des maximalen Phasenstroms einher.

In Abbildung 5.26 sind die Stromsollwerte und die Stromistwerte der Drehmomentverteilungsfunktion für einen Exponenten von 2 und 4 dargestellt. In dem gewählten mechanischen Arbeitspunkt können beide Ströme den Sollwerten auf Grund der begrenzten Zwischenkreisspannung nicht folgen. Desweiteren ist beim erhöhten Exponenten auch eine Erhöhung des maximalen Stromsollwertes zu erkennen, der auch bei kleineren Drehzahlen auf Grund des Komponentenschutzes begrenzt werden müsste. Der Drehmomentsollwert wird in keinem Fall erreicht, damit ist die Drehmomentverteilungsfunktion gemäß Gleichung (5.41) auch mit veränderten Exponenten für die betrachtete Anwendung nur für kleine Geschwindigkeiten geeignet.

5.4 Stromregelung

Die in Kapitel 5 betrachteten Regelungs- bzw. Steuerungskonzepte weisen alle eine unterlagerte Stromregelung auf, die hier in unterschiedlichen Realisierungen diskutiert wird. Zu den am häufigsten verwendeten Stromreglertypen gehören die Hystereseregler und die PI-Regler, die sowohl analog, als auch digital ausgeführt werden können. Im Folgenden wird die Eignung der beiden Stromregler in Verbindung mit der bereits vorgestellten Arbeitspunktbestimmung bei variablem Luftspalt diskutiert.

5.4.1 Hystereseregler

Die Hystereseregler zeichnet sich durch ein Toleranzband aus, welches um den Sollwert der Regelgröße gelegt wird. Die Aufgabe des Reglers ist dann, die Regelgröße innerhalb der Grenzen des aufgespannten Toleranzbands zu halten.

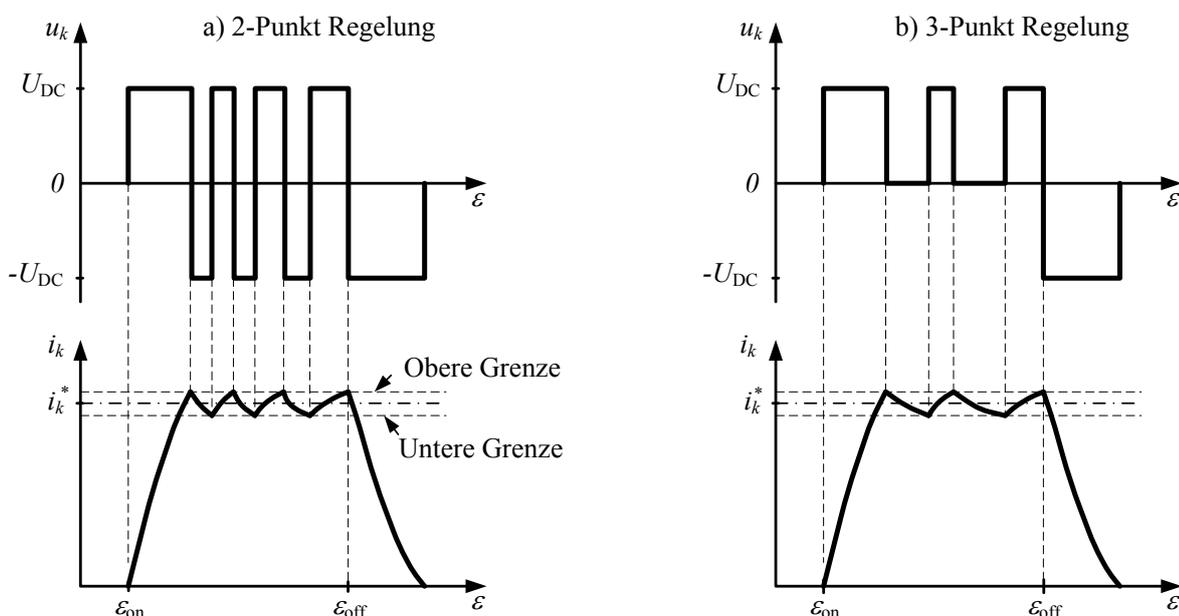


Abbildung 5.27: Strom- und Spannungsverläufe eines Hysteresereglers

Der Hystereseregler für die unterlagerte Stromregelung kann, bezogen auf die in Abbildung 2.6 dargestellte Leistungselektronik, durch zwei Realisierungen implementiert werden. Bei der 2-Punkt Regelung (Abbildung 5.27, links) wechselt durch gleichzeitiges Schalten der

IGBTs T_{k1} und T_{k2} die Phasenspannung u_k zwischen der positiven und negativen Zwischenkreisspannung U_{DC} . Hierbei ergibt sich infolge der zeitvarianten Phaseninduktivität und der drehzahlabhängigen, elektromotorischen Gegenspannung eine variable Schaltfrequenz. Die Schaltfrequenz verhält sich dabei antiproportional zur Breite des Toleranzbands. Je kleiner das Toleranzband, desto höher ist die Schaltfrequenz.

Die Schaltfrequenz und die Schwingungen im Stromverlauf können durch die Erweiterung der 2-Punkt Regelung um ein Nullspannungsniveau weiter reduziert werden. So wird bei Erreichen der oberen Schwelle des Toleranzbands die Phasenspannung auf $u_k = 0$ V gelegt und damit langsamer entmagnetisiert (Abbildung 5.27, rechts). Dies wird im Folgenden als 3-Punkt Regelung definiert.

Realisierung der Hystereseregung

Die Realisierung der hysteresebasierten Motorregelung wird auf dem in Kapitel 3.3.1 beschriebenen Prüfstand implementiert. Dabei werden 6 parallele Hysteresestromregler auf dem FPGA-Board realisiert. Jede Stromregelung besteht dabei aus einem Dezimationsfilter (IIR4-Filter) zur Stromistwertermittlung, dem Hystereseregler selbst und einer Berechnungseinheit für die Toleranzbandgrenzen. Der Hystereseregler wird durch ein Schaltfrequenzbegrenzungsmodul erweitert, sodass bei falsch berechneten Toleranzbandgrenzen (Parameterschwankungen) keine zu hohen Schaltfrequenzen an die IGBTs weiter gegeben werden. Der Aufbau der FPGA-basierten Stromregelung ist in Abbildung 5.28 dargestellt. Die variablen Schaltfrequenzen der hier realisierten Hysteresestromregelung können unter Umständen zu akustischen Auffälligkeiten des Antriebs führen. Dieser Umstand würde die Anforderung nach einer geringen Geräuschentwicklung des Linearantriebs (Tabelle 2) verletzen. Allerdings gibt es keine quantitativen Toleranzgrenzen, sodass es sich hierbei um eine qualitative Anforderung handelt. Zudem ist die Bewertung der Geräuschbelastigung für einen Fahrgast erst im Fahrzeug möglich, da aufgrund der Aufhängung des Linearantriebs bestimmte Frequenzanteile gedämpft bzw. verstärkt werden können. Die Ergebnisse der akustischen Analyse sollten dann in die Bestimmung der arbeitspunktabhängigen Hysteresegrenzen einfließen.

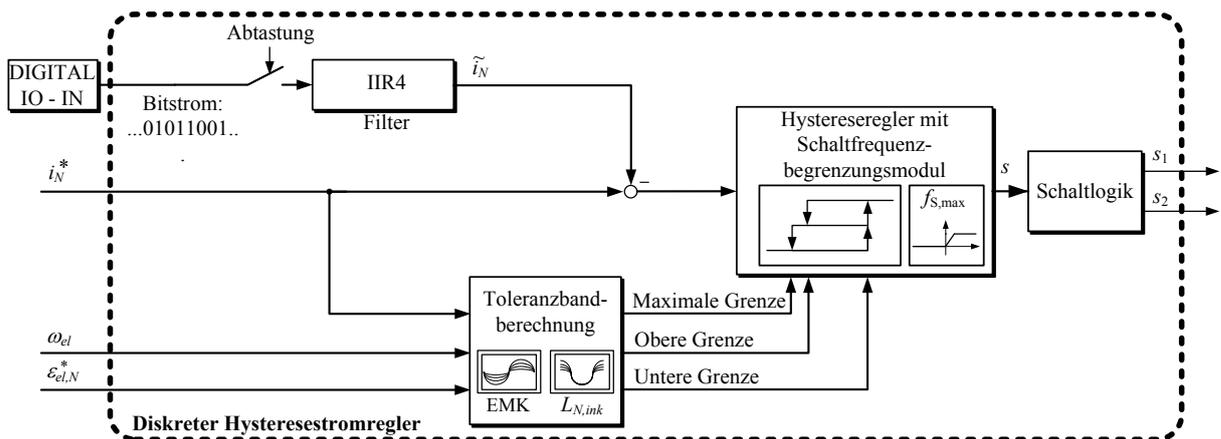


Abbildung 5.28: Schematische Darstellung der FPGA-basierten Hysteresestromregelung

Die Bestimmung der Hysteresegrenzen und damit der Schaltfrequenz muss in dieser Arbeit auch ohne den realen Aufbau eines RailCabs mit linearem geschaltetem Reluktanzmotor erfolgen. Dabei wird vereinfacht angenommen, dass Frequenzen im Bereich von 1 kHz für den Menschen besonders unangenehm sind und daher die Schaltfrequenz deutlich höher liegen sollte. Allerdings werden bei dieser Vereinfachung zugunsten der Anforderung nach einer geringen Geräuschentwicklung die Schaltverluste vernachlässigt. In [FFD04] werden

die Schaltfrequenzen sowohl unter Berücksichtigung der akustischen Eigenschaften, als auch unter Berücksichtigung der Verluste diskutiert. Dabei wird herausgestellt, dass besonders bei einem stark gesättigten Eisenweg die Schaltfrequenzen signifikant ansteigen und es dadurch zu erhöhten Schaltverlusten kommt. Die hier betrachtete Bahnanwendung befindet sich aber näherungsweise immer im linearen Bereich, dennoch sind die Schaltfrequenzen abhängig von Strom und Regelungstopologie. In Abbildung 5.29 sind die Schaltfrequenzen für die 2-Punkt und die 3-Punkt Regelung dargestellt. Bei einem Betriebspunkt mit geringer Drehzahl (200min^{-1}) wurden jeweils ein Phasenstrom und die Phasenspannung aufgezeichnet. Die daraus ermittelten Schaltfrequenzen zeigen einen deutlichen Unterschied zwischen der 2-Punkt und der 3-Punkt Regelung für einen konstanten Stromsollwert. Im Rahmen einer Minimierung der Schaltverluste bietet sich demnach die 3-Punkt-Regelung an, auch wenn die resultierende Frequenz in einem deutlich hörbaren Bereich liegt. Die 3-Punkt-Regelung wird häufig bei geschalteten Reluktanzmotoren verwendet [MK07] [FFD04] [MIL01].

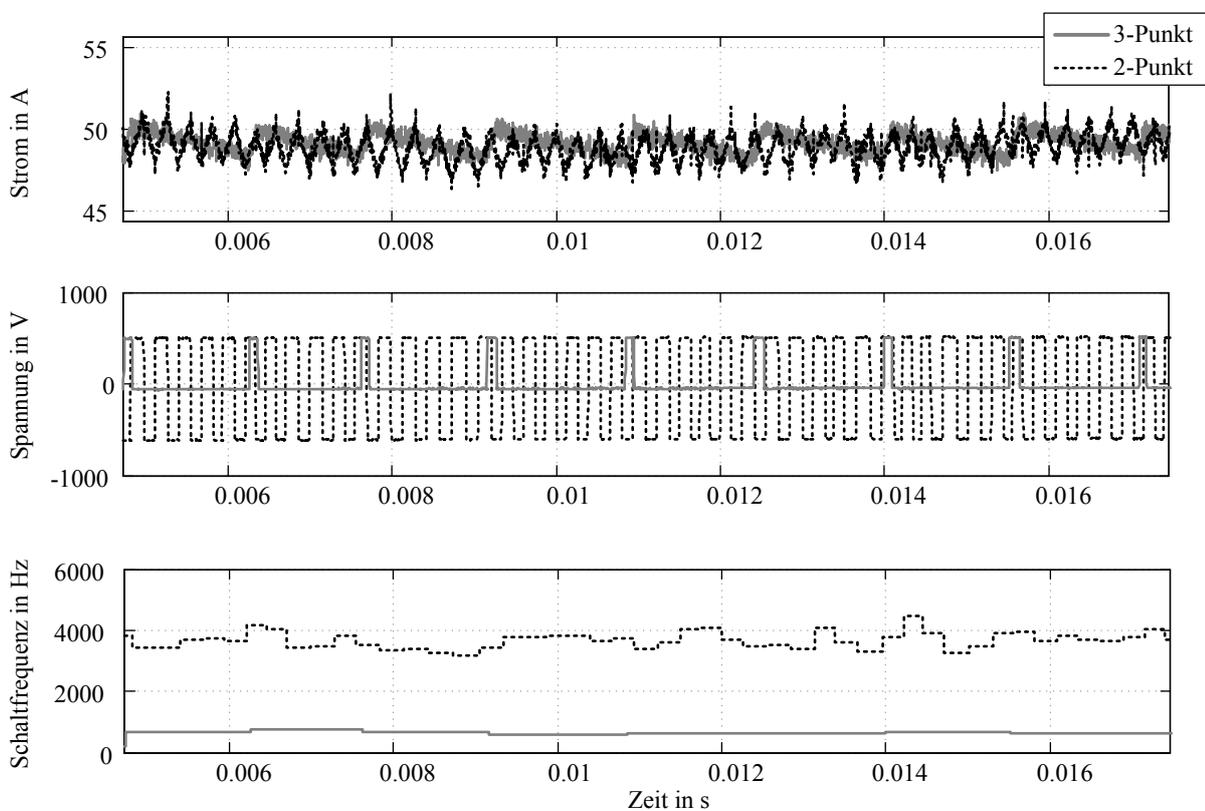


Abbildung 5.29: Vergleich der Ströme (Oben), der Spannungen (Mitte) und der Schaltfrequenzen (Unten) zwischen 2-Punkt und 3-Punkt Regelung

Allerdings bezieht sich die Verwendung der 3-Punkt Regelung im Allgemeinen auf eine blockförmige Stromsollwertvorgabe. Wenn die überlagerte Arbeitspunktbestimmung allerdings auf andersartigen Stromprofilen beruht (z.B. Drehmomentverteilungsfunktion in Abbildung 5.25), sind 3-Punkt Regelungen nicht konsequent einsetzbar. In Abbildung 5.30 ist ein Stromsollwertprofil dargestellt, welches mit Hilfe eines 3-Punkt Hysteresereglers eingeregelt werden soll. Bei einer positiven Stromsollwertänderung wird die Regelaufgabe auch vollständig erfüllt. Bei einer negativen Stromsollwertänderung, die geringfügig kleiner ist als die Stromänderung des Phasenstroms im Freilauf (Phasenspannung gleich Null), entfernt sich der Stromwert sukzessive von seiner Solltrajektorie. Diese stetig größer werdende Regeldifferenz kann lediglich durch ein drittes Hystereseband begrenzt werden, welches in der Abbildung 5.30 als maximale Grenze dargestellt ist. Wird diese Grenze überschritten, wird die negative Zwischenkreisspannung auf die Motorphase geschaltet. Die

maximale Grenze wird ebenfalls wie die obere und untere Grenze online auf dem FPGA-Board berechnet, sodass sich das Toleranzband arbeitspunktabhängig anpasst. Um größere Abweichungen vom Stromsollwert zu verhindern, sollte die maximale Grenze nur marginal über der oberen Grenze liegen. Dadurch geht die 3-Punkt-Regelung bei einer bestimmten negativen Stromsollwertänderung in eine 2-Punkt-Regelung über.

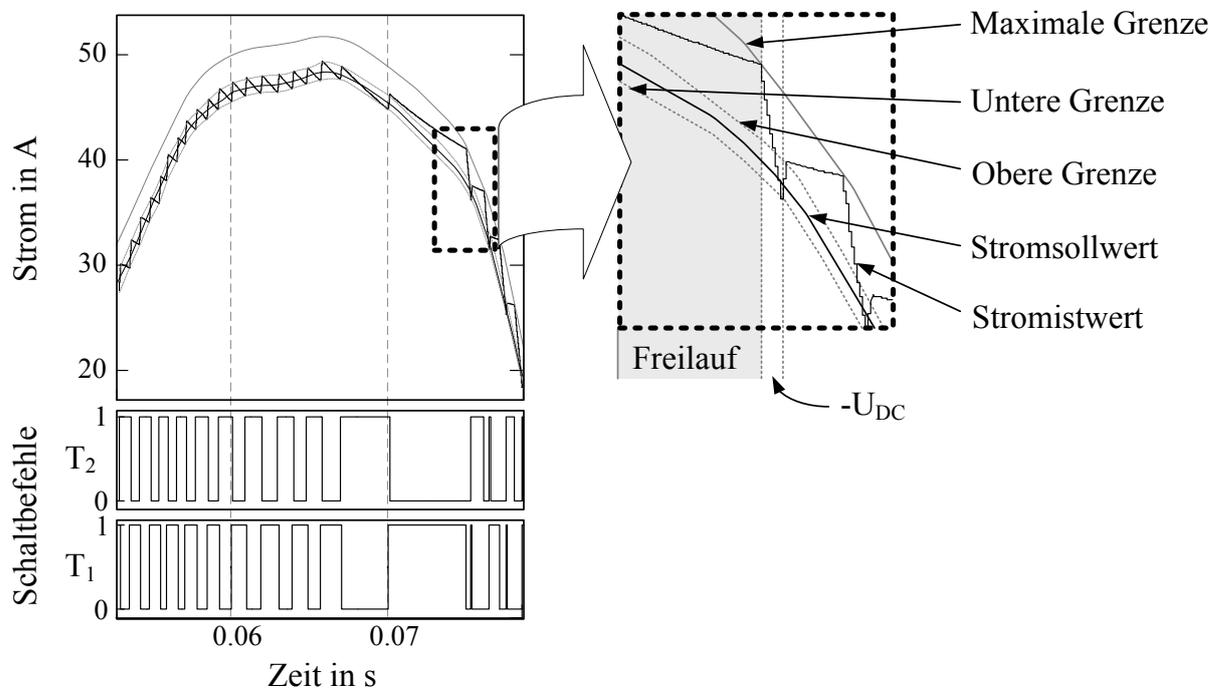


Abbildung 5.30: Folgeverhalten der Hystereseregulierung mit angepasster 3-Punkt-Regelung

Diese Realisierung einer Hystereseregulierung ist demnach sowohl für blockförmige Ströme als auch für sich stetig ändernde Stromsollwertvorgaben geeignet.

Die Berechnung der Hysteresegrenzen ist abhängig von der Kenntnis der inkrementellen Induktivitäten. Diese sind aber bei der betrachteten Bahnanwendung mit variablem Luftspalt eher stochastischer Natur. Um eine überhöhte Schaltfrequenz auf Grund eines zu schmalen Hysteresebandes zu vermeiden, verhindert das auf dem FPGA-Board realisierte Schaltfrequenzbegrenzungsmodul (Abbildung 5.28) ein zu frühes Wiedereinschalten der IGBTs. Dieses Begrenzungsmodul kann in Verbindung mit einem deutlich zu kleinen Hystereseband zu einem instabilen Verhalten führen. Denn aus der Kombination von oberer Hysteresegrenze unter einer zeitgesteuerten unteren Grenze mit fester Periodendauer (realisiert durch das Schaltfrequenzbegrenzungsmodul) resultiert der Spitzenstromregler, welcher eine besondere Variante des Hysteresereglers darstellt. Durch die zeitgesteuerte, untere Grenze (resultiert aus maximaler Schaltfrequenz) lässt sich ähnlich wie bei einer Pulsweitenmodulation eine vordefinierte Schaltfrequenz erzeugen. Dabei kann wiederum in Abhängigkeit der Spannungspegel zwischen 2-Punkt und 3-Punkt-Regelung unterschieden werden. Die Nachteile des Spitzenstromreglers sind subharmonische Oszillationen, welche bei Einschaltverhältnissen von $D > 0,5$ erzeugt werden können. Diese können sich zudem negativ auf die Stabilität des Reglers auswirken und müssen mittels geeigneter Gegenmaßnahmen unterdrückt werden [ERW01].

Abbildung 5.31 zeigt den Verlauf der Stromregelgröße für den stabilen und den instabilen (gestrichelt) Zustand. Die Variablen m_1 bzw. m_2 stehen für die Steigung der Stromregelgröße.

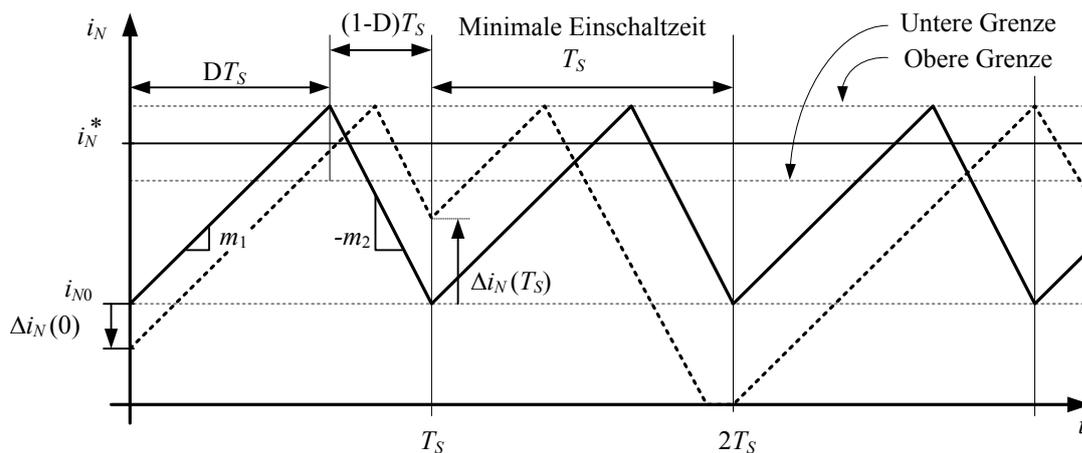


Abbildung 5.31: Verlauf der Stromregelgröße beim Spitzenstromregler

Die obere und untere Grenze des Hysteresereglers sind in der Abbildung zu nah am Stromsollwert, sodass die Trajektorie der Stromregelgröße ausschließlich durch die obere Grenze und die minimale Einschaltzeit T_S bestimmt wird. Die minimale Einschaltzeit T_S definiert sich durch die maximale Schaltfrequenz der IGBTs. Im ersten Fall befindet sich die Stromregelung im eingeschwungenen und somit im stabilen Zustand. Allerdings weicht der Mittelwert der Stromregelgröße deutlich vom Stromsollwert ab. Dieses Regelverhalten ist demnach unzureichend. Der zweite Fall (gestrichelte Linie) stellt einen instabilen Zustand mit einem Tastverhältnis $D > 0,5$ dar. Es ist zu erkennen, dass sich die anfängliche Abweichung $\Delta i_N(0)$ vom eingeschwungenen Zustand immer weiter aufschwingt. Auf die Herleitung der Stabilitätsbedingung soll an dieser Stelle mit dem Verweis auf die entsprechende Literatur [CHE09] [BUC10] [ERW01] verzichtet werden. Es sei aber erwähnt, dass die Bedingung für einen stabilen Betrieb des Spitzenstromreglers ein Tastverhältnis von $D < 0,5$ ist.

Das instabile Verhalten für $D > 0,5$ ist ein bekanntes Problem beim Spitzenstromregler. Daher sind auch einige Methoden zur Erweiterung des Stabilitätsbereichs für alle Tastverhältnisse in der Literatur beschrieben. Dazu gehört z.B. die sogenannte „Slope Compensation“ [ERW01] [QFH07].

Bei der „Slope Compensation“ wird der oberen Grenze ein Dreieckssignal mit der Steigung m überlagert. Dadurch wird der Abschaltzeitpunkt des IGBTs vorgezogen, welcher exakt durch die Wahl der Steigung m gesteuert werden kann. Die Steigung m wird allerdings auf Basis der Steigung m_2 aus Abbildung 5.31 berechnet, welche sich wiederum nur über die inkrementellen Induktivitäten bestimmen lässt. Damit ist auch die Spitzenstromregelung mit „Slope Compensation“ auf die Kenntnis der Motorparameter im Arbeitspunkt angewiesen und bringt keine Verbesserung der Robustheit des Regelungskonzepts.

Es gibt zwei Möglichkeiten ein robustes Verhalten des Hysteresereglers mit Schaltfrequenzbegrenzungsmodul in allen Arbeitspunkten zu erreichen. Zum einen ist es denkbar, eine Adaption der Hysteresegrenzen bei Inanspruchnahme des Schaltfrequenzbegrenzungsmoduls vorzunehmen. Wenn das Begrenzungsmodul ein zu frühes Wiedereinschalten eines IGBTs verhindert, kann dieses Ereignis eine Toleranzbandvergrößerung initiieren.

Die zweite Möglichkeit besteht in der Berechnung von Hysteresegrenzen mit einem notwendigen „Sicherheitsabstand“. Dieser würde dann im Falle einer unerwarteten Induktivitätsminderung durch eine Luftspaltvergrößerung für die notwendige Breite sorgen, sodass die maximale Schaltfrequenz nicht überschritten wird. Das Begrenzungsmodul soll

ausschließlich als „Rückfallebene“ dienen und sollte nur im Notfall in den direkten Regelbetrieb eingreifen. Diese Maßnahme impliziert allerdings unnötig große Stromschwingungen.

5.4.2 PI-Regler

Durch die variablen Schaltfrequenzen des Hysteresereglers wird ein breites magnetisches Geräuschkpektrum verursacht, welches in der betrachteten Bahnanwendung vom Fahrgast als unangenehm bewertet werden könnte. Eine Alternative zum Hystereseregler stellt die festfrequenten Pulsweitenmodulation (PWM) der Phasenspannung dar. Dabei wird die Regeldifferenz aus Stromsoll- und Stromistwert über einen Regler der Tastgradberechnung zugeführt. Der Tastgrad berechnet sich dann aus dem Verhältnis von aktueller Zwischenkreisspannung und der im Regler begrenzten Phasensollspannung. Vorteilhaft gegenüber dem Hystereseregler ist hierbei die konstante Schaltfrequenz, die unter Berücksichtigung gewisser Randbedingungen frei wählbar ist und sich damit nicht aufgrund von Luftspaltschwankungen zufällig in einen ungewünschten Frequenzbereich verschiebt. Angesichts der störenden magnetischen Geräusche würde sich eine Schaltfrequenz im nicht hörbarem Bereich ($f_s > 20$ kHz) anbieten. Allerdings ist eine Schaltfrequenz in diesem Bereich mit großen Schaltverlusten verbunden und kann bei Antrieben mit großer mechanischer Leistung ($P_{mech} > 10$ kW) nicht mit herkömmlichen IGBTs realisiert werden. Die in dieser Arbeit verwendeten Leitungshalbleiter dürfen aus thermischen Gründen bei Maximalstrom (70 A) eine Schaltfrequenz von 8 kHz nicht überschreiten. Eine Reduzierung dieser Schaltfrequenz geht mit einer Erhöhung der störenden Geräusche einher, sodass die Schaltfrequenz der festfrequenten PWM auf 8 kHz festgelegt wird.

In diesem Kapitel wird ein PI-Regler für die PWM-basierte Stromregelung betrachtet. Die Realisierung beruht auf dem „Regular Sampling“ Verfahren [BOE10]. Dabei wird, abhängig von der Realisierung im positiven und/oder negativen Flächenschwerpunkt der pulsweitenmodulierten Spannung, der Stromistwert abgetastet und dem Regelalgorithmus zugeführt. Dadurch basiert auch die Rechenzeit der Regelung auf der konstanten Schaltperiode T_s des Leistungsstellgliedes.

Im Gegensatz zum Hystereseregler ist bei der Auslegung eines PI-Reglers eine detaillierte Kenntnis über die Regelstrecke erforderlich. Diese setzt sich in der gewählten Realisierung aus der Motorphase, dem Leistungsstellglied, der Sensorik und der elektromotorischen Gegenspannung e , wie in Abbildung 5.32 dargestellt, zusammen. Der Zusammenhang zwischen der Phasenspannung und dem resultierenden Phasenstrom ist in Abbildung 4.41 dargestellt. Aus dieser Darstellung lässt sich für die Motorphase ein Verzögerungsglied 1. Ordnung ableiten [BEK07] [HEX00]. Die Konstante des Verzögerungsgliedes K_1 wird durch den Kehrwert des ohmschen Widerstands R einer Motorphase bestimmt.

$$K_1 = 1/R \quad (5.43)$$

Die elektrische Zeitkonstante der Motorphase ist durch die Abhängigkeit von der inkrementellen Induktivität sowohl strom- als auch winkelabhängig und stellt damit bei Drehzahlen größer Null ein zeitvariantes System dar.

$$T_1 = \frac{L_{ink}(\varepsilon_{el}, i)}{R} \quad (5.44)$$

In der Literatur [SR02] [BEK07] wird daher eine betriebspunktabhängige Anpassung der Reglerverstärkung vorgeschlagen. Bei dem sogenannten „Gain Scheduling“ werden, abhängig vom Strom und dem Winkel, die Reglerverstärkung K_P und die Nachstellzeit T_N online berechnet und angepasst (Abbildung 5.32).

Eine weitere Herausforderung bei der Reglerauslegung ist die zeitvariante elektromotorische Gegenspannung e , die im Folgenden als Störgröße betrachtet wird.

$$e = \frac{\partial \psi(\varepsilon_{el}, i)}{\partial \varepsilon_{el}} \cdot \omega_{el} \quad (5.45)$$

Um den Einfluss der elektromotorischen Gegenspannung zu kompensieren, wird in der Literatur eine Störgrößenkompensation durch ein überlagertes Vorsteuerglied beschrieben [BEK07] [HEX00]. Dazu werden die im Vorfeld berechneten elektromotorischen Gegenspannungen aus Kapitel 4.4.1 positions- und stromabhängig dem Ausgang des PI-Reglers additiv überlagert²² (Abbildung 5.32). Allerdings ist bei dieser Realisierung zu beachten, dass die Störgrößenkompensation durch ihre Stromabhängigkeit bei einer negativen Regeldifferenz zu einer Mitkopplung wird. In diesem Fall wirkt die Störgrößenkompensation dem negativen Reglerausgangssignal entgegen und kann dadurch den Regelvorgang negativ beeinflussen [HEX00]. Im Gegensatz zu Hexamer wird in dieser Arbeit die elektromotorische Gegenspannung zur Kompensation der Störgröße mit Hilfe des Stromsollwertes, anstelle des Stromistwertes berechnet (analog zu [BEK07]). Dadurch wird in der Abkommutierungsphase bei einer blockförmigen Kommutierung der Stromsollwert sprungförmig auf Null gesetzt und damit auch die EMK-Kompensation. Mit einer negativen Beeinflussung des Regelvorgangs wäre in diesem Fall nicht zu rechnen. Da sich der Stromsollwert auf den nächsten Abtastschritt bezieht, wird auch die elektromotorische Gegenspannung für den nächsten Abtastschritt berechnet. Demzufolge muss der Winkel zur Berechnung der Kompensationsmaßnahmen um einen Abtastschritt (Δt) vorgedreht werden:

$$\varepsilon_{el,N}^* = \varepsilon_{el,N} + \Delta \varepsilon_{el} = \varepsilon_{el,N} + \omega_{el} \cdot \Delta t \quad (5.46)$$

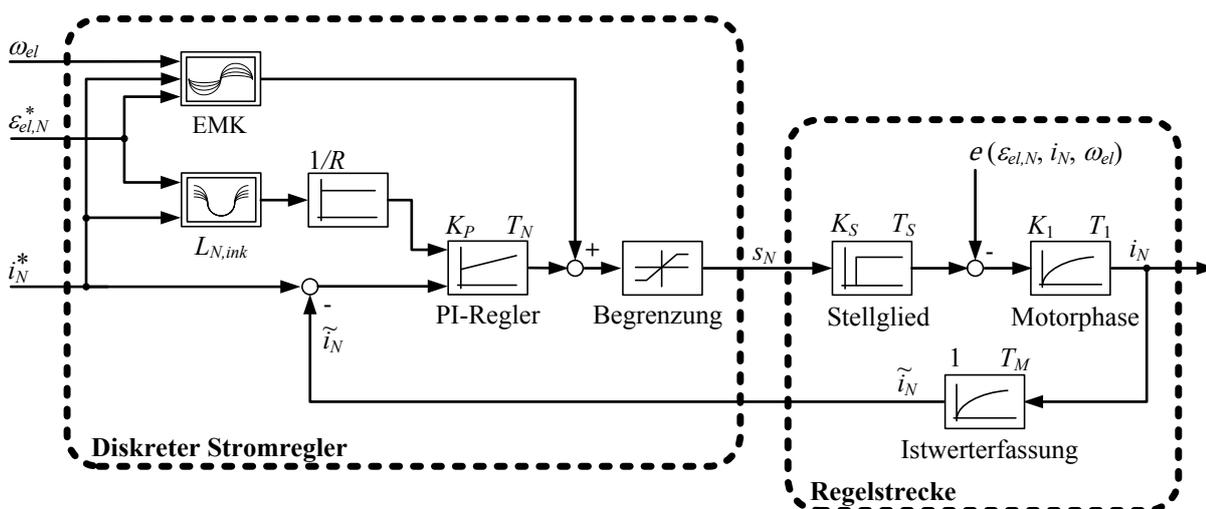


Abbildung 5.32: Regelungsstruktur mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling

Das Leistungsstellglied ist in Abbildung 5.32 als PT_1 -Glieder dargestellt, wobei sich der Proportionalbeiwert K_S durch die Zwischenkreisspannung ergibt und die Totzeit T_t der Dauer

²² Diese Maßnahme wird im Folgenden als „EMK-Kompensation“ bezeichnet.

einer Schaltperiode T_S entspricht. Bei der Reglerauslegung wird das Totzeitglied durch ein PT_1 -Glied ersetzt [HEX00].

