

Diss. ETH Nr. 13180

Die Auslegung lagerloser Induktionsmaschinen

ABHANDLUNG
zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN
der
EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE ZÜRICH

vorgelegt von

URS BIKLE

Dipl. El.-Ing. ETH
geboren am 24. Juni 1969
von Winterthur ZH

Angenommen auf Antrag von:
Prof. Dr. J. Hugel, Referent
Prof. Dr. K. Reichert, Korreferent
1999

Karl R. Popper

Die Wahrheit mag verschleiert sein;
aber sie kann sich uns enthüllen.
Und wenn sie sich nicht von selbst enthüllt,
kann sie von uns enthüllt werden.
Es mag nicht immer leicht sein, den Schleier zu heben;
aber wenn die Wahrheit vor uns steht, nackt und unverhüllt,
so haben wir die Gabe, sie zu erkennen,
sie von der Falschheit zu unterscheiden,
und zu wissen, dass sie die Wahrheit ist.

René Descartes

Was wir klar und deutlich als wahr erkennen,
muss wahr sein.

Karl R. Popper

Unsere Sinne sprechen die Wahrheit,
aber wir können irren.

Johann W. von Goethe

Man erblickt nur,
was man schon weiss oder versteht.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen eines institutsübergreifenden Projekts an der ETH Zürich, welches die Entwicklung magnetgelagerter Antriebs- und Maschinenelemente umfasst.

Meinem Referenten Prof. Dr. J. Hugel danke ich für die Initiierung dieser Arbeit, die Übernahme des Referats, seine wertvollen Hinweise und seine grosszügige Bereitschaft, mir den ungehinderten Zugang zu seinen Messgeräten und seinem Bauteillager zu ermöglichen.

In gleichem Masse gilt mein Dank Prof. Dr. K. Reichert, der mir durch die Anstellung am Institut für Elektrische Maschinen diese Arbeit ermöglichte. Seine Hilfsbereitschaft und fachlichen Anregungen unterstützten mich stets.

Den Firmen Sulzer Electronics AG und LUST Antriebstechnik GmbH danke ich für die finanzielle Unterstützung des Projekts und deren Mitarbeitern T. Gempp (Sulzer) sowie J. Brinkemper und P. Jenckel (LUST) für die Mithilfe bei der Inbetriebnahme des Versuchsantriebs. Die Prototypmaschine wurde mit den Auslegungsprogrammen der Firma E+A Elektromaschinen u. Antriebe AG in Möhlin berechnet und von dieser gebaut.

Bedanken möchte ich mich weiter bei allen Studierenden, welche in irgendeiner Form am Projekt mitgearbeitet haben, bei A. Colotti, mit dem ich während der gemeinsamen Zeit im Büro viele fruchtbare Diskussionen führte, bei E. Thaler für die Bereitstellung der Rechnerinfrastruktur, bei den ehemaligen und aktuellen Mitarbeitern am Institut für Elektrische Maschinen für das gute Arbeitsklima, bei den Mitarbeitern der Professur für Elektrotechnische Entwicklungen und Konstruktionen für die angenehme Zusammenarbeit und bei der Zentralwerkstatt des Departements Elektrotechnik sowie der Institutswerkstatt für die Arbeitsleistungen beim Zusammenbau des Antriebssystems.

Für die Durchsicht des Manuskripts danke ich Ulrich Bikle, Helmut Krauss und Lukas Küng. Franz Kirchhofer gehört mein Dank für die Korrekturen, welche die neue deutsche Rechtschreibung betreffen.

Zu guter Letzt danke ich meiner Frau Béatrice und meinen Kindern Floris und Lea für ihre Geduld in den arbeitsintensiven Phasen des Projekts.

Während der Entstehung dieser Arbeit erlebte ich den Optimismus, wie er von DESCARTES beschrieben wird, konnte in vielen Situationen POPPERS Philosophie nachvollziehen, landete aber auch immer wieder bei GOETHES realistischer Sicht.

Oktober 1999

Urs Bikle

Kurzfassung

Elektrische Maschinen mit integriertem Magnetlager sind dem Namen entsprechend in der Lage, im Aktivteil auf den Rotor sowohl ein Drehmoment als auch Lateralkräfte, die zur berührungsfreien Lagerung der Welle dienen, auszuüben. Dies kann erreicht werden, indem im Stator neben der Antriebswicklung noch ein weiteres Wicklungssystem anderer Polzahl untergebracht wird. Im vergangenen Jahrzehnt wurden von mehreren Forschergruppen Prototypen derartiger Querkraftmaschinen gebaut, die auf unterschiedlichen Maschinenprinzipien basierten. Das Hauptaugenmerk der angestellten Untersuchungen lag auf der Überprüfung des Prinzips, welchem die gleichzeitige Entstehung von Drehmoment und Querkraften zu Grunde liegt, und auf der Optimierung der Tragkraftregelung. Weil die Industrie ein steigendes Interesse an Antriebssystemen mit Querkraftmaschinen zeigt, wurde endlich auch eine vertiefte Auseinandersetzung mit der Auswahl der Maschine sowie deren elektrischer und magnetischer Auslegung nötig.

Die vorliegende Arbeit beschreibt über eine Betrachtung der Luftspaltfelder, wie in einer elektrischen Maschine gezielt ein Drehmoment und Querkraften aufgebaut werden können. Die anschließende Analyse verschiedener Drehfeldmaschinen bezüglich ihrer Antriebs- und Trageigenschaften führt auf eine Untersuchung der Grenzen von Querkraftmaschinen. Daraufhin liefert die Arbeit detaillierte Auslegungskriterien der Wicklungen und des magnetischen Kreises von Querkraft-Induktionsmaschinen. Es zeigt sich, dass ein Rotor mit Käfigwicklung wenig Sinn macht, sondern andere Varianten von Kurzschlusswicklungen gefunden werden müssen. Auch bei den Statorwicklungen ergeben sich Einschränkungen hinsichtlich der gewählten Nutzzahlen und der Parallelschaltbarkeit mehrerer Zweige. Die Dimensionen von Querkraft-

maschinen hängen in starkem Masse von den zulässigen Strombelägen und Luftspaltflussdichten sowie vom gewählten Längen/Durchmesser-Verhältnis ab. Quantitative Angaben vermitteln einen guten Eindruck über den Einfluss der einzelnen Parameter. Weiter wird gezeigt, wie sich die Überlagerung der Luftspaltfelder auf die in der Maschine entstehenden Verluste auswirkt. Die Theorie wird durch Messungen an einer schnelllaufenden Versuchsmaschine verfestigt.

Abstract

An electrical machine with integrated magnetic bearings generates in its active part a torque as well as lateral forces, which act on the rotor and keep it in suspense. This can be achieved by adding a second winding system to the stator additionally to the driving winding. In the past decade several researchers built prototypes of these lateral force machines based on variable machine types. However, the main purpose of these prototypes was to proof the principle which the generation of both torque and lateral forces relies on and to optimize the control of the lateral forces. Because industrial manufacturers show an increasing interest on lateral force machines, it became necessary to make investigations on the choice of the machine type and on the magnetic and electric design.

The following thesis uses the magnetic and electric fields to describe, how both torque and lateral forces can be built up in an electrical machine. An analysis of different AC machines in respect of their driving and bearing characteristics leads to the limits of lateral force machines. Thereupon the work focuses on the detailed design criteria of the winding systems and of the magnetic circuit for lateral force induction machines. It is shown that a squirrel cage rotor is not feasible and that other types of short circuited rotor windings have to be found. The stator windings are subject to restrictions concerning slot numbers and the parallel connection of several winding parts, too. The dimensions of lateral force machines depend heavily on the admitted ampere turns and flux densities in the air gap as well as on the length/diameter ratio. The influence of these parameters on lateral forces and torque is shown quantitatively. In addition it is shown, how the superposition of the air gap fields affects the losses in the machine. Test results on a high-speed prototype machine confirm the theoretical results.

Seite Leer /
Blank leaf

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	I
Kurzfassung	III
Abstract	V
Symbolverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
1.1 Prinzip der Querkraftmaschine	1
1.2 Forschungsgeschichte, Anwendungsbereiche	4
1.3 Motivation und Zielsetzungen	6
1.4 Aufbau der Arbeit	7
2 Grundlagen	9
2.1 Kräfte	11
2.1.1 Drehmomentbildung	12
2.1.2 Querkraftbildung	13
2.2 Elektromagnetische Materialausnutzung	15
2.2.1 Ausnutzungsziffer	15
2.2.2 Wahl der Polpaarzahlen	15
2.2.3 Maschinenabmessungen	18
3 Lagerlose Drehfeldantriebe	19
3.1 Überblick	19
3.2 Induktionsmaschine	19
3.3 Reluktanz-Synchronmaschine	25

3.4	Permanenterregte Maschinen	27
3.4.1	Permanenterregte Synchronmaschinen	27
3.4.2	Bürstenlose Gleichstrommaschine	33
3.5	Switched Reluctance Machine	34
3.6	Grenzen	36
4	Wicklungen	41
4.1	Statorwicklungen	41
4.1.1	Wicklungsfaktoren	41
4.1.2	Einfluss der Wicklungsoberfelder auf die Querkraft . .	46
4.1.3	Wechselwirkungen zwischen getrennten Wicklungen .	49
4.2	Streuflussverkettungen	51
4.3	Rotorwicklungen	57
4.3.1	Gewickelter Kurzschlussläufer	58
4.3.2	Käfigwicklung	59
4.3.3	Stromverdrängungsläufer	61
4.3.4	Polselektive Käfigwicklung	64
5	Maschinenauslegung	79
5.1	Auslegung von lagerlosen Drehfeldmaschinen	79
5.1.1	Dimensionierung	80
5.1.2	Wahl der Nutzahlen	85
5.1.3	Windungszahlen und Verteilung der Wicklungen auf die Nutlagen	86
5.2	Magnetischer Kreis, Maschinenkonstruktion	88
5.2.1	Luftspalt	89
5.2.2	Zahnregion	92
5.2.3	Jochregion	93
5.2.4	Nutquerschnitte	94
5.2.5	Feldberechnung	95
5.3	Sonderkriterien bei hohen Drehzahlen	97
5.4	Betriebsverhalten	98
6	Verlustbetrachtungen	101
6.1	Wicklungsverluste	101
6.1.1	Statorwicklungsverluste	101
6.1.2	Rotorwicklungsverluste	102
6.2	Eisenverluste	103

6.2.1	Hystereseverluste	103
6.2.2	Wirbelstromverluste	106
6.2.3	Eisenzusatzverluste	108
6.3	Einfluss der Umrichterspeisung	108
7	Antriebssystem mit Querkraft-Induktionsmaschine	111
7.1	Aufbau der Anlage	111
7.2	Versuchsmaschine	113
7.3	Signalverarbeitung	117
7.4	Leistungsumrichter	119
7.5	Sensorik	121
7.6	Regelung	123
7.6.1	Regelung des Antriebs	123
7.6.2	Regelung der Tragkraft	125
8	Praktische Untersuchungen	129
8.1	Auslaufversuch	129
8.2	Leerlaufverluste	131
8.3	Rotorwicklungsvergleich	131
8.3.1	Tragstromverhalten	131
8.3.2	Polselektive Käfigwicklung	131
9	Schlussfolgerungen, Ausblick	137
	Literaturverzeichnis	141
	Lebenslauf	145

Seite Leer /
Blank leaf

Symbolverzeichnis

Formelzeichen

A	Strombelag / Fläche / Selbstinduktivität
b	Breite
B	magnetische Flussdichte / Gegeninduktivität
c	Faktor / Konstante
C	Ausnutzungsziffer / Gegeninduktivität
\mathbf{C}	Umlauf-Zweig-Inzidenzmatrix / Transformationsmatrix
D	Stator-Bohrungsdurchmesser / Durchmesser / Gegeninduktivität
\mathbf{D}	Transformationsmatrix
e	Zentrumsauslenkung
E	induzierte Spannung / elektrisches Feld / Gegeninduktivität
f	Frequenz / Zugspannung (Kraft/Fläche)
f_c	Taktfrequenz
F	Kraft
F_g	Gewichtskraft
F_N	Nutzkraft
g	Zahl
G	Übertragungsfunktion
h	Höhe
H	magnetische Feldstärke
k	Proportionalitätsfaktor / Zuschlagsfaktor/ Zahl
k_c	CARTER-Faktor
k_E	Spannungsreserve
k_{pc}	Permeabilitätskoeffizient
\mathbf{K}	Knoten-Zweig-Inzidenzmatrix
I	Strom

j	Stromdichte
j	imaginäre Einheit
J	Massenträgheitsmoment
l	Länge / bezogene Induktivität
L	Induktivität
m	Strangzahl / Masse
M	Drehmoment / Gegeninduktivität
n	Drehzahl / Nenner von q / Laufvariable
N	Nutzahl / Gegeninduktivität
p	Polpaarzahl / spezifische Verluste
P	Leistung
q	Lochzahl (Nutzahl je Pol und Strang)
r	Radius / bezogener Widerstand / Biegeordnungszahl
R	Widerstand
s	Schlupf / Weg
s_l	lineare Abmessungen
t	Zeit
T	Zeitkonstante / Selbstinduktivität
U	Spannung
v	Geschwindigkeit / Laufvariable
V	Volumen
w	Windungszahl
W	Wicklungsschritt / Energie
x	bezogene Reaktanz / Zahl
X	Reaktanz
y	Zahl
z	Leiterzahl / Zähler von q / Phasenbezeichnung
Z	Impedanz
Z	Impedanzmatrix
α	Umfangswinkel / Verdrehungswinkel
γ	Winkel
δ	Luftspaltweite
δ'	Carterfaktor- und Eisenweg-behaftete Luftspaltweite
δ_e	Eindringtiefe
η	Wirkungsgrad
ϑ	Polradwinkel
Θ	Durchflutung

λ	magnetischer Leitwert / Längenverhältnis
μ	Permeabilität
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_r	relative Permeabilität
ν	Ordnungszahl einer Harmonischen
ν'	Polpaarzahl einer Harmonischen
ξ	Wicklungsfaktor
ϱ	Materialdichte / Flusswinkel
σ	Streukoeffizient / Verlustziffer
τ	Umfangsanteil
τ_p	Polteilung
φ	Phasenwinkel / Füllfaktor
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor
Φ	magnetischer Fluss
χ	elektrische Leitfähigkeit
ψ	Winkel
Ψ	Flussverkettung
ω	Kreisfrequenz
Ω	mechanische Kreisfrequenz

Indizes

<i>a</i>	Zusatz, Strangbezeichnung
<i>b</i>	Strangbezeichnung
<i>c</i>	CARTER
<i>d</i>	Drehung / Zwischenkreisgröße
<i>d, q, 0</i>	Komponenten im rotorflussorientierten Koordinatensystem
<i>Fe</i>	ferromagnetischer Werkstoff
<i>h</i>	Haupt / Hysterese
<i>i</i>	ideell / Innen / Laufvariable
<i>I</i>	Strom
<i>j</i>	Joch
<i>k</i>	Keil / Kipp
<i>Käfig</i>	Käfig
<i>l</i>	Leitergebiet
<i>L</i>	LORENTZ
<i>m</i>	Mittelwert / Strang / Magnet
<i>max</i>	Maximalwert
<i>min</i>	Minimalwert

<i>mech</i>	mechanisch
<i>M</i>	MAXWELL
<i>n</i>	normal / Nut / Nenn
<i>o</i>	Oberwellen
<i>o, v, w, u</i>	Wicklungsschichten
<i>p</i>	Maximalwert
<i>r</i>	relativ / Reibung / Rest / radial
<i>ref</i>	Bezugswert
<i>R</i>	Rotorgrösse
<i>Ring</i>	Käfigring
<i>s</i>	Schlitz
<i>sel</i>	polselektiv
<i>S</i>	Statorgrösse / Sehnung
<i>Schr</i>	Schrägung
<i>Stab</i>	Stab
<i>Stirn</i>	Stirn
<i>t</i>	tangential
<i>trag</i>	Trag
<i>ü</i>	Gebiet über den Leitern
<i>u</i>	ungesättigt / Unwucht
<i>v</i>	Verbindung / Verlust
<i>w</i>	Welle / Wicklung / Wirbelstrom
<i>WR</i>	Wechselrichter
<i>x</i>	Laufvariable
<i>x, y, z</i>	Komponenten im kartesischen Koordinatensystem
<i>z</i>	Einkopplung / Störanteil
<i>z</i>	Zone / Zahn / Zahnkopf
<i>Zus</i>	Zusatz
$\alpha, \beta, 0$	Komponenten in allg. orthogonalem Koordinatensystem
δ	Luftspalt
ε	magnetischer Zug
ν	bezogen auf ν -te Harmonische
σ	Streuanteil
0	Ausgangswert
1	Antriebssystem / Grundwelle / allgemeiner Index
2	Tragsystem / allgemeiner Index

Zahlenmengen

\mathbb{N}	natürliche Zahlen
\mathbb{N}_0	natürliche Zahlen mit 0
\mathbb{N}_g	gerade natürliche Zahlen
\mathbb{N}_u	ungerade natürliche Zahlen
\mathbb{Q}	echte Bruchzahlen
\mathbb{Z}_0	ganze Zahlen mit 0

Schreibweise

R	Skalar
R'	auf Statorseite transformiert
\hat{B}	Amplitude
x	Vektor
X	Matrix
X^T	transponierte Matrix
X^{-1}	inverse Matrix
\underline{Z}	komplexe Zahl
\underline{Z}^*	konjugiert komplexe Zahl
\overline{AB}	Weglänge zwischen 2 Punkten

Abkürzungen

A/D	Analog-Digital
DSP	Digitaler Signalprozessor
IM	Induktionsmaschine
IPSM	permanenterregte Synchronmaschine; eingelassene Magnete
PI	Proportional-Integral
PID	Proportional-Integral-Differential
PSM	permanenterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SPSM	permanenterregte Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten
SRM	Switched Reluctance Machine
RSM	Reluktanz-Synchronmaschine

1

Einleitung

Die Aufgabe der lagerlosen elektrischen Maschine besteht darin, elektrische Energie einerseits in eine rotatorische Bewegung für den Antrieb und andererseits in eine radial wirkende Kraft für die Lagerung umzusetzen. Die Bezeichnung *lagerlose Maschine* ist jedoch irreführend, da in jeder elektrischen Maschine eine Lagerung vorhanden sein muss. Der Name hat sich daraus entwickelt, dass die Radiallagerung nicht an den herkömmlichen Lagerstellen bei den Wellenenden, sondern im Aktivteil der Maschine erfolgt (s. Abb. 1.1). Deshalb hat sich auch der treffendere Name *Querkraftmaschine* etabliert.

Wie bei herkömmlichen magnetgelagerten Antrieben erfolgt die Axiallagerung auch in lagerlosen Antriebseinheiten ausserhalb des Aktivteils der Maschine.

1.1 Prinzip der Querkraftmaschine

In den meisten elektrischen Maschinen entstehen zwei unterschiedliche Arten von Kräften. Einerseits ist dies die Kraft auf stromführende Leiter, die sich im Magnetfeld befinden. Sie wird als LORENTZ-Kraft bezeichnet:

$$F_L = I \cdot (l \times B) . \quad (1.1)$$

Andererseits tritt an Grenzflächen zweier Materialien unterschiedlicher Permeabilität μ_r (in eisenbehafteten Maschinen am Übergang von Eisen zu Luft) ein magnetischer Zug auf. Bei $\mu_{Fe} \gg 1$ treten die magnetischen Feldlinien praktisch senkrecht aus dem Eisen aus, was dazu führt, dass diese sogenannte

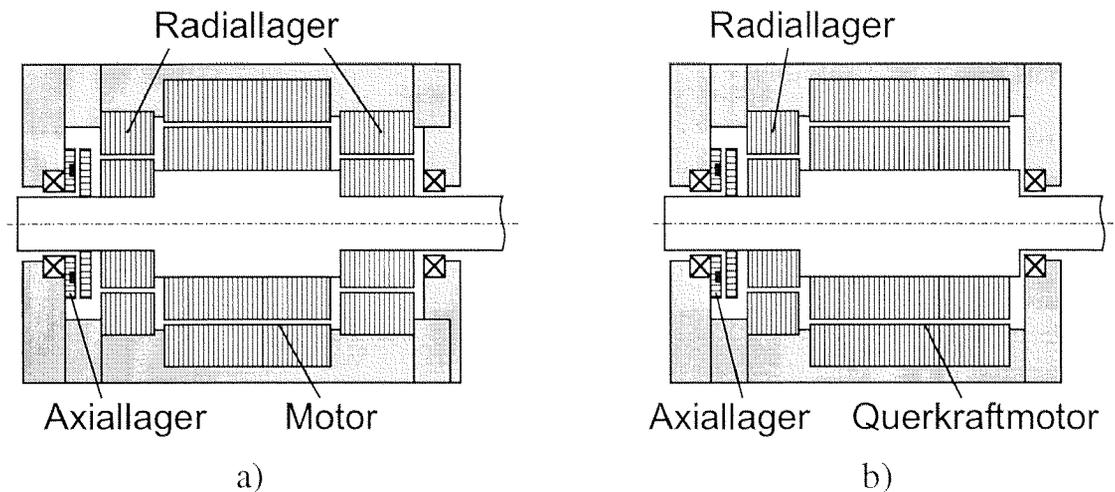


Abbildung 1.1: a) Konventionell mit aktiven Magnetlagern gelagerter Antrieb
 b) lastseitiges Radial-Magnetlager in die Antriebsmaschine integriert

MAXWELL-Kraft normal auf der Grenzfläche A steht und zum Material mit geringerem μ gerichtet ist:

$$F_M = \frac{B_\delta^2 A}{2\mu_0}. \quad (1.2)$$

Die das Drehmoment verursachenden tangentialen Kräfte werden in praktisch allen elektrischen Maschinen durch die LORENTZ-Kraft dargestellt. Werden die stromführenden Leiter in Nuten verteilt, hat dies zur Folge, dass das Drehmoment physikalisch betrachtet grösstenteils durch die an den Zahnflanken angreifenden MAXWELL-Kräfte bewirkt wird. Da aber die Berechnung über die LORENTZ'sche Formel zum korrekten Schlussresultat führt [Küpfmüller 1990], soll nicht näher auf den umständlicheren Berechnungsweg über die Zahnflankenkräfte eingegangen werden.

In eisenbehafteten Maschinen greifen am Luftspalt MAXWELL-Kräfte in radialer Richtung an. Bei symmetrischen Feldverhältnissen und zentriertem Rotor sind diese Kräfte an gegenüberliegenden Punkten gleich gross und zeigen in die entgegengesetzte Richtung. Entgegengesetzt gleich grosse Kräfte auf derselben Trajektorie heben sich auf und es entsteht keine resultierende translatorische Kraft.

Neben dem für den Antrieb zuständigen Wicklungssystem befindet sich in einer lagerlosen Maschine noch eine weitere Wicklung. Durch die Wechselwirkungen zwischen den beiden Systemen wird es möglich, gezielt Kräfte auf den

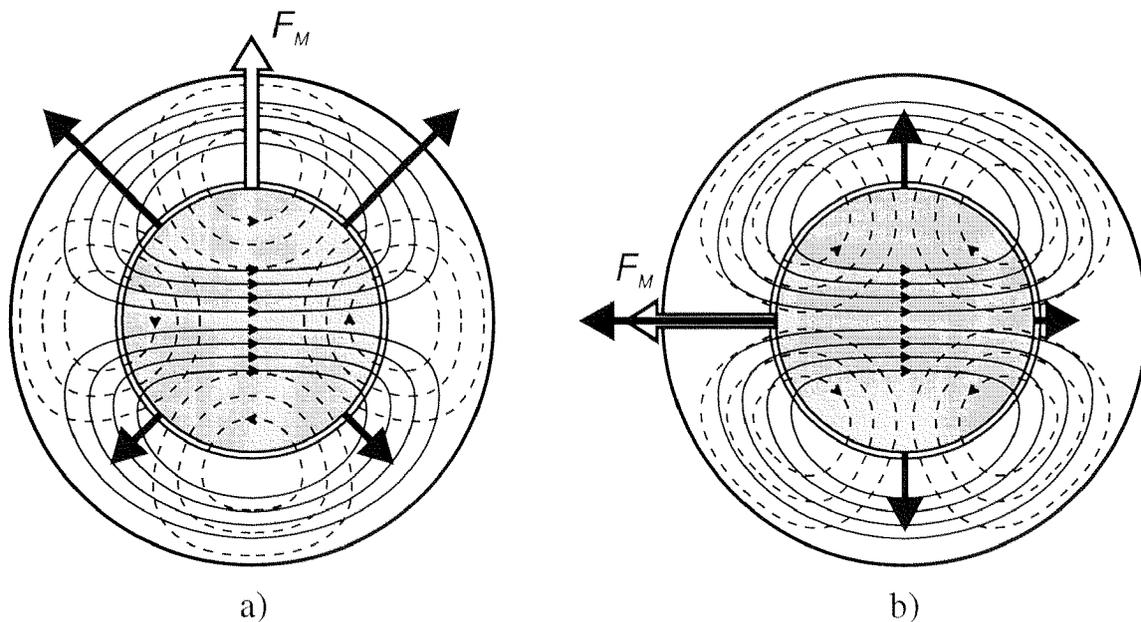


Abbildung 1.2: Feldverläufe und Entstehung der MAXWELL-Querkräfte im lagerlosen Motor.

Rotor aufzubringen, die ihn radial zu versetzen suchen. Ganz allgemein gilt, dass durch Kombination einer p -polpaarigen und einer $p \pm 1$ -polpaarigen Wicklung in derselben Maschine sowohl Dreh- als auch Tragkräfte erzeugt werden können.

Abb. 1.2a) zeigt schematisch das Vorhandensein eines zwei- und eines vierpoligen Feldes in einer elektrischen Maschine. Unter der Voraussetzung von Linearität lassen sich die Luftspaltfelder überlagern. Wie zu erkennen ist, durchlaufen die beiden Teilfelder den Luftspalt in der oberen Maschinenhälfte in gleichem Sinne, in der unteren Hälfte in entgegengesetztem Sinne. Dies führt zu einer Verstärkung des Gesamtfeldes und damit der MAXWELL'schen Zugkraft in der oberen und zu einer Abschwächung in der unteren Hälfte. Insgesamt wird auf den Rotor eine Kraft nach oben ausgeübt. Abb. 1.2b) zeigt auf, wie sich durch Drehung des vierpoligen Steuerfeldes eine Kraft in eine beliebige Richtung erzwingen lässt.

Anhand Abb. 1.3 wird gezeigt, wie durch die Kraftwirkung eines zweipoligen Feldes auf einen vierpoligen Strombelag Querkräfte erzeugt werden. Auch diese sind in ihrer Grösse und Richtung über den vierpoligen Strombelag steuerbar und i. Allg. wesentlich kleiner als die auftretenden MAXWELL-Querkräfte.

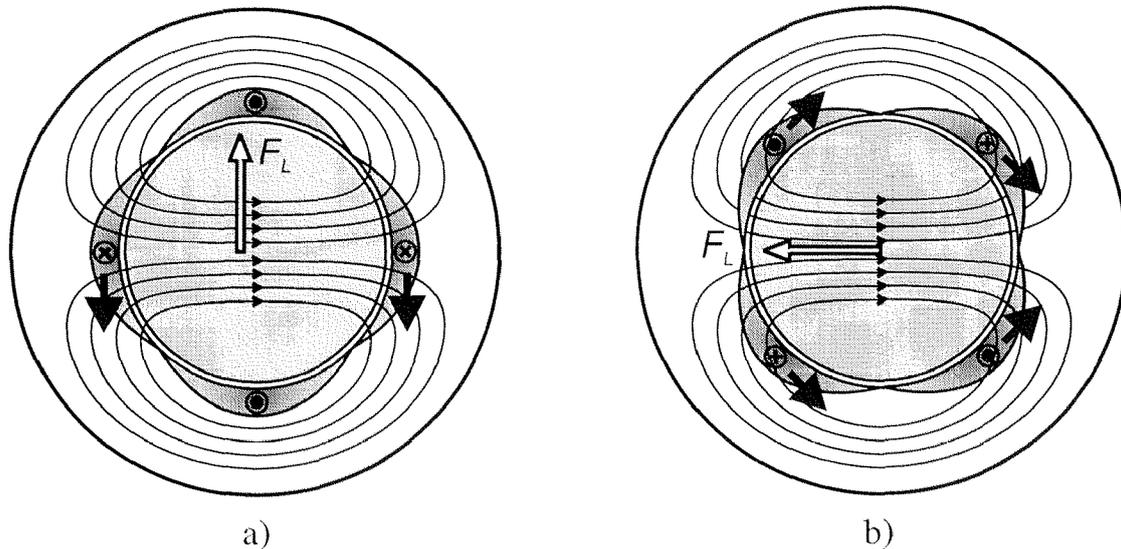


Abbildung 1.3: Entstehung der LORENTZ-Querkräfte im lagerlosen Motor.

1.2 Forschungsgeschichte, Anwendungsbereiche

H. SEQUENZ beschrieb bereits um 1950, wie durch Kombination von p - und $p \pm 1$ -polpaarigen Magnetfeldern in einer elektrischen Maschine einseitige magnetische Kräfte entstehen [Sequenz 1950], die sich störend auf den Betrieb auswirken. Mitte der siebziger Jahre schlug P. HERMANN in mehreren Patenten vor, dieses Prinzip zur Erzeugung von Lagerkräften und Drehmoment in einer Asynchronmaschine zu nutzen [Hermann 1973][Hermann 1974][Hermann 1975].

An der ETH Zürich wurde 1990 von J. BICHSEL eine permanenterregte lagerlose Synchronmaschine in Betrieb genommen, deren Wicklungen von Umrichtern gespeist wurden [Bichsel 1990]. Ein digitaler Signalprozessor übernahm dabei die Regelung.

R. SCHÖB verfeinerte dieses Prinzip und übertrug es auf die Asynchronmaschine [Schöb 1993]. Dank feldorientierter Antriebsregelung war er in der Lage, der Querkraftregelung den Vektor des Antriebsfeldes zu übergeben, worauf diese den Sollstrom für die Tragwicklung vorgeben konnte.

J. SCHULZE befasste sich mit der Modellierung des dynamischen Verhaltens einer lagerlosen Asynchronmaschine [Schulze 1996]. Nachdem sich die vorher erwähnten Arbeiten vorwiegend mit der Realisierbarkeit und der Regelung ei-

nes lagerlosen Antriebs auseinandersetzen, sind in SCHULZES Arbeit erstmals auch konkrete Hinweise zur Auslegung einer lagerlosen Maschine zu finden. Diese werden in der vorliegenden Arbeit nochmals aufgegriffen.

Entkoppelt von der Antriebsmaschine kommt das Prinzip der Querkraftmaschine auch in Dreiphasen-Magnetlagern zur Anwendung. Die zur Zeit wohl kostengünstigste Variante eines aktiven Magnetlagers besteht aus einem dreiphasigen Magnetlager mit permanentmagnetischem unipolarem Vorspannungsfluss. Die Permanentmagnete ersetzen dabei die Gleichstrom-Vormagnetisierungswicklung, wie sie bei J. ZHANG verwendet wird [Zhang 1995]. Der Vorteil dieses Lagers liegt darin, dass die Speisung sehr kostengünstig aus einem dreiphasigen Frequenzumrichter erfolgt.

Ungefähr im gleichen Zeitraum wie an der ETH Zürich wurden von einer japanischen Forschergruppe um A. CHIBA, K. CHIDA und T. FUKAO lagerlose Antriebsmaschinen entwickelt. Am Ursprung stand dabei der lagerlose Reluktanz-Synchronmotor [Chiba / Chida 1990]. Jüngere Publikationen belegen, dass auch diese Gruppe ihre Forschungsschwerpunkte vermehrt auf die Asynchronmaschine und die permanenterregte Synchronmaschine gelegt hat [Ooshima *et al.* 1996b].

In den letzten Jahren sind an der ETH Zürich im Zusammenhang mit dem lagerlosen Elektromotor weitere Arbeiten entstanden, die aufzeigen, dass das Prinzip für gewisse Antriebsaufgaben eine sinnvolle Alternative zur bestehenden Technik darstellt. T. GEMPP ersetzte die Gleitlager in Spaltrohrpumpen durch einen lagerlosen Motor, kombiniert mit einem Dreiphasenlager [Gempp 1997]. In Zusammenarbeit mit einem Industriepartner wird dieses Produkt nun zur industriellen Reife weiterentwickelt. N. BARLETTA entwickelte einen lagerlosen Scheibenläufermotor auf der Basis eines permanenterregten Synchronmotors, dessen Einsatzgebiet im Bereich der Blutpumpen liegt [Barletta 1998]. Er nutzte dabei aus, dass nur die drei mit der lagerlosen Maschine regelbaren Freiheitsgrade stabilisiert werden müssen und die restlichen passiv stabilisiert sind. Im weiteren arbeitet W. AMRHEIN in Zusammenarbeit mit der ETH Zürich an der Entwicklung eines einphasigen lagerlosen Elektromotors [Amrhein / Silber 1998].

1.3 Motivation und Zielsetzungen

An der ETH Zürich wurden in sämtlichen bisher untersuchten Drehfeld-Querkraftmaschinen die Statoren von polumschaltbaren Motoren eingesetzt. Diese waren so ausgelegt, dass sie bei ihren zwei Nenndrehzahlen jeweils dasselbe Nennmoment lieferten. Dadurch war die Tragwicklung stets überdimensioniert. Die Auslegung der beiden Systeme geschah getrennt, wobei die maximalen Flussdichten derart tief gewählt wurden, dass man sich der Eisensättigung in keinem real vorkommenden Betriebszustand annäherte und die Maschinen im Querschnitt deutlich zu gross gebaut waren.

Solange sich die Untersuchungen auf die einer Querkraftmaschine zu Grunde liegenden Theorie und die Tragkraftregelung beschränkten, brauchte man sich nicht um die detaillierte Maschinenauslegung zu kümmern. Auch die Überlegungen zur Modellierung des dynamischen Verhaltens konnten mit diesen Motoren verifiziert werden. In den letzten Jahren wurde die Technik aber in industrielle Produkte übernommen, womit es nicht mehr sinnvoll ist, die Querkraftmaschinen weiterhin derart stark zu überdimensionieren.

Gedanken zur Auslegung wurden in der Literatur vorwiegend für die lagerlose permanenterrechte Synchronmaschine gemacht. Im Bereich der Asynchronmaschinen wurde neben den oben bereits erwähnten Betrachtungen nur die Rotorwicklung genauer untersucht. Den Grund hierfür liefert die im Kapitel 3 beschriebene Theorie.

Diese Arbeit hat zum Ziel, die im Vergleich zur Berechnung von reinen Antriebsmaschinen unterschiedlichen Auslegungsschritte unter Einschluss der bisher gemachten Überlegungen aufzuzeigen, damit künftig eine optimierte Auslegung von Querkraft-Drehfeldmaschinen möglich wird. Da magnetgelagerte Antriebe in Produkten zu finden sind, deren Antrieb vielfach über Induktionsmaschinen erfolgt, konzentriert sich die Arbeit vorwiegend auf diesen Maschinentyp. In die Betrachtungen werden insbesondere die folgenden Punkte einbezogen:

- Auslegung der Stator- und Rotorwicklungen
- Berechnung der Streuflussverkettungen
- Dimensionierung der Querkraftmaschine, Auslegung des Magnetkreises
- Auflistung der auftretenden Verlustquellen und Berechnung der Verlustleistungen

1.4 Aufbau der Arbeit

Bevor auf die detaillierten Auslegungsbetrachtungen eingegangen wird, werden im Kapitel 2 die Grundlagen erarbeitet, um im anschliessenden Kapitel einen Vergleich zwischen den Querkraft-Drehfeldmaschinen anzustellen. Darin wird ausführlich auf die Betriebseigenschaften der verschiedenen Maschinenkonzepte eingegangen. Eine Auflistung und Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile liefert ein Hilfsmittel zur Auswahl des Motorentyps von lagerlosen Maschinen.

Der Wicklungsentwurf von Induktionsmaschinen mit integriertem Magnetlager wird im Kapitel 4 behandelt. Neben den aus der Überlagerung der Grundwellenfelder resultierenden Querkraften wird die Theorie auch auf die Ober- und Unterwellenkräfte erweitert, wobei sich diese Arbeit auf dreisträngige Statorwicklungen beschränkt. Die Herleitung der Streuflussverkettungen liefert erste Hinweise, wie die beiden Wicklungssysteme auf die Statornuten zu verteilen sind. Da der Käfigläufer für einen Einsatz in Querkraft-Induktionsmaschinen nicht optimal geeignet ist, liegt ein Schwerpunkt der Untersuchungen auf dem Vergleich diverser Rotorwicklungsvarianten.

Die magnetische Auslegung und die Dimensionierung der Maschine unterscheiden sich in ihrer Struktur nur unbedeutend von der Berechnung eines reinen Antriebsmotors, bergen aber viele Details, die im Kapitel 5 zusammengefasst werden. Ein Merkmal der Auslegung ist, dass sich die Zahl iterativer Schritte im Vergleich zu herkömmlichen Maschinen deutlich erhöht. Zur Maschinenberechnung und zur Bestimmung der Betriebseigenschaften gehören auch die Ermittlung und Quantifizierung der Verlustquellen, denen Kapitel 6 gewidmet ist.

Den Abschluss bilden die in den Kapiteln 7 und 8 beschriebenen Betriebserfahrungen und messtechnischen Untersuchungen an einer schnelllaufenden lagerlosen Induktionsmaschine.

Seite Leer /
Blank leaf

2

Grundlagen

Für die Überlegungen in diesem Kapitel werden zunächst einige wichtige Begriffe eingeführt. Diese dienen gleichzeitig dazu, im Kapitel 3 einen Vergleich zwischen den verschiedenen lagerlosen Drehfeldmaschinen anzustellen.

Strombelag

Der Strombelag ist ein konstruktives Mass und spielt eine wichtige Rolle für die thermische Ausnutzung der Maschine. In der Definition des Strombelags wird von der diskreten Verteilung der Leiter in Nuten abstrahiert, indem man sich die stromführenden Leiter eines Stranges gleichmässig verteilt auf seine Wicklungszone vorstellt. In einer elektrischen Maschine wird der Strom pro Umfangsstrecke am Anker als Strombelag bezeichnet. Je nach Maschinengrösse und Kühltechnik reicht er von 200 – 600 A/cm.

Durch die Überlagerung der Strombeläge der räumlich um $2\pi/mp$ versetzten Stränge, welche zeitlich um $2\pi/m$ verschoben mit einem Strom der Form $i(t) = \sqrt{2} I \cos(\omega_1 t + \varphi)$ gespeist werden, berechnet sich der Drehstrombelag einer m -strängigen Drehstromwicklung zu

$$\begin{aligned} A(\alpha, t) &= \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{w_S \sqrt{2} I}{D} \xi_{\nu} \cos(\nu p \alpha - \omega_1 t - \varphi) \\ &= \sum_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} A \xi_{\nu} \cos(\nu p \alpha - \omega_1 t - \varphi). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Weiter wurde der Zonenfaktor für die gleichmässige Verteilung der Leiter eines Strangs auf seine Wicklungszone eingeführt:

$$\xi_\nu = \frac{\sin(\nu\alpha_{Z,m})}{\nu\alpha_{Z,m}}. \quad (2.2)$$

$\alpha_{Z,m} = \pi/m$ bezeichnet den mittleren Zonenwinkel für Wicklungen mit normaler Zonenbreite.

Für den Effektivwert des Strombelags gilt demnach:

$$A = \frac{2 m w_S I}{\pi D} = \frac{m w_S I}{p \tau_P}. \quad (2.3)$$

Die Polteilung $\tau_P = \frac{\pi D}{2p}$ beschreibt den Umfangsanteil eines Poles.

Durchflutung

Die erste MAXWELL'sche Feldgleichung

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = \mathbf{j} \quad (2.4)$$

definiert das Durchflutungsgesetz, aufgrund dessen ein magnetisches Feld entstehen kann.

In einer elektrischen Maschine berechnet sich die Drehdurchflutung aus dem Integral über den Strombelag:

$$\Theta(\alpha) = \frac{D}{2} \int A(\alpha) d\alpha. \quad (2.5)$$

Wird der Strombelag nach (2.1) eingesetzt, so lässt sich die Drehdurchflutung in einer Fourierreihe darstellen:

$$\begin{aligned} \Theta(\alpha, t) &= \sum_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} A \frac{\xi_\nu}{\nu p} \sin(\nu p \alpha - \omega_1 t - \varphi) \\ &= \sum_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} \Theta_\nu \sin(\nu p \alpha - \omega_1 t - \varphi). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Dabei ist ersichtlich, dass durch Einsetzen von (2.2) die Oberwellen der Drehdurchflutung gegenüber der Grundwelle mit $1/\nu^2$ abnehmen:

$$\Theta_\nu = \frac{D}{2p} A \frac{\xi_\nu}{\nu} = \frac{m w_S I}{\pi p} \frac{\sin(\nu\alpha_{z,m})}{\nu^2 \alpha_{z,m}}. \quad (2.7)$$

Durch Sehnung der Wicklung kann der Oberwellenanteil der Durchflutungskurve noch weiter vermindert werden, was im Sehnungsfaktor zum Ausdruck kommt, der in (4.3) eingeführt wird.

Magnetische Flussdichte

Erfolgt die Erregung einer elektrischen Maschine über einen Strombelag, der sowohl von Ständer- als auch von Läuferwicklungssystemen ausgehen kann, so berechnet sich die magnetische Flussdichte im Luftspalt über

$$B(\alpha) = \frac{\mu_0}{2\delta} \Theta(\alpha). \quad (2.8)$$

Idealisierend wurde hierbei angenommen, dass das gesamte magnetische Potential ausschliesslich über den beiden Luftspalten abfällt. Eisenwege, unsymmetrische Luftspaltverhältnisse, Nutungs- und Sättigungseffekte etc. wurden nicht berücksichtigt.

Da diese Nichtidealitäten aber wesentlich zum totalen magnetischen Spannungsabfall in einer elektrischen Maschine beitragen und die Erregung auch über Permanentmagnete erfolgen kann, muss der magnetischen Induktion ein allgemeiner Reihenansatz zu Grunde gelegt werden:

$$B(\alpha) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} B_{\nu} \sin(\nu p \alpha). \quad (2.9)$$

2.1 Kräfte

Die Herleitungen in diesem Abschnitt beschränken sich auf die Betrachtung der Grundwellen. Die Einflüsse der Oberwellen werden daraus abgeleitet.

Das Magnetfeld verlaufe radial durch den Luftspalt und besitze die Polpaarzahl p_1 , der Strombelag an der Statorbohrung die Polpaarzahl p_2 :

$$B_1(r, \alpha, t) = \sqrt{2} B_1(r_S) \cdot \frac{r_S}{r} \cdot \cos(p_1 \alpha - \omega_1 t - \varphi_1) \quad (2.10)$$

$$A_2(r_S, \alpha, t) = \sqrt{2} A_2 \cos(p_2 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2). \quad (2.11)$$

Der Strombelag bewirkt über (2.4) und unter den oben gemachten Idealisierungen eine radiale Komponente der magnetischen Flussdichte:

$$B_2(r_S, \alpha, t) = \sqrt{2} B_2 \sin(p_2 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2). \quad (2.12)$$

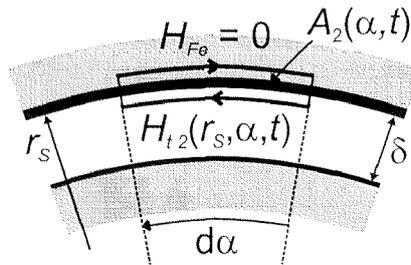


Abbildung 2.1: Randbedingung zur Bestimmung von H_{t2} .

Die tangentielle Komponente der magnetischen Feldstärke im Luftspalt wird über das in Abb. 2.1 eingezeichnete Umlaufintegral von H bestimmt, was schliesslich zu

$$H_{t2}(r_S, \alpha, t) = A_2(r_S, \alpha, t) = \sqrt{2} A_2 \cos(p_2 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2) \quad (2.13)$$

führt.

Die Kräfte im elektromagnetischen Feld lassen sich aus der Ableitung der im Feld gespeicherten Energie in die jeweiligen Richtungen berechnen. Die Kraftdichten im Luftspalt werden dabei durch den MAXWELL'schen Spannungstensor im Vakuum beschrieben [Simonyi 1979], dessen Komponenten gegeben sind durch

$$\mathbf{f} = \begin{pmatrix} f_n \\ f_t \end{pmatrix} = \frac{1}{2\mu_0} \begin{pmatrix} B_n^2 - B_t^2 \\ 2B_n B_t \end{pmatrix}. \quad (2.14)$$

Unabhängig davon lassen sich die Kräfte auch direkt berechnen und in der komplexen Ebene darstellen.

2.1.1 Drehmomentbildung

Das elektrische Drehmoment ergibt sich aus

$$\begin{aligned} M &= l_i \cdot r_S \cdot \int_0^{2\pi} f_t \, d\alpha \\ &= l_i \cdot r_S \cdot \int_0^{2\pi} \{ [B_1(r_S, \alpha, t) + B_2(r_S, \alpha, t)] A_2(r_S, \alpha, t) \cdot r_S \} \, d\alpha. \end{aligned}$$

Das Integral über das Produkt aus B_2 und A_2 trägt nichts zum Drehmoment bei, da diese beiden Funktionen um 90° verschoben sind. Weiter wirken nur Strombelagswellen mit Induktionswellen gleicher Wellenlänge ($p_1 = p_2$) drehmomentbildend:

$$\begin{aligned} M &= 2B_1 A_2 l_i r_S^2 \cdot \int_0^{2\pi} \cos(p_1 \alpha - \omega_1 t - \varphi_1) \cdot \cos(p_1 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2) d\alpha \\ &= 2\pi l_i r_S^2 B_1 A_2 \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_2 - [\omega_1 t + \varphi_1]). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Das Drehmoment wird zeitlich konstant für $\omega_1 = \omega_2$ und sein maximaler Wert tritt auf, wenn φ_2 um ein ganzzahliges Vielfaches von 180° gegenüber φ_1 versetzt ist.

2.1.2 Querkraftbildung

Bei der Betrachtung der Querkräfte wird unterschieden zwischen den von außen gesteuerten Kraftanteilen und den aufgrund der Lage des Rotors in der Statorbohrung entstehenden Kräften.

Geführte Querkräfte

Die Zerlegung des Maxwelltensors in kartesische Komponenten an einer Stelle α geschieht über die Koordinatentransformation

$$\begin{pmatrix} f_x(\alpha) \\ f_y(\alpha) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_n(\alpha) \\ f_t(\alpha) \end{pmatrix}. \quad (2.16)$$

Mittels Integration über die gesamte Mantelfläche ergeben sich die auf das von dieser Fläche umhüllte Volumen wirkenden lateralen Kräfte. Unter Berücksichtigung von

$$\int_0^{2\pi} \cos^2(p\alpha + \varphi) \cos(\alpha + \gamma) d\alpha = 0 \quad \text{bei } p \in \mathbb{Z}$$

bleiben für beliebige Polpaarzahlen p_1 und p_2 die folgenden Anteile übrig:

$$\begin{aligned} \mathbf{F} = \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} &= \frac{l r_S}{\mu_0} \int_0^{2\pi} \left\{ \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. \begin{pmatrix} 2B_1 B_2 \cos(p_1 \alpha - \omega_1 t - \varphi_1) \sin(p_2 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2) \\ 2\mu_0 B_1 A_2 \cos(p_1 \alpha - \omega_1 t - \varphi_1) \cos(p_2 \alpha - \omega_2 t - \varphi_2) \end{pmatrix} \right\} d\alpha. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Die Integrale sind nur dann von Null verschieden, wenn gilt:

$$p_2 = \pm(p_1 \pm 1). \quad (2.18)$$

Es genügt, den Fall $p_2 = p_1 \pm 1$ zu betrachten, da sich die restlichen Kombinationen durch eine Umkehr der Phasenfolge in den Systemen ableiten lassen und somit identisch sind. Berücksichtigt man weiter, dass auch hier für $\omega_1 = \omega_2$ die zeitabhängigen Terme verschwinden, so zeigt sich, dass die entstehenden Querkräfte nur noch von den relativen Lagen der Funktionen zueinander abhängen, welche durch φ_1 und φ_2 ausgedrückt werden:

$$p_2 = p_1 + 1 : \quad (2.19)$$

$$\mathbf{F} = \pi l r_S \left[\frac{B_1 B_2}{\mu_0} \begin{pmatrix} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \\ \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{pmatrix} + B_1 A_2 \begin{pmatrix} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \\ \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{pmatrix} \right]$$

$$p_2 = p_1 - 1 : \quad (2.20)$$

$$\mathbf{F} = \pi l r_S \left[\frac{B_1 B_2}{\mu_0} \begin{pmatrix} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \\ -\cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{pmatrix} - B_1 A_2 \begin{pmatrix} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \\ -\cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{pmatrix} \right]$$

Um in dieser Arbeit keiner fachphilosophischen Diskussion über die Bezeichnung dieser Kraftkomponenten zu verfallen, werden die bis anhin in der Literatur verwendeten Bezeichnungen übernommen. Dabei werden die ersten Summanden von (2.19) und (2.20) als MAXWELL-Translationskraft \mathbf{F}_M , die zweiten Summanden als LORENTZ-Translationskraft \mathbf{F}_L bezeichnet:

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_M \pm \mathbf{F}_L \quad \text{für} \quad p_2 = p_1 \pm 1. \quad (2.21)$$

Die Resultate aus den beiden vorangegangenen Abschnitten lassen sich zusammenfassen:

- Induktions- und Strombelagswellen gleicher Polpaarzahl bilden ein Drehmoment, sofern sie elektrisch gesehen nicht um 90° gegeneinander versetzt sind.
- Eine Querkraft bildet sich nur in Wechselwirkung eines p -polpaarigen Flusssystemes mit einem $p \pm 1$ -polpaarigen Fluss- bzw. Statorstromsystem aus.
- Dies führt zu der allgemein gültigen Feststellung, dass alle Harmonischen von B_1 und B_2 respektive B_1 und A_2 mit benachbarter Polpaarzahl eine Querkraftkomponente erzeugen.
- Solange die Funktionen die gleichen Frequenzen besitzen, entsteht eine Kraft, deren Grösse winkelunabhängig ist und deren Richtung nur von der relativen Lage der Maxima zueinander abhängt.

Magnetischer Zug

Verlagert sich der Rotor aus dem Zentrum der Bohrung um $e \ll \delta$, dann entsteht in Richtung dieser Verlagerung eine unter dem Namen *einseitiger magnetischer Zug* bekannte Kraftwirkung. Diese entsteht durch einen nicht mehr gleichmässig entlang des Umfangs verteilten magnetischen Leitwert, welcher bewirkt, dass die bei konstanter Luftspaltweite δ entstehende Flussdichte mit der Amplitude \hat{B}_0 verändert wird. Die Überlagerung der entstehenden Ober- und Unterwellen mit der Grundwelle resultiert gleich wie bei den geführten Flussdichte- und Strombelagswellen in einer Querkraft, bei deren Berechnung unterschieden werden muss zwischen $p = 1$ und $p > 1$ [Vogt 1996]:

$$F_\varepsilon = \begin{cases} \frac{\tau_p l_i}{2\mu_0 \delta} \cdot \hat{B}_0^2 \cdot e/2, & p = 1 \\ \frac{\tau_p l_i}{2\mu_0 \delta} \cdot \hat{B}_0^2 \cdot pe, & p > 1. \end{cases} \quad (2.22)$$

2.2 Elektromagnetische Materialausnutzung

2.2.1 Ausnutzungsziffer

Bei elektrischen Maschinen dient die ESSON'sche Ausnutzungsziffer C als wichtige Vergleichsgrösse hinsichtlich der Ausnutzung ihrer Werkstoffe:

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_1 A \hat{B}_\delta. \quad (2.23)$$

In ihr enthalten sind nicht nur das Mass für die zulässigen Verluste, sondern auch material- und systembedingte Grenzen.

2.2.2 Wahl der Polpaarzahlen

In [Schulze 1996] wurden schon Überlegungen zur Wahl der Polpaarzahlen angestellt, die in diesem Kapitel zusammengefasst und ergänzt werden.

Querkraftmaschinen sind in allen bisher bekannten Anwendungen umrichter- gespeist. Als denkbare Alternative könnte auf der Antriebsseite Netzspeisung vorgesehen werden, das Tragwicklungssystem muss aber zur Erhaltung der notwendigen Regelgüte in jedem Fall am Stromrichter betrieben werden. Rein grundsätzlich steht aber auch Anwendungen nichts im Wege, deren Antriebs- und Tragwicklungen direkt an ein Drehspannungssystem konstanter Frequenz angeschlossen sind.

Erfolgt die Speisung beider Wicklungssysteme aus Umrichtern, so beeinflussen in erster Linie die Prozessdrehzahl und die Umrichterspezifikationen die Wahl der Polpaarzahlen. Weil gemäss Abschnitt 2.1.2 bei einer betrags- und richtungskonstanten Querkraft die Speisefrequenz beider Systeme gleich wird, ist in jedem Fall derjenige Wechselrichter mit der grösseren Bauleistung das in dieser Hinsicht begrenzende Element. Solange die Querkraftmaschine in erster Linie als Antrieb dient, liegt die Bauleistung des Antriebsumrichters deutlich über derjenigen des Tragumrichters. Der abweichende Fall bedarf einer Spezialbehandlung, auf die in dieser Arbeit nicht eingegangen wird.

Grundsätzlich kann die Wahl der Polpaarzahl der Antriebswicklung nach denselben Kriterien erfolgen wie bei reinen Antriebsmaschinen, wobei, wie erwähnt, die Prozessdrehzahl und die Spezifikationen des Umrichters den Spielraum festlegen [Liang *et al.* 1995]. Speziell bei Antrieben hoher Drehzahl und mittleren bis hohen Leistungen ist die Wahlfreiheit schon an diesem Punkt auf die Polpaarzahl $p_1 = 1$ beschränkt, womit das Tragsystem nur $p_2 = 2$ besitzen kann.

Gegebenenfalls spielen auch äussere Kriterien wie die zulässige Baugrösse der Maschine oder die Minimierung der Statorfrequenz eine wichtige Rolle. Als Beispiel sei hier der Spaltröhrpumpenantrieb mit gekapseltem Stator erwähnt. Die Wirbelstromverluste im gegenüber dem Stator stillstehenden, massiven und elektrisch leitenden Spaltröhr steigen quadratisch mit der Frequenz des Drehfelds, was letztlich dazu führt, dass nur $p_1 = 1$ sinnvoll ist.

Zweipolige Maschinen nützen bei gleichbleibender maximaler Zahnflussdichte das Zahnmaterial wesentlich schlechter aus als vierpolige Maschinen. Weiter sollen in Querkraftmaschinen die Zähne bei der maximal aufzubringenden Querkraft nicht sättigen, was eine Verbreiterung der Zähne zur Folge hat und absolut betrachtet die Verhältnisse bei der zweipoligen Maschine gegenüber der vierpoligen zusätzlich verschlechtert. Beim Vergleich der Jochhöhen zeigt sich, dass das Joch von zweipoligen Maschinen in etwa doppelt so hoch ist wie bei vierpoligen, wogegen der geringere Wickelraumbedarf für erstere spricht. Gerade das letzterwähnte Kriterium kann im Zusammenhang mit einer vorgegebenen Zahnbreite eine wesentliche Rolle spielen, da bei wachsendem Nutquerschnitt deren Höhe steigt und die Nutstreuung allenfalls ein nicht mehr tolerierbares Mass annimmt.

Nach der Festlegung der Polpaarzahl des Antriebssystems wird auf Grund von (2.18) p_2 bestimmt, wobei für $p_1 = 1$ das Tragsystem vierpolig sein muss. Für alle anderen Fälle besteht Wahlfreiheit. Die nachfolgend aufgeführten Kriterien sollen eine Entscheidungshilfe bieten.

Bei festgelegter Statornutzanzahl N_S kann die Nutzanzahl pro Strang und Pol der Tragwicklung bruchzahlrig werden oder sonstige ungünstige Werte annehmen. Die dabei auftretenden Phänomene und Einschränkungen sind im Kapitel 4 ausführlich beschrieben:

$$q_2 = q_1 \cdot \frac{p_1}{p_2} = \frac{N_S}{2mp_2}. \quad (2.24)$$

Neben dem geringeren Wickelraumbedarf sprechen vor allem zwei Gründe für die niedrigere Polpaarzahl. Einerseits werden aufgrund der grösseren Lochzahl q_2 die Durchflutungsoberrwellen besser unterdrückt, und andererseits wird die Frequenz des Rotors im Tragflusssystem geringer. Im Leerlauf beträgt diese:

$$f_{2R} = s_2 \cdot f_2 = \left(1 - \frac{p_2}{p_1}\right) f_2. \quad (2.25)$$

Wie weiter unten noch gezeigt wird, spielt dies speziell bei Asynchronmaschinen eine grosse Rolle, da sich bei geschlossenem Rotorkreis der auf die Statorseite bezogene Rotorwiderstand umgekehrt proportional zum Schlupf verhält. Bei dieser Konfiguration resultieren geringere Hysterese- und Wirbelstromverluste, was abgesehen von den Fällen, wo sich im Rotor massive Teile befinden oder extrem hohe Drehzahlen gefordert sind, eine untergeordnete Rolle spielt. Als Beispiel dienen hier die bei Hochfrequenzantrieben häufig eingesetzten Massivrotoren [Pyrhönen 1991]. Ein weiterer Vorteil ergibt sich hinsichtlich des Magnetisierungsstrombedarfs der Tragwicklung, der bei konstanten Abmessungen und Luftspaltflussdichten für Systeme mit kleiner Polpaarzahl geringer ausfällt.

Für die Ausführung der Tragwicklung mit der höheren Polpaarzahl sprechen die magnetischen Verhältnisse im Joch. Die Jochflussdichte von Luftspaltfeldern gleicher Amplitude, aber unterschiedlicher Polpaarzahl verhält sich bei gegebener Jochhöhe ungefähr proportional zu p_2 . Bei einem vierpoligen Antrieb belastet somit ein zweipoliges Tragfeld das Joch dreimal so stark wie ein sechspoliges. Wird die Maschine so ausgelegt, dass sie bei mittlerem Tragfeld nahe an der Jochsättigung betrieben wird, so treibt im Gegensatz zum sechspoligen Tragfluss schon eine kleine Erhöhung des zweipoligen Tragflusses das Joch in die Sättigung. Dies führt zu einer Erhöhung des magnetischen Widerstands und damit auch auf der Antriebsseite zu einer Reduktion der Hauptinduktivität, was seinerseits eine vorübergehende Verringerung des Drehmoments zur Folge hat. Heikel ist diese Induktivitätsänderung auch in

dem Fall, wo die Antriebs- und die Querkraftregelung den Flusszeiger aus äusseren Messgrössen und den Maschinenparametern modellieren. Falsch erfasste Modellparameter schwächen die Regelung und können sogar zur Instabilität führen [Schöb 1993]. In beschränkter Masse spielt auch die Wickelkopflänge der Tragwicklung eine Rolle, die mit steigender Polpaarzahl p_2 kleiner ausfällt und damit eine kürzere Gesamtlänge der Maschine und höhere biegekritische Drehzahlen zur Folge hat.

2.2.3 Maschinenabmessungen

Wie aus (2.15) hervorgeht, steigt das Drehmoment der Maschine mit dem Volumen und somit dem Gewicht des Rotors. Die Tragkraft steigt nach (2.19) und (2.20) linear mit der Rotormantelfläche. Die optimale Materialausnutzung erhält man also, wenn die Mantelfläche bei gegebenem Bauvolumen V maximiert wird. Demnach sollte das Verhältnis l_i/D bei einer Querkraftmaschine möglichst gross gewählt werden, um im Vergleich mit einer reinen Antriebsmaschine gleicher Leistung den Volumenzuwachs zu minimieren:

$$\frac{F_{quer}}{V} \sim \frac{l_i \pi D}{l_{Fe} \pi D^2 / 4} \sim \frac{1}{D}.$$

Soll der Antrieb unterhalb der ersten biegekritischen Drehzahl betrieben werden, so bestimmt diese die obere Grenze von l_i/D , denn eine lange dünne Welle ist elastischer als eine kurze dicke und besitzt demnach tiefere biegekritische Drehzahlen.