In Abbildung 5.32 ist im Rückführungszweig ein weiteres Verzögerungsglied 1. Ordnung dargestellt, welches die Zeitkonstante T_M der Stromistwerterfassung abbildet. Laut Datenblatt des Herstellers (Firma LEM) entspricht $T_M = 500 \text{ ns}$.

Auslegung der Reglerparameter

Der PI-Regler mit festfrequenter PWM muss sowohl ein gutes Führungs- als auch Störverhalten aufweisen. Auf Grund der totzeitbehafteten Arbeitsweise des Stellgliedes und des nichtlinearen, zeitvarianten Verhaltens der Regelstrecke gestaltet sich die Auslegung der Reglerparameter als schwierig und wird im Folgenden anhand von zwei gängigen Auslegungsverfahren diskutiert.

Betragsoptimum

Das erste Verfahren wird in der Literatur als Betragsoptimum²³ beschrieben und verspricht ein gutes Führungsverhalten [BOE10] [LW07]. Der Nachteil beim Betragsoptimum ist jedoch das ungünstige Störverhalten, d. h. auftretende Störungen können nur sehr langsam ausgeregelt werden. Wie im vorangegangenen Kapitel bereits erwähnt, weist die Regelstrecke bei konstantem Luftspalt eine deterministische Störung durch die elektromotorische Gegenspannung auf. Bei sehr kleinen Drehzahlen macht sich die Störanfälligkeit des nach Betragsoptimum ausgelegten Reglers auf Grund der geringen Änderung der elektromotorischen Gegenspannung noch nicht bemerkbar. Bei größeren Drehzahlen und Strömen ändert sich die elektromotorische Gegenspannung innerhalb eines Bestromungszyklus derart, dass der integrale Anteil des PI-Reglers, ausgelegt nach Betragsoptimum, die Störgröße alleine nicht kompensieren kann. In diesem Fall empfiehlt sich eine EMK-Kompensation durch ein überlagertes Steuerglied.

In [BEK07] wurde für die Regelung eines geschalteten Reluktanzmotors das Betragsoptimum in Kombination mit einer EMK-Kompensation gewählt. Dieses Auslegungsverfahren in Kombination mit der EMK-Kompensation liefert allerdings nur bei bekannten Motorparametern eine akzeptable Regelgüte. Eine nicht erfasste Luftspaltänderung würde zu einer fehlerhaften EMK-Kompensation führen und infolgedessen arbeitspunktabhängig Regeldifferenzen verursachen. Ferner ist die Qualität der EMK-Kompensation von der Genauigkeit des Motormodells und demnach der Luftspalterfassung abhängig. Ist eine präzise Luftspalterfassung nicht gewährleistet oder sind die Datentabellen für die EMK-Kompensation zu grob diskretisiert, sollte sich das mangelhafte Störverhalten des Betragsoptimums theoretisch bemerkbar machen.

Das Modell des Regelkreises für den Entwurf des Reglers nach Betragsoptimum ist in Abbildung 5.32 dargestellt. Der Grundgedanke bei der Auslegung des Reglers nach Betragsoptimum besteht darin, dass die Führungsübertragungsfunktion $F(j\omega)$ des geschlossenen Regelkreises bis zu möglichst hohen Frequenzen den Wert 1 annimmt. Die Zeitkonstanten T_M und T_S aus der Abbildung 5.32 sind zur Summenzeitkonstante T_Σ

²³ Zum Hintergrund dieses Auslegungsverfahrens und zur Motivation der Namengebung sei auf die ausführliche Literatur verwiesen [SCH01][LW07].

zusammengefasst, die im betrachteten Fall die kleine Zeitkonstante repräsentiert [SCH01]. Die größte Zeitkonstante der Regelstrecke bildet die elektrische Zeitkonstante der Motorphase. Diese soll durch die Nachstellzeit des PI-Reglers kompensiert werden:

$$T_N = T_1 \quad (5.47)$$

Die Verstärkung K_P des PI-Reglers wird so gewählt, dass die Bedingung

$$|F(j\omega)| = 1 \quad (5.48)$$

in einem möglichst großen Frequenzbereich erfüllt wird. Daraus folgt für die Verstärkung des PI-Reglers:

$$K_P = \frac{T_1}{2 \cdot K_1 \cdot T_\Sigma} \quad (5.49)$$

Die in Gleichung (5.44) definierte Winkel- und Stromabhängigkeit der elektrischen Zeitkonstante T_1 hat demnach auch einen direkten Einfluss auf die Reglerparameter in (5.47) und (5.49). Eine optimale Auslegung der Reglerparameter auf die Regelstrecke ist also nur durch eine Adaption (Gain Scheduling) selbiger möglich. Allerdings ist dafür eine genaue Kenntnis der Motorparameter erforderlich. Das gilt gleichermaßen für eine Störgrößenkompensation (EMK-Kompensation). Damit scheint das Betragsoptimum als Auslegungsverfahren nur bei bekannten Motorparametern und deterministischen Störungen geeignet zu sein.

Symmetrisches Optimum

Zur Verbesserung des Regelverhaltens bei Versorgungsstörungen und großen Streckenzeitkonstanten empfiehlt sich eine Auslegung der Reglerparameter nach dem symmetrischen Optimum [LW07]. Normalerweise wird das symmetrische Optimum bei Regelkreisen mit Einheitsrückführung eingesetzt, bei denen ein Integrator in der Regelstrecke vorliegt und eine stationäre Regeldifferenz auch bei Störungen nicht von Null abweichen soll. Allerdings kann das symmetrische Optimum auch bei Regelstrecken ohne integralen Anteil angewendet werden, wenn bestimmte Voraussetzungen bzgl. der Zeitkonstanten der Regelstrecke erfüllt sind [BOE10]. Die elektrische Zeitkonstante der Motorphase T_1 (große Zeitkonstante) muss viel größer als die mit a^2 gewichtete Summenzeitkonstante T_Σ (Summe der kleinen Zeitkonstanten) sein. Desweiteren muss die elektrische Zeitkonstante der Motorphase größer als die Nachstellzeit des PI-Reglers sein:

$$T_1 \gg a^2 \cdot T_\Sigma \quad \wedge \quad T_1 > T_N \quad (5.50)$$

Sind diese Voraussetzungen erfüllt, kann der Streckenanteil mit der großen Zeitkonstante durch einen Integrator approximiert und das symmetrische Optimum angewendet werden [BOE10] [LW07]. Daraus ergeben sich folgende Einstellregeln für die betrachtete Regelstrecke:

$$T_N = a^2 \cdot T_\Sigma \quad \text{mit} \quad a > 1 \quad (5.51)$$

$$K_P = \frac{T_1}{a \cdot K_1 \cdot T_\Sigma} \quad (5.52)$$

Der Faktor a wird in Anlehnung an Begriffe der Geometrie als Doppelverhältnis bezeichnet und sollte für eine hohe Bandbreite möglichst klein gewählt werden. In der Praxis wird häufig ein Doppelverhältnis von $a = 2$ gewählt, allerdings impliziert dieser Wert bei einer blockförmigen Stromsollwertvorgabe ein Überschwingen von ca. 43%. Durch ein zusätzliches T_1 -Führungsfilter ist eine Reduktion des Überschwingens auf 8% bei unverändertem Doppelverhältnis zu erreichen. Allerdings auf Kosten der Anregelzeit, die sich dadurch näherungsweise verdoppelt [BOE10].

Für ein optimales Regelverhalten muss demnach ein Kompromiss zwischen Anregelzeit und Überschwingweite gefunden werden. Allerdings sei erwähnt, dass bei dieser theoretischen Betrachtung keine Stellgrößenbeschränkungen berücksichtigt werden. Am realen Prüfstand wird die Stellgröße auf den Betrag der momentanen Zwischenkreisspannung begrenzt (Abbildung 5.32). Dabei kann es bei Erreichen bzw. Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung durch den I-Anteil im Regler zu Schwingungen bis hin zur Instabilität des Reglers führen. Wenn sich die Stellgröße in der Begrenzung befindet, kann am Reglereingang dauerhaft eine Regeldifferenz anliegen, sodass der I-Anteil „davon läuft“. Um dies zu verhindern, wird bei Regelstrukturen mit I-Anteil im Allgemeinen eine so genannte „Anti-Reset Windup (ARW)“-Maßnahme vorgesehen [MEY10]. Die in dieser Arbeit favorisierte Realisierung erfolgt durch die Umschaltung von der Regeldifferenz auf den Wert Null am Eingang des I-Anteils, sobald die Stellgrößenbeschränkung erreicht bzw. überschritten wird. Die gewählte ARW-Maßnahme reduziert bei großen Sollwertsprüngen durch den „abgeklemmten“ I-Anteil die Überschwingweite.

Neben der Stellgrößenbeschränkung erschwert auch die winkel- und stromabhängige Zeitkonstante T_1 die systematische Auslegung des Doppelverhältnisses. Ähnlich wie beim Betragsoptimum ist auch hier ein Gain Scheduling zur Anpassung der Reglerverstärkung denkbar.

Die Einflüsse der Kompensations- und Adaptionmaßnahmen in Kombination mit den beiden Auslegungsverfahren werden in den beiden folgenden Kapiteln eingehend diskutiert.

Realisierung am Prüfstand

Die PI-Regler mit den unterschiedlichen Auslegungsverfahren sind auf dem in Abbildung 3.8 dargestellten Rapid Control Prototyping System implementiert und können dadurch am rotatorischen Reluktanzmotorprüfstand getestet werden. In diesem Kapitel werden die Auslegungsverfahren bei konstantem Luftspalt und damit unter der Voraussetzung bekannter Motorparameter validiert. Ferner wird in diesem Kapitel das Simulationsmodell aus regelungstechnischer Sicht verifiziert. Dazu wurden Ströme mit unterschiedlichen Auslegungsverfahren bei festgebremsten Rotor eingeregelt. Der Vergleich der Prüfstandsergebnisse mit den Simulationsergebnissen in Anhang 3 verifiziert das Simulationsmodell im Stillstand. Das ist eine wichtige Voraussetzung für die simulativen Untersuchungen des PI-Reglers bei variierendem Luftspalt.

Statischer Betrieb

Die Gegenüberstellung der beiden Auslegungsverfahren in der ausgerichteten und unausgerichteten Position verdeutlicht den Einfluss einer Parameteränderung auf die Sprungantwort. In Abbildung 5.33 sind die Stromverläufe der nach Betragsoptimum (BO) und symmetrischem Optimum (SO) ausgelegten PI-Regler dargestellt.

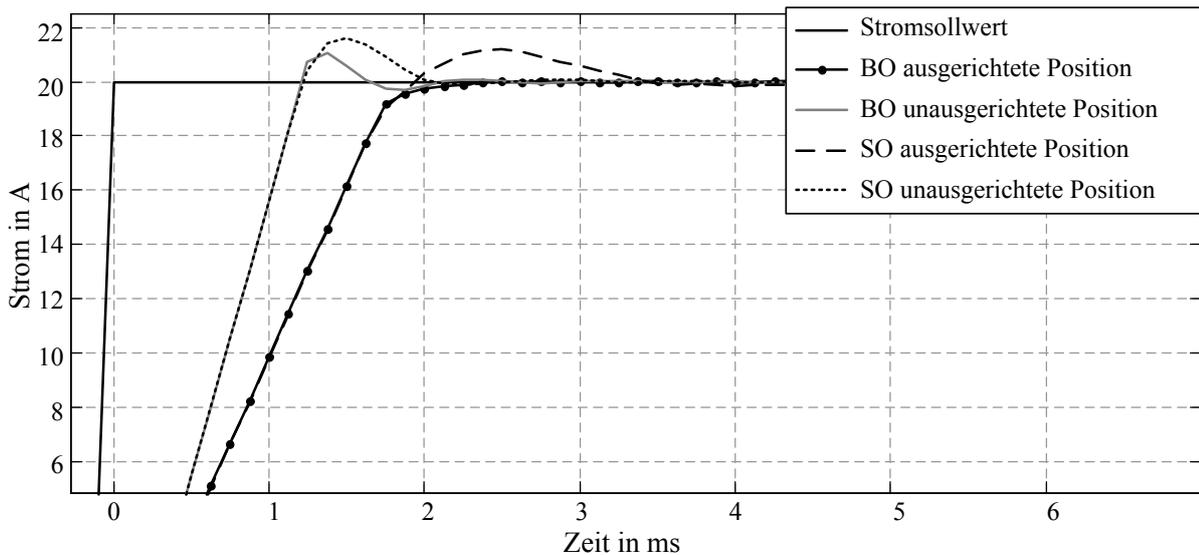


Abbildung 5.33: Sprungantworten der PI-Stromregelung im Stillstand: Vergleich zwischen Betragsoptimum und symmetrischem Optimum in zwei ausgewählten Positionen

Die Parameter der Regler wurden für eine Induktivität in der ausgerichteten Position bei einem Strom von 20A berechnet. In der unausgerichteten Position ist die tatsächliche Induktivität viel kleiner, sodass die Reglerparameter für beide Auslegungsverfahren nicht optimal sind. Daraus resultiert auch für das Betragsoptimum ein deutliches Überschwingen von 5,2 %. Dieser Wert resultiert aus der Stellgrößenbeschränkung und der ARW-Maßnahme. Ohne die ARW-Maßnahme würde die Überschwingweite beim Betragsoptimum 5,55% betragen. Einen wesentlich größeren Einfluss hat die ARW-Maßnahme auf den PI-Regler nach symmetrischem Optimum. In Abbildung 5.33 weist dieser in der unausgerichteten Position eine Überschwingweite von 7,8% auf. Wird der PI-Regler nach SO ohne ARW-Maßnahme betrieben, erhöht sich die Überschwingweite durch die ungeeigneten Reglerparameter auf 70,4%. Die Anregelzeiten der beiden Auslegungsverfahren sind in der unausgerichteten Position nahezu identisch. Betrachtet man die ausgerichtete Position in Abbildung 5.33 verhalten sich die Sprungantworten der Stromregler wie erwartet. Die Reglerparameter sind für diese Position bzw. Induktivität ausgelegt worden, sodass in diesem Fall das gute Führungsverhalten des PI-Reglers nach BO verifiziert werden kann. Das symmetrische Optimum weist hier eine kürzere Anregelzeit auf Kosten einer Überschwingweite von 8,3% auf. Der PI-Regler nach SO wird ohne Führungsfilter betrieben. Die moderate Überschwingweite ist nur der Stellgrößenbeschränkung in Kombination mit der ARW-Maßnahme geschuldet. Würde man die Anti-Reset Windup Maßnahme nicht implementieren, käme es zu einem deutlich größeren Überschwingen. Theoretisch kann in der Simulation gezeigt werden, dass ohne ARW-Maßnahme und ohne Stellgrößenbeschränkung eine Überschwingweite von ca. 43% erreicht wird. Die Stellgrößenbeschränkung ergibt sich aber aus der zur Verfügung stehenden Versorgungsspannung, sodass diese inhärent immer vorhanden ist. Ohne das „Abklemmen“ des I-Anteils würde dieser während der Begrenzungszeit sehr hohe Werte annehmen, die nur verzögert bei Überschreitung des Sollwertes wieder abgebaut werden können. Dieser Umstand würde in der ausgerichteten Position ohne ARW-Maßnahme eine Überschwingweite von 75,6% verursachen.

Die Messungen am Prüfstand haben gezeigt, dass der PI-Regler nach symmetrischem Optimum durch die ARW-Maßnahme auch ohne Führungsfilter betrieben werden kann. Allerdings ist auch die hier erzielte moderate Überschwingweite für einen Betrieb an der Stromgrenze ungeeignet. Soll ein Überschwingen gänzlich ausgeschlossen werden, empfiehlt

sich die Auslegung nach Betragsoptimum in Kombination mit dem Gain Scheduling oder ein Führungsfilter für das symmetrische Optimum [BOE10].

Das Störverhalten kann im statischen Fall nicht bewertet werden, sodass die Auslegungsverfahren im Folgenden unter dynamischen Bedingungen verifiziert werden.

Dynamischer Betrieb

Im dynamischen Betrieb ändert sich zum einen die elektrische Zeitkonstante T_1 mit dem Winkel und zum anderen wirkt die elektromagnetische Gegenspannung als Störgröße auf die Regelstrecke. Mit diesen Randbedingungen wird im Folgenden das Führungs- und Störverhalten der beiden Auslegungsverfahren verifiziert. In Abbildung 5.34 sind die resultierenden Phasenströme bei einer Drehzahl von 100 min^{-1} und einem Stromsollwert von 70 A dargestellt. Die Abbildung zeigt neben den Messwerten vom Prüfstand auch die Ergebnisse des Simulationsmodells. Der Vergleich zeigt eine ausreichend gute Übereinstimmung der Simulationsergebnisse zu den Messergebnissen, sodass das Simulationsmodell auch für die Untersuchungen im dynamischen Betrieb genutzt werden kann.

Die Messergebnisse in Abbildung 5.34 zeigen, dass der nach dem Betragsoptimum ausgelegte PI-Regler die EMK als Störgröße innerhalb einer Bestromungsperiode nicht kompensieren kann.

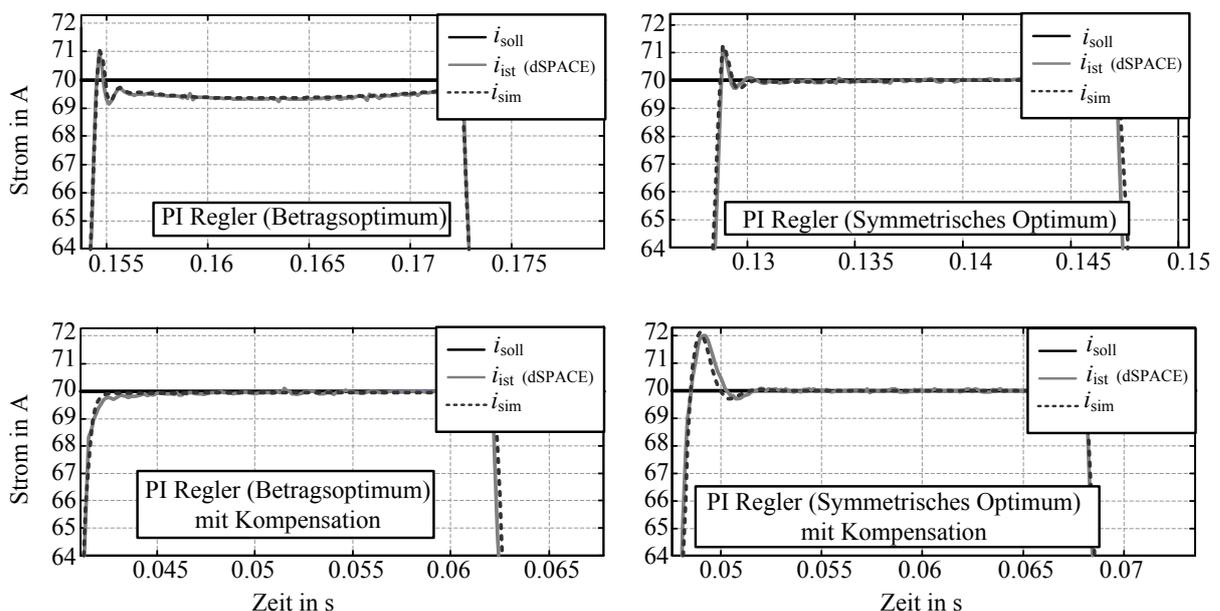


Abbildung 5.34: Vergleich der Stromprofile für verschiedene Reglerauslegungen bei einem Stromsollwert von 70 A und einer Drehzahl von 100 min^{-1}

Die Regelabweichungen auf Grund der elektromotorischen Gegenspannung beim Betragsoptimum wurden bereits in [BEK07] diskutiert. Der PI-Regler nach symmetrischem Optimum hingegen kann auf Grund seines guten Störverhaltens nach kurzem Überschwingen den Sollstrom einregeln. Die moderate Überschwingweite des verwendete PI-Reglers nach symmetrischem Optimum in Abbildung 5.34 ist wiederum auf die Stellgrößenbeschränkung und die ARW-Maßnahme zurückzuführen. Auf ein Vorfilter wurde in dieser Arbeit verzichtet, um bei einer profilierten Stromsollwertvorgabe keine zusätzliche Phasenverzögerung zu implementieren. Allerdings ist das symmetrische Optimum auch ohne

Vorfilter, bezogen auf das Führungs- und Störverhalten in dem dargestellten Arbeitspunkt, besser als das Betragsoptimum. In den unteren Messungen (Abbildung 5.34) wird für das Betragsoptimum sowohl eine EMK-Kompensation als auch ein „Gain Scheduling“ verwendet. Die Kompensationsmaßnahmen bewirken eine Verbesserung der Regelgüte. Zudem wird durch die positionsabhängige Anpassung der Reglerparameter das Überschwingen verhindert. Wie bereits von Bekiesch in [BEK07] gezeigt, erfüllt der PI-Regler nach Betragsoptimum nur mit Hilfe dieser Kompensationsmaßnahmen seine Regelungsaufgabe und weist ein akzeptables Führungs- und Störverhalten auf.

Bei der Auslegung nach dem symmetrischen Optimum verursacht die EMK-Kompensation lediglich eine erhöhte Überschwingweite, aber keine signifikante Verbesserung der Anregelzeit. Lediglich die Ausregelzeit verkürzt sich etwas. Dieses Verhalten wurde bereits von Hexamer [HEX00] beschrieben. In der dargestellten Messung für das symmetrische Optimum wurde nur eine EMK-Kompensation, aber kein Gain Scheduling verwendet. Die resultierende Stromüberhöhung auf Grund der vollständigen Störgrößenkompensation ist an der Stromgrenze ungeeignet und aufgrund der unveränderten Anregelzeit auch unnötig.

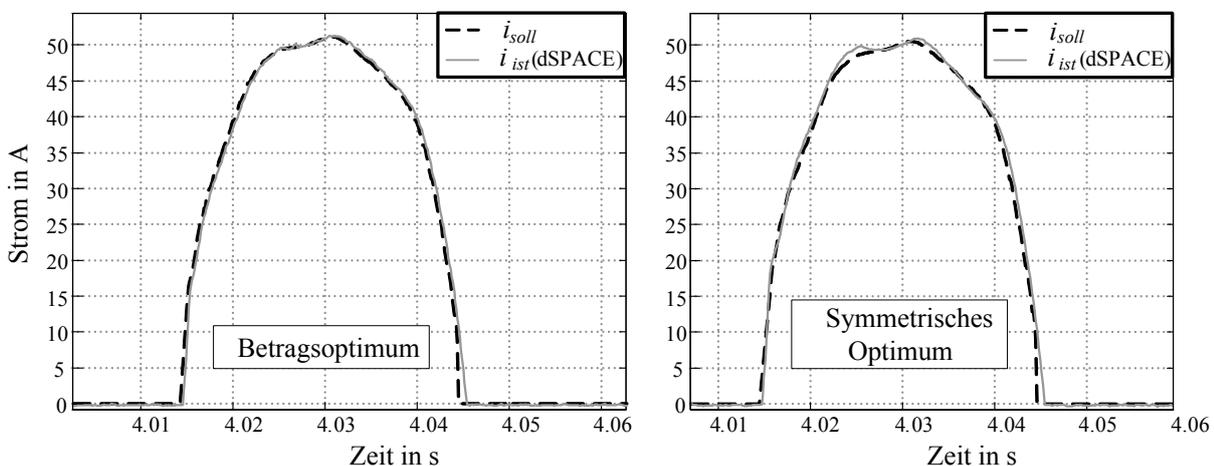


Abbildung 5.35: Vergleich der Stromprofile bei Auslegung des Stromreglers nach Betragsoptimum und nach symmetrischem Optimum bei einer Drehzahl von 100min^{-1}

Die in Kapitel 5.3 diskutierten Konzepte der Arbeitspunktbestimmung beruhen auf unterschiedlichen Stromsollwertbestimmungen. Dabei unterscheiden sich die resultierenden Stromsollwertprofile deutlich voneinander. Im Folgenden soll neben den bereits betrachteten blockförmigen Stromsollwertprofilen auch stetig veränderliche Stromsollwertvorgaben diskutiert werden. In Abbildung 5.35 sind beispielhaft zwei Stromsollwertprofile dargestellt, die mittels PI-Regler eingeregelt werden sollen. Dazu wurden jeweils ein PI-Regler nach Betragsoptimum und ein PI-Regler nach symmetrischem Optimum ausgelegt und in Kombination mit der vorgestellten EMK-Kompensation und dem Gain Scheduling auf dem Rapid Control Prototyping System (dSPACE) implementiert. Die Stromistwerte können in beiden Fällen dem Stromsollwertprofil näherungsweise folgen. Die geringe Regeldifferenz am Anfang der Profile wird durch eine drehzahlabhängige Verschiebung der Stromsollwertprofile um einen Differenzwinkel erreicht, der in einem Abtastschritt überschritten wird (Kompensation der systembedingten Totzeit). Ferner beträgt die Drehzahl im dargestellten Fall lediglich 100min^{-1} . Auffällig ist allerdings das schwingende Verhalten des nach symmetrischem Optimum ausgelegten PI-Reglers. Dieses Auslegungsverfahren scheint demnach für eine sich stetig ändernde Stromsollwertvorgabe bei geringen Drehzahlen ungeeignet zu sein.

Der nach Betragsoptimum ausgelegte Regler mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling schneidet im direkten Vergleich besser ab. Trotz einer dauerhaften Regeldifferenz von bis zu 2 A über den gesamten Regelungsvorgang kommt es zu keinem Überschwingen. Eine wesentlich größere Regeldifferenz stellt sich am Ende des Stromsollwertprofils ein. Dort kann der PI-Regler dem sehr steilen Ende des Stromsollwertprofils auf Grund der Stellgrößenbeschränkung nicht folgen. Um diesen Regelfehler zu vermeiden, sollte die Berechnung der Stromsollwertprofile unter Berücksichtigung der maximalen Stellgröße und der elektromotorischen Gegenspannung erfolgen.

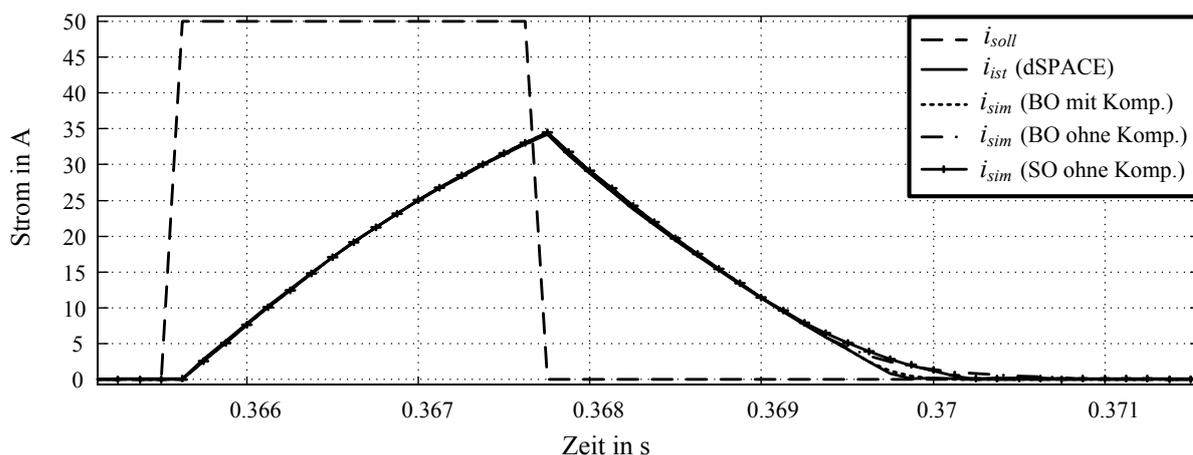


Abbildung 5.36: Sprungantwort des Phasenstroms für verschieden ausgelegte Stromregler im Einzelpulsbetrieb bei einer Drehzahl von 600 min^{-1} (Messwerte: i_{ist} ; Simulation: i_{sim})

Die Messergebnisse in Abbildung 5.35 wurde exemplarisch für alle geringen Drehzahlen diskutiert. Bei größeren Drehzahlen muss wie bereits erwähnt, das Stromprofil wesentlich geringere Stromänderungen über den elektrischen Winkel aufweisen. Bei hohen Drehzahlen in Kombination mit einem entsprechend großen Stromsollwert, geht die Regelung in den Einzelpulsbetrieb über. In diesem Fall unterscheiden sich die Stromistwerttrajektorien der unterschiedlichen PI-Regler nur noch marginal. Der Stromsollwert kann auf Grund der großen elektromotorischen Gegenspannung nicht mehr erreicht werden. Der Stromregler wird während der gesamten Bestromungsphase mit einer großen Regeldifferenzen beaufschlagt und befindet sich daher sowohl beim Aufkommutieren, als auch beim Abkommutieren in der Stellgrößenbegrenzung. Der einzige Unterschied zwischen den Stromistwerttrajektorien der einzelnen Regler befindet sich am Ende der Bestromungsphase, wenn sich die Stellgröße nicht mehr in der Begrenzung befindet (Abbildung 5.36). Die EMK-Kompensation ist, wie bereits erwähnt, an den Stromsollwert gekoppelt, sodass diese Kompensationsmaßnahme während der Abkommutierungsphase nicht vorhanden ist. Allerdings verhilft das Gain Scheduling dem PI-Regler nach Betragsoptimum zu einem schnelleren Abkommutierungsvorgang. Der PI-Regler ist in diesem Fall auf die momentane Induktivität angepasst und verfügt dadurch über eine größere Reglerverstärkung.

Die Messergebnisse in Abbildung 5.36 sind mit einem PI-Regler nach Betragsoptimum und einem Gain Scheduling am rotatorischen Prüfstand aufgenommen worden und verifizieren die Simulationsergebnisse.

Einfluss eines variierenden Luftspalts auf den PI-Regler

Ein akzeptables Führungs- und Störverhalten des PI-Reglers nach Betragsoptimum kann theoretisch nur mit Hilfe einer präzisen EMK-Kompensation erzielt werden. Ein variabler

Luftspalt impliziert allerdings neben einer Variation der Streckenzeitkonstanten auch eine Variation der elektromotorischen Gegenspannung (EMK).

Die Variation der Motorzeitkonstante T_1 und der EMK über den Luftspalt sind in Abbildung 5.37 bei einer Drehzahl von $n = 200 \text{ min}^{-1}$ und einem konstanten Strom dargestellt. Die Variation des Luftspalts hat in der unausgerichteten Position (180°) kaum Einfluss auf die Motorzeitkonstante und die EMK. Dabei wird der Bereich um die unausgerichtete Position typischerweise für die Stromaufkommungsphase genutzt, sodass bei kleineren Drehzahlen kaum ein Unterschied im Einschwingverhalten des PI-Reglers auftreten sollte. Bei größeren Drehzahlen und Sollströmen verlagert sich die Einschwingphase allerdings in einen Bereich mit größerem Einfluss des Luftspalts auf die Motorparameter.

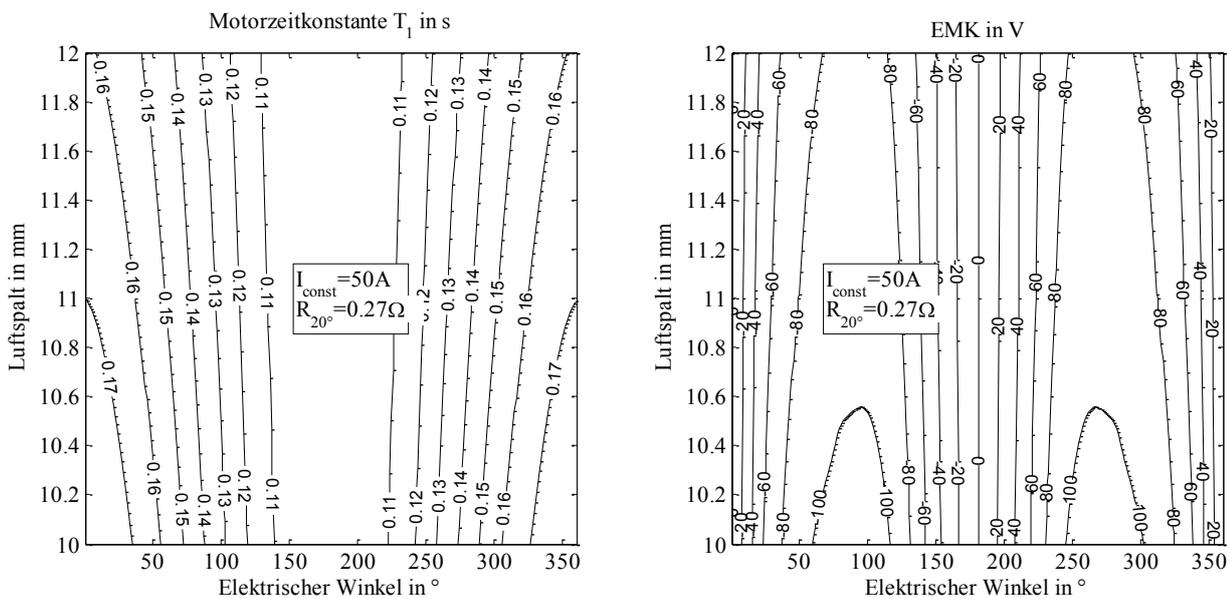


Abbildung 5.37: Motorzeitkonstante und EMK bei variierendem Luftspalt

In Abbildung 5.38 sind simulierte Stromverläufe bei einer Drehzahl von 300 min^{-1} und unterschiedlichen Luftspaltwerten dargestellt. Dabei werden die beiden Auslegungsverfahren hinsichtlich der Parameterschwankungen miteinander verglichen.