Magnetgelagerte Antriebe sind nur bei Spezialanwendungen oder im Segment schnelllaufender Antriebe sinnvoll. Im zweiten Fall wird die Forderung nach einem hohen l_i/D -Verhältnis in der Regel automatisch erfüllt, da Maschinen mit hoher Drehzahl aufgrund der Materialfestigkeit im Rotordurchmesser begrenzt sind und das Verhältnis meist höher ausfällt als bei Maschinen mit gleichem Bauvolumen und tieferen Drehzahlen.

Detailliertere Betrachtungen zu den Maschinenabmessungen erfolgen im Kapitel 5, wobei die dort erhaltenen Resultate nicht nur für die Querkraft-Induktionsmaschine, sondern für sämtliche Querkraft-Drehfeldmaschinen Gültigkeit besitzen.

3

Lagerlose Drehfeldantriebe

3.1 Überblick

In diesem Kapitel werden die Drehfeldantriebe betreffend ihrer Eignung als Querkraftmaschinen untersucht. Dabei wird unterschieden zwischen den klassischen Drehfeldmaschinen (Asynchronmaschine, Reluktanz-Synchronmaschine und permanenterregte Synchronmaschine), der Switched Reluctance Machine und der bürstenlosen Gleichstrommaschine. Die elektrisch erregte Synchronmaschine eignet sich nur, wenn der Erregerstrom über rotierende Gleichrichter auf den Rotor gebracht wird, da es bei einer kontaktfreien Lagerung i. Allg. wenig Sinn macht, wenn über Schleifringe ein mechanischer Kontakt besteht. Rotierende Gleichrichter werden in Antrieben mit Scheinleistungen ab wenigen MVA eingesetzt, wo der Einsatz von Querkraftmaschinen noch denkbar ist. Es müsste allerdings speziell untersucht werden, wie sich das Erregersystem verhält, wenn der Antrieb im Notlauflager liegt, was eine exzentrische Rotorlage der Erregermaschine zur Folge hat.

3.2 Induktionsmaschine

Die Induktionsmaschine (IM) deckt heute einen grossen Leistungs- und Drehzahlbereich ab. Ihr grosser Vorteil liegt in der einfachen und robusten Bauweise. Dank dem zunehmenden Einsatz von frequenzumrichter gespeisten Maschinen kann die Asynchronmaschine über einen weiten Drehzahlbereich verlustarm betrieben werden. Für die Anwendung als lagerloser Motor erweist

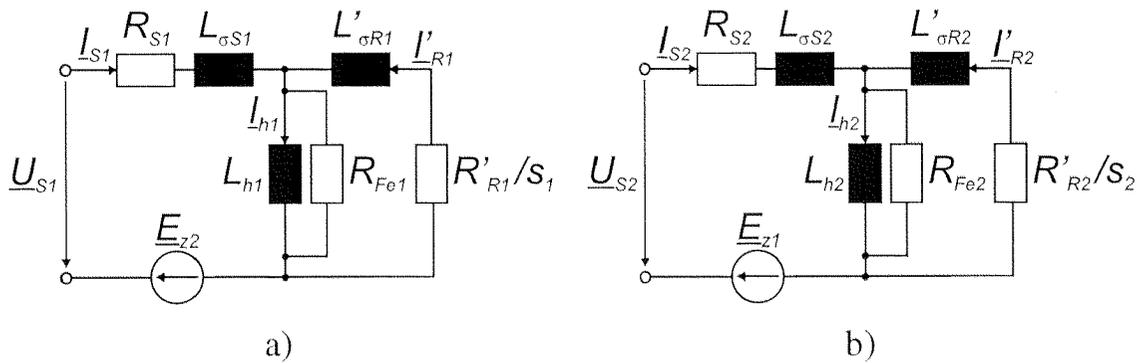


Abbildung 3.1: a) Ersatzschaltbild des Antriebssystems b) Ersatzschaltbild des Tragsystems einer lagerlosen Induktionsmaschine

sich der kleine Luftspalt der Asynchronmaschine als Vorteil. Wie in [Schöb 1993] gezeigt tragen in Induktionsmaschinen überwiegend die MAXWELL-Kraftanteile zur Querkraft bei. Um das dazu benötigte Steuerfeld aufzubauen, muss statorseitig ein Strombelag wirken, der annähernd proportional mit dem wirksamen Luftspalt wächst und damit neben den Ohm'schen Verlusten vor allem den Blindleistungsbedarf des Systems steigen lässt. Bei konstanten Ohm'schen Verlusten bedeutet dies einen grösseren Nutraumbedarf und somit eine Vergrößerung des Stator-Aussendurchmessers.

Im Gegensatz zu den zwei getrennten Statorwicklungssystemen unterschiedlicher Polpaarzahl besitzt die Querkraft-Induktionsmaschine im Rotor nur ein Wicklungssystem, in dem von den Luftspaltfeldern entsprechend der Relativgeschwindigkeiten zum Rotor Spannungen induziert werden. Aufgrund der dadurch fließenden Ströme entsteht ein Drehmoment. Betrachtet man nun die Querkraftmaschine, so soll möglichst nur das Antriebssystem ein Drehmoment aufbauen können. Das Tragwicklungssystem hat die Aufgabe, im Luftspalt der Maschine einen Fluss zu erzeugen, der im Zusammenwirken mit dem Antriebsfluss die nötige Querkraft erzwingt. Dabei soll die Rotorwicklung vom Tragfluss unbeeinflusst bleiben. Im elektrischen Strangersatzschaltbild aus Abb. 3.1 bedeutet dies, dass die Impedanz des Rotorkreises $\underline{Z}'_{R2} = R'_{R2} + j\omega L'_{\sigma R2}$ sehr hochohmig sein soll.

Die beiden Systeme sind über die Spannungen \underline{E}_{z1} und \underline{E}_{z2} , über die Schlupfwerte s_1 und s_2 sowie über die Ersatzschaltbildparameter miteinander gekoppelt.

Die Rotorfrequenz des Tragsystems ist über dessen Schlupf s_2 bestimmt. s_2 liegt bei vom eingestellten Antriebsschlupf s_1 abhängiger mechanischer Kreisfrequenz Ω und unter der Annahme einer betrags- und richtungskonstanten Querkraft ($\omega_2 = \omega_1$) fest:

$$s_2 = \frac{\omega_2 - p_2 \Omega}{\omega_2} = 1 - p_2 \cdot \frac{(1 - s_1) \cdot \omega_1 / p_1}{\omega_2} \approx 1 - \frac{p_2}{p_1}. \quad (3.1)$$

\underline{E}_{z1} und \underline{E}_{z2} widerspiegeln die eingekoppelten Spannungen des anderen Systems, welche auf Grund von magnetischen Unsymmetrien oder unsymmetrisch aufgebauten Wicklungssystemen entstehen. Eine Kopplung entsteht dann, wenn das vom einen System aufgebaute Feld Anteile enthält, die im zweiten Wicklungssystem Spannungen induzieren können, was beispielsweise bei exzentrischer Rotorlage, magnetisch unsymmetrischem Rotor oder bei Bruchlochwicklungen (s. Kapitel 4) der Fall sein kann.

Auch Sättigungseffekte führen zu einer magnetischen Unsymmetrie bezüglich der betrachteten Systeme. Diese werden allerdings nicht in \underline{E}_{z1} und \underline{E}_{z2} modelliert, sondern in den Induktivitäten, welche im System vorkommen. Die wichtigsten Abhängigkeiten sind im Folgenden aufgelistet und kommentiert:

- $L_{h1} = f(I_{h1}, I_{h2})$ und $L_{h2} = f(I_{h2}, I_{h1})$: Die Querverbeeinflussung der Hauptinduktivitäten hängt in starkem Masse von der Magnetisierung der Maschine ab. Solange keine Zahn- bzw. Jochsättigung eintritt, man sich also im linearen Bereich der Magnetisierungskennlinie befindet, bleiben die Hauptinduktivitäten konstant. Erst einsetzende Sättigung bewirkt eine Änderung des magnetischen Widerstands und wegen der Überlagerung der beiden Flussanteile eine Querkopplung zwischen den Systemen.
- $L_{\sigma S1} = f(I_{S1}, I_{S2})$ und $L_{\sigma S2} = f(I_{S2}, I_{S1})$: Da Statornuten in den seltensten Fällen geschlossen ausgeführt werden, ist die Statorstreuinduktivität nur in geringem Masse vom momentbildenden Strom abhängig. Die Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom besteht auch hier, sofern die Zähne gesättigt werden, was zu einer Verringerung der Nutstreuung führt. Zahnsättigung sollte aber bei Querkraftmaschinen vermieden werden, weshalb bei den Statorstreuinduktivitäten die Querkopplung zwischen den Systemen vernachlässigt werden darf. Zu berücksichtigen sind aber weiterhin die bei steigenden Frequenzen stärker werdenden Stromverdrängungseffekte, welche auch die Nutstreuung beeinflussen.

- $L'_{\sigma R1} = f(I'_{R1}, I'_{R2})$ und $L'_{\sigma R2} = f(I'_{R2}, I'_{R1})$: Grundsätzlich verhält es sich mit der Rotorstreuung gleich wie im Stator. Einzige Ausnahme bilden die vorwiegend bei schnelllaufenden Antrieben vorkommenden geschlossenen Rotornuten, wo die Nut- und Zahnkopfstreuung stark vom Sättigungsgrad des Streustegs und damit vom Rotorstrom abhängig sind [Pasquarella 1993]. Entscheidend für die Relevanz einer Kopplung zwischen den Systemen ist dann, ob und in welcher Masse das Tragsystem den im Rotor fließenden Strom beeinflussen kann. Somit darf bei geschlossenen Rotornuten im Teillastbetrieb die Kreuzkopplung zwischen den Systemen nicht vernachlässigt werden. Einen wesentlichen Einfluss nimmt hier in jedem Falle die Stromverdrängung ein, worauf diese Arbeit noch näher eingehen wird.

Bevor die Rotorausführung von Induktionsmaschinen betrachtet wird, ist eine Analyse des Systemverhaltens des Trageils notwendig. Der Tragfluss bildet sich in der Hauptinduktivität L_{h2} , womit sich die Querkraft bei linearen Eisenverhältnissen und Flusskonstanz im Antriebssystem darstellen lässt durch

$$F_{quer} = c \cdot I_{h2}. \quad (3.2)$$

Entscheidende Bedeutung kommt bei der Querkraft-Induktionsmaschine dem Übertragungsverhalten zwischen dem feldbildenden Strom I_{h2} und dem Statorstrom I_{S2} zu. Unter Vernachlässigung des Eisenwiderstands R_{Fe2} , dessen Einfluss im Normalfall bis zu einem Mehrfachen der Nennfrequenz verschwindend klein ist, ergibt sich:

$$\underline{G}(j\omega_2) = \frac{\underline{I}_{h2}}{\underline{I}_{S2}} = \frac{1 + j\omega_2 T_1}{1 + j\omega_2 T_2} \quad (3.3)$$

mit

$$T_1 = \frac{L'_{\sigma R2}}{R'_{R2}/s_2} \quad (3.4)$$

$$T_2 = \frac{L_{h2} + L'_{\sigma R2}}{R'_{R2}/s_2}. \quad (3.5)$$

Für $p_2 > p_1$ stellt (3.3) ein phasenanhebendes Glied (Vorhaltglied) dar, für $p_2 < p_1$ ein phasenabsenkendes Glied (Verzögerungsglied). Bei gleich grossen Zeitkonstanten unterscheiden sich diese nur in ihrem Phasengang, nicht aber im Amplitudenverlauf. Im Bode-Diagramm ergibt sich das in Abb. 3.2 dargestellte Verhalten.

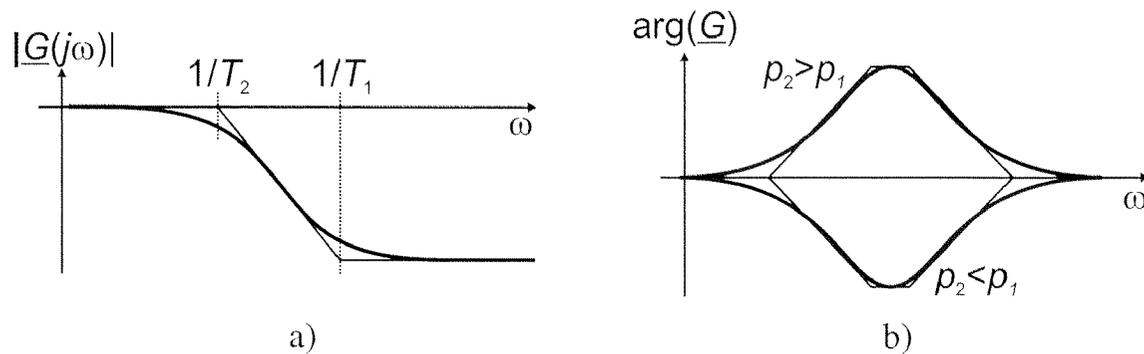


Abbildung 3.2: Übertragungsverhalten von Vorhalt- und Verzögerungsgliedern: a) Amplitudengang und b) Phasengang

Grundsätzlich treten in Induktionsmaschinen zwei Rotorbauformen auf, die sich bezüglich ihres Verhaltens in Querkraft-Asynchronmaschinen stark unterscheiden.

Rotor mit mehrsträngiger Kurzschlusswicklung

Die Wicklungsstruktur des gewickelten Kurzschlussläufers entspricht derjenigen eines Schleifringläufers, wobei die Strangenden nicht auf Schleifringe geführt, sondern kurzgeschlossen werden. Die Wicklung kann als Durchmesserwicklung oder mit verkürzten Schrittweiten ausgeführt werden und besitzt die Polpaarzahl p_1 der Antriebswicklung. Felder der Polpaarzahl ν' (mit der Ordnungszahl $\nu = \nu'/p_1$) können somit nur dann Ströme induzieren, wenn der Wicklungsfaktor ξ_ν nicht verschwindet.

Für die Tragmaschine ergeben sich ideale Verhältnisse, da die Wicklung so gestaltet werden kann, dass der Tragfluss bei konzentrischer Rotorlage in der Rotorwicklung keine Ströme induziert. Im Ersatzschaltbild aus Abb. 3.1 bedeutet dies, dass R'_{R2} sehr gross wird, der Rotorkreis des Tragsystems also geöffnet ist. Hiermit gilt für alle ω_2 :

$$\underline{G}(j\omega_2) = \frac{\underline{I}_{h2}}{\underline{I}_{S2}} = 1. \quad (3.6)$$

Die Ausführung dieser Rotorwicklung ist im Vergleich zur nachfolgend vorgestellten Käfigwicklung wesentlich komplexer und somit teurer. Weiter ergeben sich bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten Abstützungs- und Festigkeitsprobleme im Wickelkopf. Auf die genauen Ausführungsformen von Kurzschlusswicklungen wird im Abschnitt 4.3 näher eingegangen.

Käfigläufer

In einer Käfigwicklung sind die in den Nuten liegenden Stäbe an ihren Enden über einen Kurzschlussring oder eine Kurzschlusscheibe leitend verbunden, was den Rotor sehr kompakt, robust und kostengünstig werden lässt. Durch diesen Aufbau wird der Wicklung keine Polpaarzahl vorgegeben, was dazu führt, dass von ihr Durchflutungen beliebiger Polzahl aufgebaut werden können. Bei reinen Antriebsmaschinen führt dies zu keinen gravierenden Nachteilen. Hingegen muss bei Querkraft-Induktionsmaschinen, wie oben beschrieben, der Einfluss des Tragflusses auf den Rotor eliminiert oder zumindest auf ein tolerierbares Mass reduziert werden. Im Falle einer vollständigen Käfigwicklung ist der Einfluss jedoch so gross, dass sich schon ab mittleren Leistungen und im sehr tiefen Drehzahlbereich Verstärkungen $|G(j\omega_2)| = |I_{h2}/I_{S2}|$ ergeben, die deutlich unterhalb des tolerierten Wertes liegen (s. Abschnitt 4.3). Der Umkehrwert dieses Verstärkungsfaktors besagt, um wieviel der Eingangsstrom des Tragsystems gegenüber dem Magnetisierungsstrom überhöht wird. Bei konstantem Tragfluss und damit konstantem I_{h2} bedeutet dies, dass die Stromerhöhung vollumfänglich in den Rotorkreis fliesst, ein Moment liefert und gleichzeitig zur Erwärmung der Rotorwicklung beiträgt. Ausserdem muss der speisende Umrichter im Stande sein, diesen Eingangsstrom zu liefern. Damit ist er im Vergleich zum Umrichter, der das Tragsystem eines gewickelten Rotors speist, stark überdimensioniert.

Ein weiterer Nachteil wird in [Chiba *et al.* 1996a] beschrieben. Durch die Wahl von $p_2 < p_1$ und die dadurch entstehende Regelstrecke mit Verzögerungsverhalten ergeben sich für die Regelung Stabilitätsprobleme. Diese können zwar mit einem zusätzlichen Vorhaltglied kompensiert werden, was aufgrund der Modellungenauigkeiten aber kein triviales Unterfangen ist. Insbesondere bleibt auch mit einer derartigen Kompensation das Problem des mit wachsender Drehzahl steigenden Eingangsstromes des Tragsystems bestehen. Aus all den genannten Gründen kann die Querkraft-Induktionsmaschine im Rotor nur in Ausnahmefällen mit einer reinen Käfigwicklung ausgestattet werden.

3.3 Reluktanz-Synchronmaschine

Die Reluktanz-Synchronmaschine (RSM) zeichnet sich dadurch aus, dass die Induktivität der Längsachse L_{1d} grösser ist als L_{1q} . Die Grösse des Kippmoments hängt von der Differenz zwischen diesen Induktivitäten ab:

$$\begin{aligned} M &= -\frac{m_1 p_1 U_{1S}^2}{2 \cdot 2\pi f_1} \left(\frac{1}{X_{1q}} - \frac{1}{X_{1d}} \right) \cdot \sin(2\vartheta) \\ &= -\frac{m_1 p_1}{2} (\Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2) \left(\frac{1}{L_{1q}} - \frac{1}{L_{1d}} \right) \cdot \sin(2\vartheta). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Es können sowohl der Stator als auch der Rotor mit ausgeprägten Polen ausgeführt werden, wobei üblicherweise der Stator einer klassischen Drehfeldmaschine verwendet wird und nur der Rotor eine magnetische Vorzugsrichtung aufweist. Dasselbe gilt auch für die lagerlose RSM, die in der Literatur ausschliesslich mit mehrphasig bewickelten Drehfeldstatoren erwähnt wird.

Der Rotor besitzt die Struktur eines Schenkelpollläufers oder wird aus geschlitzten Blechen aufgebaut, die luftspaltseitig sättigende Eisenbrücken besitzen (s. Abb. 3.3). Eine weitere Möglichkeit stellen die axial geblechten Rotoren dar, die besonders hohe L_d/L_q -Verhältnisse erreichen [Boldea 1996]. Ihr Einsatz in lagerlosen RSM dürfte aufgrund der tragfeldbedingten Rotorverluste nicht in Frage kommen. Zu den Vorteilen einer RSM zählen die sehr robuste Rotorbauweise und die fehlenden Rotorkupferverluste. Nachteilig wirken sich die geringe Maschinenausnutzung und der induktive Leistungsfaktor aus, welcher wegen der rein vom Stator aufgebrauchten Magnetisierung entsteht.

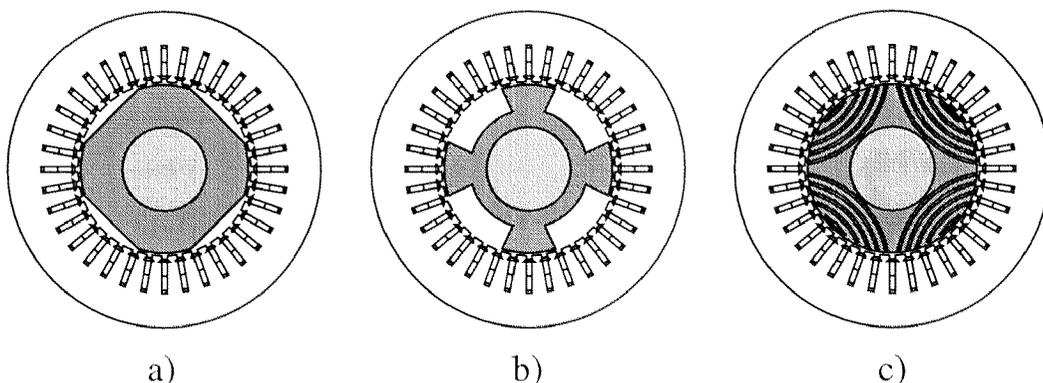


Abbildung 3.3: Rotorbauformen der Reluktanz-Synchronmaschine: a)/b) schenkelpolige Ausführungen c) geschlitzter Rotor mit sättigenden Brücken

Für den Betrieb als Querkraftmaschine muss zuerst der Einfluss des variierenden Luftspalts auf den Tragfluss beurteilt werden. Wählt man wie auf der Antriebsseite die Darstellung in einem orthogonalen zweiachsigen Koordinatensystem, so gilt:

$$\Psi_{2\alpha} = L_{2\alpha} \cdot i_{2\alpha} \quad (3.8)$$

$$\Psi_{2\beta} = L_{2\beta} \cdot i_{2\beta}. \quad (3.9)$$

Durch geeignete Wahl der Bezugsachse dieses Systems lassen sich die NutzkompONENTEN der Querkraft für $p_2 = p_1 \pm 1$ darstellen:

$$F_x = K_M(\Psi_{2\alpha}\Psi_{1d} + \Psi_{2\beta}\Psi_{1q}) \pm K_L(i_{2\alpha}\Psi_{1d} + i_{2\beta}\Psi_{1q}) \quad (3.10)$$

$$F_y = \pm K_M(\Psi_{2\beta}\Psi_{1d} - \Psi_{2\alpha}\Psi_{1q}) + K_L(i_{2\beta}\Psi_{1d} - i_{2\alpha}\Psi_{1q}). \quad (3.11)$$

Im Falle $p_2 = p_1 - 1$ wirken die MAXWELL- und die LORENTZ-KOMPONENTEN in entgegengesetzte Richtungen. Diese Wahl der Polpaarzahlen besitzt allerdings den grossen Vorteil, dass unter gewissen vereinfachenden Annahmen $L_2 = L_{2\alpha} = L_{2\beta} \neq f(\alpha_R)$ gilt, die Induktivitäten des Tragsystems also nicht von der Rotorlage α_R abhängig sind. Dies führt auf die folgenden Ausdrücke für die Querkraftkomponenten:

$$F_x = (L_2 \cdot K_M - K_L) \cdot (i_{2\alpha} \cdot \Psi_{1d} + i_{2\beta} \cdot \Psi_{1q}) \quad (3.12)$$

$$F_y = (K_L - L_2 \cdot K_M) \cdot (i_{2\beta} \cdot \Psi_{1d} - i_{2\alpha} \cdot \Psi_{1q}). \quad (3.13)$$

In der Querkraftregelung müssen Strategien gefunden werden, welche die beiden Gleichungen entkoppeln. Ein Ansatz, der die magnetische Sättigung mitberücksichtigt, findet sich in [Michioka *et al.* 1996].

Obwohl sich für $p_2 = p_1 + 1$ die MAXWELL- und die LORENTZ-Querkraftkomponenten addieren, trifft man diese Variante bei lagerlosen RSM nie an. Der Grund liegt zumindest bei schenkelpoligen Rotorbauformen in der Abhängigkeit der Induktivitäten von der Rotorlage:

$$L_{2\alpha} \neq L_{2\beta}$$

$$L_{2\alpha} = f(\alpha_R)$$

$$L_{2\beta} = f(\alpha_R).$$

Dies schlägt sich auch in der Querkraft nieder. Die Gewichtung der einzelnen Summanden ist nicht nur unterschiedlich, sondern ändert sich abhängig von der Tragfeldposition gegenüber dem Rotor:

$$F_x = (K_M + K_L)([1 + L_{2\alpha}(\alpha_R)]i_{2\alpha}\Psi_{1d} + [1 + L_{2\beta}(\alpha_R)]i_{2\beta}\Psi_{1q}) \quad (3.14)$$

$$F_y = (K_M + K_L)([1 + L_{2\beta}(\alpha_R)]i_{2\beta}\Psi_{1d} - [1 + L_{2\alpha}(\alpha_R)]i_{2\alpha}\Psi_{1q}) \quad (3.15)$$

Wird der Rotor, wie in Abb. 3.3c) dargestellt, aus geschlitzten Blechen aufgebaut, so ist der dem Tragfluss entgegenstehende Luftspalt homogener über den Umfang verteilt, was deutlich geringere Abhängigkeiten der Induktivitäten von der Rotorlage zur Folge hat. Bei optimierter magnetischer Auslegung des Rotors ist für diese Bauform sogar der Betrieb mit $p_2 = p_1 + 1$ denkbar, ohne dass durch das beschriebene Problem eine zu starke Beeinträchtigung der Querkraftregelung erfolgt.

3.4 Permanenterregte Maschinen

3.4.1 Permanenterregte Synchronmaschinen

Synchronmaschinen mit permanentmagnetischer Felderregung (PSM) besitzen eine Vielzahl an Rotorkonstruktionsformen, deren wichtigste in Abb. 3.4 dargestellt sind. Am häufigsten trifft man die Bauform an, bei der die Magnete an der Rotoroberfläche angebracht sind. Bei schnelllaufenden Maschinen, wo höhere Festigkeiten gefordert sind, werden die Magnete ins Rotoreisen versenkt. Ein weiteres Einsatzgebiet der PSM mit eingelassenen Magneten (IPSM) sind Anwendungen, bei denen die Möglichkeit der Feldschwächung gefordert ist [Ionel *et al.* 1997]. Bei Maschinen mit Oberflächenmagneten (SPSM) ist dies nur in sehr begrenztem Masse möglich. Im Verhalten als Querkraftmaschinen zeigen die diversen Rotorbauformen wesentliche Unterschiede. Deshalb wird an dieser Stelle getrennt auf die in Abb. 3.4a) und Abb. 3.4b) dargestellten Rotorvarianten von PSM eingegangen. Für einen Vergleich der magnetischen und motorischen Eigenschaften aller vier dargestellten Rotoren sei auf [Alasuvanto / Jokinen 1990] verwiesen.

Rotor mit Oberflächenmagneten

In [Hendershot / Miller 1994] wird zur Bestimmung des Magnet-Arbeitspunktes der sogenannte Permeabilitätskoeffizient k_{pc} eingeführt:

$$k_{pc} = \frac{1}{1 - \sigma} \cdot \frac{l_m}{\delta'} \cdot \frac{A_{\tau_{p1}}}{A_m} \quad (3.16)$$

$A_m/A_{\tau_{p1}}$ bezeichnet den Poloberflächenanteil, der von den Magneten eingenommen ist, l_m die Höhe der Magnete und δ' die Carterfaktor- und Eisenweg-

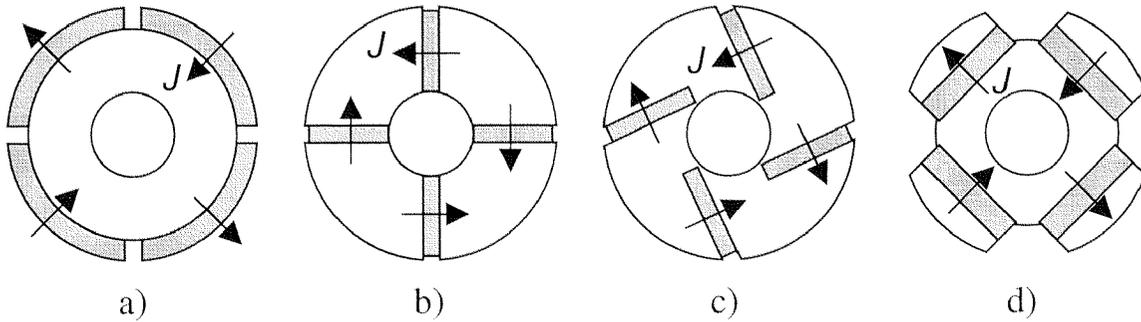


Abbildung 3.4: Rotorbauformen von permanenten Synchronmaschinen:
a) Magnete an der Oberfläche b)/c)/d) eingelassene Magnete

behaftete effektive Luftspaltweite. k_{pc} bildet ein Mass für die Steigung der Lastkennlinie des Magnets und ist bestimmend für den Leerlauf-Arbeitspunkt:

$$B_m = \frac{k_{pc}}{k_{pc} + \mu_{rm}} B_r. \quad (3.17)$$

In SPSM sollte bei den heute erhältlichen hochenergetischen Seltenerd-Magnetmaterialien $k_{pc} > 5$ gewählt werden, um im Kurzschlussfall der Maschine gewährleisten zu können, dass die Magnete nicht dauerhaft entmagnetisiert werden.

Der Strombelag und das magnetische Feld, die für den Aufbau von Querkräften verantwortlich sind, werden wie bei allen anderen betrachteten Maschinen von einem zusätzlichen Statorwicklungssystem geliefert. Da sich der Luftspalt, welcher der Durchflutung des Tragsystems entgegensteht, aus δ' und der Magnethöhe l_m zusammensetzt

$$\delta'' = \delta' + \frac{l_m}{\mu_{rm}}, \quad (3.18)$$

berechnet sich das Verhältnis zwischen den MAXWELL- und den LORENTZ-Anteilen an der Querkraft mit Hilfe von (2.7), (2.8) und (2.19):

$$\frac{F_M}{F_L} = \frac{B_2}{\mu_0 A_2} = \frac{1}{2\delta''} \cdot \frac{D}{2p_2} \cdot \xi_2. \quad (3.19)$$

Um eine Vorstellung von den Größenordnungen dieses Verhältnisses zu vermitteln, sei hier ein Beispiel angefügt. In einer Maschine mit Rotordurchmesser $D = 90$ mm, $\delta' = 1$ mm, $p_1 = 2$, $p_2 = 3$, $k_{pc} = 5$ und $A_m/A_{\tau p_1} = 0.9$

werden $l_m \approx 4.2 \text{ mm}$ und $F_M/F_L \approx 1.5$. Bei kleineren Maschinen nimmt dieses Verhältnis noch weiter ab. Dieses Resultat erklärt auch die Wahl von $p_2 = p_1 + 1$, denn nur für diese Kombination wirken nach (2.21) die beiden Kraftanteile in die gleiche Richtung.

Einige der in jüngerer Zeit von japanischen Forschern verfassten Publikationen berücksichtigen in ihren Betrachtungen zur Querkraft-SPSM nur den MAXWELL-Querkraftanteil [Ooshima *et al.* 1996a] [Chiba *et al.* 1996b]. Daraus ergibt sich die unsinnige Forderung, dass die Magnethöhe sehr klein sein muss, um die geforderten Kräfte zu erreichen. Natürlich führt dies zu einer unakzeptablen Schwächung der Antriebseigenschaften der Maschine. Diese Theorie steht im Widerspruch zu den hier vorgestellten Betrachtungen, die sich auf schon vor einigen Jahren veröffentlichten Erkenntnissen abstützt, die belegen, dass über den beschriebenen Ansatz mit zwei Querkraftanteilen genügend hohe Querkräfte aufgebaut werden können, ohne den Antrieb gravierend zu schwächen [Bichsel 1990].

Neben den Nutzkraften treten im Belastungsfall der Maschine aufgrund des Antriebsstrombelags A_1 Störkräfte auf. Das über (2.8) entstehende Feld B_{A_1} baut in Wechselwirkung mit B_2 und A_2 ebenso Querkräfte auf wie B_2 mit A_1 . Die Grösse dieser Störkraft ergibt sich nach einigen Umformungen und Vereinfachungen zu:

$$F_z \approx l \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta''} \cdot \xi_1 \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \left(\frac{D}{4\delta''} \xi_1 + 1 \right). \quad (3.20)$$

Unter der Annahme, dass der Laststrom ausschliesslich in der Querachse fliesst ($i_{1d} = 0$ im feldorientierten Koordinatensystem), steht die Störkraft senkrecht auf dem Nutzkraftvektor und eilt diesem nach. Hierbei wurde von ideal sinusförmigen Strombelägen und Luftspalt-Induktionsverteilungen ausgegangen. Unberücksichtigt blieben die Oberwellen, welche ebenfalls parasitäre Querkräfte verursachen können, wie im Kapitel 4 ausgeführt wird.

Als Vergleichsgrösse dient hier das Störkraft/Nutzkraft-Verhältnis:

$$\frac{F_z}{F} \approx \mu_0 \cdot \frac{D}{4\delta''} \cdot \frac{\xi_1}{p_1} \cdot \frac{\frac{D}{4\delta''} \xi_1 + 1}{\frac{D}{4\delta''} \xi_1 + p_2} \cdot \frac{A_1}{B_1}. \quad (3.21)$$

Auf Grund von (3.21) allein ist schlecht ersichtlich, in welchen Grössenordnungen sich dieses Verhältnis bewegt. Betrachtet man wiederum unsere Beispielmaschine von oben, so wird $F_z/F \approx 2.07 \text{ Tm}/\mu\text{A} \cdot A_1/B_1$. Noch aussagekräftiger wird der Vergleich mit konkreten Werten. Mit $B_1 = 0.7 \text{ T}$ und

$A_1 = 40 \text{ kA/m}$ wird $F_z/F \approx 12\%$. Die resultierende Querkraft erfährt gegenüber dem Leerlauf eine Winkeldrehung um 6.8° und eine Zunahme des Absolutwertes um 0.7% . In der Tragregelung ist es durch diese Winkeldrehung nicht mehr erlaubt, die Parasitärkraft als Störgrösse aufzuschalten. Vielmehr muss sie bei der Berechnung des Querkraft-Sollvektors berücksichtigt werden, was bedingt, dass dem Querkraft-Regelkreis nicht nur die Lage und die Grösse des Antriebsflusses, sondern auch die Grösse des Laststromes bekannt sein müssen.

Rotor mit eingelassenen Magneten

Um bei gleichem Antriebsfluss und gleicher Tragdurchflutung Θ_2 die Querkraft zu vergrössern, muss der MAXWELL-Anteil erhöht werden. Dies bedeutet, dass eine Anordnung gefunden werden muss, welche den magnetischen Widerstand, der Θ_2 entgegensteht, verringert. Dies lässt sich erreichen, indem die Magnete in das Eisen versenkt werden.

Die Magnethöhe von IPSM lässt sich ebenfalls über den Permeabilitätskoeffizienten k_{pc} bestimmen, der auf eine andere Art berechnet wird als bei SPSM:

$$k_{pc} = \frac{1}{1 - \sigma} \cdot \frac{l_m}{2\delta'} \cdot \frac{A_{\tau p1}}{2A_m} \quad (3.22)$$

Im Vergleich zur SPSM besitzen IPSM den Vorteil, dass k_{pc} kleiner gewählt werden darf, da die Gefahr der dauerhaften Entmagnetisierung der Magnete praktisch wegfällt. Weil bei gegebenen Rotor- und Wellendurchmessern die Oberfläche des Magnets A_m vorgegeben ist, wird die Magnethöhe l_m schliesslich durch die angestrebte Luftspaltflussdichte B_1 und mittels (3.17) bestimmt:

$$B_m = \frac{1}{1 - \sigma} \cdot \frac{A_{\tau p1}}{2A_m} \cdot B_1 \quad (3.23)$$

Wie schon bei der Querkraft-SPSM wird die Wahl der Polpaarzahl des Tragsystems bestimmt durch die Überlegung, dass beide Querkraftanteile in die gleiche Richtung weisen müssen. Somit entfällt auch hier die Wahlmöglichkeit und es gilt $p_2 = p_1 + 1$.

Bei der Analyse der Querkraft-IPSM liegt die hauptsächliche Schwierigkeit in der Bestimmung des Feldes, das bei $(p_2 - 1)$ -polpaariger Rotorstruktur von einer p_2 -polpaarigen Durchflutung ausgeht. Die Lösung kann einerseits über die numerische Feldberechnung erfolgen. Dazu bieten sich Feldberechnungsprogramme an, die nach der Methode der Finiten Elemente arbeiten. In

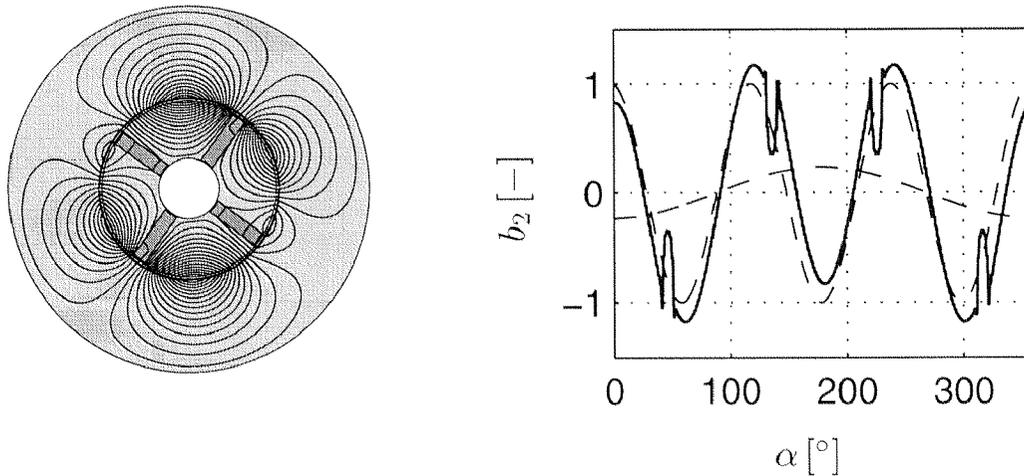


Abbildung 3.5: a) Verlauf des Tragfeldes in einer IPSM bei sechspoliger Durchflutungswelle im Luftspalt der Maschine b) Induktionsverteilung im Luftspalt, normiert auf die Verhältnisse bei $l_m = 0$. Gestrichelt eingezeichnet die entstehende sechspolige Grundwelle sowie die zweipolige Unterwelle.

Abb. 3.5 ist das Feldbild dargestellt, wie es vom an der ETH Zürich entwickelten Programm FEMAG [Egli 1987] für einen vierpoligen Rotor mit unmagnetisierten Magneten und einen sechspoligen, sinusförmigen Strombelag im Luftspalt der Maschine berechnet wurde.

Ein Ansatz für eine analytische Lösung findet sich in [Bikle / Reichert 1998]. Dabei wird die Durchflutungswelle in ihre Komponenten bezüglich des mit dem Antriebsfeld feststehenden orthogonalen Koordinatensystems zerlegt. Den beiden Komponenten der Durchflutungswelle sind entsprechend ihrer unterschiedlichen Lage relativ zur d -Achse der Antriebsmaschine zwei Leitwertfunktionen zugeordnet [Krüger / Müller 1997]. Die in der berechneten Luftspalt-Induktionsverteilung vorkommenden Wellen besitzen die Polpaarzahlen:

$$\nu' = (2n - 1)p_1 \pm 1, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.24)$$

Als Folge davon bilden alle Tragfeldkomponenten zusammen mit den Grund- und Oberwellen des im Luftspalt trapezförmig verteilten Antriebsfeldes Querkräfte aus. Hinzu kommen wie bei der Querkraft-SPSM die auf die Strombeläge A_1 und A_2 wirkenden LORENTZ-Querkräfte.

In der Nutzkraft erscheinen die MAXWELL- und die LORENTZ-Anteile im folgenden Verhältnis [Bikle / Reichert 1998]:

$$\frac{F_M}{F_L} = \frac{B_{2,\nu'=p_2}}{\mu_0 A_2} = \frac{D}{4p_2\delta'} \left[1 - \frac{4 \cdot k_{pc} - 1}{4 \cdot k_{pc}} \cdot \frac{2p_1 l_m}{\pi D} \right]. \quad (3.25)$$

Dies führt zur gesamten Nutzkraft:

$$F = \pi \frac{D}{2} l B_1 A_2 \left[1 + \frac{D}{4p_2\delta'} \left(1 - \frac{4k_{pc} - 1}{4k_{pc}} \cdot \frac{2p_1 l_m}{\pi D} \right) \right]. \quad (3.26)$$

Es treten zwei wichtige Störkraftkomponenten auf, von denen eine identisch ist mit der in Abschnitt 3.4.1 beschriebenen Störkraft und ebenfalls senkrecht auf dem Nutzkraftvektor steht:

$$\begin{aligned} F_{z1} \approx & \pi \left(\frac{D}{2} \right)^2 l \frac{\mu_0}{2\delta'} A_1 A_2 \cdot \\ & \left[\frac{D}{4\delta' p_1 p_2} \cdot \left\{ 1 - \frac{4k_{pc} - 1}{4k_{pc}} \cdot \frac{2p_1 l_m}{\pi D} \right\} \cdot \right. \\ & \left. \left\{ 1 - \frac{4k_{pc} - 1}{4\pi k_{pc}} \left[\sin\left(\frac{2p_1 l_m}{D}\right) + \frac{2p_1 l_m}{D} \right] \right\} \right. \\ & - \frac{1}{p_2} \left\{ 1 - \frac{4k_{pc} - 1}{4k_{pc}} \cdot \frac{2p_1 l_m}{\pi D} \right\} \\ & \left. - \frac{1}{p_1} \left\{ 1 - \frac{4k_{pc} - 1}{4\pi k_{pc}} \left[\sin\left(\frac{2p_1 l_m}{D}\right) + \frac{2p_1 l_m}{D} \right] \right\} \right]. \quad (3.27) \end{aligned}$$

Die Ursache der zweiten Komponente liegt in der von der Tragfeld-Unterwelle $B_{(2,\nu'=p_1-1)}$ und der Antriebsfeldgrundwelle B_1 ausgehenden MAXWELL-Querkraft. Die Richtung dieser Kraft ist abhängig vom Polradwinkel ϑ und damit bestimmt durch das aufgebrachte Antriebsmoment:

$$F_{z2} \approx \left(\frac{D}{2} \right)^2 \frac{1}{p_2\delta'} \cdot \left(\frac{4k_{pc} - 1}{4k_{pc}} \right) B_1 A_2 \cdot \sin\left(\frac{2p_1 l_m}{D}\right). \quad (3.28)$$

Diese Gleichungen sind sehr umfangreich und wurden teilweise bewusst nicht vereinfacht, um die einzelnen Kraftanteile hervorzuheben. Zur besseren Verständlichkeit wird wieder die im Abschnitt 3.4.1 eingeführte Beispielmaschine herangezogen.

Ein erster Nachteil der IPSM zeigt sich schon bei der Bestimmung der Luftspaltinduktion, wo für die tiefe Polpaarzahl $p_1 = 2$ der Wert der SPSM auch

bei einem geringen Wellendurchmesser $D_w = 35$ mm nicht erreichbar ist. Mit $k_{pc} = 3$ ergeben sich $l_m = 4.4$ mm, $B_1 = 0.54$ T und $F_M/F_L \approx 7$. Im Vergleich zur Querkraft-SPSM resultiert dadurch bei gleichem Tragstrom A_2 eine 2.5 Mal grössere Querkraft. Mit $A_1 = 51$ kA/m entsteht das gleiche Drehmoment wie bei der SPSM, was zu den Störkraftanteilen $F_{z1}/F \approx 55\%$ und $F_{z2}/F \approx 17\%$ führt. Selbstverständlich sind diese in der Regelung nicht mehr vernachlässigbar und müssen ebenfalls modelliert werden.

3.4.2 Bürstenlose Gleichstrommaschine

Gleichstrommaschinen, deren Ankerstrom über Bürsten auf den Rotor gebracht wird, kommen wegen des mechanischen Kontakts für magnetgelagerte Anwendungen nicht in Frage. Im Gegensatz dazu ist es denkbar, die bürstenlose Gleichstrommaschine lagerlos auszuführen. Ihr Aufbau unterscheidet sich in der Regel wenig von dem einer herkömmlichen permanenterregten Synchronmaschine [Kenjo / Nagamori 1985]. Der grosse Unterschied liegt in der Ansteuerung, wo bei der bürstenlosen Gleichstrommaschine das Feld nicht kontinuierlich, sondern gleich wie bei der Switched Reluctance Machine schrittförmig wandert. Dadurch wird die Ansteuerelektronik deutlich einfacher und kostengünstiger als bei der PSM.

Die Erregung erfolgt bei bürstenlosen Gleichstrommaschinen in den meisten Fällen durch auf dem Rotor angebrachte Permanentmagnete. Wie oben beschrieben, ist in permanenterregten Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten der Antriebsstrom nicht bestimmend für die Nutz-Querkraft, sondern verursacht nur Störkräfte. Genau gleich verhält es sich bei der bürstenlosen Gleichstrommaschine, mit dem einzigen Unterschied, dass der Antriebsstrombelag schrittförmig wandert. Wird das Tragwicklungssystem als dreiphasige Drehstromwicklung ausgeführt, entstehen in der lager- und bürstenlosen Gleichstrommaschine sehr ähnliche Querkraft-Verhältnisse wie in der Querkraft-SPSM, weshalb in dieser Arbeit auch nicht näher darauf eingegangen wird.

Ein Kostenvergleich mit der Querkraft-SPSM zeigt, dass in der bürstenlosen Gleichstrommaschine nur bei der Speisung des Antriebssystems ein Vorteil entsteht. Die Tragwicklung muss ebenso mit einem dreiphasigen Frequenzumrichter angesteuert werden und auch der Aufwand für die Tragkraftregelung bleibt gleich. Insbesondere ist auch bei der bürstenlosen Gleichstrommaschine die Erfassung der Rotorposition unerlässlich, was eine wesentliche Kosten-

komponente sein kann. Zur Beherrschung der Störkräfte muss ebenfalls die Position des Antriebsstrombelags an die Tragkraftregelung übermittelt werden, was angesichts der diskreten Schaltpunkte aber keine weiteren Schwierigkeiten bereitet.

3.5 Switched Reluctance Machine

Die Switched Reluctance Machine¹ (SRM) gehört zur Familie der Schrittmotoren, da das drehende Feld nicht kontinuierlich, sondern schrittweise rotiert. Ähnlich wie die bürstenlose Gleichstrommaschine wird sie auch nicht durch ein Drehstromsystem, sondern durch einzelne Stromblöcke gespeist. Charakteristisch für die SRM sind die ausgeprägten Pole in Stator und Rotor. Die Zahl der Rotorpolpaare ist in der Regel um eins kleiner als die Zahl der Statorpolpaare, seltener auch um eins grösser [Miller 1993]. Die Statorwicklung ist konzentriert um die einzelnen Pole angeordnet, der Rotor bleibt unbewickelt. Da die Polarität des magnetischen Feldes belanglos ist, reduziert sich die Ansteuerung pro Phase auf einen Zweiquadrantensteller.

Die einzige bekannte Anwendung der SRM als lagerloser Motor ist in [Preston *et al.* 1995] dokumentiert. Dabei wird von der oben beschriebenen Struktur abgewichen und eine Anordnung mit 12 Stator- und 8 Rotorpolen vorgeschlagen. Diese Wahl ergibt sich daraus, dass jeweils gleichzeitig vier Statorpole in zwei zueinander orthogonalen Achsen erregt werden. Die optimale Ausnutzung der tangentialen Kräfte für den Antrieb kann dadurch nur über eine viertelkreis-symmetrische Rotorstruktur erreicht werden. Im Aufbringen einer Querkraft in eine definierte Richtung lehnen sich die Autoren an das Prinzip des klassischen Magnetlagers an [Schweitzer *et al.* 1993]. Einander gegenüber liegende Zähne werden unterschiedlich durchflutet, was zu unterschiedlich grossen, an den Zähnen angreifenden Kräften führt.

Der schwerwiegendste Nachteil der lagerlosen Switched Reluctance Machine liegt in der starken Abhängigkeit der Querkräfte von der Rotorlage. In Abb. 3.6 ist die Ortskurve dargestellt, welche die Querkraft bei Drehung des Rotors von der unausgerichteten in die ausgerichtete Lage ($\vartheta = -15^\circ \dots 0^\circ$) beschreibt. Dabei ist die Wicklung A_1 stärker erregt als die Wicklungen A_2 bis A_4 . Sämtliche anderen Statorzähne bleiben unerregt. Bei unausgerichtetem Rotor- und Statorzahn verschwindet die Querkraft praktisch vollständig.

¹Die geschaltete Reluktanzmaschine wird auch in der deutschsprachigen Literatur häufig unter ihrer englischen Bezeichnung erwähnt, weshalb diese verwendet wird.

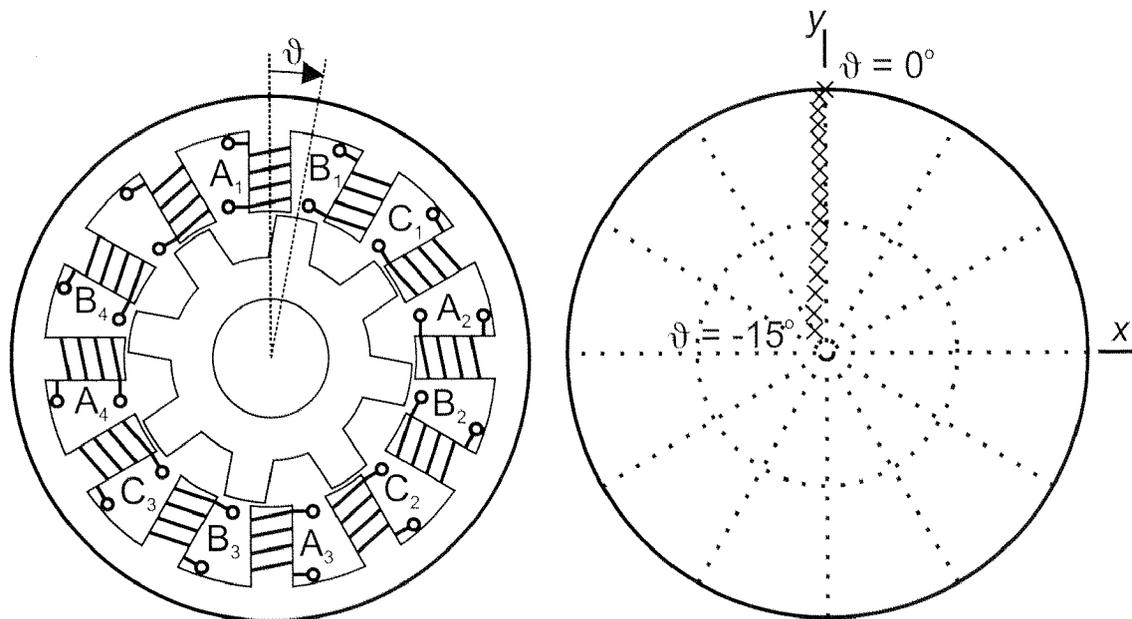


Abbildung 3.6: Ortskurve der Querkräfte in einer Switched Reluctance Maschine bei Drehung des Rotors von $\vartheta = -15^\circ$ in die ausgerichtete Lage ($\vartheta = 0^\circ$); Wicklung A_1 ist dabei stärker erregt als A_2 bis A_4 ; die Wicklungen B_* und C_* sind unerregt.

Da Switched Reluctance Machines mit hohen Luftspaltflussdichten betrieben werden, muss zusätzlich die Nichtlinearität des Eisens berücksichtigt werden. Das Feld wird durch Sättigung an den Zahnköpfen zu den Zahnflanken hin gedrängt, was zu einer Richtungsänderung der Lateralkraft führt. In geringem Masse kann man diesem Nachteil mit einer Verbreiterung der Rotorzähne entgegenwirken. Da der Fluss unter einem Statorzahn reduziert, unter dem gegenüberliegenden aber sättigungsbedingt nicht beliebig erhöht werden kann, wird als weitere Folge das Drehmoment der Maschine verkleinert.

Die Vorteile der SRM in einem elektrischen Antrieb liegen in ihrer einfachen und kompakten Struktur mit geringem Massenträgheitsmoment, der einfachen Wicklung mit kurzen Stirnverbindungen, den fehlenden Rotorkupferverlusten und der halbierten Zahl leistungselektronischer Schalter pro Phase. Zu den vorhandenen Nachteilen, wie z. B. die starken Drehmomentpulsationen, der hohe Bedarf an Magnetisierungsstrom oder die im Gegensatz zur Synchronmaschine vorhandenen Ummagnetisierungsverluste im Rotor, kommen im Betrieb als lagerloser Motor weitere hinzu. Insbesondere fällt der Vorteil der

reduzierten Anzahl leistungselektronischer Schalter durch die individuelle Ansteuerung der einzelnen Wicklungen wieder weg. Im weiteren wird die Querkraftregelung wesentlich komplizierter, verglichen mit der einfachen Struktur bei der permanenterregten Synchronmaschine oder der Asynchronmaschine.

An einen Einsatz einer lagerlosen SRM lässt sich deshalb nur denken, wenn die Anforderungen sowohl an das Magnetlager als auch an den Antrieb sehr gering sind.

3.6 Grenzen

Die Grenzen werden in Querkraftmaschinen im Allgemeinen weniger von der Physik als vielmehr von ökonomischen Kriterien und Sicherheitsbestimmungen festgelegt. So richtet sich der Zielmarkt von lagerlosen Antriebssystemen dorthin, wo heute schon aktive Magnetlager zum Einsatz gelangen. Die folgenden Gesichtspunkte müssen beim Entscheid berücksichtigt werden, ob ein Aktivmagnetlager durch eine Querkraftmaschine ersetzt wird:

- Gegenüber der reinen Antriebsmaschine wächst das Bauvolumen einer Maschine mit integriertem Magnetlager. Dadurch steigt nicht nur der Eisenbedarf, sondern auch der Kupferbedarf. Somit werden die Lagerverluste nicht alleine auf das Tragwicklungssystem, sondern auch auf das Antriebssystem überwältigt. Dies bedingt, dass der Antriebsumrichter in der Lage ist, die zusätzlichen Verluste zu decken.
- Querkraftmaschinen werden in der Regel unterhalb der Eisensättigungsgrenze betrieben. Dies führt gegenüber stark gesättigten Maschinen zu einem zusätzlichen Anstieg des Bauvolumens. Speziell bei den schnelllaufenden Antrieben, die sehr häufig magnetisch gelagert werden, verschwindet dieser Nachteil aber weitgehend. Zur Verminderung der Eisen- und Eisenzusatzverluste werden diese Maschinen magnetisch weniger stark ausgenutzt als niedertourige mit vergleichbarer Bauleistung.
- Durch das zusätzliche Wicklungssystem im Stator ändern sich die Isolations- und damit auch die Kühlungsverhältnisse. Die Maschine kann nicht mehr gleich hoch ausgenutzt werden.
- Die Speisung des Tragsystems erfolgt aus dreiphasigen Frequenzumrichtern, während Aktivmagnetlager mit wesentlich teureren H-Brücken arbeiten.

- Der Auflagepunkt des Lagers verschiebt sich von ausserhalb der Maschine zu einem Punkt in deren Aktivteil hin. Dadurch ändert sich das rotordynamische Verhalten des Antriebsstrangs.
- Bezüglich Zeitkonstanten und Lagersteifigkeiten unterscheiden sich Querkraftmaschinen von aktiven Magnetlagern.
- In Aktivmagnetlagern liegt der Positionssensor beim Auflagepunkt, in Querkraftmaschinen hingegen ausserhalb des Aktivteils und damit deutlich entfernt vom Auflagepunkt.
- Aktive Magnetlager arbeiten autonom. Hingegen sind Querkraftmaschinen immer auf das Vorhandensein eines Antriebsflusses angewiesen.
- Bei Feldschwächung muss in lagerlosen Maschinen der Strom des Tragsystems erhöht werden, damit die geforderte Querkraft erhalten bleibt. Dies bedingt die Auslegung des speisenden Umrichters auf diesen Betriebszustand, während es für aktive Magnetlager irrelevant ist, ob die Antriebsmaschine im Feldschwächbereich arbeitet. Somit eignen sich Maschinen mit grossem Feldschwächbereich nicht als Querkraftmaschinen.

Die Auswahl des Maschinentyps erfolgt bei Querkraftmaschinen nach ähnlichen Kriterien wie bei reinen Antriebsmaschinen, wobei sie dadurch eingeschränkt wird, dass sich gewisse Typen nicht zum kombinierten Betrieb als Antrieb und Magnetlager eignen.

Im oberen Leistungsbereich (> 100 kW) bleiben durch den Wegfall der Gleichstrommaschine die Querkraft-Induktionsmaschine und die elektrisch erregte Synchronmaschine übrig.

Im unteren Leistungsbereich bietet sich neben der Induktionsmaschine vor allem die permanenterregte Synchronmaschine an. Die Grenzleistung von PSM wird vorwiegend durch die Kosten der Dauermagnete bestimmt. Aufgrund der aufwändigeren Rotorwicklung von Querkraft-IM, lohnt sich der Einsatz von permanenterregten Querkraftmaschinen auch noch in Leistungsbereichen, wo reine Antriebsmaschinen nicht mehr permanentmagnetisch erregt werden. Zudem besitzen PSM den grossen Vorteil, dass auch bei einem Ausfall des Antriebssystems noch Querkräfte aufgebaut werden können, weil der Antriebsfluss erhalten bleibt. Nachteilig wirkt sich aus, dass PSM mit Oberflächenmagneten nur für Polpaarzahlen $p_1 > 2$ und mit eingelassenen Magneten sogar

für $p_1 > 3$ sinnvolle Rotorkonstruktionen erlauben. Das führt bei gegebener Antriebsdrehzahl zu höheren Frequenzen als in zweipoligen Ausführungen. Solange der speisende Umrichter im Stande ist diese zu liefern und die Verluste tolerierbar bleiben, erwachsen keine weiteren Schwierigkeiten. Ausnahmen davon bilden spezielle Antriebssysteme, die zwingend eine zweipolige Antriebsmaschine erfordern, wie beispielsweise die schon früher erwähnte Spaltrohrpumpe.

In den Tabellen 3.1 und 3.2 werden abschliessend die wichtigsten Eigenschaften der für Querkraftmaschinen geeigneten Motortypen zusammengefasst und bewertet.

	Induktionsmaschine		Permanentterregte Synchronmaschine	
	Käfigläufer	gewickelter Rotor	Oberflächenmagnete	eingelassene Magnete
Ausnutzung	mittel		hoch	
Bauweise	robust, einfach	weniger robust, aufwändig	einfach, mögl. Bandagerung	robust, komplex
Querkräfte	bei $n = 0$ gross, mit $n > 0$ kleiner	gross	mittel	gross
Störkräfte	gering	gering	gross, lastabhängig	sehr gross, lastabhängig
Zeitkonstanten F_{quer}	gross	gross	mittel	gross
Verluste	Stator hoch Rotor hoch	hoch mittel	hoch gering	mittel sehr gering
Eignung für hohe η_{mech}	gut	mittel	mittel	gut
Querkraftregelung	mittl. Komplexität	einfach	mittl. Komplexität	komplex
Leistungselektronik	je ein Frequenzumrichter für Antriebs- und Tragsystem			

Tabelle 3.1: Eigenschaften der Querkraft-Induktionsmaschine und der permanentterregten Querkraft-Synchronmaschine

	Reluktanz-Synchronmaschine		Switched Reluctance Machine
	schenkelpoliger Rotor	geschlitzter Rotor	
Ausnutzung	gering		mittel
Bauweise	sehr robust, einfach	robust, aufwändige Blechbearbeitung	sehr robust
Querkräfte	mittel	mittel	gering, stark abhängig von Rotorlage
Störkräfte	gross, lastabhängig	gross, lastabhängig	gering
Zeitkonstanten F_{quer}	mittel	mittel	gross
Verluste Stator Rotor	hoch sehr gering	hoch sehr gering	mittel hoch
Eignung für hohe η_{mech}	sehr gut	gut	gut
Querkraftregelung	Komplexität abhängig von p_1 und p_2		gross
Leistungselektronik	je ein Frequenzumrichter für Antriebs- und Tragsystem		je Statorzahn ein Einquadrantensteller

Tabelle 3.2: Eigenschaften der lagerlosen Reluktanz-Synchronmaschine und der Switched Reluctance Machine

4

Wicklungen

Beim Entwurf von lagerlosen Drehstrommaschinen müssen statorseitig zwei Wicklungssysteme untergebracht werden. Dabei sind die Leiter der einzelnen Wicklungsstränge derart auf die Nuten zu verteilen, dass möglichst sinusförmige Durchflutungsverteilungen entstehen. Danach werden diese Leiter durch Serie- und Parallelschaltung zu Spulengruppen und zu Strängen verschaltet, wobei bezüglich der Parallelschaltbarkeit Einschränkungen bestehen. Durch die Spulenseitenverteilung der beiden Wicklungssysteme auf die Nutlagen werden im Wesentlichen die Streuverhältnisse und die Kopplung zwischen den Systemen beeinflusst, wobei letztere möglichst zu vermeiden ist.