Als Kompensationsmaßnahmen sind hier das Gain Scheduling und die EMK-Vorsteuerung gemeint. Allerdings werden für die Kompensationsmaßnahmen nur die Kennlinien für einen Luftspalt von 12 mm verwendet, sodass hier bei den Parameterschwankungen nicht exakt vorgesteuert wird. Die Unterschiede der in Abbildung 5.38 dargestellten Stromverläufe sind zwar gering, dennoch ist ein qualitativer Unterschied zu erkennen. Das Störverhalten des Symmetrischen Optimums ist hier offensichtlich günstiger als beim Betragsoptimum, da dieses auch ohne Kompensationsmaßnahmen den Einfluss der EMK kompensiert. Allerdings weist das Betragsoptimum trotz unpräzisen Kompensationsmaßnahmen die beste Regelgüte auf. Nimmt man auch den Ressourcenbedarf mit in die Bewertung, so stellt wohl das Symmetrische Optimum ohne Kompensationsmaßnahme den besten Kompromiss dar.

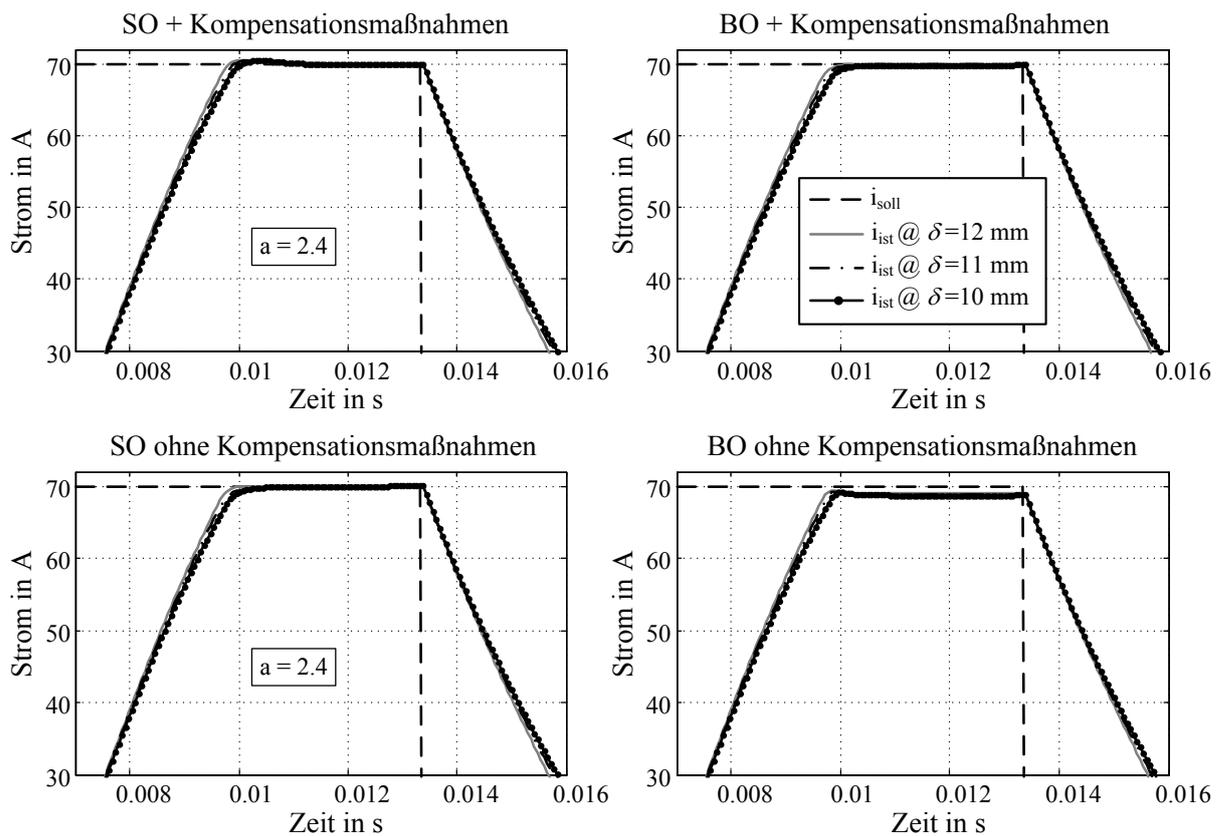


Abbildung 5.38: Vergleich der Sprungantworten verschieden ausgelegter PI-Regler bei variierendem Luftspalt

5.4.3 Bewertung der Stromregelungen

Die hier betrachteten Stromregelungen weisen alle ein stabiles Verhalten auf. Allerdings unterscheiden sich die Konzepte hinsichtlich Regelgüte und Schaltfrequenz nicht unwesentlich. Während die PI-Regler mit festfrequenter PWM eine konstante Schaltfrequenz aufweisen, kann man vom Hysterese regler ein breites Frequenzspektrum erwarten und damit ein potentiell auffälliges, akustisches Verhalten. Dieses Frequenzspektrum variiert zudem noch durch die Art der Realisierung (2-Punkt oder 3-Punkt Regelung) und durch die Luftspaltänderung. Allerdings weist der Hysterese regler gegenüber den PI-Reglern schnellere Anregelzeiten auf, erzeugt kein Überschwingen des Stromistwertes und hat den geringsten Ressourcenbedarf sowie geringe Schaltverluste bei geeigneter Wahl der Hysterese grenzen. Die vorgestellte FPGA-basierte Implementierung ermöglicht zudem eine digitale Stromistwerterfassung.

Die Auswahl eines geeigneten Stromreglers für die betrachtete Bahnanwendung ist u.a. von der Gewichtung der Bewertungskriterien abhängig. Besonders das akustische Verhalten, welches durch die Schaltfrequenzen unter Umständen beeinflusst wird, kann an dieser Stelle nicht beurteilt werden. Die folgende Tabelle gibt einen Überblick der potentiellen Bewertungskriterien:

	PI-Regler BO	PI-Regler BO + Komp.	PI-Regler SO	PI-Regler SO + Komp.	Hysterese 2-Punkt	Hysterese 3-Punkt
Schaltfrequenz	konstant	konstant	konstant	konstant	variabel	variabel
Schaltverluste	akzeptabel	akzeptabel	akzeptabel	akzeptabel	akzeptabel	minimal
Störverhalten	mangelhaft	gut	sehr gut	gut	sehr gut	sehr gut
Ressourcenbedarf	akzeptabel	groß	akzeptabel	groß	gering	gering
Folgeverhalten	gut	sehr gut	akzeptabel	mangelhaft	gut	akzeptabel

Tabelle 8: Bewertungskriterien für die Stromregler

Das in Tabelle 8 aufgeführte Bewertungskriterium ‚Folgeverhalten‘ wurde an dieser Stelle ergänzt, um das Verhalten der betrachteten Stromregler bei stetiger Veränderung der Führungsgröße zu vergleichen. Motivation für diesen Vergleich sind die in Abbildung 5.30 und Abbildung 5.35 betrachteten Stromsollwertprofile. Die Abweichung des Stromistwerts vom Stromsollwertprofil impliziert eine Drehmomentabweichung und damit potentiell eine Erhöhung der Drehmomentschwankungsbreite. Demnach ist ein gutes Folgeverhalten der Stromregelung, besonders bei der Optimalsteuerung, eine notwendige Bedingung für eine minimale Drehmomentschwankungsbreite.

Bei der Blockkommutierung wird der Istwert des elektrischen Winkels mit den Sollkommutierungswinkeln verglichen (Abbildung 5.18). Erreicht der elektrische Istwinkel einen der Sollkommutierungswinkel wird ein aktualisierter Sollstrom an die Stromregelung weitergeleitet. Das Führungsverhalten dieser ereignisdiskreten Stromregelung ist demnach vom Auswertzeitpunkt der in (5.36) bis (5.38) beschriebenen Winkelvergleiche abhängig. Die auf dem „Regular Sampling“ Verfahren beruhende PWM-basierte PI-Stromregelung (Kapitel 5.4.2) wertet diese Winkelvergleiche alle $125 \mu\text{s}$ (Abtastschritt) aus. Wenn also bei einer Drehzahl ungleich Null der elektrische Winkel in einem diskreten Abtastschritt nur marginal kleiner als ein Sollkommutierungswinkel ist (Bereichsgrenzen in Abbildung 5.17), so wird der Eintritt in den nächsten Bereich frühestens im nächsten Abtastschritt detektiert. Abhängig von der elektrischen Winkelgeschwindigkeit kann sich dadurch ein entsprechender Winkelfehler $\Delta\varepsilon_{err}$ in der Stromsollwertvorgabe einstellen, der wie folgt beschrieben werden kann:

$$\Delta\varepsilon_{err} = \omega_{el} \cdot \Delta t_v \quad (5.53)$$

Die Differenzzeit Δt_v beschreibt dabei die Zeit zwischen dem tatsächlichen und dem detektierten Eintritt des elektrischen Winkels in einen neuen Kommutierungsbereich (I, II oder III in Abbildung 5.17). Bei der PWM-basierten PI-Stromregelung kann die maximale mögliche Differenzzeit somit annähernd $125 \mu\text{s}$ betragen, während diese bei dem FPGA-basierten Hysterese-Stromregler unter $1 \mu\text{s}$ liegt. Allein dadurch weist letztere Regelung schon ein potentiell besseres Führungsverhalten auf. Auch die Schaltverluste sind beim 3-Punkt-Hysterese-regler kleiner als bei einer festfrequenten PWM. Allerdings müssen Hysterese-grenzen so ausgelegt werden, dass der Hysterese-regler nicht dauerhaft in einen

Spitzenstromregler übergeht. Bei der Bewertung des Stromregelungskonzepts ist demnach auch die überlagerte Kraft- bzw. Drehmomentregelung mit einzubeziehen.

5.5 Bewertung der Regelungskonzepte

Die in diesem Kapitel diskutierten Drehmoment- und Stromregelungskonzepte sind über die in Abbildung 5.2 hergestellte Analogie auch auf den Linearmotor übertragbar. Allerdings verhält sich jedes Konzept unterschiedlich in Bezug auf die betrachteten Parameterschwankungen. Das gilt auch für die Kombination aus Drehmomentregelung und Stromregelung. Daher gibt die folgende Tabelle ein Überblick über wichtige Eigenschaften der kombinierten Regelungskonzepte:

Konzept	I	II	III	IV	V
Arbeitspunktbestimmung	Optimalsteuerung	Optimalsteuerung	Blockkommutierung	Blockkommutierung	Verteilungsfunktionen
Stromregler	Hystereseregler 3-Punkt	PI-Regler BO mit Komp.	Hystereseregler 3-Punkt	PI-Regler BO mit Komp.	PI-Regler BO mit Komp.
Drehmoment-schwankung bei konstantem Luftspalt	sehr gering	sehr gering	mittel	mittel	nur für kleine Geschwindigkeiten sehr gering
Drehmoment-schwankung bei variablem Luftspalt	gering	gering	mittel	mittel	nur für kleine Geschwindigkeiten gering
Motor-wirkungsgrad	sehr gut	sehr gut	gut	gut	schlecht
Reduzierung Normalkraft	wurde nicht berücksichtigt	wurde nicht berücksichtigt	Reduzierung möglich	Reduzierung möglich	nicht explizit möglich
Speicher-ressourcen-bedarf der Arbeitspunktbestimmung	hoch	hoch	mittel	mittel	mittel

Tabelle 9: Übersicht der kaskadierten Regelungskonzepte

Ein wesentlicher Aspekt bei der Auswahl des entsprechenden Regelungskonzepts ist das akustische Verhalten des Antriebs. Dieses kann allerdings erst im Bahnfahrzeug mit integriertem Antrieb bewertet werden. Daher ist die hier vorgestellte Bewertung nicht vollständig und muss ggf. in der Prototypenphase des Gesamtfahrzeugs erweitert werden.

Die Arbeitspunktbestimmung auf Basis blockförmiger Stromsollwertprofile (Blockkommutierung) berücksichtigt eine Reduzierung der mittleren Normalkraft und damit potentiell des Verschleißes. Allerdings weist diese Arbeitspunktbestimmung, im Gegensatz zu den anderen beiden Konzepten, eine höhere Drehmomentschwankungs-breite auf. Diese Eigenschaft könnte in Form von Vibrationen oder akustisch störenden Geräuschen durch den Fahrgast wahr genommen werden. Auch der Motorwirkungsgrad ist im Vergleich zur Optimalsteuerung geringer. Ein Vorteil der Blockkommutierung ist der geringe Speicherressourcenbedarf für die Arbeitspunktbestimmung und die daraus resultierende Spezifikation an den Controller-Baustein. Der daraus abzuleitende potentielle Kostenvorteil gegenüber der Optimalsteuerung sollte allerdings auf Grund der sehr hohen Installationskosten der betrachteten Bahnanwendung verschwindend gering sein.

Die Arbeitspunktbestimmung auf Basis der Drehmomentverteilungsfunktionen wurde in diesem Kapitel im Vergleich zu den anderen Konzepten verhältnismäßig kurz vorgestellt. Das liegt in der Erkenntnis begründet, dass mit diesem Konzept für den hier betrachteten Linearmotor nur für kleine Geschwindigkeiten eine geringe Drehmomentschwankungsbreite erreicht werden kann. Für größere Geschwindigkeiten können die Phasenströme den Stromsollwerten nicht mehr folgen, was zu einer ausgeprägten Drehmomentschwankung führt. Ferner sind die Motorwirkungsgrade vergleichsweise gering, so dass bezogen auf die Anforderung „hoher Antriebswirkungsgrad“ diese Form der Arbeitspunktbestimmung nicht zu empfehlen ist.

Anhand der hier betrachteten Bewertungskriterien erscheint die Arbeitspunktbestimmung auf Basis der Optimalsteuerung auch bei variablem Luftspalt als durchaus geeignet. Dieses Konzept ist zwar mit beiden Stromregelungen gut zu kombinieren, doch mit dem Hystereseregler (3-Punkt) können die Schaltverluste weiter reduziert werden. Allerdings könnte das akustische Verhalten des Linearmotors im Fahrzeug auf Grund der variablen Schaltfrequenz des Hysteresereglers auffällig sein. Demnach ist eine Verifikation der Optimalsteuerung mit den beiden Stromregelungen gegen die Anforderungen „geringe Geräuschentwicklung“ und „hoher Antriebswirkungsgrad“ nur im Fahrzeug möglich. Der hohe Speicherressourcenbedarf für die optimalen Stromprofile sollte keinen entscheidenden Kostennachteil im Vergleich zu den anderen Arbeitspunktbestimmungen implizieren. Bei der Berechnung der optimalen Stromprofile wurde die Normalkraft nicht als Optimierungskriterium mit einbezogen. So muss unter Umständen im Vergleich zur Blockkommutierung eine höhere Achslast und damit auf Grund von erhöhtem Verschleiß evtl. kürzere Wartungsintervalle berücksichtigt werden. Unter der Voraussetzung, dass die variablen Schaltfrequenzen für den Fahrgast akustisch unauffällig sind, ist bezogen auf den Wirkungsgrad das Konzept I zu favorisieren.

6 Fehlertoleranz

Der Linearantrieb wird als mechatronisches Funktionsmodul betrachtet, welches sich aus den Teilsystemen Motor, Leistungselektronik, Sensorik und Steuergerät (Informationsverarbeitung) zusammensetzt. Das fehlerfreie Zusammenspiel aller Teilsysteme wird für die Vorschubkraftgenerierung vorausgesetzt. Ein Ausfall des Antriebssystems führt somit direkt zum Ausfall des Bahnfahrzeugs und damit zur Blockade der entsprechenden Bahnstrecke. Da es sich bei der betrachteten Bahnanwendung um ein fahrerloses Fahrzeug handelt, ist eine redundante Auslegung der funktionsnotwendigen Teilsysteme empfehlenswert, sodass im Fehlerfall zumindest ein Notbetrieb möglich ist.

Im Folgenden sollen einige antriebsspezifischen Fehlerfälle und deren Auswirkung auf das Bahnfahrzeug näher betrachtet werden, um den Einsatz eines geschalteten Reluktanzmotors als Traktionsantrieb für ein autonomes Bahnfahrzeug bewerten zu können.

	Baugruppe	Fehler	Auswirkung
Sensorik	Positionssensor	Kein Winkel	keine Regelung möglich
	Positionssensor	Falscher Winkel	Erhöhte Drehmomentschwankung bis unkontrollierter Zustand
LE	IGBT	Ein IGBT dauerhaft leitend	Keine negative Spannung zur Abkommutierung
	IGBT	nicht leitend	Keine Aufkommutierung
	Zwischenkreisspannung	zu niedrig	reduzierte Leistung, Ströme nicht stellbar
Motor	Wicklung	Wicklungsschluss	geringere/keine Kraftentwicklung, sehr hohe Spitzenströme
	Wicklung	Wicklungsunterbrechung	keine Kraftentwicklung
	Luftspalt	zu klein	sehr große Normalkräfte

Tabelle 10: Fehlermöglichkeiten beim geschalteten Reluktanzmotor

Die in Tabelle 10 beschriebenen Fehlermöglichkeiten werden in dieser Arbeit nicht alle diskutiert. Vielmehr sollen die Fehlerzustände betrachtet werden, die bei dreiphasigen Drehstromantrieben zu einem nahezu vollständigen Verlust der kontrollierten Drehmomentgenerierung führen würden. Dadurch können eventuelle Vorteile des Reluktanzmotors identifiziert werden, die in die abschließende Bewertung dieses Antriebskonzepts einfließen können.

6.1 Leistungselektronik und Motor

Neben Sensorikfehlern sind besonders die Phasenausfälle hervorzuheben. In diesen Fällen ist die Bestromung einzelner Phasen auf Grund von Fehlern in der Leistungselektronik oder den Wicklungen nicht mehr möglich. Das wäre z.B. bei einem Gehäusekurzschluss einer Phase der Fall. Bei dreiphasigen Drehstromantrieben können einzelne Phasen nicht abgeschaltet werden, sodass bei einem Gehäusekurzschluss der elektrische Antrieb nicht weiter betrieben werden kann.

Bei dem mehrphasigen geschalteten Reluktanzantrieb ist eine gezielte Phasenabschaltung im Fehlerfall sehr wohl möglich. Das setzt allerdings eine Diagnosefunktion voraus, die den entsprechenden Fehlerfall erkennt und eine Phasenabschaltung initiiert. Üblicherweise werden Fehler in den IGBTs durch die Hardware selbst erkannt und über eine Kommunikationsschnittstelle dem Mikrocontroller gemeldet. Ebenfalls werden Überstromfehler, z.B. verursacht durch einen Gehäusekurzschluss einer Phase, von einer entsprechenden Überwachungsfunktion auf dem Mikrocontroller erkannt, sodass entsprechende Maßnahmen eingeleitet werden können (Abschaltung der gesamten LE oder einer einzelnen Phase).

Allerdings lässt sich ein Wicklungsbruch, der sich durch einen unterbrochenen Phasenstromkreis auszeichnet, deutlich schwieriger erkennen. Dieser Fehlerfall kann durch eine Softwarefunktion z.B. durch die Überwachung der Differenz zwischen Sollstrom und Iststrom, erkannt werden. Dafür wurde in dieser Arbeit das Integral folgender Funktion über eine elektrische Periode für jede Phase k separat ausgewertet:

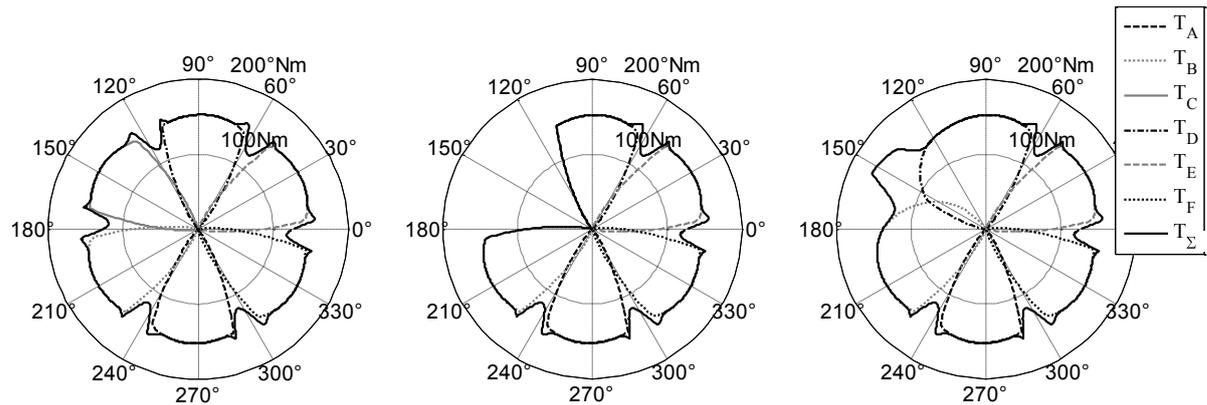
$$\Delta e_k = \int_0^{T_{el}} (i_{k,soll} - i_{k,ist}) dt \quad (6.1)$$

So kann der Fehlerterm Δe_k mit einem arbeitspunktabhängigen Schwellwert $e_\sigma(T_{soll}, \omega_{el})$ verglichen werden, sodass eine Überschreitung einen Fehlerfall identifiziert:

$$\text{Fehler Phase } k: |\Delta e_k| > e_\sigma(T_{soll}, \omega_{el})$$

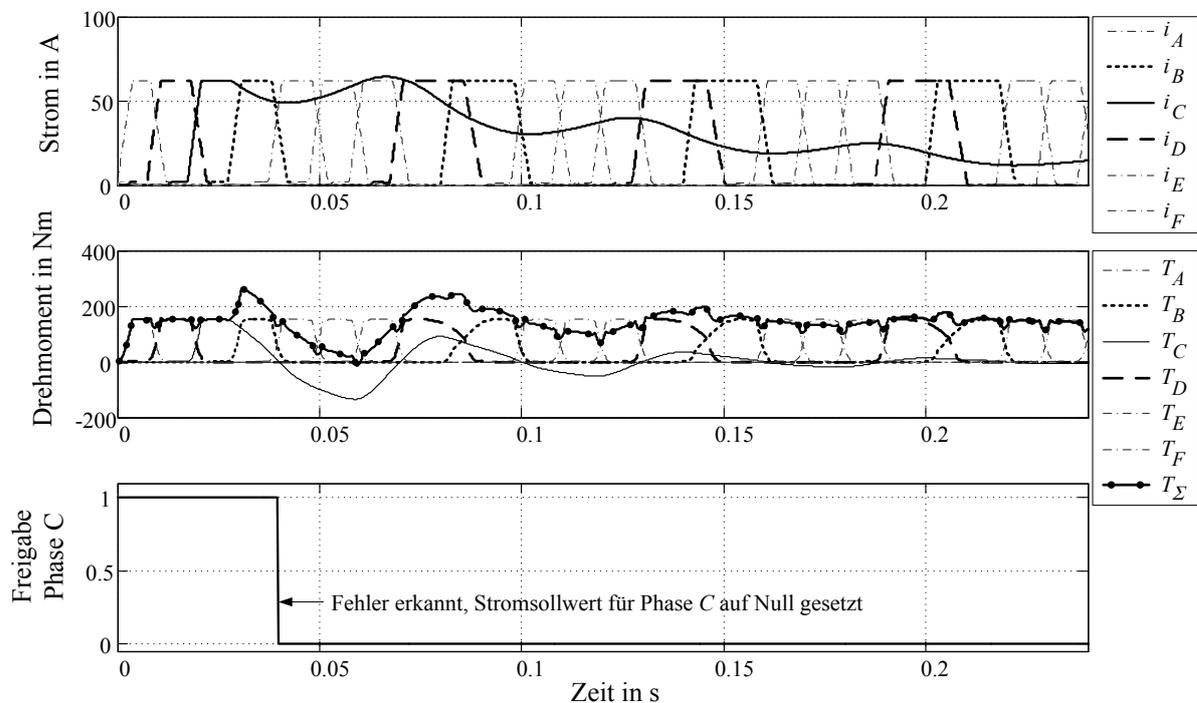
Diese Überwachungsfunktion erkennt nicht nur einen unterbrochenen Phasenstromkreis, sondern auch eine fehlerhafte Funktion der Halbbrücke einer Phase. Z.B. wenn durch eine Fehlfunktion nur noch positive Spannungen gestellt werden können. In diesem Fall kann der Strom nur noch durch die induzierte Spannung und dem ohmschen Spannungsabfall abgebaut werden, sodass sich der Strom bestenfalls über mehrere Perioden langsam abbaut.

Die Überwachungsfunktion ist allerdings nur der erste Schritt für einen kontrollierten Betrieb des Reluktanzmotors im Fehlerfall. Der zweite Schritt ist eine geeignete Maßnahme zu initiieren, die den geregelten Betrieb aufrechterhält.



**Abbildung 6.1: Drehmomentverteilung im Normalfall (links),
im Fehlerfall (mitte, Ausfall IGBT Phase C) und im kompensierten Fehlerfall (rechts)**

In Abbildung 6.1 sind die Einzel- und Summendrehmomente des Reluktanzmotors über den elektrischen Winkel bei einem Drehmomentsollwert von 150 Nm und einer Drehzahl von 100 min⁻¹ dargestellt. Das linke Bild stellt dabei die Einzeldrehmomente und das Summendrehmoment im Normalfall (kein Fehler, Blockkommutierung) dar. Im mittleren Bild wird der Ausfall eines IGBTs (Phase C) in Form eines unterbrochenen Phasenstromkreises simuliert. Dabei ist ein deutlicher Einbruch des Gesamtdrehmoments zwischen 120° und 180° erkennbar. Das rechte Bild zeigt dazu die Kompensation des Phasenausfalls durch einen späteren Abkommutierungswinkel der Phase D und einen früheren Aufkommutierungswinkel der Phase B. Diese Kompensationsmethode bietet sich auch bei einer fehlerhaften Halbbrücke an, die nur noch positive Spannungen stellen kann (Abbildung 6.2, Simulation).



**Abbildung 6.2: Strom- und Drehmomentverlauf bei fehlerhafter Halbbrücke (IGBT Phase C),
Simulation**

Fazit

Die Kompensation einer ausgefallenen Phase ist basierend auf den Simulationsergebnissen in einem eingeschränkten Arbeitsbereich möglich, sodass auch ein Anfahrmanöver des betrachteten Bahnfahrzeugs bei geringer Steigung möglich erscheint. Allerdings setzt diese Kompensationsmethode flexible Auf- und Abkommutierungswinkel voraus. Diese Anforderung wird von den betrachteten Regelungskonzepten nur von der Arbeitspunktbestimmung auf Basis der Blockkommutierung erfüllt. Die unterlagerte Optimalsteuerung würde für diesen Fehlerfall angepasste Stromprofile benötigen. Bei der in Kapitel 5.3.1 vorgestellten Realisierung würde der Phasenausfall nicht kompensiert, was zu einem signifikanten, winkelabhängigen Drehmomenteinbruch führen würde.

6.2 Sensorik

Wie bei allen synchronen, elektrischen Antrieben, ist auch der geschaltete Reluktanzmotor auf einen präzisen Rotorwinkel für die Regelung angewiesen. Ohne eine Winkelinformation kann eine kontrollierte Krafterzeugung nicht gewährleistet werden. In diesem Fall unterscheidet sich der geschaltete Reluktanzmotor nicht von anderen Synchronmotoren.

So soll die Positionserfassung und die Sensitivität des Antriebskonzepts auf einen elektrischen Winkelfehler näher betrachtet werden. Das Rapid Prototyping System auf dem RailCab berechnet sich den elektrischen Winkel aus der Fahrzeugposition. Auf dieses Konzept kann auch ein Reluktanzantrieb gemäß Gleichung (4.20) zurückgreifen. Die Fahrzeugposition wird dabei aus den vier Inkrementalgebern in den Rädern und aus Synchronisierungsmarken im Gleis bestimmt [SSH06]. Während der doppeltgespeiste Asynchronlinearmotor in [SSH06] zusätzlich noch über Hallsensoren und einer PLL den Läuferstromwinkel bestimmen kann, kann das hier betrachtete Reluktanzmotorkonzept auf Wirbelstromsensoren²⁴ zurückgreifen (Abbildung 6.3).

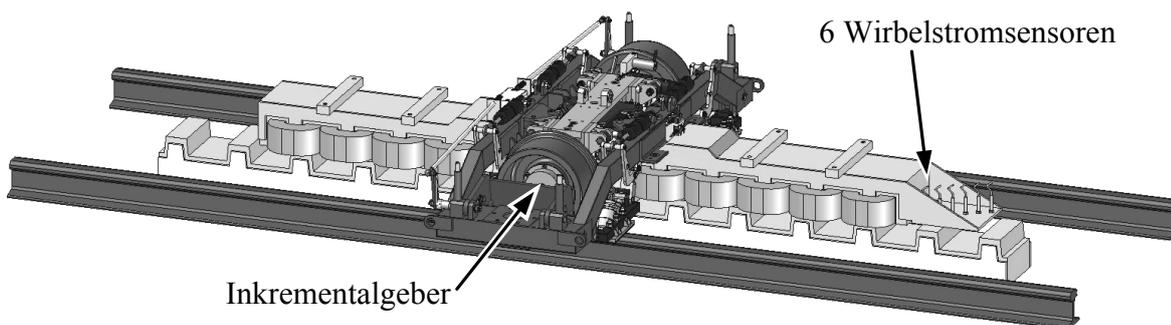


Abbildung 6.3: Vorderachse mit linearem geschalteten Reluktanzmotor

Die Wirbelstromsensoren geben während der Fahrt ein geschwindigkeitsabhängig verzögertes Signal an die informationsverarbeitende Hardware, welches zur Synchronisation des elektrischen Winkels genutzt werden kann. Mit den Wirbelstromsensoren, den Synchronisierungsmarken im Gleis und den Inkrementalgebern in den Rädern ergibt sich ein redundantes Positionserfassungssystem, analog zum doppelt gespeisten Asynchronlinearmotor. Trotz des redundanten Positionserfassungssystems ist ein Winkelfehler durch Spurkranzanläufe oder Synchronisationsfehler nicht auszuschließen. Ein

²⁴ Beim konstruktiven Entwurf des Fahrzeugs muss darauf geachtet werden, dass die Wirbelstromsensoren nicht durch den Verkettungsfluss der Läuferwicklungen gestört werden.

Winkelfehler impliziert eine Verschiebung zwischen Stromprofil und der winkelabhängigen Induktivitätsänderung. Diese Verschiebung hat unweigerlich eine Auswirkung auf die Drehmomentgenerierung (Gleichung (5.5)). Eine Abweichung im mittleren Drehmoment wird bei den hier vorgestellten Regelungskonzepten durch eine Anpassung des Drehmomentsollwertes ausgeglichen. Das kann bei geringen Abweichungen durchaus zielführend sein. Allerdings führt diese Form der Regelfehlerkompensation auch zu einer erhöhten Drehmomentschwankung.

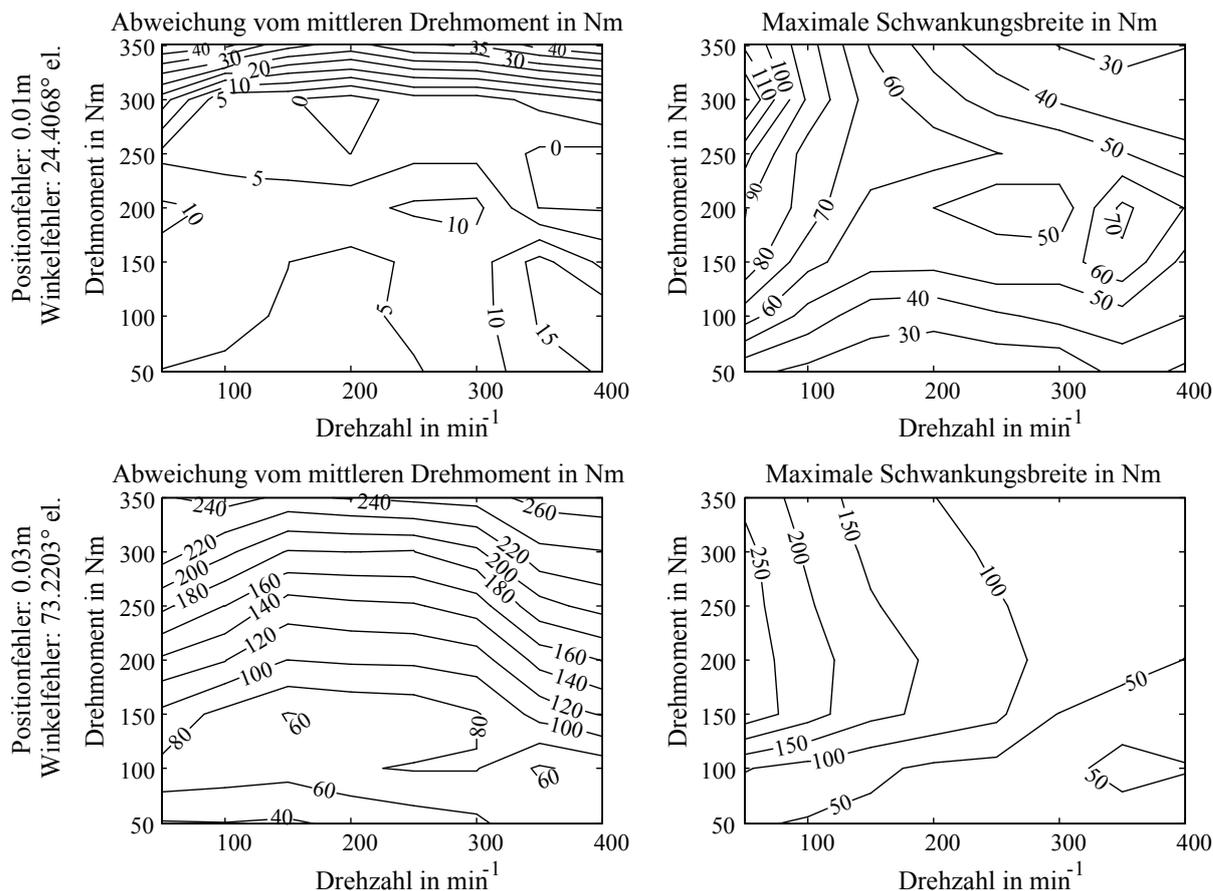


Abbildung 6.4: Drehmomentabweichungen bei unterschiedlichen Winkelfehlern

In Abbildung 6.4 ist die Abweichung vom mittleren Drehmoment und die maximale Schwankungsbreite für zwei Positionfehler dargestellt. Ein Positionsfehler von 3 cm entspricht einem elektrischen Winkelfehler von 73,22°. Dieser Fehler macht sich neben der Abweichung vom mittleren Drehmoment, besonders durch die maximale Schwankungsbreite bemerkbar. Auch wenn eine Beschleunigung des Fahrzeugs durchaus noch möglich ist, sollten die Beschleunigungskraftschwankungen aber zu störenden Geräuschen und unangenehmen Vibrationen im Fahrzeug führen. Demzufolge ist ein Positionsfehler von 3 cm schon als einschränkender Fehlerzustand des Gesamtantriebs einzustufen. Ein Positionsfehler von 1 cm kann gemäß Abbildung 6.4 als „noch akzeptabel“ eingestuft werden.