Die Auslegung der Rotorwicklung von Induktionsmaschinen erfolgt unter dem Gesichtspunkt, dass die Rotorwicklung vom Tragfeld möglichst unbeeinflusst bleibt. Dazu werden verschiedene Ausführungsformen untersucht, die sich einerseits in der Rotornutform und andererseits in der Gestaltung des Rotorwickelkopfes unterscheiden.

4.1 Statorwicklungen

4.1.1 Wicklungsfaktoren

Der Wicklungsfaktor für die Ordnungszahl ν setzt sich zusammen aus dem Sehnungsfaktor $\xi_{S,\nu}$, dem Zonenfaktor $\xi_{Z,\nu}$ und einem Schrägungsfaktor $\xi_{Schr,\nu}$:

$$\xi_{\nu} = \xi_{Z,\nu} \cdot \xi_{S,\nu} \cdot \xi_{Schr,\nu} \quad (4.1)$$

Die Nutdurchflutung denke man sich in der Nutmitte konzentriert, der Einfluss der Nutschlitzweite wird somit vernachlässigt. Weitere Einflüsse wie Zonenänderung oder Zonenverkürzung werden in der vorliegenden Arbeit nicht untersucht.

Für den allgemeinsten Fall erfolgt die Bestimmung des Wicklungsfaktors eines Stranges x über die Fourierzerlegung seiner Felderregerkurve bzw. über den Nutzenstern durch Summation über alle mit der entsprechenden Leiterzahl z_{a,b,c,\dots,N_x} multiplizierten Raumzeiger der vom Strang belegten Nuten. Die positiven Spulenseiten werden addiert und die negativen subtrahiert. Der Wicklungsfaktor $\xi_\nu = \xi_{\nu'}/p$ widerspiegelt das Verhältnis der Feldoberwelle mit der Ordnung ν gegenüber der Komponente gleicher Ordnung, die bei einer einzigen Durchmesserspule mit identischer Gesamtwindungszahl auftritt:

$$\underline{\xi}_{ZS,\nu} = \underline{\xi}_{Z,\nu} \cdot \underline{\xi}_{S,\nu} = \left| \frac{\sum_{i=a,b,c,\dots} (z_{ix} e^{j\nu' \alpha_i})}{\sum_{i=a,b,c,\dots} z_{ix}} \right|. \quad (4.2)$$

Unberücksichtigt bleibt in (4.2) der Einfluss von schräggestellten Nuten.

Im Folgenden wird auf die in (4.1) aufgeführten Anteile detailliert eingegangen.

Sehnungsfaktor

Eine gegenüber dem Durchmesserschritt verkürzte oder verlängerte Schrittweite W wird im Sehnungsfaktor berücksichtigt:

$$\xi_{S,\nu} = \sin \left(\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{\tau_p} \right). \quad (4.3)$$

Schrägungsfaktor

Sind die Nuten über die gesamte Länge um die Umfangsstrecke τ geschrägt, so wird der Schrägungsfaktor zu:

$$\xi_{Schr,\nu} = \frac{\sin(\nu \cdot \gamma_{Schr}/2)}{\nu \cdot \gamma_{Schr}/2} \quad \text{mit} \quad \gamma_{Schr} = \pi \cdot \frac{\tau}{\tau_p}. \quad (4.4)$$

Zonenfaktor von Ganzlochwicklungen

Bei ganzzahliger Lochzahl q lässt sich mit dem Nutwinkel $\alpha_n = \frac{2\pi}{N}$ der Zonenfaktor berechnen:

$$\xi_{Z,\nu} = \frac{\sin(q\nu\alpha_n/2)}{q \cdot \sin(\nu\alpha_n/2)}. \quad (4.5)$$

In der Felderregerkurve des Stranges einer Ganzlochwicklung treten nur Anteile mit ungerader ganzzahliger Ordnungszahl ν auf. Die Polpaarzahlen der Oberwellen in der Erregerkurve des symmetrischen Ganzloch-Wicklungssystems beschränken sich letztlich auf:

$$\frac{\nu'}{p} = \nu = 2mg + 1 \quad \text{mit} \quad g \in \mathbb{Z}_0. \quad (4.6)$$

Das Vorzeichen von ν gibt hierbei an, welchen Umlaufsinn die Oberwelle ν -ter Ordnung bezüglich der Grundwelle besitzt.

Zonenfaktor von Bruchlochwicklungen

Bei Bruchlochwicklungen lässt sich die Lochzahl q in einen teilerfremden Bruch zerlegen:

$$q = \frac{z}{n}. \quad (4.7)$$

Gewisse Kombinationen von Pol- und Lochzahlen fallen grundsätzlich ausser Betracht, da sie die Symmetriebedingungen für Bruchlochwicklungen verletzen. So sind z. B. keine Drittellochwicklungen ($n = 3$) möglich, weil n und die Strangzahl m teilerfremd sein müssen. Weiter können Einschicht-Bruchlochwicklungen nur realisiert werden, wenn p/n eine natürliche Zahl ist, was in den unten untersuchten Fällen immer der Fall ist. Wie sich jedoch noch zeigen wird, besitzen Zweischichtwicklungen bezüglich des Auftretens von Unterwellen wesentliche Vorteile gegenüber den einschichtigen Wicklungen.

Für die Herleitung der Wicklungsfaktoren von Bruchlochwicklungen besteht keine geschlossene Form, die alle auftretenden Fälle abdeckt. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf die Untersuchung von Polpaarzahlen $p \leq 5$. Weiter wird die Antriebswicklung als Ganzlochwicklung ausgeführt, wobei für eine sinnvolle Dämpfung der Oberfelder nur Lochzahlen $3 \leq q_1 \leq 6$ untersucht

werden. Nicht in die Betrachtungen einbezogen wird der Fall, wo eine oder mehrere Statornuten von der Tragwicklung unbelegt sind. Da die in diesem Abschnitt hergeleiteten Formeln keinen allgemeingültigen Charakter besitzen, sei für die Behandlung abweichender Fälle auf das umfangreiche Lehrbuch von SEQUENZ verwiesen [Sequenz 1950].

Der Zonenfaktor für *ganzzahlige ungerade* Ordnungszahlen ν wird über den Wicklungsfaktor der Bezugs-Ganzlochwicklung bestimmt:

$$\xi_{Z,\nu} = \frac{\sin(\nu \frac{\pi}{2m})}{qn \cdot \sin(\nu \frac{\pi}{2mqn})} \cdot \cos(\nu x \frac{p}{N} 2\pi), \quad \nu \in \mathbb{N}_u. \quad (4.8)$$

In den hier untersuchten Fällen wird

$$x = \begin{cases} 1/2n, & n \in \mathbb{N}_g \\ 1/n, & n \in \mathbb{N}_u \end{cases}.$$

Diese Beziehungen gelten nur, wenn die Spulengruppen mit verschiedenen Spulenzahlen möglichst gleichmässig am Ankerumfang verteilt werden. Beispielsweise werden für eine Wicklung mit $q = 12/5$ fünf Wicklungszonen gebildet, wobei pro Strang in drei Zonen 2 Nuten und in zwei Zonen 3 Nuten mit der Verteilung 2-3-2-3-2 belegt sind. Ordnet man die ungleichen Spulengruppen in der Reihenfolge 3-3-2-2-2 an, so wird der Wicklungsfaktor aus (4.8) verringert. Betroffen davon sind sowohl die Grund- als auch die Oberwellen.

Die Berechnung der Zonenfaktoren für *gerade* und *gebrochene* ν ist nicht mehr auf einfachem Wege möglich. Am einfachsten werden deswegen die Wicklungsfaktoren für eine gegebene Anordnung über die Fourierzerlegung der Strangerregerkurve oder über den Nutenstern berechnet. Dies hat den zusätzlichen Vorteil, dass aus den derart berechneten komplexen Wicklungsfaktoren auch die Phasenlagen der Harmonischen herausgelesen werden können. Weiter wird auch eine allfällige Sehnung direkt mitberücksichtigt.

Um bei der Berechnung von Bruchlochwicklungen ein Hilfsmittel zur Hand zu haben, werden in Tab. 4.1 für $n = 2, 4, 5$ die Gleichungen für die Berechnung der Zonenfaktoren zusammengefasst. Die meisten Zonenfaktoren für gebrochene und gerade Ordnungszahlen ν lassen sich mittels (4.8) über die Zonenfaktoren ganzzahliger ungerader ν berechnen. Wo dies nicht der Fall ist, wird die Berechnungsgleichung in der Tabelle angegeben.

$n = 2$	
$\nu \in \mathbb{N}_g$	$2\nu \in \mathbb{N}_u$
$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, mqn-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \frac{1}{2q} \sin(\nu \frac{\pi}{m})$

$n = 4$		
$\nu \in \mathbb{N}_g$	$2\nu \in \mathbb{N}_u$	$4\nu \in \mathbb{N}_u$
$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, mqn-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, mqn/2-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \frac{1}{4q} \sin(2\nu \frac{\pi}{m})$

$n = 5$				
$\nu \in \mathbb{N}_g$	$ q - \nu \in \mathbb{N}_0$	$ 2q - \nu \in \mathbb{N}_0$	$ 3q - \nu \in \mathbb{N}_0$	$ 4q - \nu \in \mathbb{N}_0$
Berechnung über den Nutzenstern	$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, 2mq-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, 4mq-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, 6mq-\nu }$	$\xi_{Z,\nu} = \xi_{Z, 8mq-\nu }$

Tabelle 4.1: Zonenfaktoren für gerade und bruchzahlige ν bei Bruchlochwicklungen

Schliesslich bleibt anzugeben, welche Harmonischen im Spektrum der Felderregerkurve erscheinen und welchen Umlaufsinn die Oberwellen bezüglich der Grundwelle besitzen. Ein positives Vorzeichen von ν weist wiederum auf mitlaufende, ein negatives auf gegenlaufende Oberwellen hin. Die in den Gleichungen erscheinende Modulo-Funktion $\text{mod}(y, 3)$ bezeichnet den 3er-Rest von y .

Ordnungszahlen der Oberwellen für einschichtige Bruchlochwicklungen:

$$\nu = \frac{1}{n} [(-1)^{(\text{mod}(n,3)-1)} + mg] \quad \text{mit } g \in \mathbb{Z}_0. \quad (4.9)$$

Ordnungszahlen der Oberwellen für zweischichtige Bruchlochwicklungen:

$$\nu = \frac{\nu'}{p} = \begin{cases} \frac{2}{n} [(-1)^{(\text{mod}(2n,3)-1)} + mg], & n \in \mathbb{N}_g, g \in \mathbb{Z}_0 \\ \frac{1}{n} [(-1)^{(\text{mod}(n,3)-1)} + 2mg], & n \in \mathbb{N}_u, g \in \mathbb{Z}_0 \end{cases}. \quad (4.10)$$

Aus (4.10) ist ersichtlich, dass bei Zweischichtwicklungen nur noch halb so viele Ordnungszahlen im Durchflutungsspektrum erscheinen wie bei einschichtigen Bruchlochwicklungen. Insbesondere treten bei Halblochwicklungen ($n = 2$) nur noch Oberwellen ganzzahliger Ordnung auf, und bei Viertel-lochwicklungen ($n = 4$) verschwinden alle Oberwellen, deren Ordnungszahlen die Bedingung $4\nu \in \mathbb{N}_u$ erfüllen.

4.1.2 Einfluss der Wicklungsoberfelder auf die Querkraft

Neben den Grundwellen können nach Abschnitt 2.1.2 auch Oberwellen Querkräfte hervorrufen. Dabei werden die Oberfelder in eine allgemeine Gruppe und in die spezielle Gruppe der Nutungsoberfelder unterteilt. Wie unten gezeigt wird, können Querkräfte, die durch Nutungsharmonische hervorgerufen werden, der Nutzkraft zugerechnet werden. Bei Kräften, die aus den übrigen Oberwellen hervorgehen, wird von parasitären Querkräften gesprochen.

Der Effektivwert der ν -ten Durchflutungsoberwelle berechnet sich über

$$\Theta_\nu = \Theta_1 \frac{\xi_\nu}{\nu \xi_1}. \quad (4.11)$$

Im ν' -polpaarigen System (mit $\nu' = p \cdot \nu$) besitzen die Oberfelder die elektrische Winkelgeschwindigkeit der Grundwelle, rotieren also mit einer Drehzahl, welche der Grundwellendrehzahl einer $2\nu'$ -poligen Wicklung entspricht. Für eine Grundwellen-Querkraft konstanter Richtung müssen beide Wicklungen

mit Strömen gleicher Frequenz gespeist werden. Somit erzeugen auch zwei in der Polpaarzahl benachbarte Oberwellen gleicher Umlaufrichtung eine Kraft in konstanter Richtung. Bei zwei benachbarten Oberwellen gegensinniger Drehrichtung entsteht eine umlaufende Kraft.

Nutungsharmonische

Der Einfluss der Nutungsharmonischen in den Felderreggerkurven der beiden Wicklungssysteme auf die MAXWELL-Querkraft wurde bereits in [Schulze 1996] untersucht. Die dort aufgestellten Beziehungen für Ganzlochwicklungen haben auch für Bruchlochwicklungen Gültigkeit und werden in diesem Abschnitt zusammengefasst.

In einer Wicklung mit N Nuten und Polpaarzahl p entstehen Nutungsharmonische der Polpaarzahl:

$$\nu' = g \cdot N + p \quad \text{mit} \quad g \in \mathbb{Z}. \quad (4.12)$$

Sind in den Statornuten zwei Wicklungssysteme untergebracht, so entstehen Nutungsoberfelder mit paarweise benachbarten Polpaarzahlen $\{kN_S + p_1; kN_S + p_2\}$. Diese Wellenpaare besitzen denselben Umlaufsinn, und ihre Phasendifferenzen sind gleich gross wie die Phasendifferenz der Grundwellen. Nach (2.19) und (2.20) entstehen dadurch Querkraft-Komponenten in Richtung von F_{M_1} , der MAXWELL-Querkraft, die sich aus den Grundfeldern der beiden Wicklungen ergibt.

Die Summe über alle durch benachbarte Nutungsoberfelder hervorgerufenen Kraftkomponenten ergibt:

$$F_{M_{nS}} = \frac{b_{nS}^3}{\tau_{nS}(5\delta_m + b_{nS})^2} \cdot F_{M_1}. \quad (4.13)$$

b_{nS} bezeichnet die Breite der Statornutöffnung, τ_{nS} die Statornutteilung und δ_m die mittlere Luftspaltweite. Die gesamte Nutzkraft wird also durch die Nutungsoberfelder um

$$k_{F_n} = 1 + \frac{b_{nS}^3}{\tau_{nS}(5\delta_m + b_{nS})^2} \quad (4.14)$$

verstärkt. Dabei muss berücksichtigt werden, dass das Grundfeld gegenüber dem ungenutzten Stator nach (5.21) um den CARTER'schen Faktor abgeschwächt wird, was zu einer Kraftreduktion um k_C^2 führt:

$$k_C^{-2} \approx 1 - \frac{2b_{nS}}{\tau_{nS}(5\delta_m + b_{nS})^2}. \quad (4.15)$$

Insgesamt wird die Kraftwirkung durch die Statornutung verringert, da stets gilt:

$$\frac{k_{Fn}}{k_C^2} < \frac{k_{Fn}}{k_C} < 1. \quad (4.16)$$

Übrige Oberfelder

In der Betrachtung des Oberwellenverhaltens wird zwischen den verschiedenen Kombinationen von Polpaarzahlen unterschieden:

- $p_1 = 3g + 1$ und $p_2 = 3g + 2$ ($g \in \mathbb{N}_0$) : Nur benachbarte Oberfelder mit gleichem Umlaufsinn; parasitäre Querkräfte konstant in Betrag und Richtung.
- $p_1 = 3g$ und $p_2 = 3g + 1$ ($g \in \mathbb{N}$) : Benachbarte Oberfelder sowohl mit gleichem als auch mit entgegengesetztem Umlaufsinn (Ausnahme bei Ganzlochwicklungen, wo nur benachbarte Oberfelder mit entgegengesetztem Umlaufsinn auftreten); parasitäre Querkräfte einerseits konstant in Betrag und Richtung und andererseits umlaufend, pulsierend.
- $p_1 = 3g + 2$ und $p_2 = 3g + 3$ ($g \in \mathbb{N}_0$) : Benachbarte Oberfelder sowohl mit gleichem als auch mit entgegengesetztem Umlaufsinn; sowohl konstante als auch umlaufende, pulsierende parasitäre Querkräfte.

Besitzen sowohl die Antriebs- als auch die Tragwicklung ganzzahlige Lochzahlen ($q_2 = p_1/p_2 \cdot q_1 \in \mathbb{N}$), so entsteht die störendste parasitäre Querkraft bei den Kombinationen $p_1 = 2$ und $p_2 = 3$ aus der siebten Oberwelle ($\nu' = 14$) resp. der fünften Oberwelle ($\nu' = 15$). Die geringste Abschwächung der Oberfelder erfolgt hierbei für ungesehnte Wicklungen mit den Lochzahlen $q_1 = 3$ und $q_2 = 2$. Aus (4.11) folgt:

$$|\Theta_{p_1,7}| = \frac{0.177}{7 \cdot 0.96} |\Theta_{p_1,1}| \quad \text{und} \quad |\Theta_{p_2,5}| = \frac{0.259}{5 \cdot 0.966} |\Theta_{p_2,1}|.$$

Nach einigen Umformungen und (2.19) wird:

$$|F_M(\Theta_{p_1,7}, \Theta_{p_2,5})| = \frac{1}{708} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,1})|. \quad (4.17)$$

Soll diese Kraftkomponente noch weiter verkleinert werden, so muss zumindest eine der Wicklungen als gesehnte Zweischichtwicklung ausgeführt wer-

den. Dabei wird sinnvollerweise zuerst die Antriebswicklung gesehen. Verglichen mit der Grundwellen-Querkraft liegen die Querkraftkomponenten auf Grund von Oberwellen bei Ganzlochwicklungen also höchstens im Promillebereich und können der Störkraft zugerechnet werden.

Anders sieht es aus, wenn eine Wicklung mit einer bruchzahligen Lochzahl ausgeführt wird ($q_2 \in \mathbb{Q}$). Als besonders ungeeignet erweisen sich diejenigen Polpaarzahl-/Lochzahl-Kombinationen, welche auf Viertellochwicklungen führen. Als Beispiel sei hier die Kraft der Grundwelle einer Wicklung mit $p_1 = 3$, $q_1 = 3$ mit der 1. Halbwellen ($\nu = 1/2$) der Wicklung mit $p_2 = 4$, $q_2 = 9/4$ angegeben. Diese Oberwellen haben gegensinnige Drehrichtung, was zu einer umlaufenden, pulsierenden Kraft führt:

$$\begin{aligned} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2, \frac{1}{2}})| &= 1 \cdot \frac{0.059}{1/2 \cdot 0.954} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,1})| \\ &\approx \frac{1}{8} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,1})|. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Auch durch eine sinnvolle Sehnung einer oder beider Wicklungen lässt sich diese Kraftkomponente nicht wesentlich reduzieren. Somit müssen für diese Polpaarzahlen Ganzlochwicklungen angestrebt werden ($q_1 = k \cdot p_2$, $k \in \mathbb{N}$).

Im Gegensatz zu den Viertellochwicklungen wird das Oberwellenverhalten bezüglich parasitärer Querkraften bei Halb- oder Fünftellochwicklungen wesentlich günstiger. Die störendste parasitäre Querkraft tritt in diesen Fällen für $p_1 = 3$ mit $q_1 = 3$ und $p_2 = 2$ mit $q_2 = 9/2$ auf, nämlich für die Grundwelle von Wicklung 1 zusammen mit der zweiten Oberwelle von Wicklung 2 (umlaufende, pulsierende Kraft):

$$\begin{aligned} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,2})| &= 1 \cdot \frac{0.0065}{2 \cdot 0.954} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,1})| \\ &\approx \frac{1}{294} |F_M(\Theta_{p_1,1}, \Theta_{p_2,1})|. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Wird die Bruchlochwicklung als gesehnte Zweischichtwicklung ausgeführt, lassen sich $\xi_{Z_{p_2,2}}$ und damit die Parasitärkraft noch verkleinern.

4.1.3 Wechselwirkungen zwischen getrennten Wicklungen

In der Beurteilung der Wechselwirkung zwischen den Wicklungen muss unterschieden werden, ob beide als Ganzloch- oder zumindest eine als Bruchlochwicklung ausgeführt werden. p_1 bezeichne die Polpaarzahl der induzierten Wicklung, und die induzierende Wicklung besitze p_2 Polpaare.

Die in [Schmitz 1934] hergeleiteten Beziehungen für polumschaltbare Motoren werden auf die lagerlose Maschine übertragen und im Folgenden in zusammengefasster Form dargestellt.

Ganzlochwicklungen

- Ein p_2 -polpaariges Feld kann eine Wicklung mit p_1 ($> p_2$) Polpaaren nicht beeinflussen.
- Umgekehrt ist die Beeinflussung einer Wicklung mit einer kleineren Polzahl durch eine Wicklung mit einer höheren Polzahl nur möglich für

$$\frac{p_2}{p_1} \in \mathbb{N}. \quad (4.20)$$

Dabei verschwindet die in einem Strang induzierte Spannung nur für den Fall:

$$\frac{p_2}{p_1} \cdot \frac{W_1}{\tau_{p_1}} \in \mathbb{N}_g. \quad (4.21)$$

Für den lagerlosen Motor bedeutet das, dass sich bei reiner Grundwellenbetrachtung nur die Polpaarzahlen $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ beeinflussen können und dies nur, wenn die zweipolige Wicklung nicht aus Durchmesserwindungen aufgebaut ist.

- Die Wicklung mit p_1 Polpaaren darf nur im Dreieck geschaltet werden, wenn die beiden folgenden Bedingungen erfüllt sind:

$$\frac{p_2}{p_1} \neq m \quad \text{und} \quad \frac{p_2}{p_1} \in \mathbb{N}. \quad (4.22)$$

- Bei der Parallelschaltung von Spulengruppen dürfen nur Punkte gleichen Potentials miteinander verbunden werden. Diese besitzen eine um $k \cdot 360^\circ$ verschobene Phasenlage ($k \in \mathbb{N}_0$). Der Phasenwinkel von Punkten gleichen Potentials der Wicklung mit p_1 Polpaaren beträgt in Bezug auf die Wicklung mit p_2 Polpaaren:

$$g \cdot 360^\circ \cdot \frac{p_2}{p_1}.$$

Stellt gp_2/p_1 keine ganze Zahl dar, so dürfen diese Punkte nicht mit solchen parallelgeschaltet werden, in denen sich ganze Zahlen ergeben.

Vorstehende Überlegungen können auch auf die Oberwellen ausgeweitet werden, indem unter p_2 allgemein die Polpaarzahl des induzierenden Feldes eingesetzt wird. Da bei Ganzlochwicklungen nach (4.6) nur Harmonische ungerader Ordnungszahlen auftreten, gilt im Falle der Querkraftmaschine, dass die oben aufgestellten Grundwellen-Beziehungen auch für alle vorkommenden Oberwellen richtig sind.

Bruchlochwicklungen

Die Ausführungen zu den Ganzlochwicklungen können nicht auf Bruchlochwicklungen übertragen werden.

Nach (4.21) verschwindet die induzierte Spannung bei gegebenen p_1 und p_2 nur durch eine geeignete Wahl der Spulenweite W_1 . Dazu muss im Allgemeinen zu Zweischichtwicklungen gegriffen werden, denn bei Bruchlochwicklungen lassen sich keine Durchmesserspulen realisieren. Konkret muss die Zulässigkeit einer Parallelschaltung von Spulengruppen sowie der Ringschaltung von Strängen bei jedem einzelnen Wicklungsaufbau sowohl für die Grundwelle als auch für die Oberwellen des Feldes neu geprüft werden.

4.2 Streuflussverkettungen

In polumschaltbaren Maschinen werden die Statorwicklungen so auf die Nutlagen verteilt, dass diejenige mit der kleineren Polzahl am Nutgrund liegt. Der Grund liegt in der drehmomentbildenden Wirkung beider Wicklungen, weshalb in Bezug auf die Aufteilung der Streuflussverkettungen ein Optimum gefunden werden muss (Abhängigkeit des Kippmoments von der wirksamen Streureaktanz). Weil die Oberwellenstreuung mit zunehmender Lochzahl q abnimmt, die Nutstreuung aber für die unteren Lagen wesentlich grösser ausfällt als für die oberen, stellt die beschriebene Anordnung die gewünschte Optimierung dar.

Im Gegensatz zu den polumschaltbaren Maschinen bewirkt bei der lagerlosen Maschine im Idealfall nur eine Wicklung eine Drehmomentkomponente. Die Optimierung bezüglich Streuinduktivitäten erfolgt demnach in erster Linie für das Antriebssystem. Beim Betrieb der Querkraft-Induktionsmaschine mit einem Käfigläufer wird sich die grössere Streuflussverkettung der Tragwicklung insofern als Vorteil erweisen, als dadurch deren Einfluss auf das Drehmoment reduziert wird. Ein gewichtiger Grund spricht allerdings für eine kleine Statorstreuinduktivität auf der Tragseite, weil diese bei einer gegebenen Spannungs-

differenz den Anstieg des Tragstromes begrenzt. Im Weiteren ist zu beachten, dass die Nutraumbelegungen der Antriebs- und der Tragwicklung im Allgemeinen unterschiedlich sind. Zur Vermeidung von komplizierten und speziell bei Traufelwicklungen allenfalls unsymmetrischen Streuverhaltnissen wird deshalb in dieser Arbeit nicht auf den allgemeinsten Fall der Verteilung *beider* Wicklungen auf *alle* Nutlagen eingegangen, sondern es gilt immer, dass eine der beiden Wicklungen die Schichten an der Bohrung und die andere die Wicklungsschichten am Nutgrund belegen.

Die Streumatrix $L_{\sigma S}$ kann in leicht eingeschränkter Form der Allgemeinheit nach (4.23) dargestellt werden. Es wird davon ausgegangen, dass die Flussverkettung eines Stranges mit sich selbst und mit den anderen beiden Strängen für alle drei Stränge (der Antriebs- wie der Tragwicklung) identisch ist:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Psi_{\sigma 1} \\ \Psi_{\sigma 2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \Psi_{\sigma 1a} \\ \Psi_{\sigma 1b} \\ \Psi_{\sigma 1c} \\ \Psi_{\sigma 2a} \\ \Psi_{\sigma 2b} \\ \Psi_{\sigma 2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma S1} & M_{\sigma 21} \\ M_{\sigma 12} & L_{\sigma S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A & M & M & B & C & D \\ M & A & M & C & B & E \\ M & M & A & D & E & B \\ \hline B & C & D & T & N & N \\ C & B & E & N & T & N \\ D & E & B & N & N & T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}. \quad (4.23)
 \end{aligned}$$

Die gesamte Streuung setzt sich zusammen aus:

- Nutstreuung
- Zahnkopfstreuung
- Oberwellenstreuung (auch Luftspalt- oder doppelt verkettete Streuung)
- Stirnstreuung
- Streuung infolge Nutschrangung

Nutstreueinduktivitäten

Die Betrachtungen in diesem Abschnitt gehen von zweischichtigen Wicklungen aus. Die daraus resultierenden vier Wicklungslagen pro Statornut teilen sich auf in eine oberste, der Bohrung zugewandte Schicht (Index o), der zweitobersten Schicht (v), der zweituntersten Schicht (w) und der untersten Schicht (u) am Nutgrund. Die beiden unteren und die beiden oberen Lagen besitzen je die gleiche Leiterfläche.

Jeder Lage lässt sich eine Selbstinduktivität L_n zuordnen. Zusätzlich sind zwei Lagen über die Gegeninduktivität L_{nm} miteinander gekoppelt. Die Berechnung kann über numerische Feldberechnungsmethoden, die vorteilhaft bei nichtlinearen Eisenverhältnissen und bei der Berücksichtigung von Stromverdrängung in den Leitern zur Anwendung gelangen, oder, wie nachfolgend beschrieben, über Energiebetrachtungen erfolgen.

Die Energie im Streufeld, das durch den in einer Nutlage fließenden Strom I erzeugt wird, berechnet sich über:

$$W_n = \frac{1}{2} L_n I^2, \quad (n = o, v, w, u). \quad (4.24)$$

Die im Streufeld gespeicherte Energie lässt sich bei vernachlässigten Eisenwegen ($\mu_r \rightarrow \infty$) aus der durch den Strom I verursachten Feldverteilung $H(x) = \Theta(x)/b(x)$ über die gesamte Nuthöhe berechnen. l_i bezeichnet die ideelle Länge des Blechpakets und $b(x)$ die Nutbreite bei der Nuthöhe x :

$$W_n = \frac{1}{2} \mu_0 l_i \int_x b(x) H_n^2(x) dx, \quad (n = o, v, w, u). \quad (4.25)$$

Hieraus lässt sich mittels (4.24) die Selbstinduktivität L_n der Nutlage n bestimmen. Man erkennt aus Abb. 4.1 leicht, dass die Selbstinduktivität der untersten Lage wesentlich grösser wird als diejenige einer oben liegenden.