Fazit

Der lineare geschaltete Reluktanzantrieb als Traktionsantrieb für ein Bahnfahrzeug reagiert aufgrund der Tangentialkraftschwankungen deutlich sensitiver auf einen Winkelfehler als z.B. der in der NBP-Außentestanlage verbaute DGALM [SSH06]. Dieser Umstand impliziert demzufolge einen erhöhten Bedarf an Redundanz für das Positionsidentifikationssystem. Die

maximal tolerierbare Positionsabweichung ist von der Polteilung abhängig und sollte für den hier betrachteten, linearen geschalteten Reluktanzmotor eine Abweichung von ± 1 cm nicht überschreiten.

7 Beidseitig erregter geschalteter Reluktanzmotor

In diesem Kapitel wird ein erweitertes Reluktanzmotorkonzept vorgestellt, welches sich durch eine inhärente, kontaktlose Energieübertragung in den beweglichen Teil des Motors auszeichnet. Dafür wird sowohl der Stator, als auch der Läufer des geschalteten Reluktanzmotors mit Wicklungen ausgestattet, sodass beide Seiten elektrisch erregt werden können. Diese konstruktive Maßnahme begründet den Konzeptnamen „beidseitig erregter geschalteter Reluktanzmotor“, kurz „**BEGRM**“.

Die Motivation für die Entwicklung eines solchen Motorkonzepts beruht auf den Anforderungen an den Linearantrieb für die Außentestanlage aus Tabelle 2. Desweiteren ist durch die Entwicklung des beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotor auch ein direkter Vergleich mit dem doppelt gespeisten Asynchronearmotor der Neuen Bahntechnik Paderborn möglich.

Die kontaktlose Übertragung von elektrischer Energie in den beweglichen Teil des Reluktanzmotors ermöglicht nicht nur für das RailCab-Konzept die Versorgung von mobilen, elektrischen Verbrauchern. Die elektrische Energie kann anwendungsspezifisch sowohl in linearen als auch drehbar gelagerten Motorteilen gespeichert werden. Das Anwendungsfeld einer kontaktlos übertragbaren Energie reicht dabei von der Klimatisierung einer RailCab-Fahrgastzelle bis hin zur Beheizung oder Winkelverstellung von Rotorblättern einer Windkraftanlage mit Reluktanzgenerator.

So wird bereits in [ESS92] die induktive Energie- und Informationsübertragung zwischen Körpern diskutiert, die gegeneinander linear oder drehbar beweglich oder steckbar sind. Am Beispiel eines sechssachsigen Knickarm-Roboters zeigt Eßer, dass mit Hilfe von Antriebsmotoren und Drehübertragern in jedem Gelenk, Energie und Informationen kontaktlos bis in das letzte Gelenk des Roboterarms übertragen werden können. Dafür wird ein kaskadierter polydirektionaler Gleichspannungsumrichter vorgestellt, bei dem die sekundärseitigen Spannungen jeweils den nächsten Drehübertrager in der Kaskade speisen. Allerdings wird bei diesem System die Energieübertragung nicht in den Antrieb selbst integriert, sodass es sich um eine Zweisystemtechnik handelt.

Ein dem BEGRM sehr ähnliches Konzept wird in [MAS03] diskutiert. Dabei wird die Erregerwicklung einer synchronen Schenkelpolmaschine zur kontaktlosen Übertragung von elektrischer Energie in den Rotor genutzt. Der vorgestellte Motortyp wird mit dem gleichen Wirkprinzip wie der Reluktanzmotor betrieben, allerdings werden im Stator Drehstromwicklungen verbaut, sodass man auch von einem synchronen Reluktanzmotor (SYNCREL in [KKB02]) spricht. Da die Erregerwicklung bei diesem Konzept lediglich zur Energieübertragung genutzt wird, verringert sich die Nennleistung des Motors entsprechend. Ein weiterer Nachteil dieses Konzepts ist die lineare Abhängigkeit zwischen Drehmoment und übertragbarer Energie.

In [REI08] werden zwei getrennte Ständerwicklungen in einem permanenterregten Synchronmotor installiert, um eine Abhängigkeit von Drehmoment und übertragbarer Energie zu vermeiden. Dieses Motorkonzept mit integrierter kontaktloser Energieübertragung weist im Vergleich mit den vorangegangenen Systemen die größte Leistungsdichte auf. Dabei ist die Drehmomentgenerierung mit der Energieübertragung nur über die maximal abführbaren Verluste verkoppelt. Allerdings werden für dieses Konzept zwei getrennte Statorwicklungen

und zwei statorseitige Pulswechselrichter benötigt. Die dadurch bedingten erhöhten Installationskosten können zum Teil durch den Einsatz handelsüblicher Hardware und Steuersoftware kompensiert werden.

In diesem Kapitel wird der Einsatz eines beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotors für das RailCab-Konzept diskutiert. Dazu wird in Kapitel 7.1 das Wirkprinzip dieses Motorkonzepts auf Basis eines rotierenden Übertragers erläutert. Darauf aufbauend wird in Kapitel 7.2 eine für die betrachtete Anwendung mögliche Stromrichtertopologie vorgestellt. Analog zum Regelungskapitel beziehen sich auch in diesem Kapitel die dynamischen Untersuchungen auf den rotatorischen Reluktanzmotor. Dazu wird in Kapitel 7.3 der BEGRM mit Hilfe der **Finiten Element Methode** und Prüfstandsmessergebnissen analysiert. In Kapitel 7.4 werden die Potentiale und Einflussfaktoren auf die Energieübertragung diskutiert, sodass daraus in Kapitel 7.5 eine Betriebsstrategie und ein Konzept für das autonome Bahnfahrzeug abgeleitet werden kann. Abschließend wird das hier vorgestellte Konzept des BEGRM bewertet.

7.1 Wirkprinzip des BEGRM

Die Erregung der Phasenwicklungen zur Kraft- oder Drehmomentgenerierung eines einseitig erregten geschalteten Reluktanzmotors²⁵, impliziert die Wandlung elektrischer Energie in mechanische Arbeit, Verluste und in magnetisch gespeicherte Energie (innere Energie). Letztere ist für das geringe Arbeitsverhältnis λ verantwortlich (4.24).

Nach jedem Magnetisierungsvorgang folgt der Entmagnetisierungsvorgang, der sich durch die Rückwandlung der in den Spulen befindlichen inneren Energie in elektrische Energie auszeichnet. Bei einseitig erregten, geschalteten Reluktanzmotoren wird die elektrische Arbeit in den statorseitigen Zwischenkreis zurückgespeist (vergl. Abbildung 4.6). Allerdings ist mit Hilfe von rotorseitigen Wicklungen, Leistungselektronik und einer entsprechenden Regelungsstrategie auch eine Energieübertragung in den Rotor denkbar.

Die elektrische Rückspeisearbeit $W_{el,ret}$ hat bei dem hier betrachteten linearen geschalteten Reluktanzmotor durch den großen Luftspalt einen unerwünscht großen Anteil im Arbeitsverhältnis λ , da die statorseitige Leistungselektronik für die gesamte elektrisch zugeführte Arbeit $W_{el,max}$ ausgelegt werden muss. Das in diesem Kapitel verfolgte Konzept, einen Teil der elektrischen Rückspeiseleistung in den Rotor zu übertragen, würde demnach die scheinleistungsorientierte Auslegung der statorseitigen Leistungselektronik relativieren. Das Konzept beruht auf der Theorie eines beidseitig erregten, rotierenden Übertragers, welche teilweise bereits veröffentlicht wurde [OKS68] [KKB02]. Allerdings reduziert sich die in dieser Arbeit verfolgte Idee auf eine ausschließliche Energieübertragung in der Entmagnetisierungsphase. Dadurch soll es möglich sein, die in Kapitel 5 diskutierten Regelungskonzepte näherungsweise unverändert nutzen zu können, ohne nennenswerten Einfluss auf die Drehmomentgenerierung.

²⁵ Im Folgenden werden die konventionellen Reluktanzmotoren, bei denen nur eine Motorseite über Wicklungen verfügt (Stator **oder** Rotor bzw. Läufer), als „einseitig erregt“ bezeichnet.

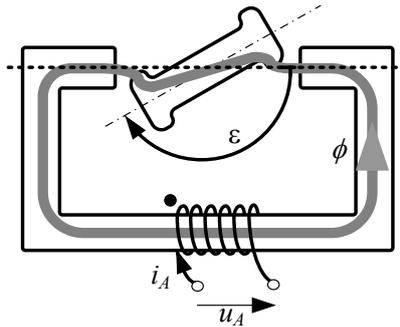


Abbildung 7.1: Prinzip eines beidseitig erregten, rotierenden Übertragers

Zur Analyse dieses Konzepts wird im Folgenden ein mathematisches Modell für den in Abbildung 7.1 dargestellten rotierenden Übertrager diskutiert. Die Stator- bzw. Rotorseite wird in den folgenden Gleichungen durch Groß- und Kleinbuchstaben in den Indizes unterschieden. So lassen sich die Verkettungsflüsse aus Abbildung 7.1 der Spulen A und a wie folgt definieren:

$$\psi_A = L_A(\varepsilon, i_A, i_a) \cdot i_A + M_{Aa}(\varepsilon, i_A, i_a) \cdot i'_a \quad (7.1)$$

$$\psi'_a = L'_a(\varepsilon, i_A, i'_a) \cdot i'_a + M_{aA}(\varepsilon, i_A, i_a) \cdot i_A \quad (7.2)$$

Aus dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = N_A/N_a$, welches das Verhältnis der Windungszahlen der Stator- zur Rotorseite angibt, lassen sich die rotorseitigen Größen auf die Statorseite umrechnen. Damit gilt:

$$i'_a = \frac{i_a}{\ddot{u}}, \quad u'_a = u_a \cdot \ddot{u}, \quad R'_a = R_a \cdot \ddot{u}^2 \quad \text{und} \quad L'_a = L_a \cdot \ddot{u}^2 \quad (7.3)$$

Die Spannungsgleichungen ergeben sich dann zu:

$$u_A = R_A \cdot i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \quad (7.4)$$

$$u'_a = R'_a \cdot i'_a + \frac{d\psi'_a}{dt} \quad (7.5)$$

Von gesteigertem Interesse hinsichtlich des erweiterten Konzeptes sind die rotorseitigen Spannungsgleichungen, die sich durch die inkrementelle Induktivität $L_{a,ink}$, der elektromotorischen Gegenspannung e_a und der inkrementellen Koppelinduktivität $M_{aA,ink}$ beschreiben lassen:

$$u'_a = R'_a \cdot i'_a + \underbrace{\frac{\partial \psi'_a}{\partial i'_a}}_{L_{a,ink}} \cdot \frac{di'_a}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi'_a}{\partial i_A}}_{M_{aA,ink}} \cdot \frac{di_A}{dt} + \underbrace{\frac{\partial \psi'_a}{\partial \varepsilon}}_{e_a} \cdot \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (7.6)$$

mit

$$L_{a,ink} = \frac{\partial \psi'_a}{\partial i'_a} = i'_a \cdot \frac{\partial L'_a(\varepsilon, i_A, i'_a)}{\partial i'_a} + L'_a(\varepsilon, i_A, i'_a) + \frac{\partial M_{aA}(\varepsilon, i_A, i_a)}{\partial i'_a} \cdot i_A \quad (7.7)$$

$$M_{aA,ink} = \frac{\partial \psi'_a}{\partial i_A} = i_A \cdot \frac{\partial M_{aA}(\varepsilon, i_A, i_a)}{\partial i_A} + M_{aA}(\varepsilon, i_A, i_a) + \frac{L'_a(\varepsilon, i_A, i'_a)}{\partial i_A} \cdot i'_a \quad (7.8)$$

An dieser Stelle sei bemerkt, dass das Vorzeichen der Koppelinduktivität vom Winkel ε in Abbildung 7.1 abhängig ist (der Wicklungssinn ist mit einem schwarzen Punkt gekennzeichnet).

$$\text{sign}(M_{aA}) = \begin{cases} -1 & \text{für } \frac{\pi}{2} \leq \varepsilon < \frac{3\pi}{2} \\ 1 & \text{für } \frac{3\pi}{2} \leq \varepsilon < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (7.9)$$

Wie bereits erwähnt, wird eine Energieübertragung nur in der Entmagnetisierungsphase angestrebt. Dieser Umstand impliziert eine nahezu ausgerichtete Position zwischen Rotor- und Statorwicklung und damit ideale Voraussetzungen für die Energieübertragung. In dieser Position sind gemäß Abbildung 4.7 die Streuflüsse minimal, während der Hauptfluss aufgrund der minimalen Reluktanz bei konstanter Erregung ein Maximum aufweist. Eine Energieübertragung von den Stator- zur Rotorwicklung wird nur durch den Hauptfluss getragen, da nur durch diesen Flusspfad die Stator- und Rotorwicklungen miteinander verkettet sind. Die Streuflüsse sind unter anderem Grund dafür, dass nicht die gesamte magnetisch gespeicherte Energie (innere Energie) auf die Rotorseite übertragen werden kann. Ein weiterer Grund sind die Freilaufzweige in der statorseitigen Leistungselektronik. Die im Rahmen der Entmagnetisierungsphase anfallende elektrische Rückspeisearbeit $W_{el,ret}$, teilt sich bei dem hier betrachteten Konzept demnach in zwei Anteile auf. Zum einen in die statorseitige Rückspeisearbeit $W_{A,ret}$ und zum anderen in die rotorseitige Übertragungsarbeit $W_{a,trans}$ (Abbildung 7.2). Letztere ist die Grundlage für die in diesem Konzept betrachtete kontaktlose Energieübertragung.

$$W_{el,ret} = W_{A,ret} + W_{a,trans} = \int u_A \cdot i_A dt + \int u_a \cdot i_a dt \quad (7.10)$$

Ausgehend von Gleichung (7.6) und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit $\omega = d\varepsilon/dt$, kann die Übertragungsarbeit für Abbildung 7.1 wie folgt dargestellt werden:

$$W_{a,trans} = \int \left(R_a \cdot i_a + L_{a,ink} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{M_{aA,ink}}{\ddot{u}} \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(\frac{\partial L_a}{\partial \varepsilon} \cdot i_a + \frac{\partial M_{aA}}{\partial \varepsilon} \cdot \frac{i_A}{\ddot{u}} \right) \cdot \omega \right) \cdot i_a dt \quad (7.11)$$

Die elektrische Rückspeisearbeit $W_{el,ret}$ hat durch den großen Luftspalt einen unerwünscht großen Anteil an der gesamten, elektrisch zugeführten Arbeit $W_{el,max}$. Dieser Umstand wirkt sich negativ auf das in Gleichung (4.24) definierte Arbeitsverhältnis λ aus. Allerdings findet die Energieübertragung in dieser Formulierung keine Berücksichtigung. Aus diesem Grund muss für den beidseitig erregten, geschalteten Reluktanzmotor ein erweitertes Arbeitsverhältnis λ' definiert werden:

$$\lambda' = \frac{W_{mech} + W_{trans}}{W_{el,max}} \quad (7.12)$$

Das in Gleichung (4.24) definierte Arbeitsverhältnis kann bei stromunabhängigen Induktivitäten definitionsgemäß nicht größer werden als $\lambda = 0,5$. Das erweiterte Arbeitsverhältnis λ' berücksichtigt die Übertragungsarbeit, sodass auch bei stromunabhängigen Induktivitäten Arbeitsverhältnisse größer als 0,5 möglich werden (Abbildung 7.2). Das bedeutet, dass die statorseitigen Leistungshalbleiter deutlich besser ausgenutzt werden. Neben der Energiebilanz veranschaulicht Abbildung 7.2 auch den quasistatischen Arbeitszyklus des hier betrachteten Regelungskonzepts zur Energieübertragung. Die einzelnen Arbeitsschritte werden dabei durch nummerierte Punkte gekennzeichnet.

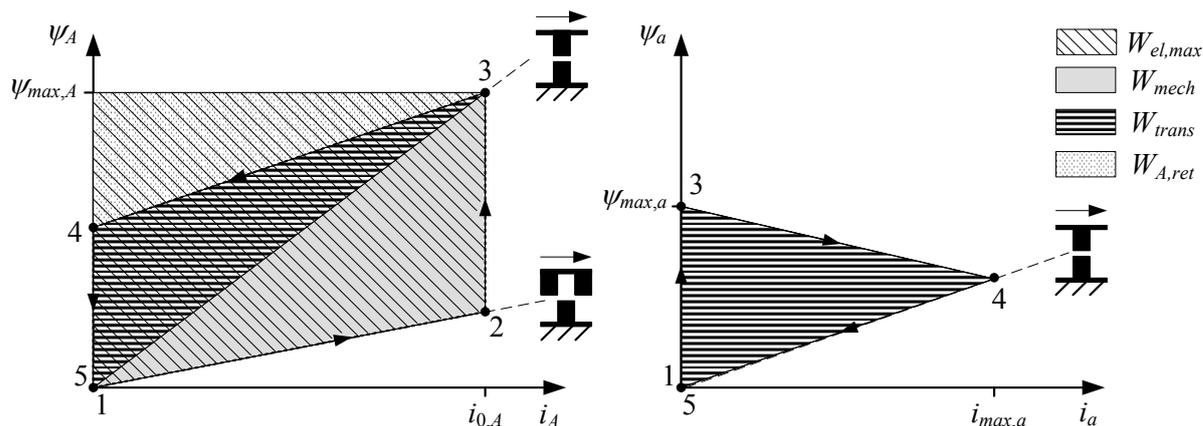


Abbildung 7.2: Quasistatische Energiewandlung im linearen Bereich eines beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotors [MOH10]

Die Aufkommutierungsphase wird durch die Punkte 1 und 2 gekennzeichnet und unterscheidet sich nicht vom herkömmlichen Bestromungskonzept eines einseitig erregten Reluktanzmotors. Ebenso wenig unterscheidet sich die Ausrichtungsphase zwischen den Punkten 2 und 3 von den bekannten ψ/i -Diagrammen (Abbildung 4.6). Die Energieübertragung bei dem hier vorgestellten Regelungskonzept wird erst in der Abkommutierungsphase (Punkt 3) initiiert.

In der quasistatischen Darstellung befindet sich die Statorphase A und die Rotorphase a zwischen Punkt 3 und 4 in der ausgerichteten Position. In dieser Phase wird der Statorstrom i_A durch eine negative Spannung abkommutiert, während der Rotorstrom i_a aufkommutiert wird. In Punkt 4 ist der Statorstrom gleich Null, sodass der Verkettungsfluss nur noch rotorseitig erregt wird. Zudem erreicht hier der Rotorstrom betragsmäßig sein Maximum ($i_{max,a}$). Zwischen Punkt 4 und 5 wird nun der Rotorstrom abkommutiert und somit die verbleibende innere Energie (abzüglich der Verluste) in die rotorseitige Speiseeinheit übertragen (siehe Kapitel 7.2).

Durch diese Kommutierungsabfolge soll eine Energieübertragung ohne nennenswerten Einfluss auf die Drehmomentgenerierung realisiert werden. Das beinhaltet allerdings auch einen Erregungswechsel zwischen Stator- und Rotorseite, welcher unter Umständen eine zeitliche Verzögerung des Entmagnetisierungsvorgangs implizieren kann.

Neben dem Arbeitsverhältnis muss auch die Definition des Wirkungsgrades auf das neue Konzept angepasst werden. Der Wirkungsgrad wird ebenfalls über die verrichteten Arbeiten in einer elektrischen Periode bestimmt:

$$\eta' = \frac{\int_0^{T_{el}} T \cdot \omega_m dt + m \cdot \left(\int_0^{T_{el}} u_a \cdot i_a dt - \int_0^{T_{el}} R_a \cdot i_a dt \right)}{\int_0^{T_{el}} u_{DC} \cdot i_{DC} dt} \quad (7.13)$$

Der erweiterte Wirkungsgrad η' in Gleichung (7.13) berücksichtigt nun die Übertragungsarbeit W_{trans} aller m Rotorphasen, die um die ohmsche Verlustarbeit W_{VR} reduziert wurde. Damit ergibt sich folgende Kurzschreibweise für (7.13)

$$\eta' = \frac{W_{mech} + W_{trans} - W_{VR}}{W_{el}} \quad (7.14)$$

Durch diese Definition werden die ohmschen Verluste in die Wirkungsgradberechnung einbezogen.

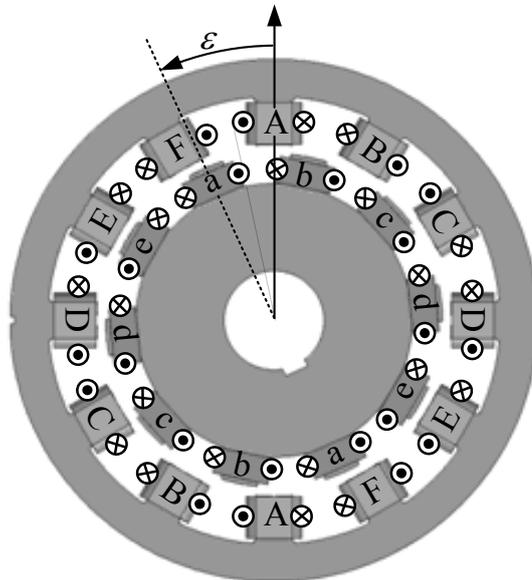


Abbildung 7.3: Beidseitig erregter, geschalteter Reluktanzmotor (rotatorisch)

Der in dieser Arbeit betrachtete BEGRM hat im Gegensatz zum vereinfachten Übertrager aus Abbildung 7.1 sechs Statorphasen und fünf Rotorphasen (Abbildung 7.3), sodass Gleichung (7.11) um entsprechende Koppelterme erweitert werden muss. Der tatsächliche Einfluss der Koppelterme wird daher in Kapitel 7.3 diskutiert.

7.2 Erweiterte Stromrichtertopologie

Die Anforderungen an die Stromrichtertopologie lassen sich zum einen aus den Anforderungen in Kapitel 2.2 und zum anderen aus der FE-Analyse in Kapitel 7.3.1 ableiten. Eine besondere Herausforderung für die rotorseitige Stromrichtertopologie stellen dabei die wechselnden Vorzeichen der Koppelinduktivitäten dar. Dadurch weisen die rotorseitigen Ströme und Spannungen beide Polaritäten auf, die vom Stromrichter in jedem Betriebspunkt beherrschbar sein müssen. Die Anforderungen lassen sich wie folgt gliedern:

Anforderungen an das Antriebssystem:

- ANF_BE_1 Energieübertragung bei gleichzeitiger Vorschubskrafterzeugung.
- ANF_BE_2 Universelles Drehmomentregelungskonzept für einseitig und beidseitig erregte geschaltete Reluktanzantriebe (Kapitel 5.3).
- ANF_BE_3 Keine erhöhte Drehmomentschwankungen bei Energieübertragung.
- ANF_BE_4 Keine Reduzierung der Antriebsleistung bei Energieübertragung.
- ANF_BE_5 Einseitig erregter Betriebsmodus muss möglich bleiben.

Anforderungen an die Stromrichtertopologie:

- ANF_BE_6 Sicherer Betrieb bei wechselnden Vorzeichen der Koppelinduktivitäten.
- ANF_BE_7 Energieübertragung nur während der Entmagnetisierungsphasen.
- ANF_BE_8 Steuerbarkeit des rotorseitigen Leistungsflusses in jedem Betriebspunkt.

7.2.1 Anforderungsanalyse

Die Erstellung eines Konzepts wird durch die Analyse der Anforderungen initiiert. Dazu wird die Auswirkung der formulierten Anforderungen auf die Stromrichterkonzepte im Folgenden diskutiert.

Die Anforderungen ANF_BE_2 und ANF_BE_5 implizieren, dass die statorseitige Leistungselektronik unverändert bleiben muss (Abbildung 2.6). Diese Zusatzbedingung wird auch durch die vorhandenen Prüfstände bzw. deren Leistungselektronik motiviert. Die Anforderungen ANF_BE_3, ANF_BE_4, ANF_BE_5, ANF_BE_7 und ANF_BE_8 setzen voraus, dass die rotorseitige Leistungselektronik nur bei Bedarf einen Leistungsfluss zulässt. Durch diese Bedingung dürfen keine rotorseitigen Freilaufzweige realisiert werden, da die induzierten Spannungen durch die wechselnden Vorzeichen der Koppelinduktivitäten, beide Polaritäten annehmen können. Der Verzicht auf rotorseitige Freilaufzweige schließt allerdings ein Takten des rotorseitigen Stroms zur Leistungsflussregelung aus. Denn sobald ein Strom durch die rotorseitigen Spulen fließt, würde das Öffnen des rotorseitigen Stromkreises zur Zerstörung der Leistungshalbleiter führen. Der rotorseitige Strom wird durch den mechanischen Arbeitspunkt und die Koppelinduktivitäten bestimmt, sodass eine Leistungsflussregelung nur über die Regelung der rotorseitigen Spannung erfolgen kann. Aus den bereits formulierten Anforderungen lassen sich demnach die Spezifikationen für die Stromrichtertopologie ableiten.

Spezifikationen der Stromrichtertopologie:

- Spez_SR_1 Asymmetrische Halbbrücke auf der Statorseite
- Spez_SR_2 Keine rotorseitigen Freilaufzweige
- Spez_SR_3 Variable Zwischenkreisspannung auf der Rotorseite

Die formulierten Anforderungen und Spezifikationen erlauben eine Vielzahl an möglichen Stromrichterkonzepten. Allerdings sollen hier nur Konzepte mit minimaler Bauteilanzahl und Komplexität betrachtet werden. Daher werden im Folgenden nur zwei mögliche Konzepte vorgestellt, die sich aus bekannten leistungselektronischen Grundschaltungen ableiten lassen.

7.2.2 Sperrwandler mit Mittelabgriff

Ein Topologiekonzept, das die oben genannten Anforderungen erfüllt, ist eine Kombination aus asymmetrischer Halbbrücke und modifiziertem Sperrwandler mit Mittelabgriff. Abbildung 7.4 zeigt das Ersatzschaltbild dieses Stromrichterkonzepts. Der linke Teil der Abbildung 7.4 stellt die für Reluktanzantriebe etablierte asymmetrische Halbbrücke dar, welche der statorseitigen Stromregelung dient. Der rechte Teil stellt den rotorseitigen Sperrwandler mit Mittelabgriff dar.

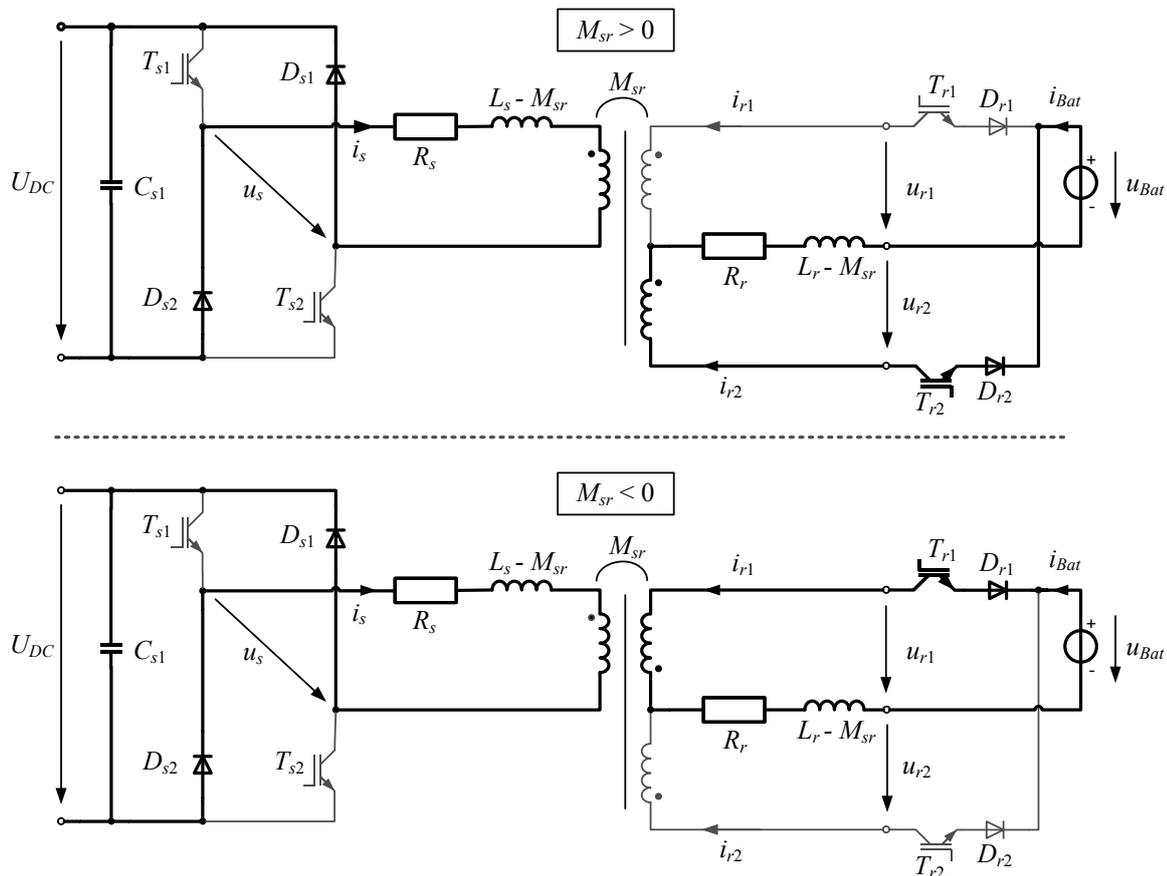


Abbildung 7.4: Ersatzschaltbild für eine Phase mit positiver und negativer Koppelinduktivität (Entmagnetisierungsvorgang beim Sperrwandler mit Mittelabgriff)

Die parallel geschalteten Wicklungen der beiden Pole pro Phase sind dabei zu einer Induktivität (L_s, L_r) zusammengefasst. Das gilt gleichermaßen für die Streuinduktivitäten $L_s - M_{sr}$ und $L_r - M_{sr}$. Die zusätzlichen Transistoren auf der Sekundärseite (Rotor) dienen zur Aktivierung der Energieübertragung vom Stator zum Rotor. Die Regelung des Leistungsflusses ist nur über eine variable Zwischenkreisspannung möglich, die in Abbildung 7.4 als u_{Bat} dargestellt ist. Die Namensgebung der Zwischenkreisspannung ist dem batteriebasierten Energiespeicher des RailCabs geschuldet. Zudem verfügt das RailCab schon über eine regelbare Zwischenkreisspannung, welche allerdings in Abbildung 7.4 nicht explizit dargestellt ist. Die Realisierung der regelbaren Zwischenkreisspannung wird in dieser Arbeit nicht näher behandelt. An dieser Stelle sei auf die entsprechende Literatur verwiesen [POT05]. Die schwarzen Punkte neben den Induktivitäten in Abbildung 7.4 repräsentieren den Wicklungssinn, welcher sich rotorseitig durch das Vorzeichen der Koppelinduktivitäten bzw. durch die gegenüberliegenden Rotorphasen winkelabhängig ändert (vergl. Abbildung 7.3). Die Statorinduktivität L_s und die Rotorinduktivität L_r weisen eine Koppelinduktivität M_{sr} auf. Die Statorstreuinduktivität $L_s - M_{sr}$ kann durch die Flusspfade B und C in

Abbildung 4.7 veranschaulicht werden. Diese Streuflüsse tragen demzufolge nicht zur Energieübertragung bei. Allerdings können diese Streuflüsse zum Teil an der elektro-mechanischen Energiewandlung beteiligt sein.

Das obere Ersatzschaltbild in Abbildung 7.4 stellt den Strompfad während der statorseitigen Abkommutierungsphase bei gleichem Wicklungssinn dar. Dadurch sind sowohl die rotorseitigen Spannungen u_{r1}, u_{r2} als auch die statorseitige Spannung u_s negativ. Diese Wicklungssinne wären z.B. bei einem mechanischen Winkel von ca. 30° für Phase a und F zu erwarten (Abbildung 7.3). Das untere Ersatzschaltbild veranschaulicht hingegen einen Abkommutierungsvorgang bei entgegengesetztem Wicklungssinn. In diesem Fall sind die rotorseitigen Spannungen u_{r1}, u_{r2} positiv, während die statorseitige Spannung u_s negativ ist.