Jeder Nutlage lässt sich nach [Schuisky 1960] der dimensionslose Streuleitwert λ_n zuordnen. Dieser teilt sich auf in den Streuleitwert des Leitergebiets λ_{ln} , des Gebiets über den Leitern $\lambda_{\ddot{u}}$, der Keilregion λ_k , den Nutschlitzstreuleitwert λ_s und den Anteil der tangentialen Streuung über den Luftspalt λ_z (Zahnkopfstreuung):

$$\lambda_n = \frac{1}{I^2} \int_x b(x) H_n^2(x) dx = \lambda_{ln} + \lambda_r, \quad (n = o, v, w, u) \quad (4.26)$$

$$\lambda_r = \lambda_{\ddot{u}} + \lambda_k + \lambda_s + \lambda_z. \quad (4.27)$$

Die Selbstinduktivität einer Nutlage berechnet sich danach zu:

$$L_n = \mu_0 l_i \lambda_n, \quad (n = o, v, w, u). \quad (4.28)$$

Zur Bestimmung der Gegeninduktivitäten zwischen zwei Lagen wird die Streufeldenergie nach (4.25) einmal für gleichsinnig und einmal für gegensinnig gleich grosse Ströme berechnet:

$$W_{n+m+} = \frac{1}{2}(L_n + L_m + 2L_{nm})I^2, \quad (n = o, v, w, u; n \neq m) \quad (4.29)$$

$$W_{n+m-} = \frac{1}{2}(L_n + L_m - 2L_{nm})I^2, \quad (n = o, v, w, u; n \neq m). \quad (4.30)$$

Aus der Differenz der Streufeldenergien lässt sich die Gegeninduktivität bestimmen:

$$\begin{aligned} L_{nm} &= L_{mn} \\ &= \frac{W_{n+m+} - W_{n+m-}}{2I^2} = \frac{\Delta W}{2I^2}, \quad (n = o, v, w, u; n \neq m). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Die Energiedifferenz kann wiederum auf das Leitergebiet und die darüber liegenden Regionen aufgeteilt werden.

$$\Delta W = \Delta W_l + \Delta W_r$$

ΔW_l ist die Differenz der im Bereich der oberen Lage gespeicherten Feldenergie. Nur für parallelfankige Nuten ist eine einfache Lösung des Integrals möglich [Bissig 1990]. W_{n+m-} wird in über den Leitern liegenden Zonen null. Daraus folgt:

$$\begin{aligned} \Delta W_r &= \frac{1}{2}\mu_0 l_i \int_{r\text{-Zone}} b(x) H_{n+m+}^2(x) dx \\ &= \frac{1}{2}\mu_0 l_i (2I)^2 \frac{1}{(2I)^2} \int_{r\text{-Zone}} b(x) H_{n+m+}^2(x) dx \\ &= \frac{1}{2}\mu_0 l_i I^2 (2\lambda_r). \end{aligned}$$

Beiträge zur Koppelinduktivität zwischen zwei Strängen leisten nur diejenigen Spulenseiten, die in Nuten liegen, welche von Leitern beider Stränge besetzt sind. Sind die Spulenseiten gleichgerichtet, wird der Wert von L_{nm} zur gesamten Koppelinduktivität addiert und bei entgegengesetzter Richtung subtrahiert.

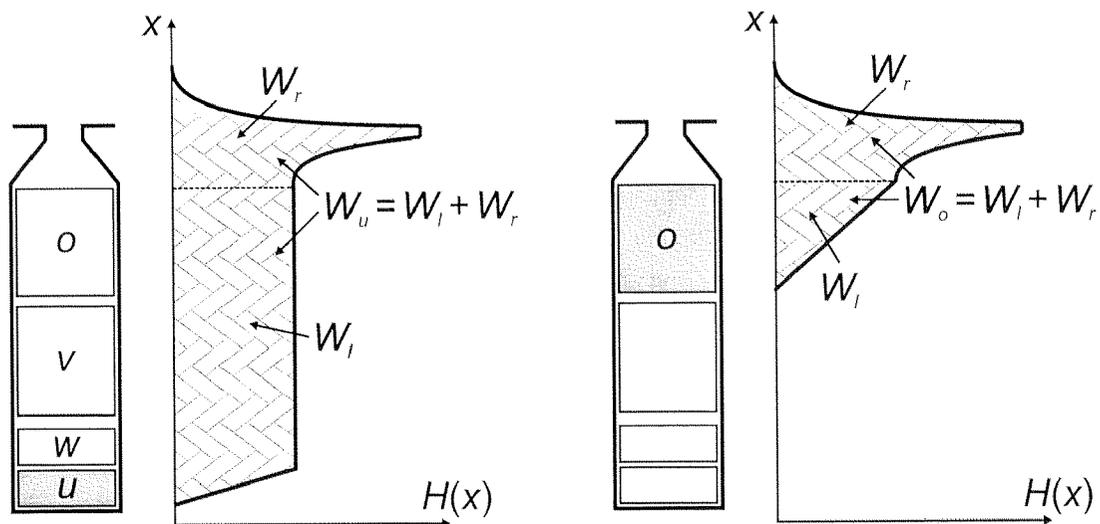


Abbildung 4.1: Streufeldverlauf in der Statornut und Streufeldenergien bei unterschiedlicher Wicklungslage in der Nut.

Die Nutstreuakopplung zwischen einem Strang der Antriebswicklung und einem Strang der Tragwicklung verschwindet demnach nur, wenn in den von beiden Strängen besetzten Nuten die Verteilung aller gleichsinnigen Spulenseiten auf die Wicklungslagen identisch ist mit der Verteilung aller gegensinnigen.

Wird die Rotorwicklung in offene oder halbgeschlossene Nuten eingebettet, lässt sich die Nutstreuinduktivität wie oben beschrieben berechnen, wobei bei einschichtiger Wicklung unter den Strängen keine Kopplung über die Nutstreuung erfolgt.

Bei geschlossenen Nuten kann eine genaue Bestimmung von λ_n nur unter Berücksichtigung der Eisennichtlinearitäten erfolgen. Hier kommen numerische Methoden zur Anwendung. Mit zunehmender Nutdurchflutung sinkt die Leitwertzahl des Streustegbereichs aufgrund der magnetischen Sättigung. Dadurch weisen geschlossene Rotornuten eine markante Zunahme der Nutstreuinduktivitäten bei Teillast auf, was gleichzeitig zu einer Reduktion des Leistungsfaktors der Maschine führt. Um die Problematik zu umgehen, kann die Nut mit einer minimalen Öffnung ausgeführt oder die Höhe des Streustegs reduziert werden, was aus Festigkeitsgründen meist ausscheidet.

Zahnkopfstreuung

Der im Luftspalt tangential verlaufende Flussanteil wird der Zahnkopfstreuung zugerechnet, kann aber auch als erweiterter Anteil der Nutstreuung betrachtet werden. Bei geöffneten Nuten mit der Nutschlitzbreite b_n und dem mittleren Luftspalt δ_m kann die Leitwertzahl der Zahnkopfstreuung grob bestimmt werden:

$$\lambda_z = \frac{5\delta_m/b}{5 + 4\delta_m/b}. \quad (4.32)$$

Bei geschlossenen Nuten nimmt λ_z mit steigender Sättigung des Streusteges zu, da der Streufluss vermehrt durch den Luftspalt geführt wird. Gleichzeitig mit der oben beschriebenen Bestimmung der Nutstreuung über numerische Methoden kann auch die Zahnkopfstreuung bestimmt werden. Dabei muss untersucht werden, wie der Streufluss im Zahnkopf verläuft, wenn der Rotorhut eine Statornut bzw. ein Statorzahn gegenübersteht.

Oberwellenstreuung

Die Flussverkettung einer Wicklung mit ihren eigenen Oberwellenfeldern wird der Streuung zugerechnet und als Oberwellenstreuung, Spaltstreuung oder doppelt verkettete Streuung bezeichnet. Die Ermittlung der Oberwellenstreu-ziffer erfolgt über die magnetische Energie der Oberwellenfelder und des Grundwellenfelds mittels

$$\sigma_o = \frac{L_{\sigma o}}{L_h} = \frac{W_{\sigma o}}{W_h} \approx \frac{\int_0^{2p\tau_p} [\Theta^2(x) - \Theta_1^2(x)] dx}{\int_0^{2p\tau_p} \Theta_1^2(x) dx} = \sum_{\nu, \nu \neq 1} \left(\frac{\xi_\nu}{\nu \xi_1} \right)^2, \quad (4.33)$$

wobei die Summenbildung über alle in der Felderregerkurve vorkommenden Ordnungszahlen erfolgt.

Für Käfigwicklungen lässt sich (4.33) unter der Annahme $N_R/p \gg 1$ vereinfachen zu:

$$\sigma_{Ro} = \sum_{g \in \mathbb{N}} \frac{1}{(gN_R/p \pm 1)^2} \approx \frac{1}{3} \left(\frac{\pi p}{N_R} \right)^2. \quad (4.34)$$

Stirnsteuerung

Der Streuleitwert der Wickelkopfverbindungen λ_{Stirn} ist einer analytischen Berechnung kaum zugänglich. Auch numerische Feldberechnungsprogramme liefern wegen der komplizierten, dreidimensionalen Verhältnisse nur Näherungswerte. Die Bestimmung hat deshalb experimentell zu erfolgen, beispielsweise über die Ermittlung der gesamten Statorstreureaktanz mittels der Streuprobe ohne Rotor [Nürnberg / Hanitsch 1987]. Es gilt schliesslich:

$$L_{Stirn} = \frac{2w_S^2}{p} \mu_0 l_{Stirn} \lambda_{Stirn}. \quad (4.35)$$

Ein anderer Ansatz findet sich in [Alger 1995], wo die Stirnstreureaktanz abgeschätzt wird:

$$X_{Stirn} = \frac{7 \cdot f \cdot q_S \cdot w_S^2 \cdot D}{p^2 \cdot 10^6} \cdot (p - 0.3). \quad (4.36)$$

Auf die Abhängigkeiten des Stirnstreuleitwerts eines Käfigrings von dessen Lage wird bei der Behandlung der selektiven Käfigwicklungen im Abschnitt 4.3.4 eingetreten. Auch hier führen messtechnische Ermittlungen zu den genauesten Resultaten.

Streuung infolge Nutschrägung

Werden die Stator- oder die Rotornuten über die gesamte Eisenlänge am Umfang um τ_{Schr} geschrägt, so berechnet sich die Streuziffer der Schrägung über:

$$\sigma_{Schr} = \frac{L_{Schr}}{L_h} \approx \frac{1}{3} \left(\frac{\pi p \tau_{Schr}}{N \tau_n} \right). \quad (4.37)$$

4.3 Rotorwicklungen

In Querkraft-Induktionsmaschinen ist der Einsatz von Käfigläufern aufgrund des starken Tragstromanstiegs nicht möglich. So müssen Rotorwicklungen gefunden werden, die einen ähnlich einfachen Aufbau besitzen wie die Käfigwicklung, aber vom Tragfeld weniger stark beeinflusst werden können. Allerdings ist darauf zu achten, dass die Rotorimpedanz des Antriebssystems \underline{Z}_{R1} weitgehend unbeeinflusst bleibt, um eine Schwächung der Antriebsmaschine zu vermeiden. In diesem Abschnitt werden diverse Rotorwicklungsvarianten untersucht, welche obige Bedingungen mehr oder weniger optimal erfüllen. Ein Vergleich mit der Käfigwicklung soll zeigen, welche Arten von Rotorwicklungen unter verschiedenen Randbedingungen in Frage kommen.

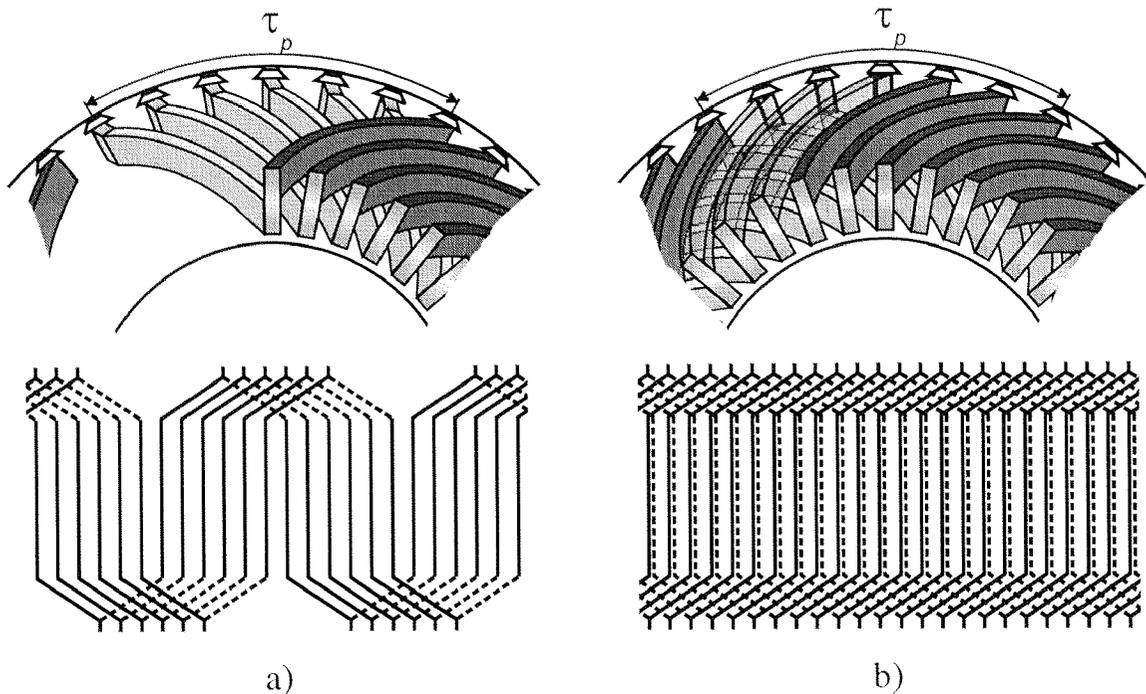


Abbildung 4.2: Stirnansicht und Abwicklungsschema eines Rotors mit Kurzschlusswicklung in a) einschichtiger Wicklungsausführung b) zweischichtiger Wicklungsausführung.

4.3.1 Gewickelter Kurzschlussläufer

Die Kurzschlusswicklung besitzt mehrere in sich kurzgeschlossene Stränge. Diese werden wie bei der Statorwicklung diskret auf die Nuten verteilt und mit einer definierten Polpaarzahl als Ein- oder Zweischichtwicklung ausgeführt. Dabei können nur Felder Spannungen induzieren, deren Polpaarzahlen im Spektrum der Felderregerkurve erscheinen und die entsprechend den Wicklungsfaktoren verstärkt werden.

Von seltenen Ausnahmen abgesehen handelt es sich bei der Kurzschlusswicklung um Ganzlochausführungen. Wird sie mit der Polpaarzahl der Antriebswicklung ausgeführt, kann das Tragfeld im Rotor, abgesehen von den in Abschnitt 4.1.3 beschriebenen Fällen, keine Spannung induzieren und somit das resultierende Drehmoment nicht beeinflussen.

Besteht die Kurzschlusswicklung aus eingeträufelten oder eingefädelten Kupferlitzen, so wird sie meist in 3 Stränge unterteilt. Dies führt dazu, dass der Wicklungsfaktor der Grundwelle bei $q_R > 1$ nicht mehr genau eins wird,

sich der Einfluss der Oberwellen aber noch weiter vermindert. Bei grösseren Maschinen kommen Stabwicklungen zum Einsatz. Hierbei kann mit Einlochwicklungen in Schleifen- oder in Wellenausführung gearbeitet werden. Die Rotorstrangzahl wird zu $m_R = N_R/2p_1$. Zweischichtige Wicklungen werden dort ausgeführt, wo die Unwuchtproblematik möglichst homogen über den Umfang verteilte Wickelköpfe erfordert, wie es in Abb. 4.2b) dargestellt ist.

4.3.2 Käfigwicklung

Sind der Widerstand eines Rotorstabes R_{Stab} und der Widerstand eines Ringsegments zwischen zwei Stäben R_{Ring} gegeben, so lässt sich der auf die Primärseite bezogene Rotorwiderstand der Käfigwicklung bestimmen:

$$\begin{aligned} R'_R &= \frac{4m_S}{N_R} (w_S \cdot \xi_1)^2 \cdot R_R \\ &= \frac{4m_S}{N_R} (w_S \cdot \xi_1)^2 \cdot \left(R_{Stab} + \frac{R_{Ring}}{2 \sin^2(\pi p/N_R)} \right). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Bei bekannten Streuleitwerten gilt für die rotorseitige Streuung:

$$\begin{aligned} L'_{R\sigma} &= L'_{RStab} + L'_{RRing} + L_{Ro} \\ &= \frac{4m_S}{N_R} (w_S \cdot \xi_1)^2 \cdot \left(\mu_0 \lambda_{Stab} l_i + \mu_0 \lambda_{Ring} \frac{\pi D_{Ring}}{2N_R \sin^2(\pi p/N_R)} \right) + \sigma_{Ro} L_h \end{aligned} \quad (4.39)$$

Aus (4.38) und (4.39) ist zu erkennen, dass beim Käfigläufer die Rotorimpedanz des Tragsystems nicht erhöht werden kann, ohne auch die Antriebsmaschine zu beeinflussen. Eine reine Käfigwicklung kann deshalb in Querkraft-Induktionsmaschinen nur im Bereich sehr geringer Leistungen zum Einsatz gelangen, wo die relative Streuung vergleichsweise gross ist.

Denkbar ist der Einsatz eines Käfigläufers, wenn der Stator pro Lagerstelle in zwei gleiche Pakete unterteilt wird, wie es in Abb. 4.3 dargestellt ist. Die Wicklungsachsen der beiden Statoren sind hierbei so gegeneinander verdreht, dass die vom Tragfeld von Stator b in einem Rotorstab induzierte Spannung genau um 180° phasengedreht ist gegenüber derjenigen Spannung, die vom Tragfeld des Stators a in demselben Stab induziert wird. Dies führt dazu, dass im Rotor keine tragfeldbedingten Ströme fliessen:

$$\alpha_{S2a} - \alpha_{S2b} = (2k - 1) \cdot \frac{180^\circ}{p_2}, \quad (k \leq p_2, k \in \mathbb{N}). \quad (4.40)$$

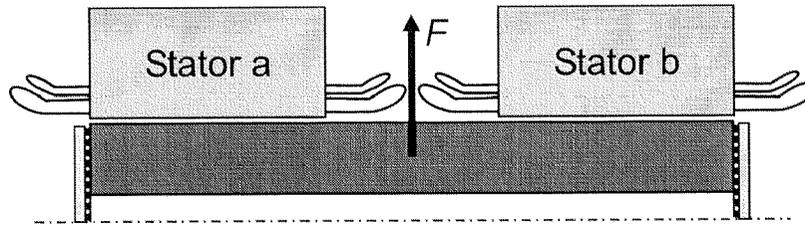


Abbildung 4.3: Konfiguration einer lagerlosen Induktionsmaschine mit zwei Statorpaketen, deren Felder gegeneinander verdreht sind. Der Rotor ist ein herkömmlicher Käfigläufer. Diese Anordnung ersetzt eine Lagerstelle.

Sollen die Tragkräfte in beiden Statoren in dieselbe Richtung weisen, müssen, bedingt durch die verschiedenartige Ausrichtung des Tragfelds, auch die Wicklungsachsen des Antriebssystems um 180° im p_1 -polpaarigen Koordinatensystem gegeneinander verdreht werden. Dies bedeutet aber, dass die Maschine nicht in der Lage ist, ein Drehmoment aufzubauen.

Auch hier ist Abhilfe denkbar. Die Rotorstäbe könnten zwischen den beiden Statorpaketen um $n \cdot 360^\circ / p_2$ verdreht werden, sodass der Rotorkreis weiterhin vom Tragsystem unbeeinflusst bleibt, die Maschine jedoch ein Drehmoment entwickelt. Der Vergleich dieser konstruktiv sehr aufwändigen Maschine mit einer reinen Induktionsmaschine zeigt, dass das Drehmoment bei gleichen Feld- und Schlupfverhältnissen sowie ungeschrägten Rotornuten um einen Faktor c abnimmt:

$$c = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left(n \cdot \frac{p_1}{p_2} \cdot 360^\circ\right) \right]. \quad (4.41)$$

Wenn ohnehin von einer derartigen Verschränkung der Rotorstäbe Gebrauch gemacht werden muss, so kann mit einem einzigen Stator (bzw. mit zwei gleichen und gleichsinnig ausgerichteten Statoren) und mit einer Verdrehung der Stäbe in der Mitte um den mechanischen Winkel $(2k - 1) \cdot 180^\circ / p_2$ gearbeitet werden. In diesem Fall lassen sich die Drehmomente vergleichen über:

$$c = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{p_1}{p_2} \cdot (2k - 1) \cdot 180^\circ\right) \right], \quad (k \leq p_2, k \in \mathbb{N}). \quad (4.42)$$

Mit den beschriebenen Modifikationen kann ein Käfigläufer zwar in einer Querkraftmaschine eingesetzt werden, ohne dass der Rotorkreis vom Tragsystem beeinflusst wird, doch es ergeben sich gewichtige Nachteile. Neben den

schlechteren Antriebseigenschaften und dem grossen konstruktiven Aufwand liegen diese auch im grossen Raumbedarf der Wickelköpfe. Ausserdem erfolgt bei Parallelschaltung zweier Statoren die Stromaufteilung gemäss dem Impedanzverhältnis. Bei nicht exakt gleichen Impedanzen und damit ungleichen Strömen werden auch die Antriebs- und die Querkraftregelung in Mitleidenschaft gezogen. All diese Gründe sprechen gegen einen Einsatz dieser Konstruktionsformen in lagerlosen Induktionsmaschinen.

4.3.3 Stromverdrängungsläufer

Stromverdrängungsläufer werden in netzgespeisten Induktionsmaschinen zur Erhöhung des Anlaufmoments eingesetzt. Man macht sich dabei zu Nutze, dass der Strom im Stillstand in den Rotorstäben und bei grösseren Maschinen auch in den Käfigringen nicht mehr homogen über den Leiterquerschnitt verteilt ist. Vielmehr wird er nach aussen verdrängt, was eine Erhöhung des wirksamen Rotorwiderstands zur Folge hat.

Das zu Grunde liegende Induktionsgesetz besagt, dass in einem zeitlich sich ändernden Magnetfeld ein Feldstärkewirbel entsteht:

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = - \frac{d\mathbf{B}}{dt}. \quad (4.43)$$

Dieser verursacht in elektrisch leitenden Stoffen Wirbel- oder Kreisströme:

$$\mathbf{j} = \chi \mathbf{E}. \quad (4.44)$$

In stromführenden Leitern überlagern sich die Wirbelströme dem Leiterstrom. So wird der Leiterstrom durch das von ihm verursachte magnetische Feld an die Oberfläche des Leiters gedrängt (Skinneffekt oder Stromverdrängung erster Art), was gleichsam zu einer Erhöhung des Magnetfeldes führt.

Stromverdrängung zweiter Art tritt in Leitern auf, welche in magnetisch hochpermeables Material eingebettet sind. Durch das Nutquerfeld wird der Leiterstrom in Richtung der Nutöffnung, bzw. des Luftspalts verdrängt. Auch dies zieht eine Verdrängung des Magnetfeldes nach sich, was konkret bedeutet, dass mit wachsender Frequenz der Widerstand des Rotorstabes R_{Stab} steigt und der Streuleitwert λ_{nR} sinkt. In Abb. 4.4 ist gezeigt, wie der Strom beim Doppelstab-Rotor bei höheren Frequenzen in denjenigen Stab gedrängt wird, der näher an der Bohrung liegt¹. Ebenfalls dargestellt ist das Verhalten von

¹Im vorgestellten Fall sind die Ober- und die Unterstäbe über einen einzigen Käfig miteinander verbunden. Bei Doppelkäfigrotoren, wo die Oberstäbe und die Unterstäbe über getrennte Käfigringe untereinander verbunden sind, ergeben sich andere Verhältnisse.

Stabwiderstand und Nutstreuung über der Frequenz. Dabei ist zu erkennen, dass in der Einzelstabnut die Widerstandszunahme deutlich geringer ausfällt als in der Doppelstabnut. Bei praktisch fehlender Stromverdrängung ist auch kaum eine Änderung der Nutstreuung feststellbar. Hingegen nimmt sie im Stromverdrängungsläufer mit steigender Frequenz ab, allerdings nicht in gleichem Masse wie der Widerstand steigt.

Bei hohen Frequenzen, wie sie im Rotorkreis von schnelllaufenden Querkraft-Induktionsmaschinen vorkommen, tritt auch im Käfigring Stromverdrängung auf. Wegen der Nähe zum Eisen ist diese nicht mehr klar der ersten oder zweiten Art zuzuordnen. Auch die Berechnung der Feldverhältnisse im Wickelkopf ist keine triviale Angelegenheit. Numerische Simulationsverfahren können diese Aufgabe heute noch nicht zufriedenstellend lösen. Somit müssen experimentelle Verfahren Aufschluss darüber geben, wie gross die Erhöhung des Ringwiderstands und die Abnahme der Wickelkopfstromverdrängung ausfallen.

Es bleibt abzuklären, was die Änderung der Ersatzschaltbildparameter für die Querkraft-Induktionsmaschine bedeutet. Auf die umrichter gespeiste Antriebsmaschine wirkt sich der Stromverdrängungseffekt nicht aus, weil bei der über den gesamten Drehzahlbereich praktisch konstanten Rotorfrequenz die Stromverdrängung vernachlässigbar ist. Einzig die erhöhte Nutstreuung der Doppelstabnut, welche zu einem kleineren Kippmoment führt, macht sich bemerkbar. Da die Rotorfrequenzen im Tragsystem mit Ausnahme von hochpoligen oder sehr langsam drehenden Maschinen in Bereichen liegen, wo deutliche Stromverdrängung auftritt, wirkt sich der Tragfluss bei Doppelstabrotoren stärker auf das Drehmoment aus als bei Einzelstabnuten. Dies kann leicht eingesehen werden, wenn man bedenkt, dass Stromverdrängungsläufer dort eingesetzt werden, wo eine Drehmomenterhöhung bei hohen Rotorfrequenzen – was im Stillstand der Fall ist – erwünscht ist.

Bezüglich des Tragstromanstiegs sind die Verhältnisse günstiger. Dafür ist wiederum weniger der Stromverdrängungseffekt als vielmehr die Zunahme der Nutstreuung verantwortlich. In Abb. 4.5 sind die Strangströme des Tragsystems bei konstantem Tragfluss abgebildet. Darin wird eine Maschine von einigen kW Leistung bei einer Drehzahl von 3000 U/min mit einer Maschine von etwa 20 kW und 15000 U/min verglichen. Beide sind mit $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ ausgeführt. Es ist festzustellen, dass speziell bei kleinen Maschinen und mittleren Drehzahlen die Überhöhung des Strangstromes beim Einsatz eines Stromverdrängungsläufers kleiner wird. Schnelllaufende Antriebe besitzen nur im Hochlauf Vorteile, die bei der Nenndrehzahl praktisch vollständig verschwinden. Bei Maschinen höherer Leistung (> 100 kW) bilden die Kurven der schnelllaufenden Maschine die untere Grenze.

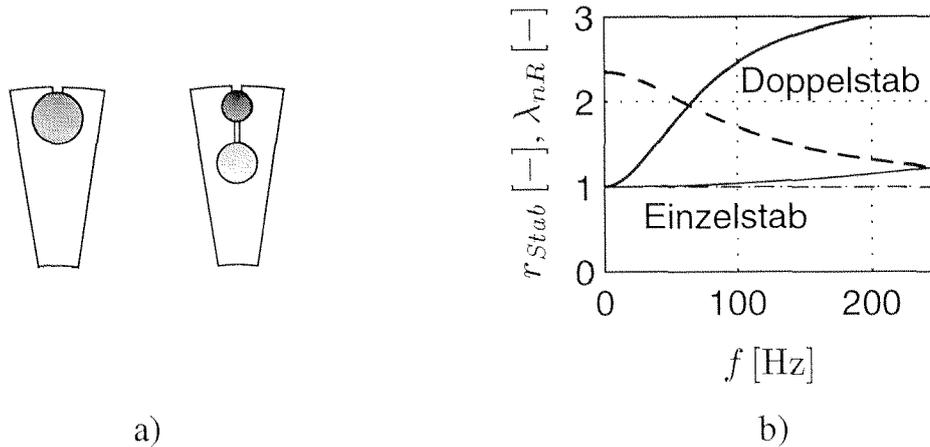


Abbildung 4.4: a) Stromverdrängung in Rotornuten mit Einzel- und Doppelstabwicklung mit einem einzigen Käfigring (dunkel eingefärbt die Zonen hoher Stromdichte) b) Verhalten des Stabwiderstands (durchgezogene Linien) bezogen auf den Gleichstromwert; Verhalten der Nutstreuleitwerte der Einzelstabwicklung (strichpunktirt) und der Doppelstabwicklung (gestrichelt) bezogen auf den Wert bei Gleichstrom. Man erkennt, dass die Nutstreuung einer Doppelstabnut (gestrichelt) wesentlich grösser ist als die einer Einzelstabnut.

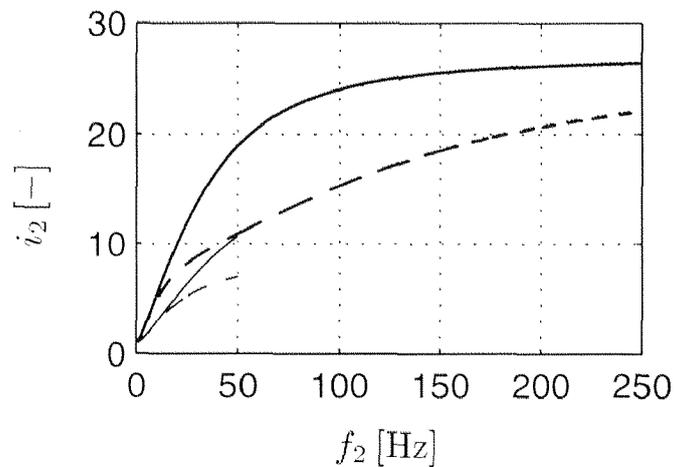


Abbildung 4.5: Tragstromvergleich bei konstantem Tragfluss bezogen auf den Stillstandsstrom für Rotoren mit Einzelstabwicklungen (durchgezogene Linien) und Doppelstabwicklungen (gestrichelt). Dargestellt sind die Tragstromverläufe einer 3 kW/ 50 Hz-Maschine und einer 20 kW/ 250 Hz-Maschine.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass der Einsatz von Stromverdrängungsläufern nur im unteren Leistungsbereich Sinn macht. Bei höherer Antriebsleistung und bei schnelllaufenden Antrieben sind die nachteiligen Effekte nicht mehr tolerierbar.