Der Sperrwandler mit Mittelabgriff kann sowohl für positive Rotorspannungen durch Ansteuerung des Transistors T_{r1} , als auch für negative Rotorspannungen durch Ansteuerung des Transistors T_{r2} eine negative Leistung P_{Bat} zum Laden der Energiespeicher gewährleisten.

$$P_{Bat} = u_{Bat} \cdot i_{Bat} \quad (7.15)$$

Wenn keiner der beiden Transistoren angesteuert wird, verhindern die Dioden D_{r1}, D_{r2} einen rotorseitigen Leistungsfluss, sodass nur bei Bedarf eine kontaktlose Energieübertragung initiiert wird. Das Ersatzschaltbild in Abbildung 7.4 zeigt exemplarisch jeweils nur eine Stator- und eine Rotorphase. Bei einer Realisierung würden rotorseitig alle Phasen parallel zur regelbaren Zwischenkreisspannung geschaltet.

Die vorgestellte Schaltung benötigt allerdings eine intelligente Steuerung der Leistungshalbleiter T_{r1} und T_{r2} hinsichtlich der wechselnden Vorzeichen der Koppelinduktivitäten. Eine Auswertung der rotorseitigen Spannungen u_{r1} und u_{r2} ist nicht ausreichend, um eine statorseitige Abkommutierungsphase von einer Aufkommutierungsphase unterscheiden zu können. Zudem wird bei einer Energieübertragung immer nur eine Hälfte der installierten Rotorwicklungen genutzt. Aus diesem Grund soll im Folgenden eine einfachere Topologie betrachtet werden.

7.2.3 Halbbrücken-Gegentaktwandler

Der aus der Literatur wohl bekannte Gegentaktwandler benötigt keine besonders gute magnetische Kopplung, so eignet sich dieses Wandlungsprinzip auch bei einem beidseitig erregten Reluktanzmotor mit großem Luftspalt. Im Vergleich zum Sperrwandler mit Mittelabgriff besitzt der hier betrachtete Gegentaktwandler rotorseitig einen Brückengleichrichter (Abbildung 7.5).

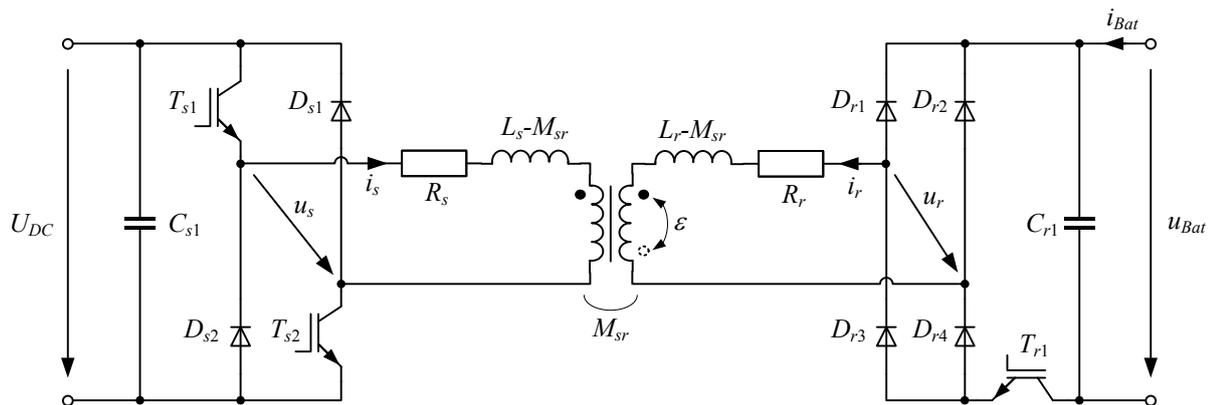


Abbildung 7.5: Asymmetrischer Halbbrückengegaktwandler mit Brückengleichrichter

Durch die zusätzlichen Dioden ist dabei allerdings von höheren Durchlassverlusten als beim Sperrwandler auszugehen [KSW08]. Bei dieser Topologie ist nur ein Transistor T_{r1} für die Leistungsflusssteuerung pro Rotorphase angedacht.

Der rotorseitige Brückengleichrichter impliziert allerdings auch, dass nur ein unidirektionaler Leistungsfluss von der Stator- in die Rotorseite möglich ist. Eine von der Statorseite unabhängige Vorschubkraftgenerierung durch einen Rotorstromkreis ist demnach nicht möglich. Dennoch wird diese Topologie aufgrund der einfachen Verständlichkeit zur Verifikation der kontaktlosen Energieübertragung eines beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotors in dieser Arbeit diskutiert und aufgebaut.

7.3 Modellierung des BEGRM

Das Regelungskonzept und die rotorseitige Leistungselektronik für den beidseitig erregten geschalteten Reluktanzantrieb sind elementar von den Koppelinduktivitäten abhängig. Aus diesem Grund werden die Koppelinduktivitäten, respektive die Verkettungsflüsse und die resultierenden Spannungsgleichungen in diesem Kapitel diskutiert.

7.3.1 Analyse der Verkettungsflüsse

Der betrachtete geschaltete Reluktanzmotor weist gemäß Abbildung 4.7 mehrere Flusspfade auf, von denen nur der Hauptfluss zur Energieübertragung genutzt werden kann.

Koppelinduktivität zwischen den Statorphasen
 Koppelinduktivität zwischen den Rotorphasen
 Selbstinduktivität

$L_{A,ink}$	$M_{AB,ink}$	$M_{AC,ink}$	$M_{AD,ink}$	$M_{AE,ink}$	$M_{AF,ink}$	$M_{Aa,ink}$	$M_{Ab,ink}$	$M_{Ac,ink}$	$M_{Ad,ink}$	$M_{Ae,ink}$
$M_{BA,ink}$	$L_{B,ink}$	$M_{BC,ink}$	$M_{BD,ink}$	$M_{BE,ink}$	$M_{BF,ink}$	$M_{Ba,ink}$	$M_{Bb,ink}$	$M_{Bc,ink}$	$M_{Bd,ink}$	$M_{Be,ink}$
$M_{CA,ink}$	$M_{CB,ink}$	$L_{C,ink}$	$M_{CD,ink}$	$M_{CE,ink}$	$M_{CF,ink}$	$M_{Ca,ink}$	$M_{Cb,ink}$	$M_{Cc,ink}$	$M_{Cd,ink}$	$M_{Ce,ink}$
$M_{DA,ink}$	$M_{DB,ink}$	$M_{DC,ink}$	$L_{D,ink}$	$M_{DE,ink}$	$M_{DF,ink}$	$M_{Da,ink}$	$M_{Db,ink}$	$M_{Dc,ink}$	$M_{Dd,ink}$	$M_{De,ink}$
$M_{EA,ink}$	$M_{EB,ink}$	$M_{EC,ink}$	$M_{ED,ink}$	$L_{E,ink}$	$M_{EF,ink}$	$M_{Ea,ink}$	$M_{Eb,ink}$	$M_{Ec,ink}$	$M_{Ed,ink}$	$M_{Ee,ink}$
$M_{FA,ink}$	$M_{FB,ink}$	$M_{FC,ink}$	$M_{FD,ink}$	$M_{FE,ink}$	$L_{F,ink}$	$M_{Fa,ink}$	$M_{Fb,ink}$	$M_{Fc,ink}$	$M_{Fd,ink}$	$M_{Fe,ink}$
$M_{aA,ink}$	$M_{aB,ink}$	$M_{aC,ink}$	$M_{aD,ink}$	$M_{aE,ink}$	$M_{aF,ink}$	$L_{a,ink}$	$M_{Ab,ink}$	$M_{Ac,ink}$	$M_{Ad,ink}$	$M_{Ae,ink}$
$M_{bA,ink}$	$M_{bB,ink}$	$M_{bC,ink}$	$M_{bD,ink}$	$M_{bE,ink}$	$M_{bF,ink}$	$M_{ba,ink}$	$L_{b,ink}$	$M_{bc,ink}$	$M_{bd,ink}$	$M_{be,ink}$
$M_{cA,ink}$	$M_{cB,ink}$	$M_{cC,ink}$	$M_{cD,ink}$	$M_{cE,ink}$	$M_{cF,ink}$	$M_{ca,ink}$	$M_{cb,ink}$	$L_{c,ink}$	$M_{cd,ink}$	$M_{ce,ink}$
$M_{dA,ink}$	$M_{dB,ink}$	$M_{dC,ink}$	$M_{dD,ink}$	$M_{dE,ink}$	$M_{dF,ink}$	$M_{da,ink}$	$M_{db,ink}$	$M_{dc,ink}$	$L_{d,ink}$	$M_{de,ink}$
$M_{eA,ink}$	$M_{eB,ink}$	$M_{eC,ink}$	$M_{eD,ink}$	$M_{eE,ink}$	$M_{eF,ink}$	$M_{ea,ink}$	$M_{eb,ink}$	$M_{ec,ink}$	$M_{ed,ink}$	$L_{e,ink}$

Abbildung 7.6: Induktivitätsmatrix des 6-phasigen, beidseitig gespeisten, geschalteten Reluktanzmotors

Sowohl der Hauptfluss, als auch die Streuflüsse sind von der elektrischen Erregung und der Rotorposition abhängig. Der große Luftspalt des Linearmotors bedingt näherungsweise stromunabhängige Induktivitäten (vergl. Kapitel 4.3), sodass für die Induktivitätsmatrix in einer guten Näherung nur eine Winkelabhängigkeit berücksichtigt werden muss. Die Induktivitätsmatrix in Abbildung 7.6 kann als symmetrisch angenommen werden. Die Hauptdiagonale wird dabei durch die stator- und rotorseitigen Selbstinduktivitäten abgebildet. Die Koppelinduktivitäten zwischen den Statorphasen wurden bereits in Kapitel 4.3 diskutiert und als verhältnismäßig klein bewertet.

Die Koppelinduktivitäten zwischen den Rotorphasen können, basierend auf der FE Analyse, ebenfalls näherungsweise vernachlässigt werden. Zum einen sind diese Koppelinduktivitäten sehr klein (Abbildung 7.7). Zum anderen werden die rotorseitigen Induktivitäten nur sequentiell während der Abkommutierungszeiten und nicht gleichzeitig erregt. Demnach sind für eine Modellierung des Motors ausschließlich die Selbstinduktivitäten und die Koppelinduktivitäten zwischen Stator und Rotor zu berücksichtigen.

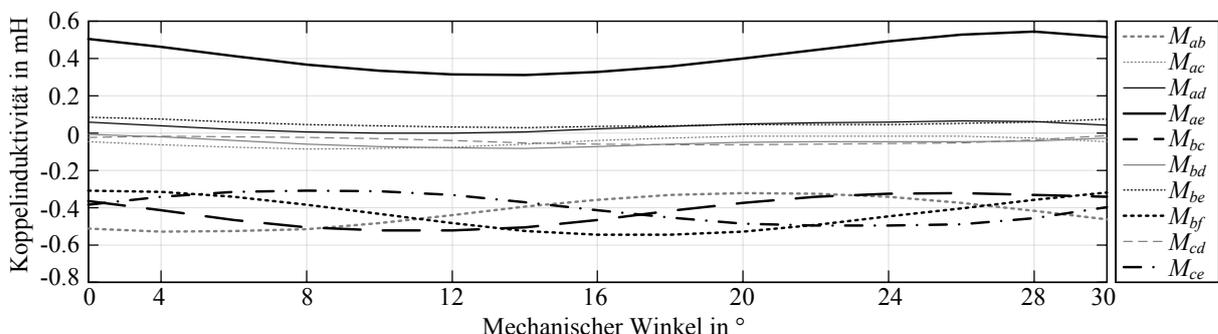


Abbildung 7.7: FE-Analyseergebnisse der Koppelinduktivität zwischen den Rotorphasen

In der quasistatischen Darstellung (Abbildung 7.2) werden während der Energieübertragung nur eine Statorwicklung und eine Rotorwicklung erregt. Im dynamischen Betrieb müssen

allerdings mindestens zwei Statorwicklungen während der Energieübertragung gleichzeitig erregt werden. In Abbildung 7.8 sind die Stromprofile und die Flusspfade (FE-Analyse) bei einer Drehzahl von 100 min^{-1} dargestellt. Die dargestellten Flusspfade illustrieren die Verkopplung zwischen den zwei beteiligten Statorphasen und der Rotorphase. Der rotorseitige Stromaufbau im Zeitbereich T_1 wird demnach durch die abkommütierende und die aufkommütierende Statorphase beeinflusst.

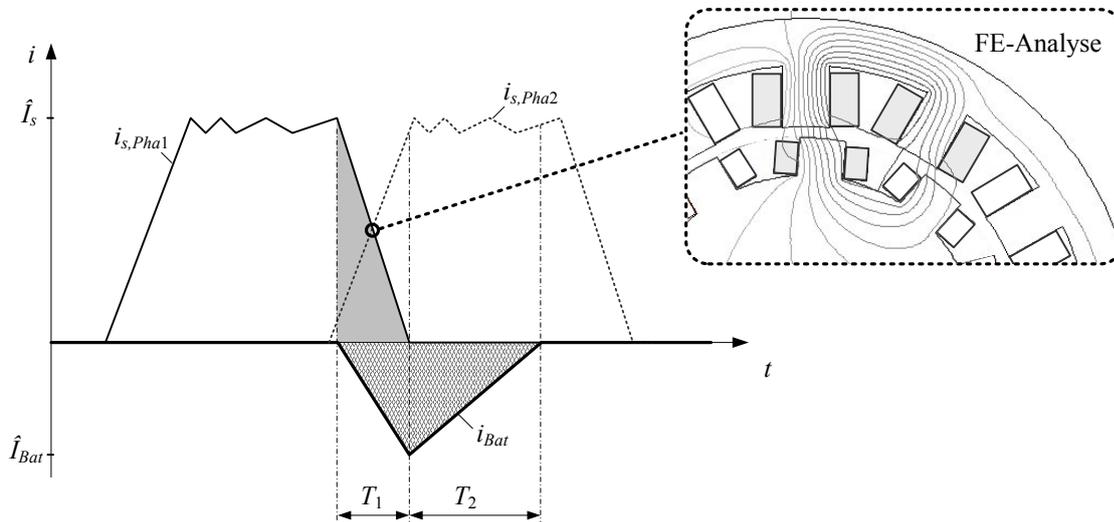


Abbildung 7.8: Gemeinsame Flusspfade in den Kommutierungsphasen

Bei höheren Drehzahlen und Drehmomenten werden bis zu drei Statorphasen gleichzeitig erregt. In Abbildung 7.9 sind die zusätzlichen Flusspfade zwischen der zweiten und dritten Statorphase zu erkennen. Die Erregung einer dritten Statorphase impliziert demnach eine Flusspfadänderung der zweiten Statorphase. Diese Flusspfadänderung bewirkt wiederum eine Flussänderung in der rotorseitigen Wicklung. Man kann also zusammenfassend sagen, dass die rotorseitige Flussänderung bei höheren Drehzahlen von drei Statorphasen beeinflusst wird.

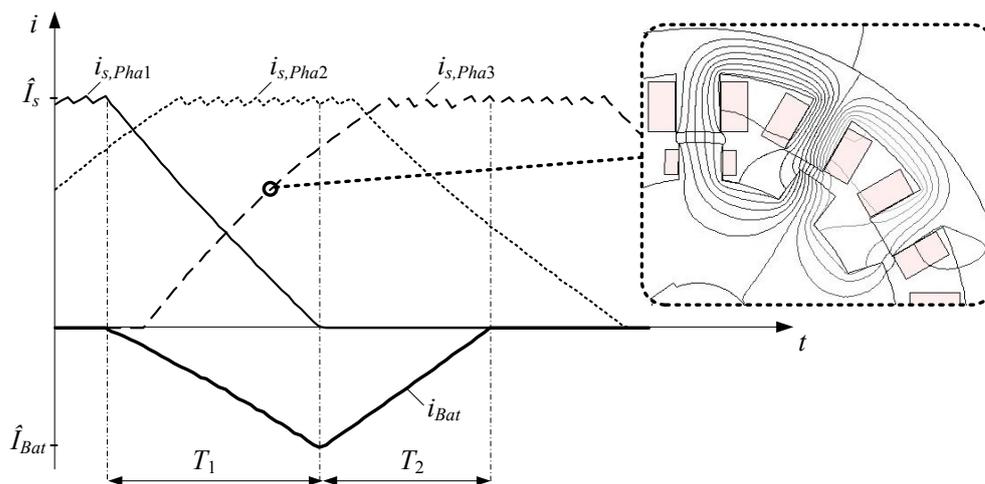


Abbildung 7.9: FE-Analyse der Verkettungsflüsse bei einer Drehzahl von 406 min^{-1}

Die Flussänderung in der rotorseitigen Wicklung beruht demnach auf mehreren Ursachen:

- Abmagnetisierung der ersten Statorphase
- Magnetisierung der zweiten Statorphase
- Magnetisierung der dritten Statorphase (bei höheren Drehzahlen)
- Änderung der Reluktanz über den Winkel

- Wechselwirkung zwischen den Statorphasen (kurze Flusswege aufgrund des alternierenden Wicklungssinns)
- Rotor- und statorseitige Versorgungsspannung

Durch die Vielzahl an sich ändernden Parametern abhängig vom Arbeitspunkt, wird eine allgemeingültige Formulierung der Energieübertragung sehr komplex.

7.3.2 Spannungsgleichungen

Die Spannungsgleichungen aus (4.29) für den einseitig erregten Reluktanzmotor müssen gemäß Abbildung 7.3 für den beidseitig erregten Motor um 5 Rotorphasen erweitert werden. Ausgehend von Gleichung (7.6) folgt daraus:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_A \\ \vdots \\ u_F \\ u'_a \\ \vdots \\ u'_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_A \cdot i_A \\ \vdots \\ R_F \cdot i_F \\ R'_a \cdot i'_a \\ \vdots \\ R'_e \cdot i'_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{A,ink} & \cdots & M_{AF,ink} & M_{Aa,ink} & \cdots & M_{Ae,ink} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{FA,ink} & \cdots & L_{F,ink} & M_{Fa,ink} & \cdots & M_{Fe,ink} \\ M_{aA,ink} & \cdots & M_{aF,ink} & L'_{a,ink} & \cdots & M_{ae,ink} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ M_{eA,ink} & \cdots & M_{eF,ink} & M_{ea,ink} & \cdots & L'_{e,ink} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \\ i'_a \\ \vdots \\ i'_e \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \begin{bmatrix} L_A & \cdots & M_{AF} & M_{Aa} & \cdots & M_{Ae} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{FA} & \cdots & L_F & M_{Fa} & \cdots & M_{Fe} \\ M_{aA} & \cdots & M_{aF} & L'_a & \cdots & M_{ae} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{eA} & \cdots & M_{eF} & M_{ea} & \cdots & L'_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \\ i'_a \\ \vdots \\ i'_e \end{bmatrix} \cdot \omega \quad (7.16)
 \end{aligned}$$

Die Spannungsgleichungen in Matrixform beinhalten alle Haupt- und Gegeninduktivitäten²⁶. Allerdings rechtfertigen die FE-Analysen in Kapitel 4.3 und 7.3.1 die Vernachlässigung der Koppelinduktivitäten zwischen den Statorphasen und die Koppelinduktivitäten zwischen den Rotorphasen. Damit ergeben sich die vereinfachten Spannungsgleichungen für die Statorseite zu

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_A \\ \vdots \\ u_F \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_A \cdot i_A \\ \vdots \\ R_F \cdot i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{A,ink} \\ \vdots \\ L_{F,ink} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{Aa,ink} & \cdots & M_{Ae,ink} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{Fa,ink} & \cdots & M_{Fe,ink} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_a \\ \vdots \\ i'_e \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \begin{bmatrix} L_A \\ \vdots \\ L_F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \end{bmatrix} \cdot \omega + \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \begin{bmatrix} M_{Aa} & \cdots & M_{Ae} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{Fa} & \cdots & M_{Fe} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_a \\ \vdots \\ i'_e \end{bmatrix} \cdot \omega \quad (7.17)
 \end{aligned}$$

Durch die Koppelinduktivitäten haben sowohl die Rotorströme selbst, als auch deren zeitliche Ableitung einen Einfluss auf die statorseitigen Spannungsgleichungen. Diese Verkopplung gilt im umgekehrten Fall auch für die rotorseitigen Spannungsgleichungen

²⁶ An dieser Stelle sei noch einmal erwähnt, dass alle Induktivitäten winkelabhängig sind. Das gilt insbesondere für das Vorzeichen der Koppelinduktivitäten in den Gleichungen (7.16) bis (7.18).

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} u_a \\ \vdots \\ u_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a \cdot i_a \\ \vdots \\ R_e \cdot i_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{a,ink} \\ \vdots \\ L_{e,ink} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \vdots \\ i_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{aA,ink} & \dots & M_{aF,ink} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{eA,ink} & \dots & M_{eF,ink} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \end{bmatrix} + \\
\frac{\partial}{\partial \varepsilon} \begin{bmatrix} L_a \\ \vdots \\ L_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ \vdots \\ i_e \end{bmatrix} \cdot \omega &+ \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \begin{bmatrix} M_{aA} & \dots & M_{aF} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{eA} & \dots & M_{eF} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_F \end{bmatrix} \cdot \omega
\end{aligned} \tag{7.18}$$

Gleichungen (7.17) und (7.18) können durch die Einführung des statorseitigen Spannungsvektors \underline{u}_s bzw. des rotorseitigen Spannungsvektors \underline{u}_r wie folgt zusammengefasst werden:

$$\underline{u}_s = \underline{u}_{Rs} + \underline{u}_{Ls} + \underline{u}'_{Mr} + \underline{e}_s + \underline{e}'_{Mr} \tag{7.19}$$

$$\underline{u}_r = \underline{u}_{Rr} + \underline{u}_{Lr} + \underline{u}'_{Ms} + \underline{e}_r + \underline{e}'_{Ms} \tag{7.20}$$

Durch die zusammengefasste Vektorschreibweise können auch die verkoppelten Spannungsvektoren \underline{u}'_{Mr} , respektive \underline{u}'_{Ms} inklusive Übersetzungsverhältnis \ddot{u} übersichtlich dargestellt werden. Das gilt auch für die verkoppelten elektromotorischen Gegenspannungen \underline{e}'_{Mr} und \underline{e}'_{Ms} . Diese Spannungsvektoren haben besonders bei großen Drehzahlen einen Einfluss auf die Kommutierungszeiten. Die Stromänderungen in Vektorschreibweise ergeben sich dann zu:

$$\frac{d}{dt} i_s = \frac{\underline{u}_s - \underline{u}_{Rs} - \underline{u}'_{Mr} - \underline{e}_s - \underline{e}'_{Mr}}{\underline{L}_{s,ink}} \tag{7.21}$$

$$\frac{d}{dt} i_r = \frac{\underline{u}_r - \underline{u}_{Rr} - \underline{u}'_{Ms} - \underline{e}_r - \underline{e}'_{Ms}}{\underline{L}_{r,ink}} \tag{7.22}$$

mit

$$\underline{L}_{s,ink} = \begin{bmatrix} L_{A,ink} \\ \vdots \\ L_{F,ink} \end{bmatrix}; \quad \underline{L}_{r,ink} = \begin{bmatrix} L_{a,ink} \\ \vdots \\ L_{e,ink} \end{bmatrix}$$

Fazit

Die verkoppelten Spannungsvektoren und elektromotorischen Gegenspannungen haben einen direkten Einfluss auf die Stromänderungsraten. Demzufolge ist dadurch auch ein Einfluss auf die Kommutierungszeiten zu berücksichtigen, welcher durch die winkelabhängigen Vorzeichen der Koppelinduktivitäten nicht allgemeingültig formuliert werden kann. Zudem ist die Anzahl der zu berücksichtigenden Koppelsterme arbeitspunktabhängig. Eine analytische Beschreibung der Energieübertragung erscheint dadurch beliebig kompliziert und wird daher im folgenden Kapitel detailliert betrachtet.

7.4 Analyse der Energieübertragung

Die Analyse der Energieübertragung basiert auf der statorseitigen, asymmetrischen Halbbrücke und dem rotorseitigen Halbbrücken-Gegentaktwandler. Dazu wird exemplarisch in einem ersten Schritt der quasistatische Fall betrachtet. Darauf aufbauend wird in einem zweiten Schritt der Einfluss der mehrphasigen Erregung der Statorphasen auf die Energieübertragung basierend auf Prüfstandsmessergebnissen diskutiert.

7.4.1 Der quasistatische Fall

Zur Diskussion des quasistatischen Falls werden die Spannungsgleichungen (7.19) und (7.20) auf eine Stator- und eine Rotorphase reduziert, sodass die Schaltungstopologie in Abbildung 7.5 als Grundlage für die folgende Betrachtung genutzt werden kann. In Abbildung 7.10 sind die idealisierten Strom- und Spannungsverläufe bei positiver und negativer Koppelinduktivität dargestellt. Die Energieübertragung kann dabei grob in drei Zeitbereiche (T_1, T_2, T_3) eingeteilt werden.

Der Zeitbereich T_1 definiert den statorseitigen Anfangsstrom im Rahmen einer blockförmigen Bestromung. Daran schließt sich der Abkommutierungsbereich T_2 des Statorstroms i_s an, indem rotorseitig durch das Steuersignal für den Transistor T_{r1} die Energieübertragung initiiert wird. Der entgegengesetzte Wicklungssinn der Rotorwicklung hat während des statorseitigen Stromabbaus eine positive Spannung u_r zur Folge (Abbildung 7.10c), welche durch den negativen Strom i_r in Betrag und Vorzeichen in etwa der Batteriespannung u_{Bat} entspricht (abzüglich der Durchlassspannungen). Dieser Zeitbereich endet mit dem vollständigen Abbau des Statorstroms und dem Erreichen des Rotorstroms \hat{I}_{Bat} .

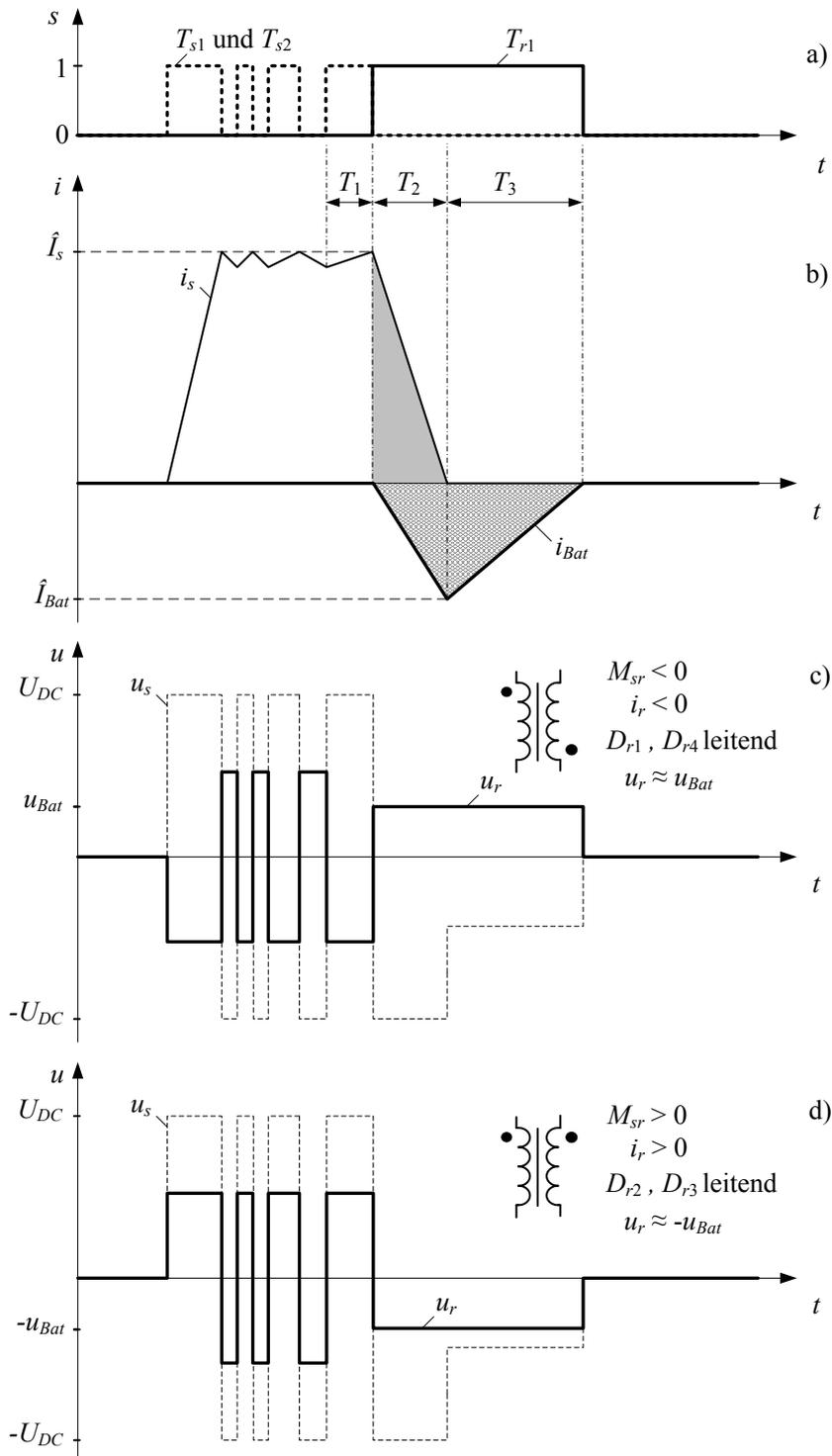


Abbildung 7.10: Idealisierte Strom- und Spannungsverläufe des asymmetrischen Halbbrückengegnetaktwandlers: a) Steuersignale, b) Stromverläufe, c) Spannungen bei entgegengesetztem Wicklungssinn, d) Spannungen bei gleichem Wicklungssinn

Zeitbereich T_2 :

$$u_s = -U_{DC} = u_{RS} + L_{s,ink} \cdot \frac{di_s}{dt} + M_{sr,ink} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \frac{di_r}{dt} \tag{7.23}$$

$$u_r = u_{Rr} + L_{r,ink} \cdot \frac{di_r}{dt} + M_{sr,ink} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \frac{di_s}{dt} \quad (7.24)$$

mit

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{u_r - u_{Rr} - M_{sr,ink} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \frac{di_s}{dt}}{L_{r,ink}} = \frac{u_r - u_{Rr} - u'_{Ms}}{L_{r,ink}} \quad (7.25)$$

Das Vorzeichen der Koppelspannung u'_{Ms} wird von der Koppelinduktivität $M_{sr,ink}$ bestimmt, denn das Vorzeichen der Statorstromänderung ist in diesem Zeitbereich immer negativ. Das Vorzeichen der Rotorspannung u_r wird indirekt ebenfalls durch die Koppelinduktivität beeinflusst. Für den Fall eines entgegengesetzten Wicklungssinns sind die Koppelspannung u'_{Ms} und die Rotorspannung u_r positiv (Abbildung 7.10c). Für einen gleichen Wicklungssinn sind die Koppelspannung und die Rotorspannung beide negativ (Abbildung 7.10d).

Unter Vernachlässigung der ohmschen Spannungsabfälle und der Durchlassspannungen der Dioden, gilt für die Abkommutierungsphase vereinfacht:

$$\frac{\widetilde{di}_y}{dt} = \frac{1}{L_{y,ink}} \cdot \text{sign}(M_{sr,ink}) \cdot (|u'_{Ms}| - u_{Bat}) \quad \text{mit } |u'_{Ms}| > u_{Bat} \quad (7.26)$$

Die rotorseitige Stromänderung wird also durch die Differenz von Koppelspannung und Rotorspannung bestimmt. Für einen rotorseitigen Strom i_r muss gemäß Gleichung (7.26) der Betrag der Koppelspannung u_{Ms} größer sein als die Batteriespannung. So kann durch Absenken der Batteriespannung der Rotorstromgradient und damit der rotorseitige Spitzenstrom \hat{I}_{Bat} vergrößert werden. Eine Erhöhung des Rotorstromgradienten wirkt sich wiederum auf die Abkommutierungszeit des Statorstroms aus. Zusammenfassend heißt das, dass ein Absenken der rotorseitigen Zwischenkreisspannung u_{Bat} eine Verkürzung der statorseitigen Abkommutierungszeit und eine Vergrößerung des rotorseitigen Spitzenstroms \hat{I}_{Bat} bewirkt. Gemäß Anforderung ANF_BE_2 sollen im besten Fall die Kommutierungswinkel eines Regelungskonzepts für einen einseitig erregten Reluktanzantrieb auch bei der Energieübertragung eines beidseitig erregten Antriebs genutzt werden. Wenn allerdings bei der Energieübertragung die kumulierte Abkommutierungszeit $T_{\Sigma,ab} = T_2 + T_3$ größer als die statorseitige Abkommutierungszeit ohne Energieübertragung ist, dann ist auch von einer vergrößerten Drehmomentschwankungsbreite auszugehen. So hat die Wahl der Batteriespannung Einfluss auf zwei konkurrierende Regelungsziele. Zum einen sollte die Batteriespannung nicht zu niedrig sein, sodass kurze Abkommutierungszeiten im Sinne einer minimalen Drehmomentschwankungsbreite erreicht werden können. Zum anderen impliziert eine kleine Batteriespannung auch einen großen Spitzenstrom \hat{I}_r und damit eine entsprechend größere übertragene Energie. Demzufolge sollte die Batteriespannung arbeitspunktabhängig variiert werden. Allerdings ist eine allgemeine Berechnungsvorschrift für den Einfluss der Batteriespannung auf die Kommutierungszeiten auf Grund der komplexen Koppelterme ausgeschlossen. Für eine quantitative Aussage muss der BEGRM im betrachteten Arbeitsbereich vermessen werden, sodass die Sollwertvorgabe für die Batteriespannung ebenfalls kennfeldbasiert erfolgen kann. Aus diesen Erkenntnissen lassen sich zwei weitere Anforderungen an die Stromrichtertopologie ableiten:

ANF_BE_9 Die rotorseitige Zwischenkreisspannung muss variierbar sein.

ANF_BE_10 Die rotorseitige Zwischenkreisspannung muss schneller eingeregelt werden, als sich die Stromarbeitspunkte ändern.

7.4.2 Messtechnische Verifikation der Stromrichtertopologie

Voraussetzung für eine kontrollierte Energieübertragung ist die Ermittlung des Schaltzeitpunkts für die rotorseitigen Transistoren. Diese müssen zeitgleich mit der statorseitigen Abkommutierungsphase geschaltet werden. Eine messtechnische Auswertung der rotorseitigen Spannungen ist auf Grund des wechselnden Vorzeichens der Koppelinduktivität nicht unbedingt eindeutig. Zudem ist auch mit parasitären Effekten wie Umladevorgänge und elektromagnetische Störungen zu rechnen. Die Entwicklung eines rotorseitigen Schaltkonzepts sollte demnach durch eine messtechnische Analyse verifiziert werden. Dazu wurde eine rotorseitige Stromrichtertopologie auf Basis des vorgestellten Gegentaktwandlers am Lehrstuhl gemäß Abbildung 7.11 entworfen und aufgebaut. Der Aufbau wurde dabei mit einer externen Schnittstelle zum potentialfreien Schalten der rotorseitigen Transistoren T_{r1} und T_{r2} versehen. Diese kabelgebundene Synchronisation der stator- und rotorseitigen Leistungselektroniken durch ein gemeinsames Rapid Prototyping System (Abbildung 3.4) auf dem die Regelung implementiert ist, ist nur für den Prüfstands Aufbau geeignet und dient lediglich zur Verifikation des Schaltungskonzepts. Desweiteren wurde zur Simulation des Bordnetzes eine elektronische Last und eine Quelle parallel geschaltet, um eine näherungsweise konstante rotorseitige Zwischenkreisspannung zu realisieren (Abbildung 7.11).

Die Transistoren T_{r1} und T_{r2} werden nur zur Energieübertragung angesteuert und verbleiben sonst im sperrenden Zustand. Wenn die Transistoren nicht angesteuert werden, soll sich das Gesamtsystem wie ein einseitig erregter geschalteter Reluktanzantrieb verhalten. Allerdings verursachen die wechselnden Spannungsvorzeichen der Rotorspannung u_r Umladevorgänge in den parasitären Kapazitäten der Brückengleichrichterioden. Die daraus resultierenden Ströme fließen über die Kapazität C_{r2} , welche sich dadurch langsam, aber kontinuierlich auflädt. Um eine Spannungsüberhöhung im rotorseitigen Zwischenkreis zu vermeiden, wurden zwei Maßnahmen auf zwei Spannungsniveaus implementiert. Die geringen Energien des Kondensators C_{r2} werden über die Suppressordioden (Transient Absorption Zener Diode: TAZ-Diode) entladen. Diese Maßnahme wird auf dem niedrigen Spannungsniveau initiiert und dient lediglich zum Schutz des Kondensators und um störenden Spannungsspitzen in der messtechnischen Analyse zu vermeiden. Bei einer deutlichen Spannungsüberhöhung und damit auf dem oberen Spannungsniveau, wird der Bremswiderstand R_{rB} zugeschaltet. Diese Maßnahme dient zum Schutz aller verbauten Komponenten und ist auf Grund der fehlenden Freilaufzweige obligatorisch. Wenn die Transistoren T_{r1} und T_{r2} während einer Energieübertragung zu früh wieder abgeschaltet werden ($i_{Tr} \neq 0$), kann lediglich die magnetische Energie in den Koppelinduktivitäten über die statorseitigen Freilaufzweige abgebaut werden. Die magnetische gespeicherte Energie in den rotorseitigen Streuinduktivitäten hingegen wird einer Unterbrechung des Stromkreises mit einer entsprechenden Spannungsüberhöhung begegnen. Dieser Fall sollte im Regelbetrieb nicht auftreten, daher ist nicht nur der Einschaltzeitpunkt, sondern auch der Ausschaltzeitpunkt der Transistoren T_{r1} und T_{r2} sensibel zu wählen. Um also eine zu frühe Unterbrechung des Stromkreises zu vermeiden, wird das Sperren der Transistoren neben dem externen Schnittstellensignal zusätzlich auch durch die analoge Auswertung des Stromes i_{Tr} abgesichert.

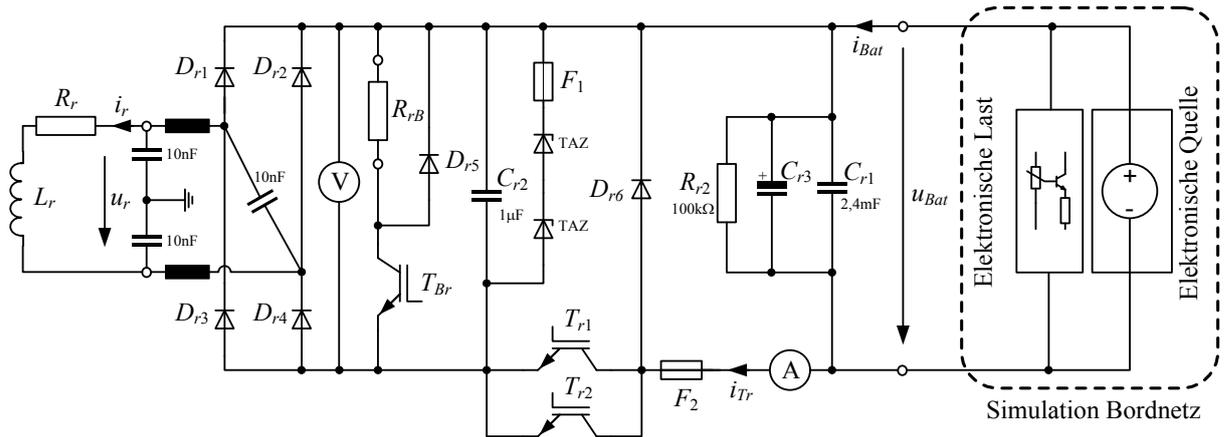


Abbildung 7.11: Realisierung der rotorseitigen Stromrichtertopologie

Die in Abbildung 7.11 realisierte Stromrichtertopologie ist für eine Verifikation der Energieübertragung mit variabler Bordnetzspannung für eine Rotorphase geeignet. So wird im Folgenden das Verhalten der stator- und rotorseitigen Stromrichter für den statischen Fall am Linearmotorprüfstand auf Basis von Messungen diskutiert.

In Abbildung 7.12 sind die transienten Strom- und Spannungsverläufe der stator- und rotorseitigen Stromrichter am Linearmotorprüfstand dargestellt. Die Batteriespannung u_{Bat} wurde auf eine Spannung von 200V durch die elektronische Quelle vorgeladen. Die elektronische Last ist dabei auf eine Schwellenspannung von 202V eingestellt, sodass sich rotorseitig eine näherungsweise konstante Spannung im Bereich [200V 202V] einstellen sollte.

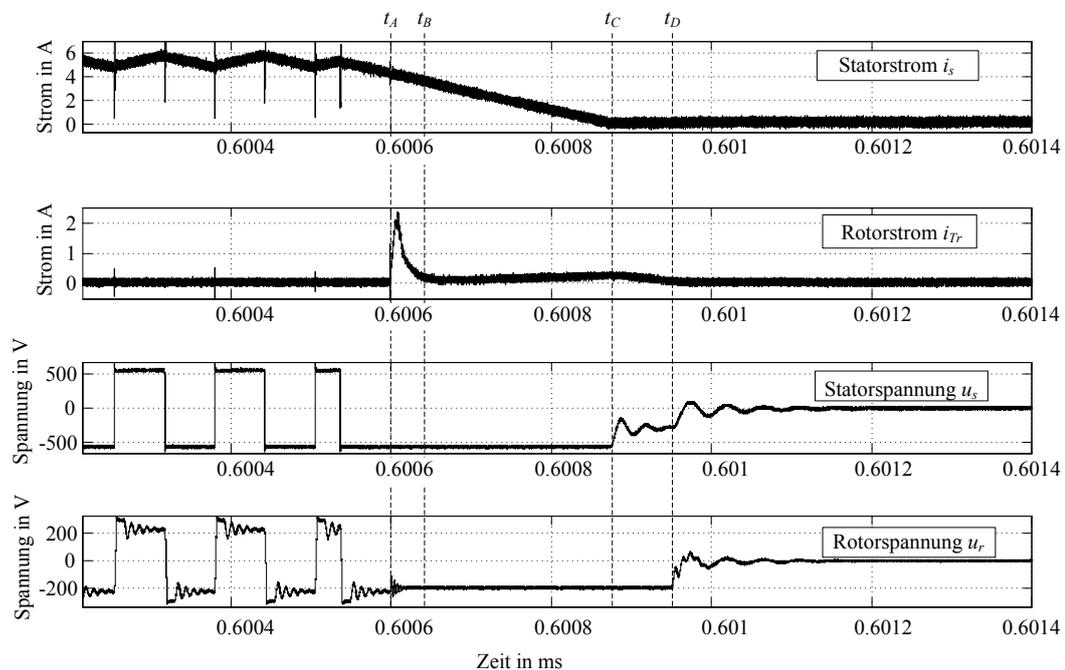


Abbildung 7.12: Umladevorgänge und Energieübertragung im Stillstand (Linearmotorprüfstand)

Zum Zeitpunkt t_A beginnt der Abkommütierungsvorgang. Durch Schalten der Transistoren T_{r1} und T_{r2} wird die in Kapazität C_{r2} gespeicherte Energie in die Kapazität C_{r1} umgeladen. Dieser Vorgang ist zum Zeitpunkt t_B abgeschlossen und durch die Stromspitze im Rotorstrom i_{Tr} erkennbar. Zum Zeitpunkt t_C ist der Statorstrom vollständig abkommütiert. Die Schwingungen auf der Statorspannung sind auf die Umladevorgänge in den statorseitigen

Freilaufdioden zurückzuführen. Zum Zeitpunkt t_D ist auch der Rotorstrom i_r wieder Null. Die Schwingungen auf der Rotorspannung u_r nach Abkommutierung des Rotorstroms sind ebenfalls auf Umladvorgänge, allerdings im rotorseitigen Brückengleichrichter, zurückzuführen. Im Zeitbereich vor t_A wird statorseitig ein Strom von ca. 5 A eingeregelt. Die durch die Pulsung verursachte Stromschwankung im Statorstrom i_s induziert dabei die in Abbildung 7.12 dargestellte Rotorspannung u_r . Der negative Statorstromgradient bei der Regelung von 5 A und während der Abkommutierung induziert im Stillstand die gleiche Rotorspannung. Damit ist eine rotorseitige Detektion des statorseitigen Abkommutierungszeitpunkts erst sehr spät möglich. Bei einer festfrequenten PWM und blockförmigen Statorstromsollwerten könnte die Abkommutierungsphase erst nach zwei Abtastschritten sicher identifiziert werden. Bei einer 3-Punkt Hystereseregulierung ggf. noch später. Zudem kann durch die wicklungssinnabhängige Polarität der induzierten Rotorspannung nicht zwischen der statorseitigen Auf- und Abkommutierungsphase unterschieden werden. Diese Umstände machen eine rotorseitige Initiierung der Energieübertragung denkbar schwer.

Fazit

Die Messergebnisse zeigen, dass eine Auswertung der Rotorspannung zur Identifikation des statorseitigen Abkommutierungszeitpunkts im statischen Fall nicht zum gewünschten Erfolg führt. Es kann auf der Rotorseite erst relativ spät zwischen Abkommutierung und Regelung des Statorstroms anhand der induzierten Spannung unterschieden werden. Im dynamischen Fall könnte die Amplitude der Rotorspannung für eine Positionsidentifikation ausgewertet werden (Anhang 8). Damit wäre zumindest eine Unterscheidung zwischen Auf- und Abkommutierungsphase möglich. Allerdings variiert der statorseitige Abkommutierungswinkel mit dem Arbeitspunkt, sodass dieser auf der Rotorseite bekannt sein müsste um die Energieübertragung synchron mit der Abkommutierungsphase zu initiieren. Der variable Luftspalt erschwert die Auswertung der Rotorspannungsamplitude zur Identifikation der Rotorposition zusätzlich. Daher bietet sich für die Synchronisation eine Kommunikationsschnittstelle zwischen stator- und rotorseitiger Leistungselektronik an. Diese kann dann z.B. auf der einer Funkstrecke basieren, wie bei der NBP-Außentestanlage [POT05].

7.4.3 Einflussfaktoren auf die Energieübertragung

Die Energieübertragung vom Stator in die rotorseitige Versorgungseinheit ist sowohl vom mechanischen Arbeitspunkt, als auch von der rotorseitigen Zwischenkreisspannung abhängig. Diese Einflussfaktoren auf die Energieübertragung werden im Folgenden diskutiert. Die hier betrachteten dynamischen Arbeitspunkte werden am rotatorischen Prüfstand durch Messungen verifiziert. Dafür wurde der Rotor mit zwei Wicklungen und Schleifkontakten ausgestattet, welche an die rotorseitige Stromrichtertopologie (Abbildung 7.11) angeschlossen sind.

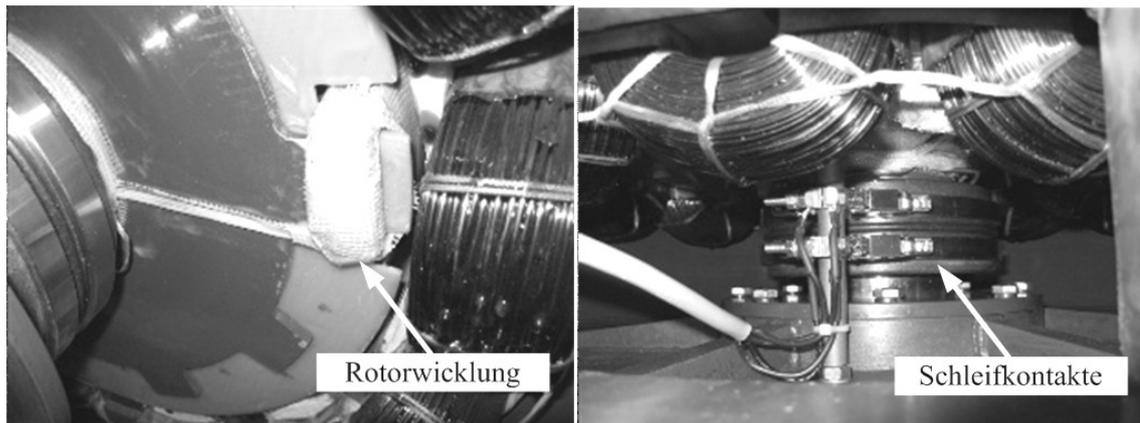


Abbildung 7.13: Erweiterung des rotatorischen Prüfstands um Rotorwicklungen und Schleifkontakte

Mehrphasige Erregung

Im dynamischen Betrieb sind während der Energieübertragung mindestens zwei Statorphasen aktiv (vergl. Kapitel 7.3.1). Abhängig vom mechanischen Winkel wird dadurch der Rotorstromgradient beeinflusst.

In Abbildung 7.14 ist die Koppelinduktivität zwischen ausgewählten Statorphasen (A, B, F) und der Rotorphase a dargestellt. Der quantitative Verlauf wurde sowohl mit FE-Analysen als auch durch Messungen am Prüfstand verifiziert und stellt trotz Vernachlässigung der Stromabhängigkeit eine akzeptable Näherung dar. In dieser Darstellung wird deutlich, dass die Nachbarphasen (B und F) einen winkelabhängigen Einfluss auf die Energieübertragung zwischen Phase A und a haben. Der Einfluss der Nachbarphasen wird größer, je weiter der Abkommutierungswinkel von der ausgerichteten Position entfernt ist. In Abbildung 7.15 sind die Stromverläufe bei einer Energieübertragung zwischen Statorphase A und Rotorphase a als auch der Einfluss der Nachbarphase F am rotatorischen Prüfstand dargestellt.

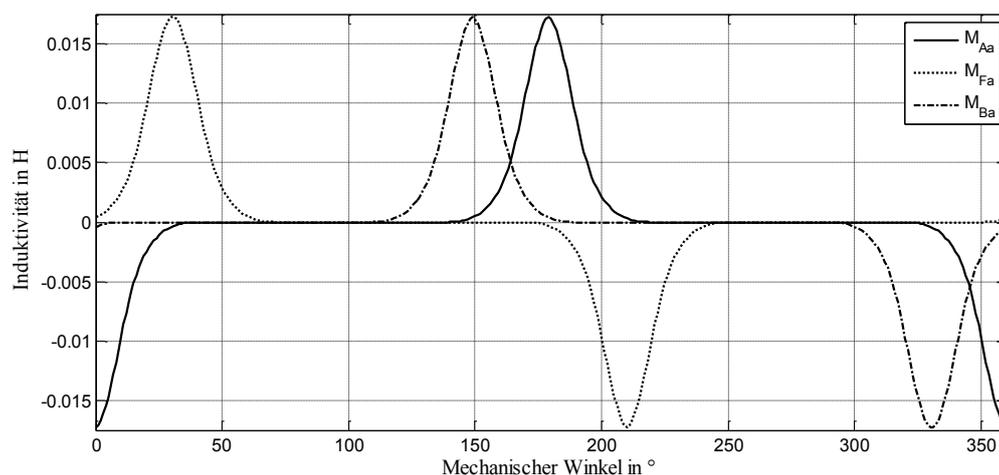


Abbildung 7.14: Koppelinduktivität zwischen Stator- und Rotorphase

Die Statorstromverläufe wurden durch das dSPACE-System aufgezeichnet, während der Rotorstrom i_a durch ein externes Oszilloskop erfasst wurde.

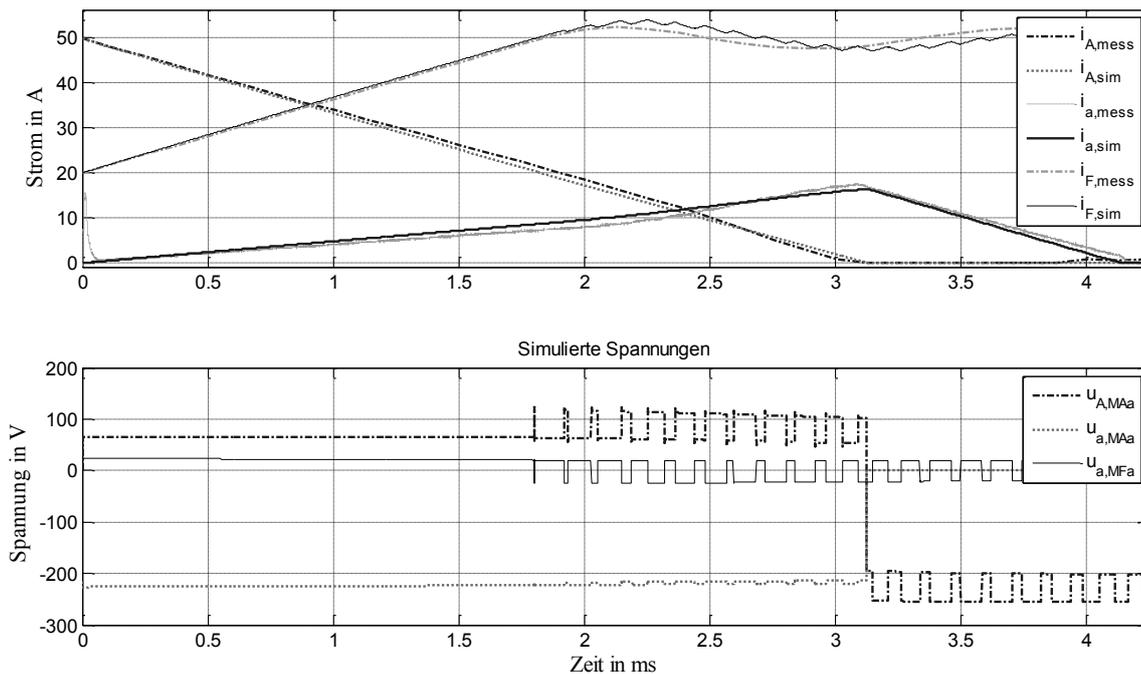


Abbildung 7.15: Energieübertragung bei einer Drehzahl von -50min^{-1}
Elektrische Kommutierungswinkel, statorseitig: $\varepsilon_{\text{on}} = 240.8^\circ$; $\varepsilon_{\text{off}} = 304^\circ$
Rotorseitige Zwischenkreisspannung: 150V

Den Stromverläufen wurden Simulationsergebnisse überlagert, die auf den ermittelten Koppelinduktivitäten beruhen. Die dabei simulierten Spannungsanteile geben Aufschluss auf den quantitativen Einfluss der Nachbarphase auf die Energieübertragung.

Exemplarisch wurde der PI-Regler so ausgelegt, dass es beim Einregeln des Statorstroms ($i_{\text{soll}} = 50\text{ A}$) zu einem deutlichen Überschwingen kommt. Die simulierte rotorseitige Koppelspannung $u_{a,\text{MFa}}$ zeigt den Anteil der Nachbarphasenstromänderung auf die rotorseitige Spannungsgleichung. Das Abklingen des Überschwingens verursacht einen effektiven Vorzeichenwechsel in der Koppelspannung $u_{a,\text{MFa}}$ und damit eine signifikante Änderung des Rotorstromgradienten. Die Änderung des Rotorstromgradienten hat wiederum einen direkten Einfluss auf den Betrag der übertragenen elektrischen Arbeit. Dieser Einfluss ist auch bei höheren Drehzahlen zu verzeichnen (siehe Anhang 7). In diesem Fall beeinflusst zusätzlich eine dritte Statorphase den Verlauf des Rotorstroms. Die starke Verkopplung der beteiligten Phasen während der Kommutierungsvorgänge untermauert die Aussage, dass sich eine allgemeine Berechnungsvorschrift für die Energieübertragung als beliebig komplex gestalten sollte.

Variation der rotorseitigen Zwischenkreisspannung

Der Versuchsaufbau der rotorseitigen Stromrichtertopologie (Abbildung 7.11) ermöglicht eine Variation der rotorseitigen Zwischenkreisspannung u_{Bat} . Diese hat wie im quasistatischen Fall bereits diskutiert (Gleichung (7.26), erweiterte Anforderungen: ANF_BE_9 und ANF_BE_10) einen direkten Einfluss auf den Rotorstromgradienten und damit auf die übertragene elektrische Arbeit.

Der rotorseitigen Leistungsflusssteuerung steht die rotorseitige Zwischenkreisspannung u_{Bat} als Stellgröße zur Verfügung. Allerdings hat u_{Bat} auch einen direkten Einfluss auf die stator-

und rotorseitigen Kommutierungszeiten und damit auf potentielle Drehmomentschwankungen.

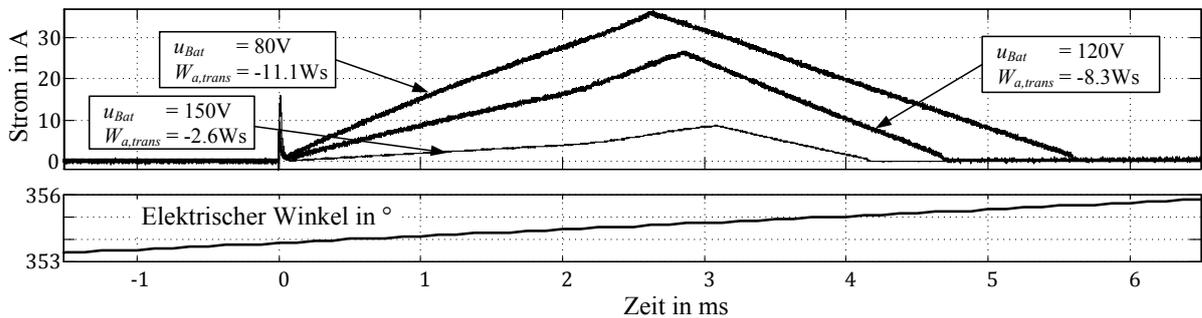


Abbildung 7.16: Rotorströme bei unterschiedlichen Spannungen und einer Drehzahl von 50min^{-1}

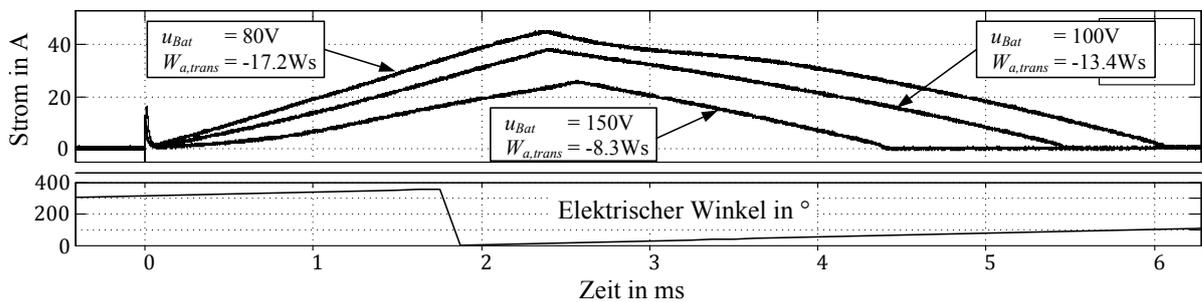


Abbildung 7.17: Rotorströme bei unterschiedlichen Spannungen und einer Drehzahl von 406min^{-1}

Die Abbildung 7.16 und Abbildung 7.17 zeigen Messergebnisse bei unterschiedlichen rotorseitigen Zwischenkreisspannungen und Drehzahlen. Die dabei übertragene Arbeit $W_{a,trans}$ wurde gemäß Gleichung (7.10) berechnet und wird von einer Rotorphase pro elektrische Periode T_{el} umgesetzt. Würden alle Rotorzähne mit Wicklungen ausgestattet, so könnte eine mittlere übertragbare Leistung²⁷ wie folgt berechnet werden:

$$\bar{P}_{\Sigma,trans} = m \cdot \frac{W_{a,trans}}{T_{el}} \quad \text{mit } m = 6 \quad (7.27)$$

In Abbildung 7.16 bei einer rotorseitigen Spannung von 80V entspräche die mittlere übertragbare Leistung $\bar{P}_{\Sigma,trans} \approx 550\text{W}$. Bei dieser Drehzahl und den entsprechenden Kommutierungswinkeln wird der rotorseitige Strom bei allen Zwischenkreisspannungen noch vor der ausgerichteten Position ($\varepsilon = 360^\circ$) abkommutiert, sodass der Rotorstrom kein negativ wirkendes Drehmoment generiert.

In Abbildung 7.17 bei einer rotorseitigen Spannung von 80V entspräche die mittlere übertragbare Leistung $\bar{P}_{\Sigma,trans} \approx 7\text{kW}$. Allerdings überschreiten die Rotorströme in diesem Fall deutlich die ausgerichtete Position, sodass ein negatives Drehmoment durch die Rotorströme erzeugt wird. Es ist daher von einer ungewollten Drehmomentschwankung auszugehen. Die signifikante Überschreitung der ausgerichteten Position bei höheren Drehzahlen kann durch eine größere Spannung u_{Bat} oder durch ein Vorziehen der statorseitigen Abkommutierungswinkel vermieden werden.

²⁷ Die Berechnung der mittleren übertragbaren Leistung $\bar{P}_{\Sigma,trans}$ ist eine Approximation unter der Voraussetzung, dass es keine leistungselektronischen Kopplungen zwischen den Rotorphasen gibt.

Fazit

Die übertragene, elektrische Arbeit wird durch mehrere Faktoren beeinflusst. Dabei kann man zwischen parasitären und konstruktiven Einflüssen unterscheiden. Als parasitären Einflussfaktor kann man die Verkopplung der statorseitigen Nachbarphasen mit der Rotorphase verstehen. Dieser Einfluss auf die Energieübertragung ist in allen Arbeitspunkten zu berücksichtigen. Allerdings ändert sich die Quantität des Einflusses mit den Auf- und Abkommutierungswinkeln. Diese komplexe Abhängigkeit der Energieübertragung vom mechanischen Arbeitspunkt und den Kommutierungswinkeln macht eine geschlossene und allgemeingültige Berechnungsvorschrift für die Energieübertragung beliebig kompliziert. Ein bisher nicht diskutierter, parasitärer Einflussfaktor ist der variable Luftspalt des Linearmotors. Die stochastische Variation des Luftspalts hat einen direkten Einfluss auf die Form der Koppelterme und damit auf die Energieübertragung.

Als konstruktiver Einflussfaktor steht der rotorseitigen Stromrichtertopologie die Zwischenkreisspannung u_{Bat} als Stellgröße zur Verfügung. Allerdings ist eine analytische apriori-Berechnung der Stellspannung zur Leistungsflusssteuerung aufgrund der vielen nicht messbaren Einflussfaktoren nicht realisierbar. Alternativ bietet sich eine kennfeldbasierte Steuerung der Energieübertragung an, welche auf einer Vermessung des beidseitig erregten geschalteten Reluktanzmotors beruht.

7.5 Der beidseitig erregte Betrieb

Die kontaktlose Energieübertragung kann sowohl die Kraftentwicklung als auch den Wirkungsgrad des Gesamtsystems beeinflussen. Während Letzteres ein positiver Nebeneffekt ist, soll die Kraftentwicklung möglichst nicht beeinflusst werden. Im Folgenden werden der erweiterte Wirkungsgrad η' , das erweiterte Arbeitsverhältnis λ' und die Schwankungsbreite der Kraftentwicklung für den gesamten Arbeitsbereich betrachtet. Zudem wird ein Konzept für das autonome Bahnfahrzeug der NBP-Testanlage mit linearem BEGRM vorgestellt.

7.5.1 Betriebsstrategie für die Energieübertragung

Die mittlere übertragbare Leistung $\bar{P}_{\Sigma,trans}$ verhält sich reziprok zur rotorseitigen Zwischenkreisspannung u_{Bat} . Eine Erhöhung der Energieübertragung geht demnach mit einer Reduzierung der Zwischenkreisspannung einher. Allerdings impliziert eine reduzierte Zwischenkreisspannung auch eine größere kumulierte Abkommutierungszeit $T_{\Sigma,ab}$ (Kapitel 7.4.1) und damit eine potentielle Vergrößerung der Drehmomentschwankungsbreite.

Die hier vorgestellte Betriebsstrategie basiert gemäß Anforderung ANF_BE_2 (Kapitel 7.2) beispielhaft auf der Drehmomentregelung mit unterlagerter Blockkommutierung (Kapitel 5.3.2). Allerdings kann der in Kapitel 5 verwendete Drehmomentschätzer bei dem BEGRM nicht verwendet werden. Das Online-Schätzverfahren beruht auf der Berechnung der verrichteten mechanischen Arbeit während einer elektrischen Periode (vergl. Abbildung 4.6). Dabei wird die in einer Phase umgesetzte elektrische Leistung über eine elektrische Periode gemäß (5.28) integriert. Bei dem BEGRM ergibt dieses Integral allerdings die Summe aus mechanischer Arbeit und Übertragungsarbeit W_{trans} analog zu Abbildung 7.2. Die Auswertung dieses Integrals durch Gleichung (5.29) würde bei einer Energieübertragung

demnach zu einem falschen Drehmomentschätzwert führen. Daher wird hier nur eine statorseitige Drehmomentsteuerung betrachtet. Für den betrachteten Arbeitsbereich wird dann messtechnisch eine minimal erlaubte rotorseitige Zwischenkreisspannung ermittelt, die keinen nennenswerten Einfluss auf die Drehmomentschwankungsbreite hat (gemäß Anforderung ANF_BE_3).

Die minimal erlaubte rotorseitige Zwischenkreisspannung bestimmt dann die arbeitspunktabhängige „maximal übertragbare mittlere Leistung“ der Betriebsstrategie (Abbildung 7.18).

Die in Abbildung 7.18 dargestellte maximal übertragbare mittlere Leistung $\bar{P}_{\Sigma,trans}$ beeinflusst sowohl den erweiterten Wirkungsgrad η' als auch das erweiterte Arbeitsverhältnis λ' positiv. Die quantitative Steigerung des erweiterten Wirkungsgrades und des erweiterten Arbeitsverhältnisses ist in Abbildung 7.19 dargestellt. Dabei ist eine deutliche Verbesserung im unteren Drehzahlbereich zu verzeichnen.