4.3.4 Polselektive Käfigwicklung

Eine rein p_1 -polpaarige Käfigwicklung baut sich aus genau einem Stab pro Pol auf. Beachtet man, dass der notwendige gesamte Leiterquerschnitt A_{wR} der Rotorwicklung über

$$A_{wR} \cdot j_R \approx A_{wS} \cdot j_S \cdot \cos \varphi_n \quad (4.45)$$

gegeben ist [Vogt 1996], wird bei der erwähnten Wicklung der Stabquerschnitt im Vergleich zu einer Wicklung mit $N_R \gg p_1$ sehr gross. Gleichzeitig hat dies magnetische Unsymmetrien im Rotor zur Folge.

Soll die Wicklung auf mehrere Stäbe pro Pol verteilt sein, muss sie mehrsträngig ausgeführt werden, wobei die Kurzschlussringe der einzelnen Stränge in verschiedenen, axial versetzten Ebenen angeordnet sind. Um vernünftige Rotornutzahlen N_R zu erreichen, führt diese Wicklungsart in den meisten Fällen zu hohen Strangzahlen. In [Sequenz 1954] wird vorgeschlagen, mehrere Stäbe pro Pol zu einem Strang zusammenzufassen und diese über einen Kurzschlussring mit gleich grossen Gruppen von Stäben unter den anderen Polen zu verbinden. Dadurch kann die Rotorimpedanz für bestimmte Polpaarzahlen (hier speziell für p_2) gezielt vergrössert werden. Diese Idee von SEQUENZ soll nun aufgegriffen und erweitert werden, indem verschiedene Verbindungsvarianten zwischen den Stabgruppen untersucht werden.

Läuft ein $2p$ -poliges Feld $\underline{B}_\delta = B_\delta$ mit der Kreisfrequenz $s\omega$ gegenüber dem Rotor um, induziert es in den Stäben Ströme. Es wird festgelegt, dass die Grundwelle der dabei entstehenden Durchflutung $\underline{\Theta}_{R,1}$ auf einen Strom

$$\underline{I}_R = \frac{2\pi p}{N_R} \cdot \underline{\Theta}_{R,1} \quad (4.46)$$

führt, der über die Maschengleichung

$$\frac{N_R}{3} [R_R + j s (X_{\sigma R,1})] \underline{I}_R - j s \omega \frac{N_R}{6} \frac{2}{\pi} \tau_p l_i \underline{B}_\delta = 0 \quad (4.47)$$

festliegt. $X_{\sigma R,1}$ bezeichnet die für die Grundwelle wirksame Reaktanz des Rotorkreises.

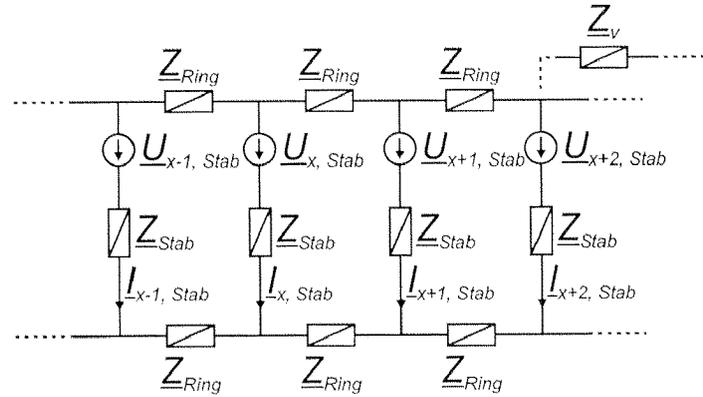


Abbildung 4.6: Elektrisches Netzwerk des Rotors.

Für den Vergleich der Rotorwicklungen wird eine Netzwerkanalyse durchgeführt. Dabei werden jedem Rotorstab eine Impedanz \underline{Z}_{Stab} und den Verbindungsstücken im Wickelkopfbereich Impedanzen \underline{Z}_{Ring} und allenfalls \underline{Z}_v zugeordnet (s. Abb. 4.6). Die in einem Rotorstab x induzierte Spannung ist:

$$\underline{U}_{x, Stab} = l_i v \underline{B}_\delta e^{j p \alpha_x} = l_i s \omega \frac{D}{2} \underline{B}_\delta e^{j p \alpha_x}. \quad (4.48)$$

Zur Lösung des Netzwerks wird das Maschenverfahren angewendet [Weh 1968], welches jeder einzelnen der z_m Maschen einen Umlaufstrom zuordnet. Daraus ergibt sich das in Abb. 4.7 dargestellte zu lösende Netzwerk.

Zur rechnerischen Behandlung grösserer Netzwerke gelangt die Matrizenrechnung zur Anwendung. Diese beinhaltet das Aufstellen der Umlauf-Zweig-Inzidenzmatrix \mathbf{C} , der Knoten-Zweig-Inzidenzmatrix \mathbf{K} , die über den Vektor mit den Zweigimpedanzen auf die Impedanzmatrix \mathbf{Z} führt. Die Zweigströme und die in den einzelnen Zweigen eingepprägten Spannungen werden in den Strom- und Spannungsvektoren \mathbf{u} und \mathbf{i} zusammengefasst. Danach werden die Umlaufströme \mathbf{i}^* berechnet:

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{u} \quad (4.49)$$

$$\mathbf{i}^* = (\mathbf{C}^T \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{C})^{-1} \cdot \mathbf{u}^*. \quad (4.50)$$

Daraus können auf einfachem Wege die Zweigströme \mathbf{i} bestimmt werden, welche die wirklichen in den Rotorstäben fließenden Ströme beinhalten:

$$\mathbf{i} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{i}^*. \quad (4.51)$$

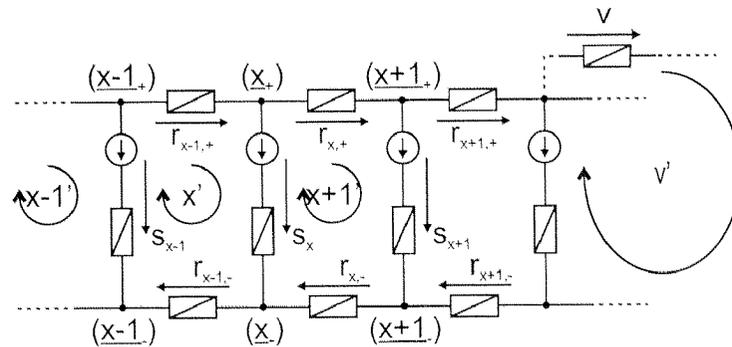


Abbildung 4.7: Elektrisches Rotornetzwerk mit eingezeichneten Knoten, Zweigen und Maschen.

Über die Durchflutungsgrundwelle wird nach (4.46) und (4.47) die auf den Rotor bezogene Grundwellenimpedanz bestimmt:

$$\underline{Z}_{R,1} = R_R + j s X_{\sigma R,1} = \frac{N_R}{2\pi p} \cdot \frac{s \omega \tau_p l_i \underline{B}_\delta}{\pi \underline{\Theta}_{R,1}}. \quad (4.52)$$

Bei gegebener Durchflutungskurve ergibt sich über (4.33) die Oberwellenstreu-ziffer σ_{Ro} . Somit summieren sich die Grundwellen- und die Oberwellenstreu-reaktanz zur gesamten auf den Stator bezogenen Reaktanz des Rotorkreises:

$$X'_{\sigma R} = X'_{\sigma R,1} + \sigma_{Ro} X_h. \quad (4.53)$$

Im Folgenden werden die untersuchten Rotorwicklungen beschrieben, bevor auf deren Eigenschaften im Antriebs- und Tragsystem eingegangen wird.

Rotorwicklung mit beidseitigen Mehrfachringen

Die N_R Rotorstäbe werden auf m_R Stränge verteilt, wobei jeder einzelne Strang auf beiden Seiten des Aktivteils einen von den restlichen Ringen isolierten Käfigring besitzt. Die beiden möglichen Ausführungsvarianten sind in Abb. 4.8 dargestellt. Bei über den gesamten Umfang konstanten Ringquerschnitten ist die p_1 -polpaarige Struktur weniger stark zu erkennen als bei entlang des Umfangs variierenden Querschnittsflächen.

Bei q_R Rotorstäben pro Pol und Strang, deren Querschnittsfläche über (4.45) festliegt, besitzen die Ringe an ihrer dicksten Stelle den Querschnitt:

$$A_{Ring} \cdot j_{Ring} = A_{Stab} \cdot j_{Stab} \cdot \frac{\sin\left(q_R \frac{p_1 \pi}{N_R}\right)}{\sin\left(\frac{p_1 \pi}{N_R}\right)}. \quad (4.54)$$

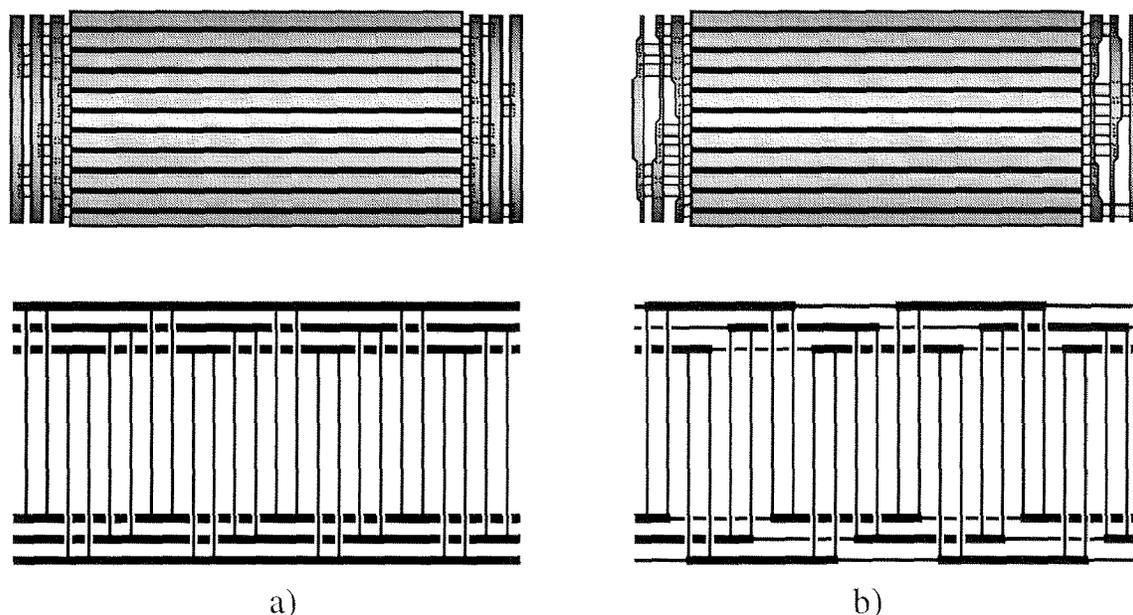


Abbildung 4.8: Ansicht von oben und Abwicklungsschema eines Rotors mit mehreren Strängen und Mehrfachringen auf beiden Seiten des Aktivteils mit a) konstanten Ringquerschnitten b) variablen Ringquerschnitten.

Mit der Wahl der zulässigen Stromdichten j_{Stab} und j_{Ring} sowie der Querschnitte sind die Stab- und Ringwiderstände bekannt. Es bleibt noch das Problem der Streuberechnung zu lösen. Insbesondere im Wickelkopf besitzen die einzelnen Stränge unterschiedliche Streuleitwerte. Weichen diese stark voneinander ab und haben in der gesamten Rotorstreureaktanz hohes Gewicht, wie beispielsweise bei zweipoligen Wicklungen, so resultieren für die verschiedenen Rotorstränge unterschiedliche Stromwerte. Als Folge davon wird bei steigendem Oberwellengehalt die Durchflutungs-Grundwelle abgeschwächt. In [Dornau 1990] wurde mittels der Methode von BIOT-SAVART und der Spiegelungsmethode ermittelt, in welchem Masse die Streuleitwerte der Käfigringe von deren Position abhängen. Insbesondere wurden die Einflüsse des mittleren Ringradius, der Statorwickelkopfausladung und des Ringabstands vom Aktivteil untersucht. Leider hat der Autor das Thema für den allgemeinen Fall nicht sehr vertieft behandelt, sondern gibt rasch konkrete Werte für eine bestimmte Maschine an. Größenordnungsmässig können die Resultate jedoch für beliebige Maschinen übernommen werden. Wichtig für die in diesem Abschnitt betrachtete Rotorwicklung ist hauptsächlich die Erkenntnis, dass sich der Stirnstreuleitwert annähernd proportional zum Abstand vom Aktivteil verhält. Werden die einzelnen Stränge so auf die Ringe verteilt,

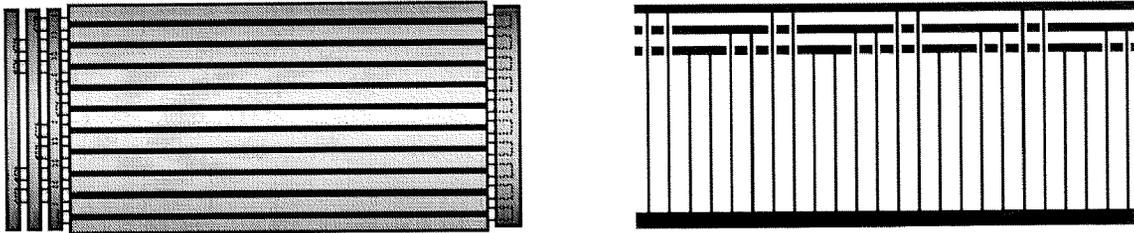


Abbildung 4.9: Ansicht von oben und Abwicklungsschema eines Rotors mit mehreren Strängen und Mehrfachring auf der einen Seite des Aktivteils.

dass die Summe über die beidseitigen Abstände vom Aktivteil für sämtliche Stränge denselben Wert annimmt, dann dürften sich die einzelnen Rotorstreu-reaktanzen nur noch geringfügig unterscheiden. Eine solche Anordnung ist sowohl für gerade als auch für ungerade Strangzahlen m_R immer möglich.

Rotorwicklung mit einseitigem Mehrfachring

Wird die Rotorwicklung entsprechend Abb. 4.9 nur auf der einen Maschinenseite mit mehreren Ringen ausgestattet, ergeben sich beinahe die gleichen Verhältnisse wie bei beidseitigen Mehrfachringen. Vorteilhaft ist die geringere resultierende Gesamtlänge des Rotors, der geringere Kupferbedarf in den Wickelköpfen und die einfachere Struktur. Nachteilig wirkt sich vor allem aus, dass die einzelnen Stränge über unterschiedliche Streureaktanzen verfügen und dass bei höheren Schlupffrequenzen des Tragfelds die Stromverdrängung in den einzelnen Ringen unterschiedlich gross wird. Zweierlei Massnahmen können zur Abhilfe getroffen werden. Um die Ringwiderstände bei Nennfrequenz einander anzugleichen, sind diese mit unterschiedlichen Querschnitten auszuführen. Allerdings ist zu beachten, dass diese Massnahme nur in einem engen Bereich um die Nennfrequenz herum den gewünschten Effekt bringt. Um alle Rotorstränge mit gleich grossen Streureaktanzen auszuführen, müssen die Ringe auf unterschiedlichen Radien angeordnet werden.

Rotorwicklung mit aufgetrenntem Käfigring

Eine p_1 -polpaarige Wicklungsstruktur kann auch erreicht werden, wenn durch Auftrennen des Rotorkäfigs gleich grosse Gruppen von Stäben entstehen, die, wie in Abb. 4.10 dargestellt, miteinander verbunden sind. Es lässt sich leicht

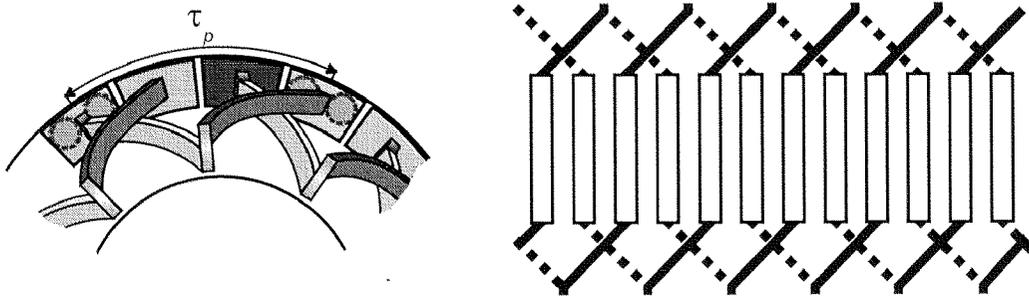


Abbildung 4.10: Stirnansicht und Abwicklungsschema eines Rotors mit aufgetrenntem Käfigring und selektiven Verbindungen der Stabgruppen.

erkennen, dass diese Wicklung den vorgängig besprochenen hinsichtlich Robustheit deutlich unterlegen ist. Zudem dürfte es nicht ganz einfach sein, die Verbindungen zwischen dem aufgetrennten Ring und den Wickelkopfleitern so auszuführen, dass sie den mechanischen und thermischen Anforderungen genügen. Von Vorteil ist bei dieser Variante, dass sämtliche Rotorstränge elektrisch identisch sind.

Vergleich der polselektiven Rotorwicklungen

Das Ziel des Rotorwicklungsentwurfs ist eine gegenüber dem Käfigläufer möglichst unveränderte Rotorimpedanz des Antriebssystems \underline{Z}_{R1} bei einer möglichst grossen Rotorimpedanz im Tragsystem \underline{Z}_{R2} . Dazu wird in diesem Abschnitt ein Vergleich der vorgestellten Varianten polselektiver Rotorwicklungen mit der Käfigwicklung vorgenommen.

Eine Querkraft-Induktionsmaschine mit der Antriebspolpaarzahl $p_1 = 1$ und der Tragpolpaarzahl $p_2 = 2$ besitze im Rotor die Stabzahl $N_R = 30$. Ganzzahlige Lochzahlen q_R ergeben sich somit für $m_R = 1/3/5/15$ Stränge². Da $m_R = 1$ der herkömmlichen Käfigwicklung und $m_R = 15$ einem gewickelten Rotor gleichkommen, werden die Kombinationen $m_R = 3, q_R = 5$ und $m_R = 5, q_R = 3$ mit der Käfigwicklung verglichen. Weiter wird vorausgesetzt, dass die Stabquerschnitte für sämtliche Wicklungsvarianten gleich sind und die Querschnitte der Ringe und der Wickelkopfleiter dermassen gewählt sind, dass die Antriebsstromdichten jeweils gleich gross werden. Unberück-

²Diese Strangzahl bezeichnet die Anzahl der gegeneinander isolierten Verbindungen im Wickelkopf und ist nicht zu verwechseln mit der Strangzahl von gewickelten Kurzschlussläufern.

sichtigt bleiben Stromverdrängungseffekte. In den Abbildungen 4.11 bis 4.14 finden sich für die erwähnten Strang-/Lochzahl-Kombinationen Darstellungen der Ströme, die durch das zweipolige Antriebsfeld und das vierpolige Tragfeld in den Rotorstäben induziert werden. Neben der resultierenden Durchflutung ist auch deren Grundwelle für die jeweils identische Position des induzierenden Feldes eingezeichnet. Die nach (4.52) ermittelte Grundwellenimpedanz wird auf die Grundwellenimpedanz der Käfigwicklung bezogen und in Funktion der Position des induzierenden Feldes gegenüber den Rotornuten aufgezeichnet.

Betrachtet man die vom Tragfeld induzierten Ströme und Durchflutungen, so unterscheiden sich die einzelnen Wicklungsvarianten kaum. Dies ist darauf zurückzuführen, dass benachbarte Stabgruppen des gleichen Stranges das gleiche Potenzial besitzen und somit kein Ausgleichsstrom fließt. Hier liegt denn auch die grösste Einschränkung der vorgeschlagenen Wicklungsvarianten, weil diese Bedingung nur dann erfüllt ist, wenn p_2 ein ganzzahliges Vielfaches von p_1 ist, was bei Querkraftmaschinen nur für $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ zutrifft. Wie sich die einzelnen Wicklungen bei anderen p_1 -/ p_2 -Kombinationen verhalten, wird weiter unten erläutert.

Je weniger die einzelnen Stabgruppen von einer Polteilung des Tragfelds τ_{p_2} überdecken, desto kleiner wird die resultierende Durchflutung und umso stärker steigt folglich der Wert der Rotorimpedanz. Besonders interessant ist die Tatsache, dass der Realteil und der Imaginärteil der Rotorimpedanz $\underline{Z}_{R2,1}$ mit steigendem m_R etwa in gleichem Masse zunehmen.

Auf der Antriebsseite sind zwischen den verschiedenen Rotorwicklungen grössere Unterschiede auszumachen. Prinzipiell gilt, dass der Wert der Rotorimpedanz \underline{Z}_{R1} umso grösser wird, je weniger Kupfer im Wickelkopf gebraucht wird. Der Kupferbedarf ist bei der Ausführung mit beidseitigen Mehrfachringen konstanten Querschnitts am grössten und bei der Wicklung mit aufgetrenntem Käfigring und selektiven Wickelkopfverbindungen am geringsten. Steigender Kupferbedarf resultiert auch bei zunehmender Rotorstrangzahl, was sich allerdings nur schwach auf den Rotorkreis auswirkt. Eine starke Unsymmetrie unter den Strängen macht sich darin bemerkbar, dass die Ersatzschaltbildparameter in Abhängigkeit der Position des induzierenden Feldes Schwankungen unterliegen. Wie man den Abbildungen entnehmen kann, weist selbst die Wicklungsvariante mit einseitigem Mehrfachring keine nennenswerte Unsymmetrie auf. Daher ist sie für die Polpaarzahlen $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ neben der Kurzschlusswicklung mit eindeutiger Polzahl die geeignetste Rotorwicklung.

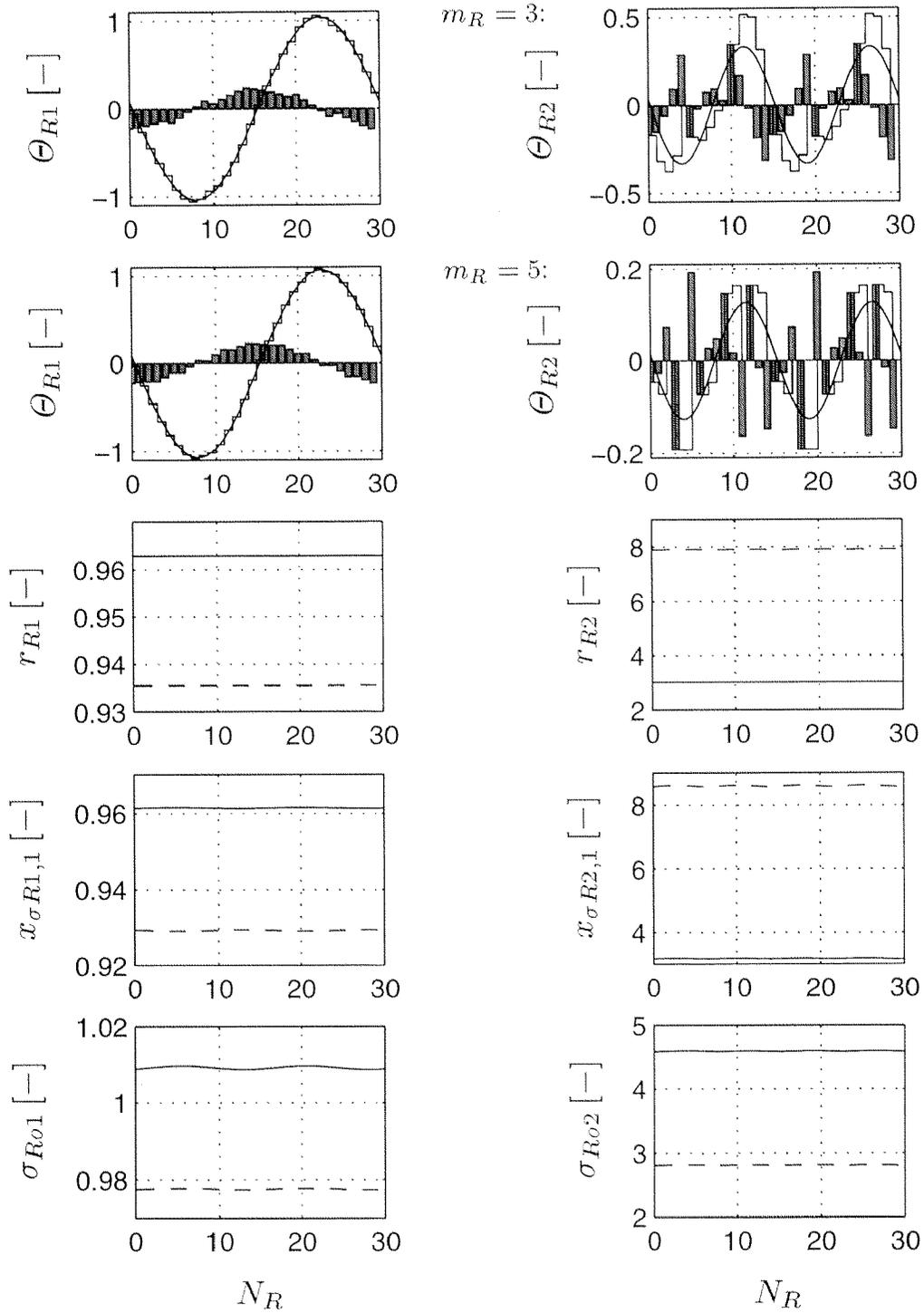


Abbildung 4.11: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 30 Nuten und zweiseitigem Mehrfachring konstanten Querschnitts, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 3, q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5, q_R = 3$ (gestrichelt) bei $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$.

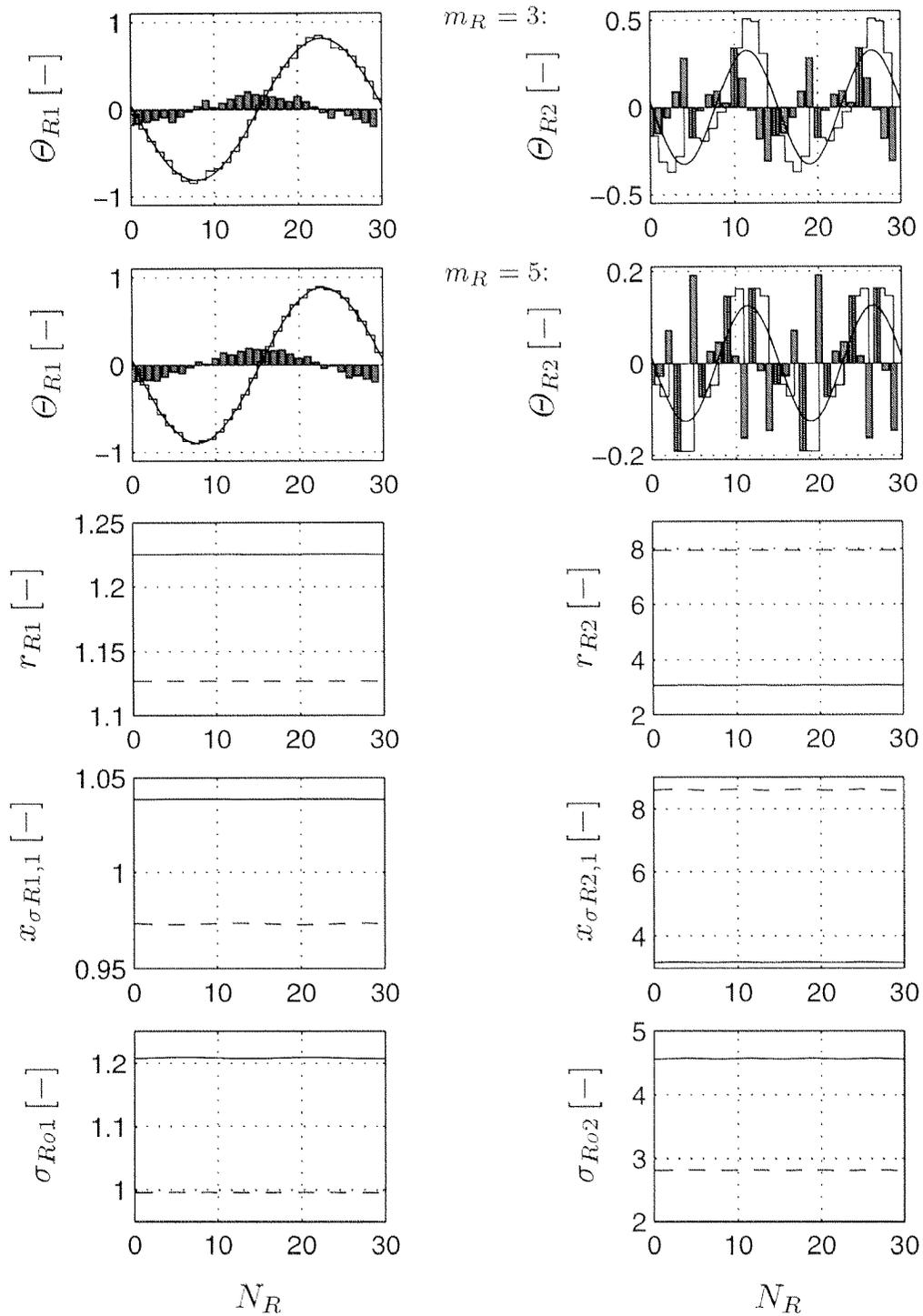


Abbildung 4.12: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 30 Nuten und zweiseitigem Mehrfachring variablen Querschnitts, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 3$, $q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5$, $q_R = 3$ (gestrichelt) bei $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$.