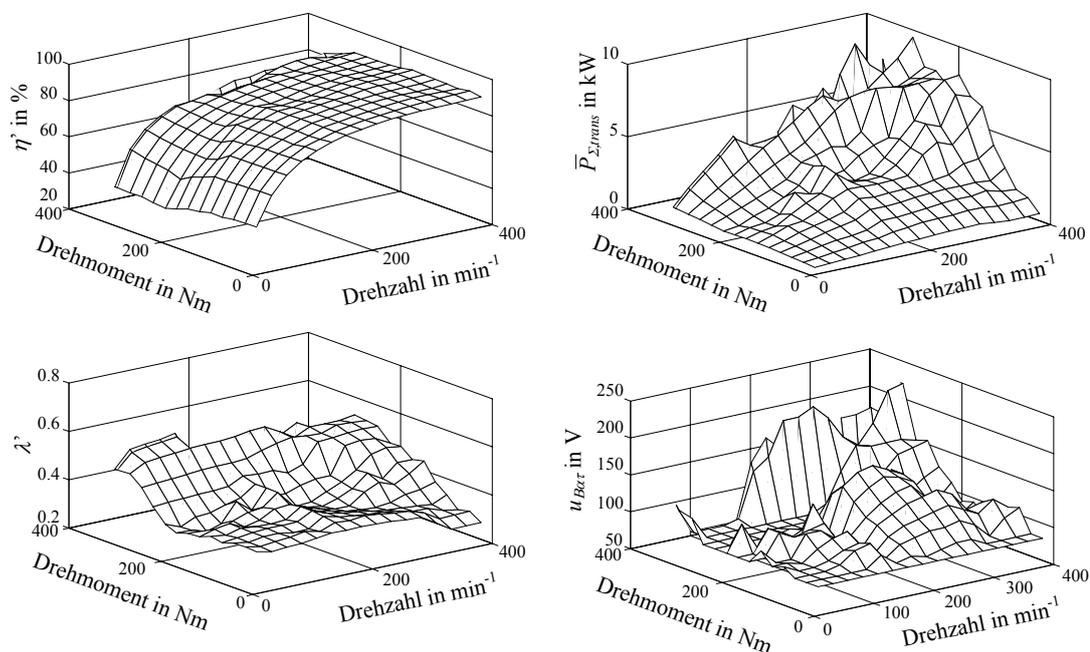


Abbildung 7.18: Messtechnische Ermittlung der minimal erlaubten, rotorseitigen Zwischenkreisspannung u_{Bat}

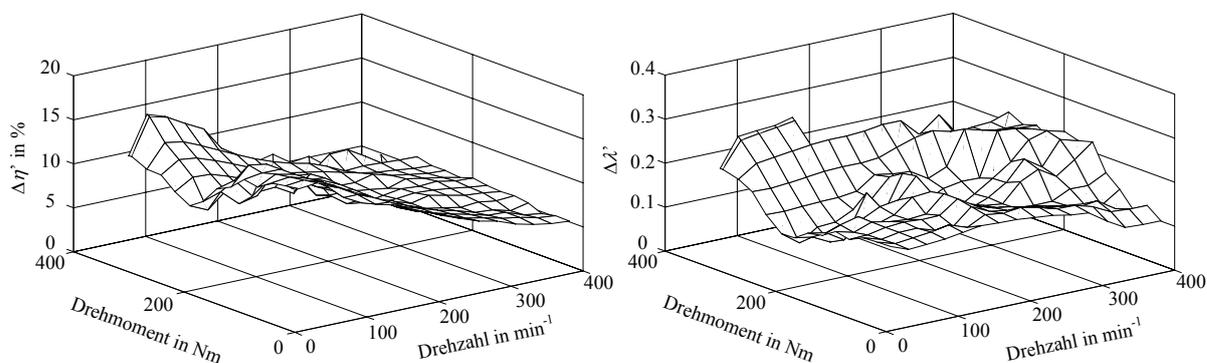


Abbildung 7.19: Steigerung des erweiterten Wirkungsgrades und des erweiterten Arbeitsverhältnisses durch die Energieübertragung

Die Betriebsstrategie basiert also auf einer Limitierung der rotorseitigen Zwischenkreisspannung, um Anforderung ANF_BE_3 in keinem Arbeitspunkt zu verletzen. Das rotorseitige Energiemanagement kann damit den Leistungsbedarf durch eine Differenzspannung Δu steuern. Diese Differenzspannung wird dann von einer Maximalspannung $u_{Bat,max}$ abgezogen und ergibt die unbegrenzte Sollzwischenkreisspannung u_{Bat}^* . Die Maximalspannung liegt auf einem entsprechend hohem Niveau, sodass bei diesem Wert in keinem Fall ein rotorseitiger Leistungsfluss stattfinden kann. Das Unterschreiten der Sollzwischenkreisspannung wird durch ein Lookup-Table mit den minimal erlaubten rotorseitigen Zwischenkreisspannungen abgefangen (Abbildung 7.20).

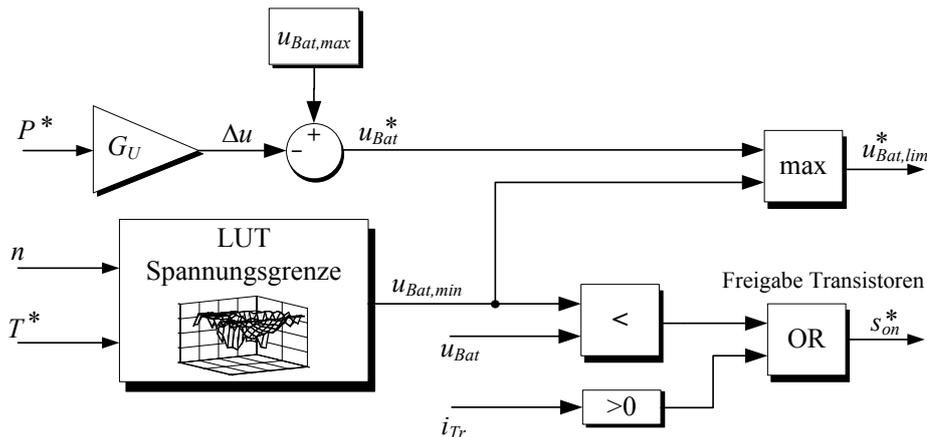


Abbildung 7.20: Begrenzung der Leistungsflusssteuerung durch kennfeldbasierte Limitierung der rotorseitigen Zwischenkreisspannung $u_{Bat,lim}^*$

Die so realisierte Leistungsflusssteuerung hat allerdings den Nachteil, dass die Zeitkonstanten des Zwischenkreisregelkreises deutlich größer sind als die der Drehmomentsteuerung. Legt man die Zeitkonstante von 80,06 ms des Spannungsregelkreises der in [POT05] realisierten Zwischenkreisregelung zugrunde, so kann sich der Drehmomentsollwert geändert haben, bevor die rotorseitige Sollspannung eingeregelt wurde. Bei einer sprungförmigen Drehmomentsollwertänderung könnte die rotorseitige Zwischenkreisspannung demnach nicht folgen und es käme zu einer kurzzeitigen Unterschreitung der minimal erlaubten Spannung und potentiell zu einer Drehmomentschwankung. Um dieser ungewollten Drehmomentschwankung vorzubeugen, wird die Freigabe der rotorseitigen Leistungsschalter durch einen Vergleich der Istspannung mit der minimal erlaubten Spannung im Arbeitspunkt verifiziert. Das Sperren der Transistoren (T_{r1}, T_{r2} in Abbildung 7.11) erfolgt aus Sicherheitsgründen erst bei Stromfreiheit. Diese Maßnahmen sind zur Erfüllung der Anforderung ANF_BE_3 notwendig, auch wenn daraus eine Unstetigkeit im Leistungsfluss entsteht. Dieser Unstetigkeit kann zum einen durch eine entsprechende Limitierung der Drehmomentänderungsrate begegnet werden, welche allerdings wiederum vom potentiell vorhandenen Geschwindigkeitsregelkreis abhängig ist. Zum anderen besteht die Möglichkeit ein Toleranzband für kurzzeitige Abweichungen zu implementieren, sodass kleine Änderungen in der Drehmomentschwankungsbreite kurzzeitig erlaubt werden.

Die hier vorgestellte Betriebsstrategie kann bei kleinen Drehzahlen oder Drehmomenten nur einen relativ geringen Leistungsfluss in die rotorseitigen Energiespeicher realisieren (vergl. Abbildung 7.18). Um einen soliden Energiehaushalt auf dem Bahnfahrzeug zu gewährleisten, ist demnach eine Planung notwendig, die bei größeren mechanischen Leistungen (Steigung in der Strecke, Beschleunigung) die Energiespeicher entsprechend auflädt um den niedrigen Leistungsfluss bei Konstantgeschwindigkeitsfahrten zu kompensieren.

7.5.2 Konzept für das autonome Bahnfahrzeug

Im Folgenden wird ein Konzept für die Integration des linearen BEGRM in das betrachtete Bahnfahrzeug analog zum DGALM in Kapitel 2.2 vorgestellt.

Ähnlich wie der DGALM muss auch der hier betrachtete lineare BEGRM mit stator- und läuferseitigen Wicklungen ausgestattet werden (Abbildung 2.3). Eine offensichtliche Herausforderung bei aktiven Statorelementen ist die Synchronisation der streckenseitigen Umrichter mit dem fahrzeugseitigen Stromrichter. Wie bereits diskutiert ist eine messtechnische Erfassung des statorseitigen Abkommutierungszeitpunkts nicht eindeutig. Daher ist ein Kommunikationskanal zwischen der Strecke und dem RailCab notwendig. Da dieser Kommunikationskanal zur Synchronisation auch für den DGALM notwendig war, hat Pottharst (vergl. [POT05]) für die NBP-Außentestanlage eine synchrone Funkstrecke mit Feldbus aufgebaut und verifiziert. Diese Funkstrecke soll auch für den linearen BEGRM genutzt werden, allerdings müssten dafür die zu übertragenden Daten angepasst werden. Da das Fahrzeug selbst über eine Positionsidentifikation (Kapitel 6.2) verfügt, wird über das Funktelegramm die Fahrzeugposition, Fahrzeugsollgeschwindigkeit und die Sollvorschubkraft zyklisch synchronisiert. Die aus der Position und der Sollvorschubkraft resultierenden Regelungsgrößen (Strom, Kommutierungswinkel) werden sowohl strecken- als auch fahrzeugseitig mittels Datentabellen ermittelt. Die streckenseitige Regelungseinheit berechnet dann mittels der Solldrehzahl und einem Integrator den elektrischen Winkel des Linearmotors, welcher zyklisch mit der übermittelten aktuellen Fahrzeugposition synchronisiert wird (Abbildung 7.21).

Bei der in [POT05] realisierten synchronen Funkstrecke mit Feldbus können alle 41,8 ms die Statorsollwerte verstellt werden. Da sich bei dem hier betrachteten BEGRM die Lage- und Geschwindigkeitsregelung auf dem Fahrzeug befindet, muss die Funkstreckentotzeit bei der Auslegung des Regelkreises berücksichtigt werden. Die große Totzeit und die Abhängigkeit von der Funkübertragungsqualität setzt eine zusätzliche mechanische Bremsanlage im Fahrzeug voraus, die in einer Notsituation von der fahrzeugseitigen Regelungseinheit betätigt werden kann. Damit kann das Fahrzeug zwar auch bei Ausfall der Funkstrecke in einen sicheren Zustand überführt werden, allerdings ist in diesem Fall ein erneutes Anfahren unmöglich. Eine funktionierende Funkstrecke ist demnach obligatorisch für den Betrieb des Fahrzeugs.

Fahrzeugspezifische Untersuchungen zur Streckensynchronisation, Geschwindigkeits- und Lageregelung, sowie zum Energiemanagement des NBP-Versuchsfahrzeugs werden in [POT05] behandelt. In dieser Arbeit wird ausschließlich der Einsatz eines linearen geschalteten Reluktanzmotors als alternativer Traktionsantrieb für das RailCab diskutiert. Abbildung 7.21 veranschaulicht dazu das Integrationskonzept des BEGRM in die NBP-Außentestanlage für die in Abbildung 2.3 dargestellte Linearmotorvariante mit kontaktloser Energieübertragung. Allerdings können mit dieser Variante keine Relativgeschwindigkeiten zwischen den Fahrzeugen gefahren werden.

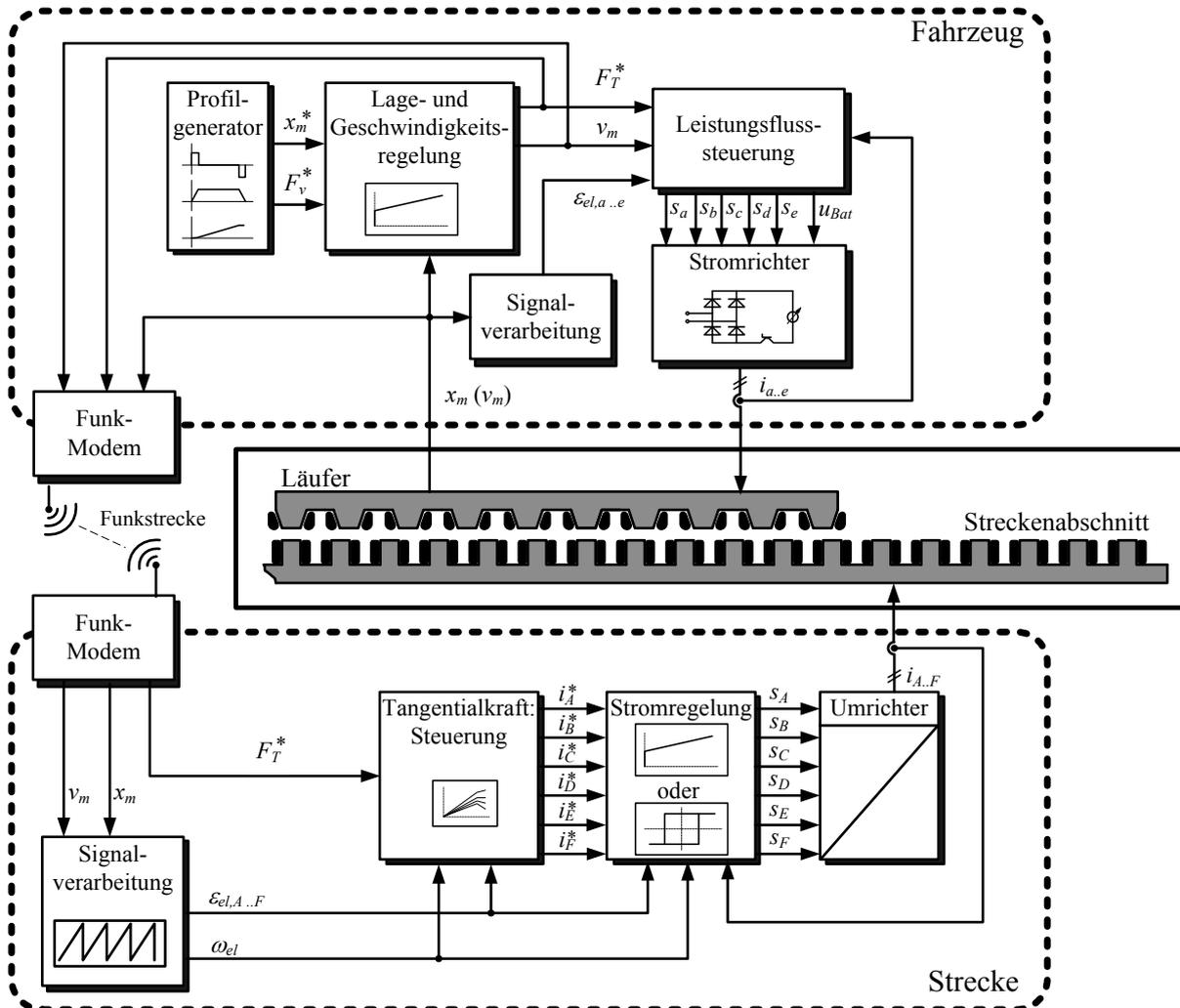


Abbildung 7.21: Konzept des beidseitig erregten geschalteten Reluktanzlinearmotors

7.6 Bewertung des BEGRM

Die Motivation für die Entwicklung des BEGRM beruht auf dem NBP-Systemgedanken, elektrische Energie kontaktlos in das Fahrzeug zu übertragen. Diese Anforderung wird mit der vorgestellten Stromrichtertopologie, der Betriebsstrategie und den zusätzlichen Wicklungen durch den beidseitig erregten geschalteten Reluktanzantrieb erfüllt. Allerdings impliziert die kontaktlose Energieübertragung eines Bahnfahrzeugs durch den linearen BEGRM auch, dass die Energieversorgung durch die Elektrifizierung der Strecke erfolgen muss. Damit sind hohe Installationskosten und ein sehr großer Installationsaufwand verbunden. Darüber hinaus ist auch die Synchronisation der stator- und fahrzeugseitigen Leistungsteile aufwändig und gegenüber Störungen des Kommunikationskanals wenig robust. Die Leistungsflusssteuerung ist auf eine schnelle Regelung der fahrzeugseitigen Zwischenkreisspannung angewiesen, um Energieversorgungslücken bzw. Kraftschwankungen minimal zu halten.

Die Kraftregelung bzw. -steuerung wird durch die vorgestellte Betriebsstrategie nicht nennenswert beeinflusst, sodass die Energieübertragung auch bei Einsatz einer Arbeitspunktbestimmung für einen einseitig erregten geschalteten Reluktanzmotor möglich ist. Allerdings gilt das vornehmlich für Kraftregelungen mit blockförmigen Stromprofilen und deterministischen Abkommutierungswinkeln. Bei optimalen Stromprofilen wie in Kapitel

5.3.1 ohne eindeutigen Abkommutierungswinkel, kann die vorgestellte Betriebsstrategie einen negativen Einfluss auf das Folgeverhalten der Stromregelung und damit auf die Drehmomentschwankungsbreite haben.

Die in Abbildung 7.18 ermittelten Spannungen und übertragbaren Leistungen beziehen sich auf einen konstanten Luftspalt von 12 mm. Eine Variation des Luftspalts hätte sowohl einen Einfluss auf die Energieübertragung als auch auf die Kraftschwankungen. Eine Betriebsstrategie für einen variablen Luftspalt müsste demnach mit einem dreidimensionalen Kennfeld (Abbildung 7.20) für die minimal erlaubte rotorseitige Zwischenkreisspannung realisiert werden. Die Eingangsgrößen des Kennfeldes sind demzufolge neben der Geschwindigkeit und der Kraft auch der Luftspalt, der dann entweder geschätzt oder gemessen werden muss.

Die Kombination des BEGRM mit einer direkten Drehmomentregelung (DITC, siehe [IND02]) impliziert zumindest einen Fehler im geschätzten Drehmoment, da dieses auf Basis der statorseitigen Verkettungsflüsse und einem konstanten Luftspalt bestimmt wird. Ein rotorseitig erregter Flussanteil oder ein variierender Luftspalt finden bei dieser Realisierung keine Berücksichtigung.

Die hier vorgestellte Betriebsstrategie für den BEGRM hat neben der kontaktlosen Energieübertragung auch den Vorteil, dass sie die statorseitigen Leistungshalbleiter besser ausnutzt. Im einseitig erregten Betrieb werden durch den großen Luftspalt nur sehr kleine Arbeitsverhältnisse erreicht. Das bedeutet, dass der größte Teil der Magnetisierungsenergie in der Abkommutierungsphase wieder in die statorseitige Versorgungseinheit zurück gespeist wird. Beim beidseitig erregten Betrieb wird ein Teil dieser Rückspeisearbeit in den beweglichen Teil des Motors übertragen, sodass die Bilanz für die Halbleiterausnutzung deutlich verbessert ausfällt. Desweiteren kann die übertragene elektrische Arbeit in den Wirkungsgrad mit eingerechnet werden. Diese Erweiterung der Wirkungsgraddefinition wirkt sich besonders positiv auf den Teillastbetrieb aus. Allerdings müssen auch die Verluste der betrachteten rotorseitigen Stromrichtertopologie mit in die Bewertung aufgenommen werden. Dabei wirken sich vor allem die parasitären Umladevorgänge und die erhöhten Durchlassverluste in der Vollbrücke negativ aus.

Die kontaktlose Energieübertragung mit dem linearen BEGRM und der vorgestellten Betriebsstrategie ist zusammenfassend nur mit Einschränkungen und erhöhtem Installationsaufwand möglich. Dabei ist aber eine Steigerung des Wirkungsgrades und des Arbeitsverhältnisses möglich, ohne nennenswerten Einfluss auf die Kraftentwicklung. Allerdings ist mit dem vorgestellten Konzept des BEGRM kein Konvoibetrieb zu realisieren, da der streckenseitige Umrichter nur eine Frequenz für alle auf dem Streckenabschnitt befindlichen Fahrzeuge einstellen kann. Die für den Konvoibetrieb notwendigen Relativgeschwindigkeiten zwischen den Fahrzeugen sind somit nicht möglich.

Dennoch motivieren die positiven Eigenschaften den Einsatz des hier vorgestellten Konzepts auch für andere Anwendungen. Der hohe Installationsaufwand ist durch die Ausführung als Linearmotor und der daraus folgenden Elektrifizierung der Bahnstrecke bedingt. Bei einem wesentlich kürzeren Linearmotor würden die Installationskosten nicht so negativ ins Gewicht fallen. So bietet sich z.B. der Einsatz eines linearen BEGRM als Antrieb für einen Aufzug an. Die kontaktlos übertragene Energie kann für die Klimatisierung und Beleuchtung der Fahrgastzelle genutzt werden. Linearantriebe haben keine limitierende Höhe, so können sie für sehr hohe Gebäude oder im Bergbau eingesetzt werden [LLK06] [YOW96].

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde die Eignung des linearen geschalteten Reluktanzmotors (LGRM) als Traktionsantrieb für ein autonomes Bahnfahrzeug der Neuen Bahntechnik Paderborn diskutiert. Aus dem NBP-Systemgedanken wurden dazu Anforderungen an den Antrieb formuliert, aus denen verschiedene Ausführungsformen des Reluktanzmotors abgeleitet wurden. Neben der Erfüllung der Anforderungen wurde auch die Robustheit gegenüber einem variablen Luftspalt bewertet. Letzterer resultiert aus den Installationstoleranzen und den Alterungserscheinungen eines Linearmotors in der betrachteten Bahnanwendung.

Auf Basis der Anforderungen wurde ein 6-phasiger, linearer geschalteter Reluktanzmotor (LGRM) mit aktivem Läufer und passivem Stator prototypisch aufgebaut. Darüber hinaus wurde für Messungen mit großen Verfahrwegen dieses Motorkonzept auch als rotatorischer Prüfstand aufgebaut. Da der Einfluss des variablen Luftspalts auf das Betriebsverhalten nicht in allen Arbeitspunkten an den Prüfständen untersucht werden konnte, wurde dafür ein detailliertes Simulationsmodell entwickelt und verifiziert. Das Simulationsmodell beinhaltet das Reluktanzmotormodell, die Regelung und ein Streckenmodell der Außentestanlage, sodass der Einfluss des variierenden Luftspalts auf die Regelung des Antriebs bewertet werden konnte. Dazu wurden drei Regelungskonzepte diskutiert, die alle auf einer Kraftregelung mit unterlagerten Stromregelung beruhen und sich lediglich durch die Arbeitspunktbestimmung unterscheiden. Für den wirkungsgradoptimalen Betrieb wurde dazu eine Arbeitspunktbestimmung entwickelt, die auf den Lösungen eines Optimalsteuerungsproblems beruht. Darauf aufbauend wurde eine zweite Arbeitspunktbestimmung mit Blockkommutierung entwickelt. Bei diesem Konzept werden durch die arbeitspunktabhängigen Parameter Sollstrom, Auf- und Abkommutierungswinkel blockförmige Stromsollwertprofile generiert. Als dritte Variante einer Arbeitspunktbestimmung wurden die Verteilungsfunktionen diskutiert. Diese unterscheidet sich deutlich von den ersten beiden Konzepten, da die Stromsollwerte online über eine Funktion berechnet werden. Die drei betrachteten Konzepte wurden hinsichtlich Wirkungsgrad, Kraftschwankung und Robustheit gegenüber einem variablen Luftspalt bewertet. Im Gegensatz zu den großen Kraftschwankungen der Blockkommutierung und den geringen Wirkungsgraden der Verteilungsfunktionen, wies die Arbeitspunktbestimmung auf Basis der Optimalsteuerung auch bei variablem Luftspalt durchweg eine geringe Kraftschwankung bei vergleichsweise hohem Wirkungsgrad auf. Mit dem geschalteten Reluktanzmotor konnte ein Motorwirkungsgrad von bis zu 81 % bei Nenngeschwindigkeit erreicht werden. Dieser ist allerdings im Vergleich zu den konventionellen Permanent-Synchronmaschinen moderner Bahnfahrzeuge relativ gering und auf den großen Luftspalt von 12 mm zurückzuführen.

Analog zur Arbeitspunktbestimmung wurden zwei unterlagerte Stromregelungskonzepte entworfen und hinsichtlich Robustheit gegenüber einem variablen Luftspalt bewertet. Bei dem betrachteten PI-Regler mit Parameteradaptation (Gain Scheduling) und EMK-Vorsteuerung führte die betrachtete stochastische Luftspaltänderung unter anderem zu einer fehlerhaften Vorsteuerung der EMK, während die Luftspaltänderung beim Hystereseregler zu einer fehlerhaften Online-Berechnung der Hysteresebandgrenzen führte. Im Rahmen dieser Arbeit wurden entsprechende Maßnahmen entwickelt und verifiziert, sodass beide Stromregler ein

stabiles Verhalten auch bei variierendem Luftspalt aufwiesen. Erwartungsgemäß wies der 3-Punkt Hystereseregler die geringsten Schaltverluste auf und sollte für einen wirkungsgradoptimalen Betrieb verwendet werden.

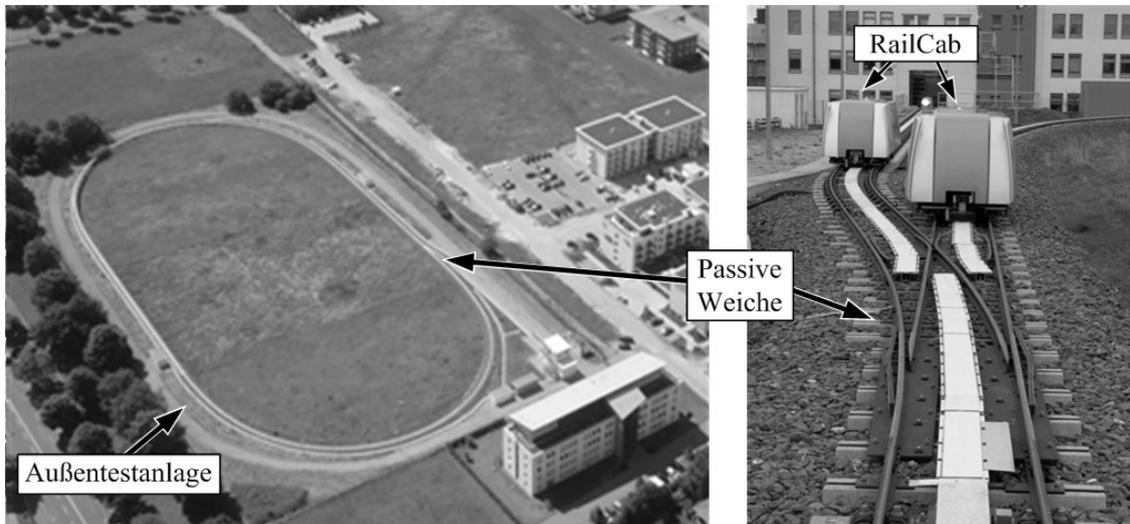
In der vorliegenden Arbeit wurde die Fehlertoleranz des Antriebs bei fehlerhafter Leistungselektronik, Motor oder Sensorik diskutiert. Der mehrphasige geschaltete Reluktanzmotor konnte dabei als deutlich fehlertoleranter als konventionelle Drehstromantriebe identifiziert werden. Das gilt speziell für den Ausfall einer Phase durch einen defekten Leistungshalbleiter oder einen Wicklungsschaden. Dieser sicherheitsrelevante Vorteil des LGRM konnte mit einem angepassten Regelungskonzept basierend auf einer Blockkommutierung gezeigt werden. Allerdings wurde auch gezeigt, dass der geschaltete Reluktanzmotor deutlich sensibler auf einen Fehler in der Positions- oder Winkelbestimmung reagiert.

Um auch die vom NBP-System geforderte inhärente, kontaktlose Energieübertragung mit dem geschalteten Reluktanzmotor abbilden zu können, wurde eine neuartige Ausführungsform des Reluktanzmotors entwickelt und prototypisch aufgebaut. Dieses Reluktanzmotorkonzept basiert sowohl auf einem aktiven Stator als auch auf einem aktiven Läufer und wird in dieser Arbeit als beidseitig erregter geschalteter Reluktanzmotor (BEGRM) bezeichnet. Für die kontaktlose, Energieübertragung ins Fahrzeug wurde neben einer sekundären Stromrichtertopologie auch eine entsprechende Betriebsstrategie entwickelt und prototypisch realisiert. Zudem ist das hier vorgestellte Regelungskonzept auch für einseitig erregte Reluktanzmotoren (z.B. LGRM) anwendbar, sodass ein universeller Betrieb möglich ist. Mit der zusätzlichen Energieübertragung konnte eine Verbesserung des Wirkungsgrades und der Halbleiterausnutzung, ohne nennenswerten Einfluss auf die Kraftentwicklung erreicht werden. Allerdings ist mit dem vorgestellten Konzept des BEGRM kein Konvoibetrieb zu realisieren.

Der direkte Vergleich des LGRM mit dem doppeltgespeisten Asynchronlinearmotor (DGALM) der RailCabs ist aufgrund der fehlenden kontaktlosen Energieübertragung nur bedingt zulässig. Dennoch konnte gezeigt werden, dass der betrachtete LGRM einen höheren Motorwirkungsgrad als der DGALM aufweist. Mit der Weiterentwicklung des LGRM zum BEGRM konnte zwar eine inhärente, kontaktlose Energieübertragung gewonnen werden, allerdings auf Kosten des Konvoibetriebs. Eine vollständige Substitution aller Eigenschaften des DGALM durch ein alternatives Motorkonzept konnte demnach nicht erreicht werden.

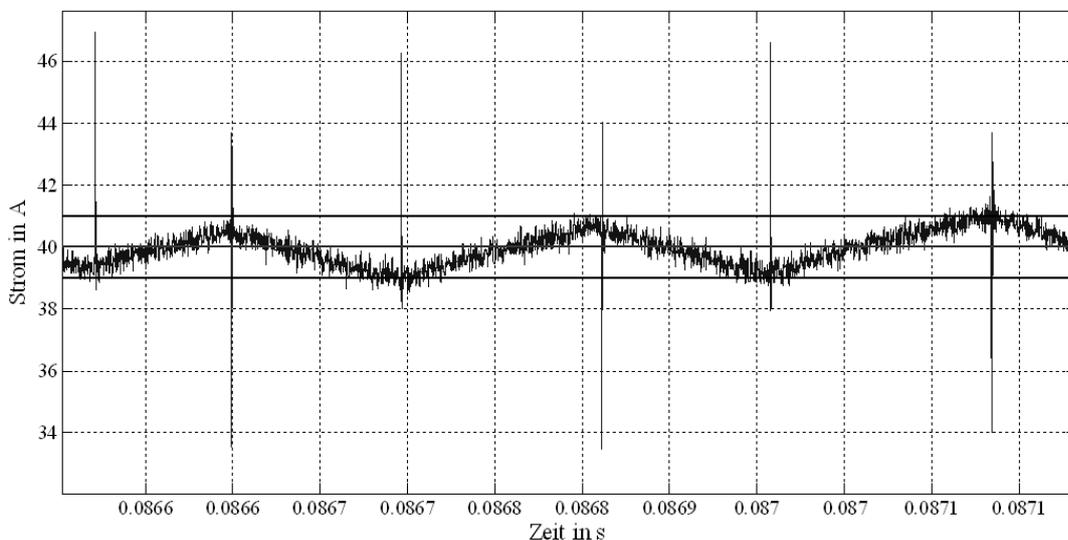
Anhang

A 1. Außentestanlage des NBP-Projekts



Anhang 1: Außentestanlage, RailCabs und passive Weiche des NBP-Projekts

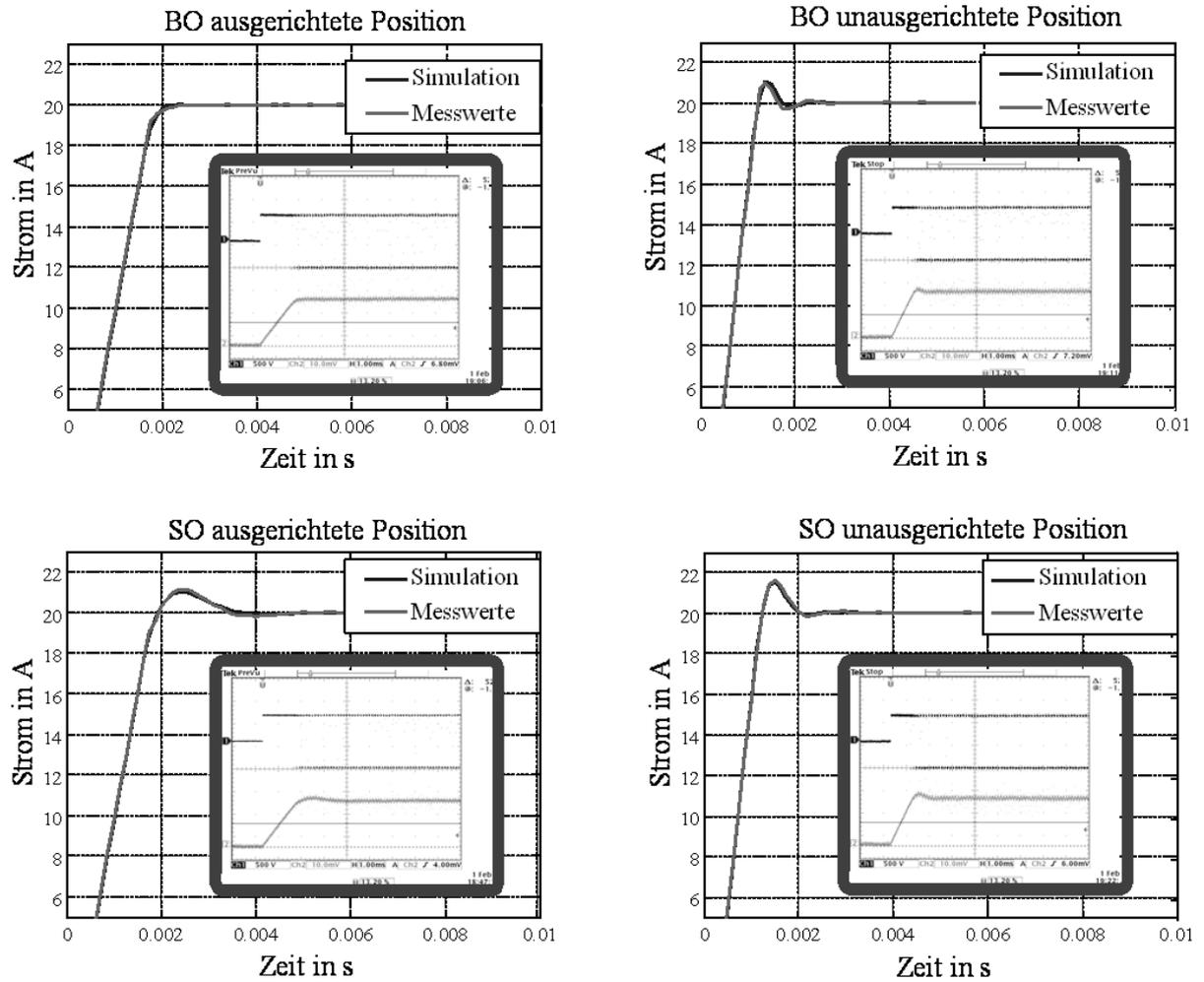
A 2. Prüfstandsmesswerte zur FPGA-basierten Stromregelung



Anhang 2: Stromspitzen in der FPGA-basierten Messwerterfassung

In Anhang 2 ist exemplarisch ein Stromsignal dargestellt, welches mit einem Oszilloskop aufgenommen wurde. Auffällig sind neben dem Messrauschen auch die Stromspitzen, die beim Wechsel zwischen Auf- und Abkommutierung des Stroms auftreten. Die Stromspitzen entstehen demnach während der Schaltvorgänge und würden die angedeuteten Stromgrenzen des Hystereseregler in Anhang 2 überschreiten. Ursache für die Stromspitzen sind die Umladevorgänge der parasitären Kapazitäten in den Halbleitern. Würde dieses Stromsignal ungefiltert dem FPGA-basierten Hysteresestromregler zugeführt, würden die Stromspitzen ungewollte Schaltvorgänge auslösen. Im schlimmsten Fall führt das zu einer so hohen Schaltfrequenz, dass der IGBT Schaden nimmt.

A 3. Prüfstandsmesswerte zum PI-Regler

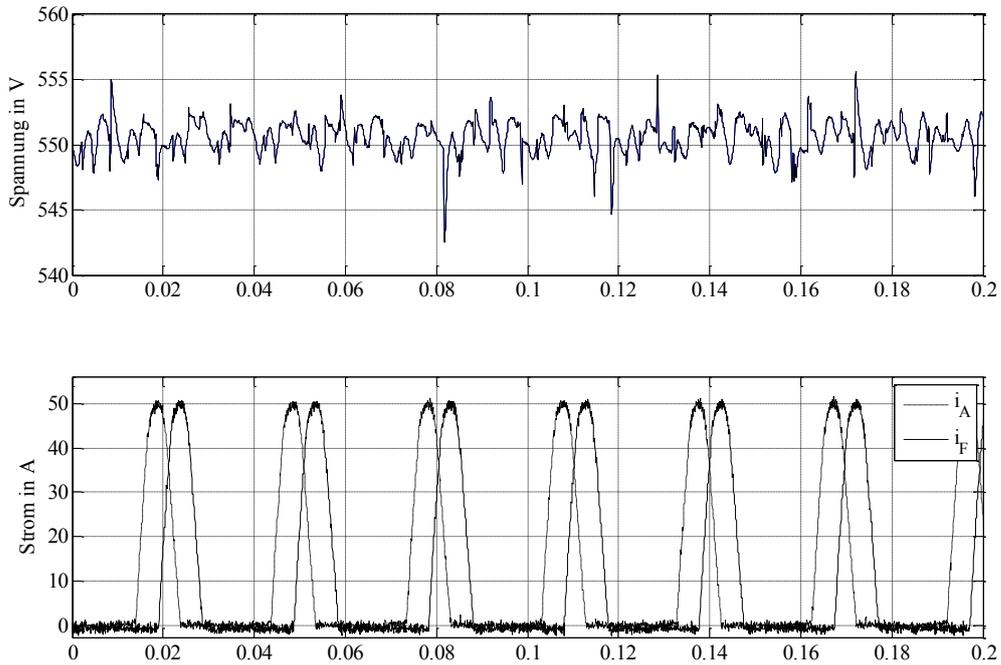


Anhang 3: Vergleich zwischen Messwerten und Simulation mit PI-Regler im Stillstand

Großes Bild: Simulation vs. dSPACE-Messdaten

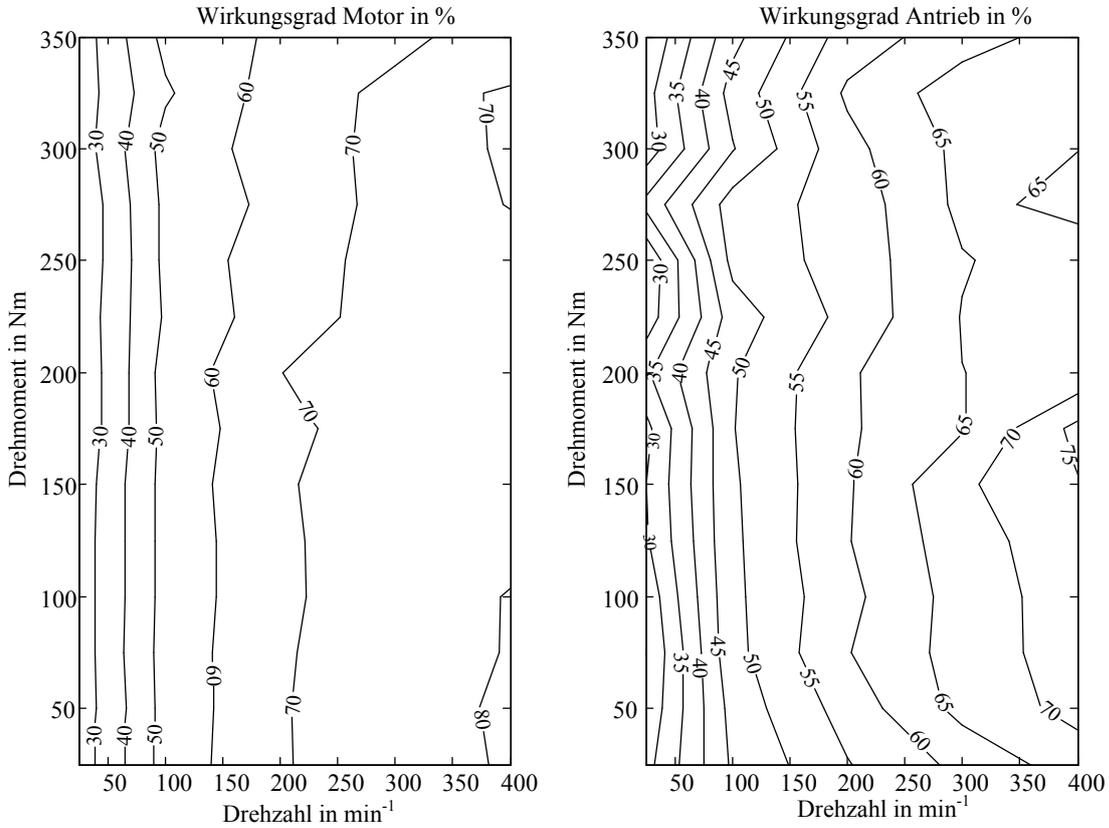
Bild in Bild: Messungen mit Oszilloskop

A 4. Prüfstandsmesswerte zur Optimalsteuerung



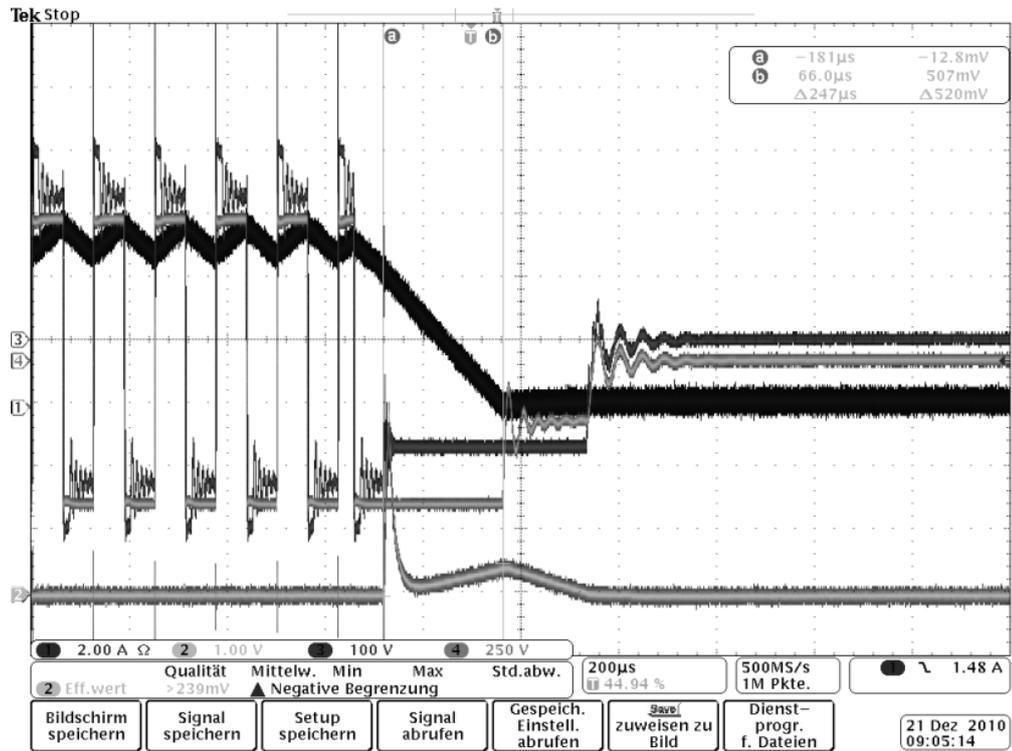
Anhang 4: Messung der Zwischenkreisspannung bei optimalen Stromprofilen

A 5. Prüfstandsmesswerte zur Blockkommutierung

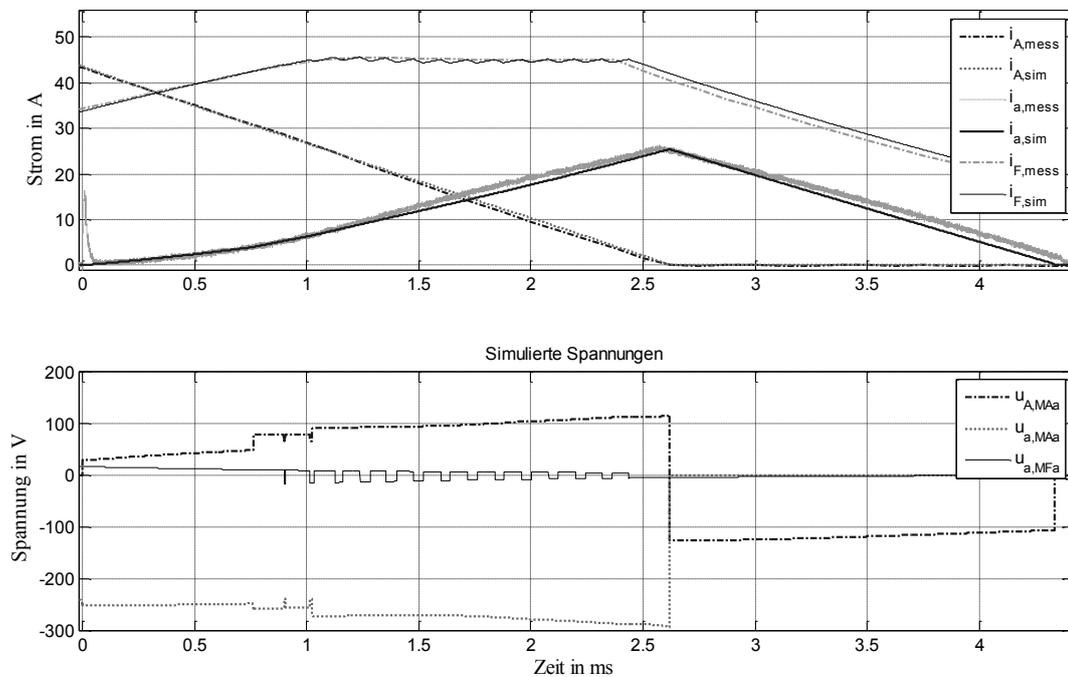


Anhang 5: Messung der Wirkungsgrade für Motor und Antrieb bei blockförmigen Stromprofilen

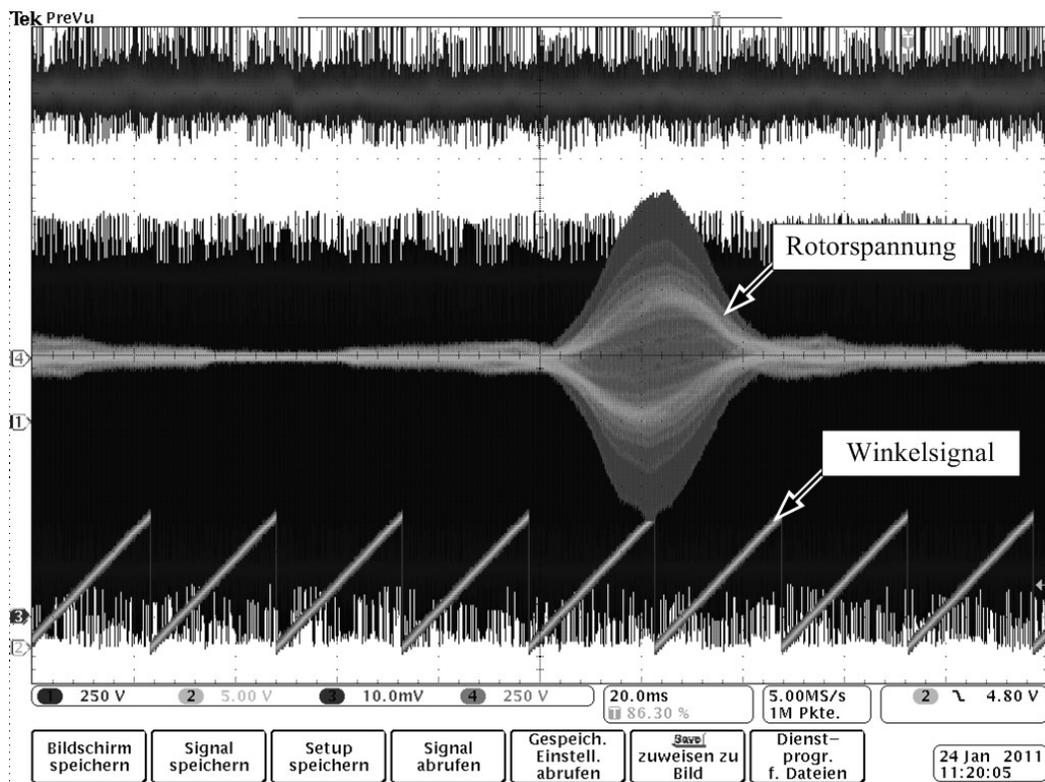
A 6. Prüfstandsmesswerte zum BEGRM



Anhang 6:Umladevorgänge und Energieübertragung in der Abkommutierungsphase (Linearmotorprüfstand)



Anhang 7: Energieübertragung bei einer Drehzahl von -406min^{-1}
 Elektrische Kommutierungswinkel, statorseitig: $\epsilon_{\text{on}} = 210.7^\circ$; $\epsilon_{\text{off}} = 317.5^\circ$
 Rotorseitige Zwischenkreisspannung: 150V



Anhang 8: Gemessene Rotorspannung bei einem konstanten Statorstrom von 40 A (Phase A) und einer Drehzahl von 200 min^{-1}

Glossar

ADC	Analog to Digital Converter
ARW	Anti-Reset Windup
BEGRM	Beidseitig erregter geschalteter Reluktanzmotor
BO	Betragsoptimum
CIC-Filter	Cascaded-Integrator-Comb-Filter
DGALM	doppelt gespeister Asynchronearmotor
EMK	Elektromotorische Gegenspannung
FEA	Finite Element Analyse
FEM	Finite Element Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array
GRM	Geschalteter Reluktanzmotor
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IIR	Infinite Impulse Response Filter
Ipopt	Open Source-Software für nichtlineare Optimierung
LE	Leistungselektronik
LGRM	Linearer geschalteter Reluktanzmotor
LIM	Linear Induktion Motor
LWL	Lichtwellenleiter
NBP	Neue Bahntechnik Paderborn
NAG	Numerical Algorithms Group
RailCab	Autonomes Schienenfahrzeug, NBP-Projekt
SO	Symmetrisches Optimum

Literaturverzeichnis

- [ANS09] Ansoft Corporation: *user`s guide – Maxwell 3D*, REV4.0, Software Version 12.1, Pittsburgh, USA, 2009
- [BBV00] Bae, H.K.; Lee, B.S.; Vijayraghavan, P.; Krishnan, R.: *Linear Switched Reluctance Motor: Converter and Control*, IEEE Transaction on Industry Applications, Volume 36, No. 5, 2000
- [BEK07] Bekiesch, J.: *Sensorloser Betrieb einer Geschalteten Reluktanzmaschine*, Dissertation, Universität Siegen, 2007
- [BLV00] Bae, H.-K.; Lee, B.-S.; Vijayraghavan, P.; Krishnan, R.: *A Linear Switched Reluctance Motor: Converter and Control*, IEEE Transactions on Industry Application, Journal Article, 2000
- [BKR99] Blaabjerg, F.; Kjaer, P.C.; Rasmussen, P.O.; Cossar, C.: *Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 14, Issue 3, 1999
- [BOE10] Böcker, J.: *Mechatronik und elektrische Antriebe*, Skript zur Vorlesung, Stand 2010, www.lea.upb.de, 2010
- [BRA93] Brauer, J. R.: *What every engineer should know about finite element analysis*, Bd. 31. 2. ed., rev and expanded, Dekker, 1993
- [BSM01] Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A.; Musiol, G.; Mühlig, H.: *Taschenbuch der Mathematik*, 5., überarbeitete Auflage, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 2001
- [BUC10] Buchholz, O.: *FPGA-basierte Regelung eines geschalteten Reluktanzmotors mit Delta-Sigma-Wandlern zur Messwerterfassung*, Diplomarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2010
- [CHE09] Cheblokov, A.: *Untersuchung verschiedener Stromregler für einen sechssträngigen geschalteten Reluktanzmotor*, Masterarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2009
- [CPP05] Càrdenas, M.; Pena, R.; Perez, M.; Clare, G.; Asher, P.; Wheeler, P.: *Control of a Switched Reluctance Generator for Variable-Speed Wind Energy Applications*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 20, Issue 4, 2005
- [DK05] Diemar, U.; Kallenbach, E.: *Die Anwendung des Lagrange-Formalismus zum Entwurf mechatronischer Systeme*, Mechatronik-Tagung – Innovative Produktentwicklung, VDI-Bericht 1892. Teil 1, S. 295-314, Wiesloch, 2005

- [ERW01] Erickson, R.W.; Maksimovic, D.: *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, Springer Science+Business Media Inc., 2001
- [ESS92] Eßer, A.: *Berührungslose, kombinierte Energie- und Informationsübertragung für bewegliche Systeme*, Dissertation, RWTH Aachen, 1992
- [FCC07] Fonseca, D.S.B.; Cabrita, C.P.; Calado, M.R.A.: *A Control Characterization of a New Linear Switched Reluctance Motor*, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC07), Antalya, Turkey, 2007
- [FFD04] Fiedler, J.O.; Fuengwarodsakul, N.H.; De Doncker, R.W.: *Calculation of Switching Frequency in Current Hysteresis Controlled Switched Reluctance Drives*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, 2004
- [FOR11] Flaßkamp, K.; Ober-Blöbaum, S.; Ringkamp, M.; Schneider, T.; Schulte, C.; Böcker, J.: *Berechnung optimaler Stromprofile für einen 6-phasigen geschalteten Reluktanzantrieb*, Wissenschaftsforum Intelligente Technische Systeme, Paderborn, 2011
- [FUE07] Fuengwarodsakul, N.: *Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Machines*, Dissertation, RWTH Aachen, Shaker Verlag, Aachen, 2007
- [GRO04] Grotstollen, H.: *Design of Long-Stator Linear Motor Drive for RailCab Test Track*, ICPE'04, Intern. Conference on Power Electronics, Busan, South Korea, 2004
- [HEN03] Henke, M.: *Antrieb mit doppeltgespeistem Linearmotor für ein spurgeführtes Bahnfahrzeug*, Dissertation, Universität Paderborn, Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 12, Nr. 533, VDI Verlag, Düsseldorf, 2003
- [HEX00] Hexamer, B.: *Vergleichende Untersuchungen verschiedener Stromreglertypen für einen geschalteten Reluktanzantrieb*, Dissertation, Kaiserslautern, 2000
- [HRS07] Henke, C.; Rustemeier, C.; Schneider, T.; Böcker, J.; Trächtler, A.: *RailCab – Ein Schienenverkehrssystem mit autonomen, Linearmotor getriebenen Einzelfahrzeugen*, Internationaler ETG-Kongress, Kundennutzen durch neue Technologien in der Bahntechnik, Karlsruhe, 2007
- [IND02] Inderka, R.: *Direkte Drehmomentregelung Geschalteter Reluktanzantriebe*, Dissertation, RWTH Aachen, Shaker Verlag, Aachen, 2002
- [IDD03] Inderka, R.; De Doncker, R.W.: *High-Dynamic Direct Average Torque Control for Switched Reluctance Drives*, IEEE Transaction on Industry Application, Volume 39, No. 4, 2003
- [IMM87] Ilic-Spong, M.; Miller, T.J.E.; MacMinn, S.R.: *Instantaneous torque control of electric motor drives*, IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 2, No. 1, 1987

- [KK00] Küpfmüller, E. h. K.; Kohn, G.: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik*, 15. Auflage, Springer Verlag, Deutschland, 2000
- [KKB02] Kazmierkowski, M.; Krishnan, R.; Blaabjerg, F.: *Control in Power Electronics*, Academic Press, 2002
- [KKP08a] Kolomeitsev, L.; Kraynov, D.; Pakhomin, S.; Rednov, F.; Kallenbach, E.; Kireev, V.; Schneider, T.; Böcker, J.: *Linear Switched Reluctance Motor as a High Efficiency Propulsion System for Railway Vehicles*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2008), Ischia, Italien, 2008
- [KKP08b] Kolomeitsev, L.; Kraynov, D.; Pakhomin, S.; Rednov, F.; Kallenbach, E.; Kireev, V.; Schneider, T.; Böcker, J.: *Control of a Linear Switched Reluctance Motor as a Propulsion System for Autonomous Railway Vehicles*, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Polen, 2008
- [KNO11] Knoke, T.: *Entwurf und Betrieb hybrid-elektrischer Fahrzeuge am Beispiel von Abfallsammelfahrzeugen*, Dissertation, Universität Paderborn, Shaker Verlag, Aachen, 2011
- [KRI01] Krishnan, R.: *Switched Reluctance Motor Drives*, CRC Press LLC, Boca Raton, FL, USA, 2001
- [KRI05] Krishnan, R.: *Propulsion with and without Wheels*, International Conference on Industrial Technology (ICIT), Hong Kong, 2005
- [KSW08] Kories, R.; Schmidt-Walter, H.: *Taschenbuch der Elektrotechnik, Grundlagen und Elektronik*, 8. erweiterte Auflage, Verlag Harri Deutsch, Deutschland, 2008
- [LAK86] Lindsay, J.F.; Arumugam, R.; Krishnan, R.: *Finite Element Analysis Characterisation of Switched Reluctance Motor with Multitooth per Stator Pole*, Electric Power Applications, 1986
- [LLK06] Lobo, N. S.; Lim, H. S.; Krishnan, R.: *Comparison of Linear Switched Reluctance Machines for Vertical Propulsion Application: Analysis, Design and Experimental Correlation*, IEEE 41st Industry Applications Conference, Tampa, Florida, USA, 2006
- [LW07] Lutz, H.; Wendt, W.: *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 7. Auflage, Verlag Harry Deutsch, Frankfurt am Main, 2007
- [MAS03] Masoud, M.I.: *Decoupled Control of Rotor Torque and Rotor Electric Power in salient pole, synchronous machine*, Heriott-Watt University, Edinburgh, Scotland, 2003
- [MAT11] Mathapati, S.: *FPGA-Based High Performance AC Drives*, Dissertation, Universität Paderborn, Paderborn, 2011

- [MEY10] Meyer, M.: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hochausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*, Dissertation, Universität Paderborn, Paderborn, 2010
- [MIE99] Miettinen, K.: *Nonlinear Multiobjective Optimization*, Kluwer Academic Publisher, 1999
- [MIL01] Miller, T. J.: *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newnes, Oxford, UK, 2001
- [MK07] Mademlis, C.; Kioskeridis, I.: *Smooth Transition between Optimal Control Modes in Switched Reluctance Motoring and Generating Operation*, International Conference on Power Systems Transients (IPST'07), Lyon, France, 2007
- [MOH10] Mohamed, H.: *Transiente FEM-basierte Analyse der Energieübertragung eines beidseitig gespeisten geschalteten Reluktanzmotors*, Studienarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2010
- [MW01] Marsden, J. E.; West, M.: *Discrete mechanics and variational integrators*, Acta Numerica, S. 357-514, Cambridge University Press, 2001
- [MW07] Moson, I.; Wilk, A.: *Lagrange's energy method based approach for switched reluctance drive systems modeling*, European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2007
- [OJM10] Ober-Blöbaum, S.; Junge, O.; Marsden, J. E.: *Discrete mechanics and optimal control: an analysis*, ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations, DOI: 10.1051/cocv/2010012, 2010
- [OKS68] O'Kelly, D.; Simmons, S.: *Generalized Electrical Machine Theory*, McGraw-Hill, 1968
- [PFE00] Pfeiffer, C.: *Einsatz von Reluktanzmotoren für langsam laufende Servoantriebe*, Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2000
- [POT05] Pottharst, A.: *Energieversorgung und Leittechnik einer Anlage mit Linearmotor getriebenen Bahnfahrzeugen*, Dissertation, Universität Paderborn, Paderborn, 2005
- [PR99] Panda, D.; Ramanarayanan, V.: *Effect of Mutual Inductance on Steady-state Performance and Position Estimation of Switched Reluctance Motor Drive*, Industry Applications Conference, 1999
- [QFH07] Qiu, X.; Fang, Y.; He, L.; Xing, Y.; Wang, H.: *Novel Over-Current Protection for Peak Current Regulated DC-DC Converter*, 33th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, 2007

- [REI08] Reinhard, M.: Permanentmagneterregter Synchronmotor mit integrierter Energieübertragung in das Läufer-system, Dissertation, Technische Universität Kaiserslautern, 2008
- [RIM00] Reinert, J.; Inderka, R.B.; Menne, M.: *Optimizing Performance in Switched Reluctance Drives*, IEEE Industry Application Magazin, Volume 6, No.4, Juli/August 2000
- [SCH01] Schröder, Dierk.: *Elektrische Antriebe 2 – Regelung von Antriebssystemen*, 2. Auflage, Springer Verlag, 2001
- [SCH09] Schinnerl, B.: *Analytische Berechnung Geschalteter Reluktanzantriebe*, Dissertation, Universität der Bundeswehr München, Shaker Verlag, Aachen, 2002
- [SCH09b] Schulte, C.: *FEM-basierte Analyse eines beidseitig gespeisten geschalteten Reluktanzmotors*, Studienarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2009
- [SEA08] Schmidt, A.; Esau, N.; Adelt, P.; Stern, C.: *Prediction of the Air Gap Gradient for a Linear Motor driven Railway Vehicle by Fuzzy Identification*, IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Takamatsu, Japan, 2008
- [SFB08] Antrag auf Finanzierung der 3. Förderperiode des Sonderforschungsbereichs 614: *Selbstoptimierende Systeme des Maschinenbaus*, Universität Paderborn, S.851 - 930, 2008
- [SK99] Sawata, T.; Kjaer, P.C. et al: *Multi-dimensional, non-linear, lumped magnetic parameter circuit for dynamic modeling of mutual coupling and faults in switched reluctance motors*, 8th EPE, 1999
- [SR02] Schulz, S.E.; Rahman, K.M.: *High Performance Digital PI Current Regulator for EV Switched Reluctance Motor Drives*, Annual Meeting of Industry Application Society (IEEE-IAS), Pittsburgh, USA, 2002
- [SSH09] Schneider, T.; Schulz, B.; Henke, C.; Witting, K.; Steenken, D.; Böcker, J.: *Energy Transfer via Linear Doubly-Fed Motor in Different Operating Modes*, Proc. International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC2009), Miami, Florida, USA, 2009
- [SSH06] Schneider, T.; Schulz, B.; Henke, M.; Böcker, J.: *Redundante Positionserfassung für ein spurgeführtes linearmotorgetriebenes Bahnfahrzeug*, Workshop Entwurf mechatronischer Systeme, Heinz-Nixdorf-Institut, Universität Paderborn, 2006
- [SSM10] Schneider, T.; Schulte, C.; Mathapati, S.; Böcker, J.: *Energy Transfer with Doubly-Excited Switched Reluctance Drive*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2010), Pisa, Italien, 2010

- [ST07] Sozer, Y.; Torrey, D.A.: *Optimal turn-off angle control in the face of automatic turn-on angle control for switched-reluctance motors*, IET Electric Power Applications, Volume 1, Issue 3, 2007,
- [XCH09] Xue, X. D.; Cheng, K. W. E.; Ho, S. L.: *Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 24, No. 9, 2009
- [YOW96] Yamaguchi, H.; Osawa, H.; Watanabe, T.; Yamada, H.: *Brake Control Characteristics of a Linear Synchronous Motor for Ropeless Elevator*, 4th International Workshop on Advanced Motion Control, Tsu-City, Japan, 1996

Verzeichnis der eigenen wissenschaftlichen Publikationen

- [FOR11] Flaßkamp, K; Ober-Blöbaum, S.; Ringkamp, M.; Schneider, T.; Schulte, C.; Böcker, J.: *Berechnung optimaler Stromprofile für einen 6-phasigen geschalteten Reluktanzantrieb*, Wissenschaftsforum Intelligente Technische Systeme, Paderborn, 2011
- [HRS07] Henke, C.; Rustemeier, C.; Schneider, T.; Böcker, J.; Trächtler, A.: *RailCab – Ein Schienenverkehrssystem mit autonomen, Linearmotor getriebenen Einzelfahrzeugen*, Internationaler ETG-Kongress, Kundennutzen durch neue Technologien in der Bahntechnik, Karlsruhe, 2007
- [HTS08a] Henke, C.; Tichy, M.; Schneider, T.; Böcker, J.; Schäfer, W.: *Organization and Control of Autonomous Railway Convoys*, 9th International Symposium on Advanced Vehicle Control, Kobe, Japan, 2008
- [HTS08b] Henke, C.; Tichy, M.; Schneider, T.; Böcker, J.; Schäfer, W.: *System Architecture and Risk Management for Autonomous Railway Convoys*, 2nd Annual IEEE International Systems Conference, Montreal, Kanada, 2008
- [KKP08a] Kolomeitsev, L.; Kraynov, D.; Pakhomin, S.; Rednov, F.; Kallenbach, E.; Kireev, V.; Schneider, T.; Böcker, J.: *Linear Switched Reluctance Motor as a High Efficiency Propulsion System for Railway Vehicles*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2008), Ischia, Italien, 2008
- [KKP08b] Kolomeitsev, L.; Kraynov, D.; Pakhomin, S.; Rednov, F.; Kallenbach, E.; Kireev, V.; Schneider, T.; Böcker, J.: *Control of a Linear Switched Reluctance Motor as a Propulsion System for Autonomous Railway Vehicles*, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Polen, 2008
- [KSB07] Knoke, T.; Schneider, T.; Böcker, J.: *Construction of a Hybrid Electrical Racing Kart as a Student Project*, 12th European Power Electronics and Adjustable Speed Drives Conference, Aalborg, Denmark, 2007
- [PHS06] Pottharst, A.; Henke, C.; Schneider, T.; Böcker, J.; Grotstollen, H.: *Drive Control and Position Measurement of RailCab Vehicles Driven by Linear Motors*, Int. Symposium on Instrumentation and Control Technology (ISICT), Beijing, China, 2006
- [SSH06] Schneider, T.; Schulz, B.; Henke, M.; Böcker, J.: *Redundante Positionserfassung für ein spurgeführtes linearmotorgetriebenes Bahnfahrzeug*, Workshop Entwurf mechatronischer Systeme, Heinz-Nixdorf-Institut, Universität Paderborn, 2006

- [SSH09] Schneider, T.; Schulz, B.; Henke, C.; Witting, K.; Steenken, D.; Böcker, J.: *Energy Transfer via Linear Doubly-Fed Motor in Different Operating Modes*, Proc. International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC2009), Miami, Florida, USA, 2009
- [SSM10] Schneider, T.; Schulte, C.; Mathapati, S.; Böcker, J.: *Energy Transfer with Doubly-Excited Switched Reluctance Drive*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2010), Pisa, Italien, 2010

Verzeichnis der betreuten studentischen Arbeiten

- [CHE09] Cheblokov, A.: *Untersuchung verschiedener Stromregler für einen sechssträngigen geschalteten Reluktanzmotor*, Masterarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2009
- [SCH09b] Schulte, C.: *FEM-basierte Analyse eines beidseitig gespeisten geschalteten Reluktanzmotors*, Studienarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2009
- [MOH10] Mohamed, H.: *Transiente FEM-basierte Analyse der Energieübertragung eines beidseitig gespeisten geschalteten Reluktanzmotors*, Studienarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2010
- [BUC10] Buchholz, O.: *FPGA-basierte Regelung eines geschalteten Reluktanzmotors mit Delta-Sigma-Wandlern zur Messwerterfassung*, Diplomarbeit, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2010