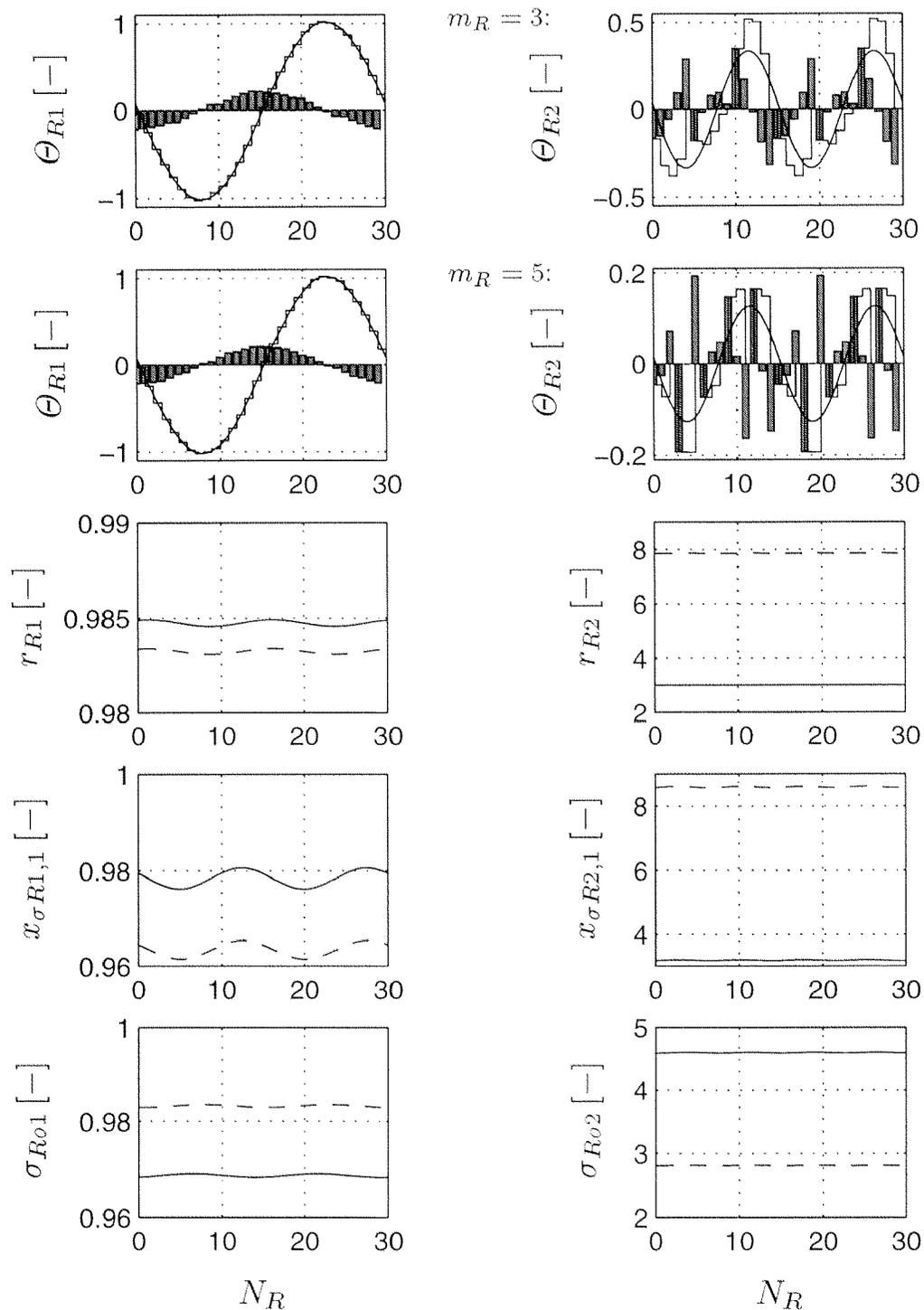


Abbildung 4.13: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 30 Nuten und einseitigem Mehrfachring, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 3$, $q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5$, $q_R = 3$ (gestrichelt) bei $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$.

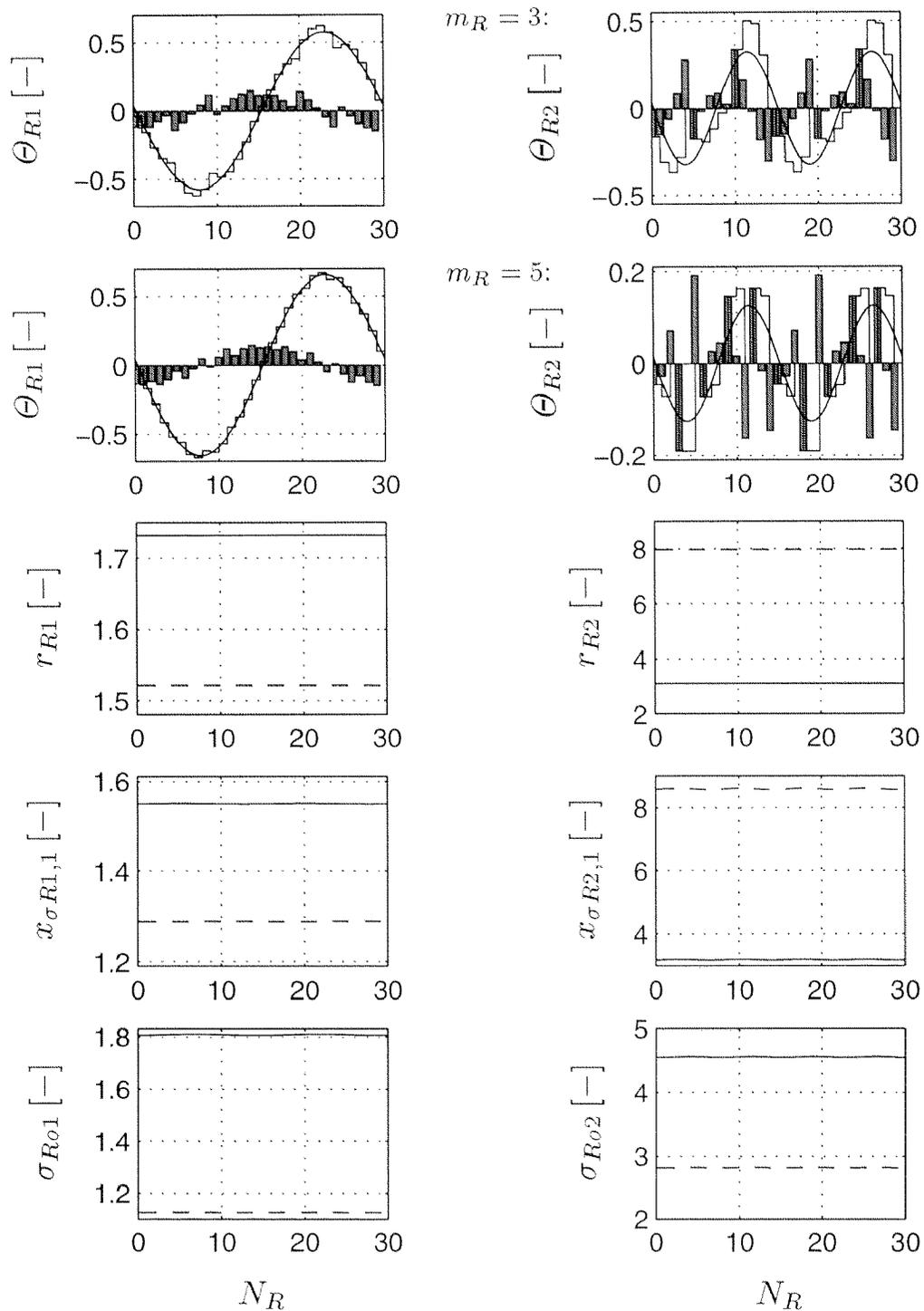


Abbildung 4.14: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 30 Nuten und aufgetrenntem Käfigring mit selektiven Verbindungen der Stabgruppen, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 3$, $q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5$, $q_R = 3$ (gestrichelt) bei $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$.

Stellvertretend für alle von $p_1 = 1$, $p_2 = 2$ abweichenden Polpaarzahlen wird an dieser Stelle eine Querkraft-Induktionsmaschine mit $p_1 = 3$, $p_2 = 4$ und $N_R = 60$ betrachtet. Es erfolgt ein Vergleich zwischen $m_R = 2$ und $m_R = 5$ mit den zugehörigen Lochzahlen $q_R = 5$ resp. 2. Berücksichtigt werden nur noch die Wicklungsvariante mit einseitigem Mehrfachring und diejenige mit beidseitigen Mehrfachringen variablen Querschnitts. Erstere eignet sich, wie in Abb. 4.15 dargestellt, nicht mehr, da die Tragsystem-Parameter im Vergleich mit der herkömmlichen Käfigwicklung auch bei $m_R = 5$ nur unwesentliche Änderungen erfahren. Bei der Rotorwicklung mit variablen Ringquerschnitten ergeben sich etwas günstigere Verhältnisse. Die Erhöhung der Rotorimpedanz des Tragsystems \underline{Z}_{R2} genügt jedoch in der Regel nicht, um den Tragstrom auf eine akzeptable Grösse zu begrenzen. Die Wicklung mit aufgetrenntem Käfigring und selektiven Verbindungen wird nicht untersucht, da sie von ihrer Struktur und Komplexität einer Kurzschlusswicklung derart ähnlich ist, dass direkt letztere ausgeführt werden kann und damit optimale Werte für \underline{Z}_{R2} erreicht werden.

Die Untersuchungen verschiedener Rotorwicklungsvarianten lassen sich folgendermassen zusammenfassen:

- Für $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ lässt sich durch die Ausführung einer polselektiven Käfigwicklung mit einseitigem Mehrfachring die Rotorimpedanz des Tragsystems derart erhöhen, dass der Tragstrom in einem vernünftigen Bereich bleibt.
- Weichen die Polpaarzahlen von $p_1 = 1$ und $p_2 = 2$ ab, so muss der Rotor einer Querkraft-Induktionsmaschine zwangsläufig mit einer Kurzschlusswicklung ausgestattet werden.

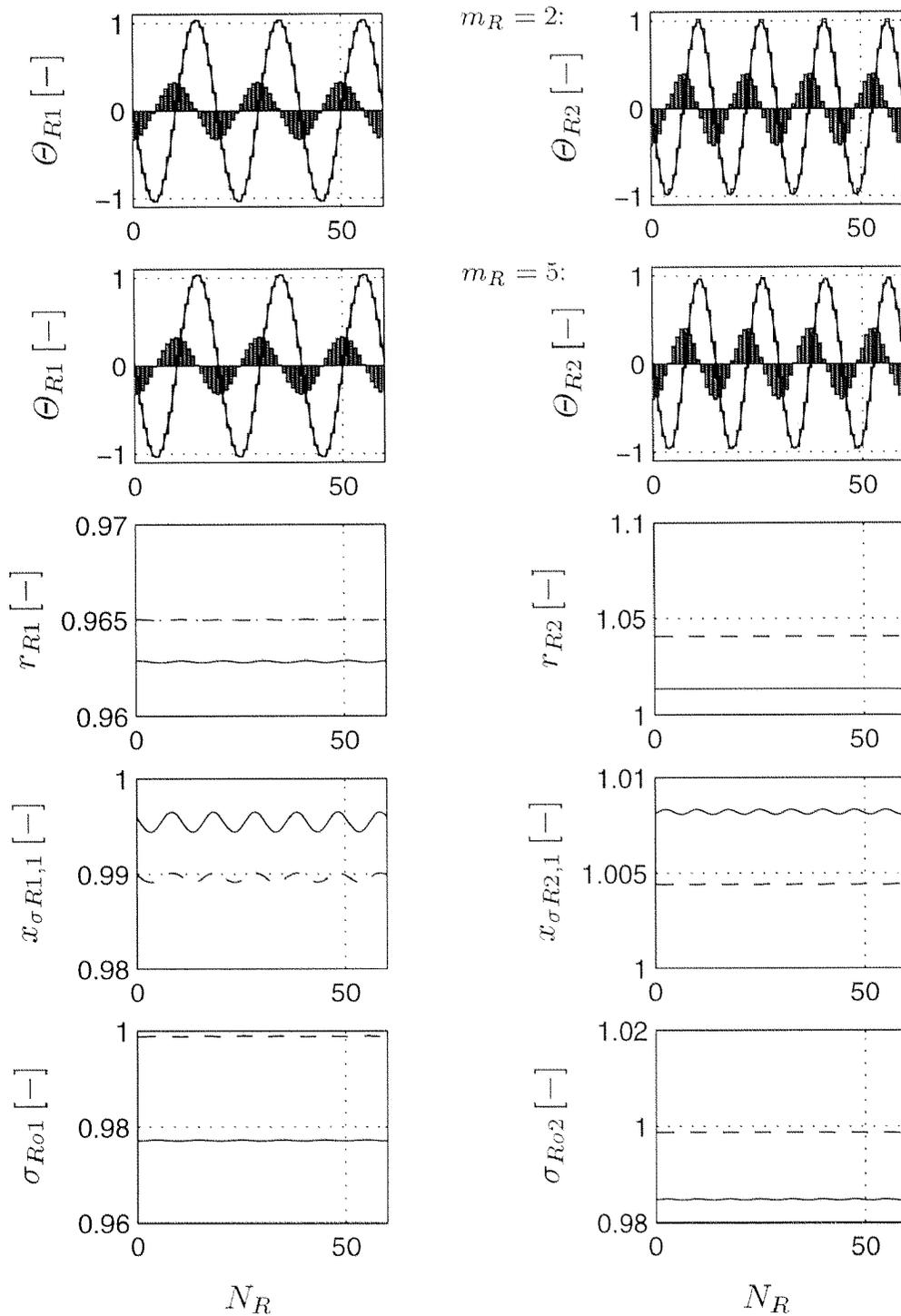


Abbildung 4.15: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 60 Nuten und einseitigem Mehrfachring, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 2$, $q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5$, $q_R = 2$ (gestrichelt) bei $p_1 = 3$ und $p_2 = 4$.

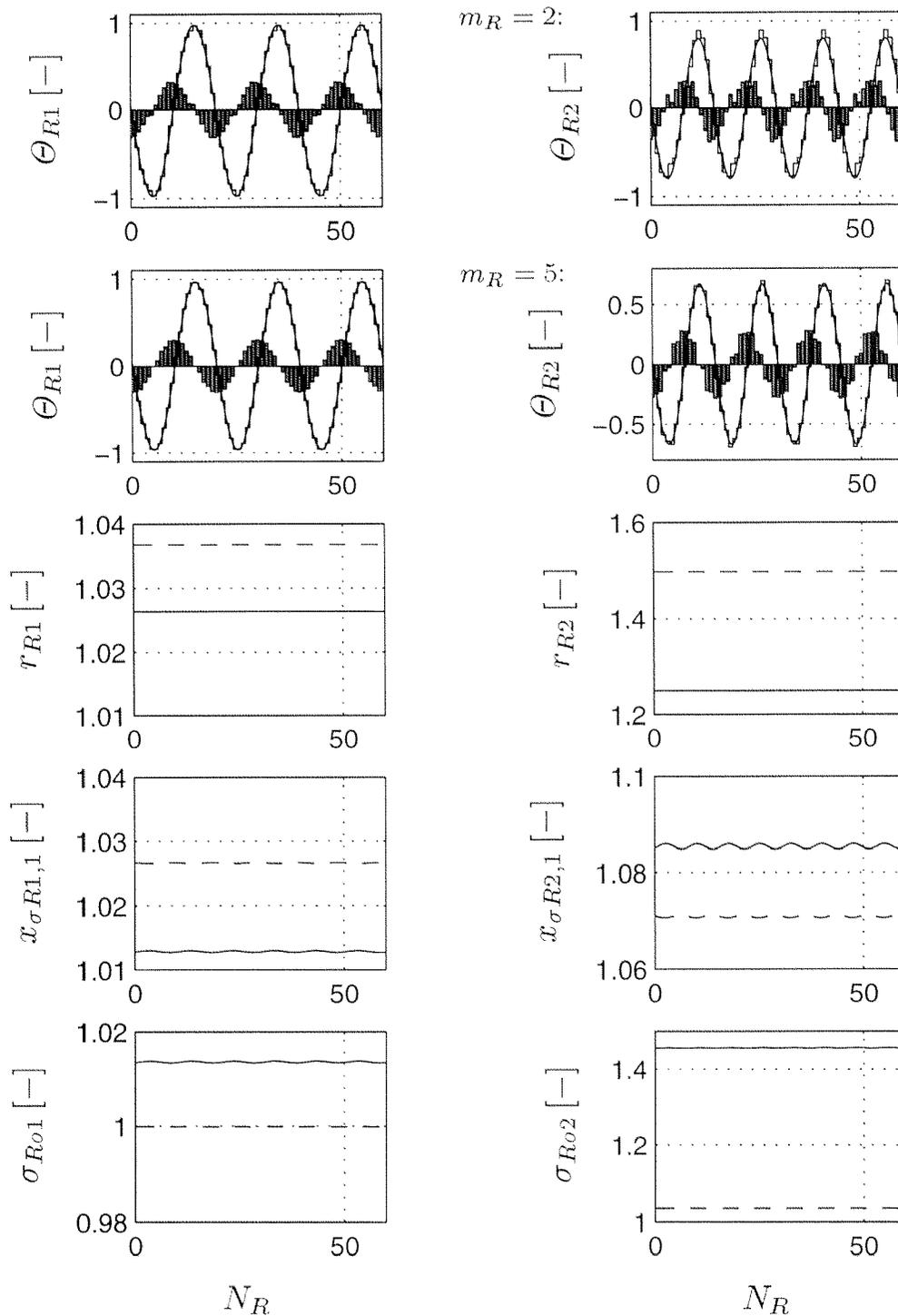


Abbildung 4.16: Parameter des Antriebssystems (linke Kolonne) und des Tragsystems (rechte Kolonne) für Käfigwicklung mit 60 Nuten und zweiseitigem Mehrfachring variablen Querschnitts, bezogen auf die herkömmliche Käfigwicklung. Verhältnisse für $m_R = 2, q_R = 5$ (durchgezogene Linien) und für $m_R = 5, q_R = 2$ (gestrichelt) bei $p_1 = 3$ und $p_2 = 4$.

Seite Leer /
Blank leaf

5

Maschinenauslegung

Die Auslegung einer reinen Antriebsmaschine richtet sich nach diversen Nebenbedingungen. Bei Servomotoren in Positionierantrieben wird etwa vorausgesetzt, dass sie kurzzeitig ein gegenüber dem Nenndrehmoment deutlich erhöhtes Moment aufbringen können. Andererseits liegt das Hauptaugenmerk bei Antrieben höherer Leistung auf dem Wirkungsgrad, der einen gewissen Mindestwert erreichen muss, um im Betrieb die nötige wirtschaftliche Rentabilität zu garantieren. Neben diesen Faktoren existieren noch viele andere, welche die Auslegung einer elektrischen Maschine und damit deren Aufbau beeinflussen. Induktionsmaschinen mit identischer Leistung und Drehzahl können demnach je nach Einsatzgebiet vollkommen unterschiedlich gebaut sein.

Bei Querkraftmaschinen kommen neben den Anforderungen an den Antrieb noch diejenigen an den Tragteil hinzu. Als Beispiel kann eine Walze herangezogen werden, bei der im stationären Zustand eine grosse Querkraft aufgebracht werden muss. Demgegenüber ist in anderen Antrieben nur das Eigengewicht des Rotors mit einer gewissen Stellreserve zu tragen.

5.1 Auslegung von lagerlosen Drehfeldmaschinen

Obwohl sich die Auslegung einer lagerlosen Drehfeldmaschine in ihrer Struktur nicht grundsätzlich von derjenigen einer reinen Antriebsmaschine unterscheidet, ist es nicht zulässig, die Antriebs- und Tragteile voneinander entkoppelt auszulegen. Dies zeigt sich schon in der ersten groben Abschätzung der Maschinendimensionen und zieht sich weiter über die Dimensionierung des Magnetkreises bis hin zur Verlustbestimmung.

Ausgangspunkt der Auslegung einer lagerlosen Maschine sind das Nenndrehmoment, die Nenndrehzahl und die aufzubringende Querkraft. Dafür muss vorgängig ein Anforderungsprofil erstellt werden, welches die Nennpunkte und die minimal zu erreichende Überlastbarkeit hinsichtlich des Drehmoments und der Querkraft festlegt. In die maximal aufzubringende Querkraft finden dabei u. a. die möglichen Einwirkungen äusserer Anregungen oder zu dämpfende Unwuchtschwingungen Eingang.

5.1.1 Dimensionierung

In einem ersten Schritt erfolgt die Abschätzung der äusseren Maschinendimensionen mittels der in (2.23) eingeführten Ausnutzungsziffer C , der Sättigungsflussdichte des eingesetzten Elektroblechs und der Erfahrungswerte für Wirkungsgrad und Leistungsfaktor. Aus einer einzigen Gleichung bei reinen Antriebsmaschinen ergibt sich für Maschinen mit integriertem Magnetlager ein System mit 6 Auslegungsgleichungen:

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_1 \sqrt{A_1^2 + A_{2m}^2} (\hat{B}_1 + \hat{B}_{2m}) \quad (5.1)$$

$$B_{max} \geq \hat{B}_1 + \hat{B}_{2p} \quad (5.2)$$

$$P_{mech} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_1 A_1 \hat{B}_1 \eta \cos \varphi D^2 l_i n_0 \quad (5.3)$$

$$F_{trag,p} = \frac{1}{\mu_0} l_i \frac{D}{2} \pi \frac{\hat{B}_1 \hat{B}_{2p}}{2} \quad (5.4)$$

$$F_{trag,m} = \frac{1}{\mu_0} l_i \frac{D}{2} \pi \frac{\hat{B}_1 \hat{B}_{2m}}{2} \quad (5.5)$$

$$A_{2m} = k_{IR2} \cdot \frac{\hat{B}_{2m}}{\sqrt{2}} \left(\frac{D}{2p_2} \xi_1 \frac{\mu_0}{2\delta_2''} \right)^{-1} \quad (5.6)$$

Dieses Gleichungssystem ist unterbestimmt und nichtlinear. Im Falle von Horizontalmaschinen finden der Durchmesser D und die Länge l_i auch über die aufzubringende Tragkraft Eingang in das Gleichungssystem. Hier müssen neben dem Eigengewicht noch Zusatzmassen¹ getragen werden. Die mittlere aufzubringende Querkraft wird in den meisten Fällen über die mit einem Faktor k_m multiplizierte Rotorgewichtskraft definiert. Ebenso verhält es sich mit

¹Der Zusatzmasse wird auch die Masse des Wellenüberhangs angerechnet, da sie unabhängig ist von den exakten Rotordimensionen.

der maximalen Tragkraft, welche hier über die mit k_p multiplizierte Eigengewichtskraft Eingang in die Gleichung findet:

$$F_{trag,p} \approx k_p \cdot g(m_{Zus} + \varrho_{Fe} \pi l D^2 / 4) \quad (5.7)$$

$$F_{trag,m} \approx k_m \cdot g(m_{Zus} + \varrho_{Fe} \pi l D^2 / 4). \quad (5.8)$$

Wird die Maschine vertikal aufgestellt, so übernimmt das Axiallager die Gewichtskraft, womit $F_{trag,p}$ und $F_{trag,m}$ aufgrund anderer Kriterien festgelegt werden müssen.

Es folgt eine Auflistung der Überlegungen, die zum Auslegungsgleichungssystem führten:

- Die Ausnutzungsziffer C ist ein Mass, das die Beanspruchung der Werkstoffe wiedergibt, bzw. ein Verlustmass. Mit ihr liegen einerseits der für die Maschinenerwärmung relevante mittlere Effektivwert des Strombelags $\sqrt{A_1^2 + A_{2m}^2}$ und andererseits $\hat{B}_1 + \hat{B}_{2m}$ fest.
- Die Auslegung des Magnetkreises wird bestimmt durch die Feldverhältnisse bei maximaler Querkraft. Um Zahnsättigung zu vermeiden, darf auch im ungünstigsten Fall, bei dem die Flussdichtemaxima des Antriebs- und des Tragflusses an den gleichen Ort zu liegen kommen, ein maximaler Wert der Luftspaltinduktion B_{max} nicht überschritten werden.
- Die mechanische Wellenleistung wird bestimmt durch die Parameter des Antriebssystems (Index 1).
- Die maximale Querkraft $F_{trag,p}$ liegt nach der Erstellung des Pflichtenhefts fest und bestimmt über das erforderliche \hat{B}_{2p} die Auslegung des Magnetkreises. Die im Mittel aufzubringende Querkraft $F_{trag,m}$ legt die für die Verlustberechnung relevanten Luftspaltinduktionswerte fest.
- Der mittlere Tragstrombelag A_{2m} wird über das Durchflutungsgesetz und den durch die gewählte Rotorwicklung bedingten Anstieg des Tragstromes berechnet. Letzterer wird zusammengefasst im Tragstrom-Überhöhungsfaktor k_{IR2} .

Das 6 Gleichungen umfassende Auslegungsgleichungssystem beinhaltet die 7 Unbekannten D , l_i , A_1 , A_{2m} , \hat{B}_1 , \hat{B}_{2m} und \hat{B}_{2p} . Bei standardisierten Maschinenreihen mit normierten Achshöhen und – wegen der begrenzten Umfangsgeschwindigkeit – bei schnelllaufenden Maschinen ist der Ankerdurchmesser D

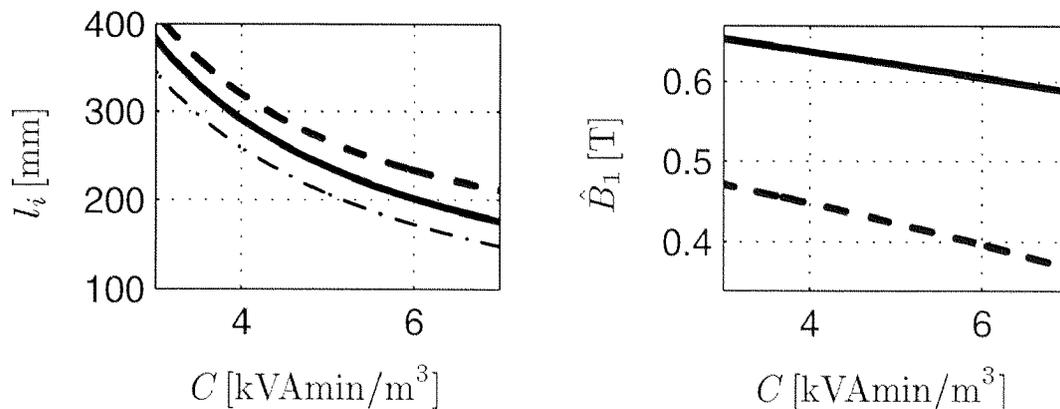


Abbildung 5.1: Ideelle Maschinenlänge und resultierende Luftspaltinduktion des Antriebsflusses bei variabler Maschinenausnutzung am Beispiel einer 700 kW/ 20000 U/min-Maschine mit einer Zusatzmasse $m_{Zus} = 75$ kg, $k_p = 1.8$, $k_m = 1.2$ und $D = 200$ mm. Dargestellt sind die Verhältnisse bei $B_{max} = 0.75$ T (durchgezogene Kurve), $B_{max} = 0.6$ T (gestrichelt) und die Längenverhältnisse von reinen Antriebsmaschinen (strichpunktiert).

in der Regel festgelegt, womit sich das Gleichungssystem nach den verbleibenden Unbekannten auflösen lässt. Vor allem bei stark ausgenutzten Maschinen und geringem B_{max} kann es vorkommen, dass keine Lösung existiert. Der Grund liegt darin, dass die Zusatzmasse gegenüber dem Rotoreigengewicht wachsenden Einfluss erhält, die geforderten Tragkräfte somit nicht linear mit der Maschinenlänge sinken. Deshalb muss der Wert der Antriebsflussdichte \hat{B}_1 zurückgenommen werden. Da das Maximum der Querkraft aber bei $\hat{B}_1 = \hat{B}_{2p}$ liegt, kann die Maschine nicht weiter verkürzt werden, sobald $\hat{B}_{2p} = B_{max}/2$ wird. An diesem Punkt hilft nur noch eine Reduktion von D weiter.

Am Beispiel einer 700 kW/ 20000 U/min-Maschine mit einer zu tragenden Zusatzmasse $m_{Zus} = 75$ kg, $k_p = 1.8$, $k_m = 1.2$ und $D = 200$ mm wird in Abb. 5.1 gezeigt, welche Änderung der aktiven Länge eine Querkraftmaschine gegenüber einer reinen Antriebsmaschine bei unterschiedlichen B_{max} erfährt.

Beim freien Entwurf kommt vorerst eine weitere zu erfüllende Nebenbedingung hinzu. Die relative Ankerlänge

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_{p1}} = \frac{2p_1 l_i}{\pi D} \quad (5.9)$$

soll für $p_1 = 1$ im Bereich $\lambda = 0.6 \dots 1$ und für $p_1 > 1$ im Bereich $\lambda = 1 \dots 4$ liegen. Der Grund für diese Beschränkung liegt hauptsächlich darin, dass lange Maschinen zwar billiger sind, aber schlechter gekühlt werden können. Querkraftmaschinen werden, wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, eher mit grossen λ ausgeführt. Dadurch erhält der Rotor bei gegebenem Volumen die maximale Oberfläche. Es gilt also, ein minimales D zu finden, bei dem das 7 Gleichungen und Ungleichungen umfassende System erfüllt ist. Als Beispiel dient hier eine Maschine mit 2 MW Leistung bei einer Drehzahl von 3000 U/min. Weitere Eckdaten sind $m_{Zus} = 500$ kg, $k_p = 1.4$ und $k_m = 1.1$. In Abb. 5.2 ist zu erkennen, dass das Rotorvolumen V_R mit steigendem λ sinkt. Bei $C = 3$ kVAmin/m³ beträgt dieses für $\lambda = 1$ noch rund 90 % des für $\lambda = 0.6$ resultierenden Wertes. Die in den angegebenen Bereichen zur Verfügung stehende Antriebsflussdichte ist in Abb. 5.3 aufgeführt.

Nicht einbezogen in die Betrachtungen wurden bisher die Anforderungen an das Kippmoment der Maschine. Ausgehend vom idealen Fall, dass die Tragmaschine keinen Beitrag an das Drehmoment leistet, sind ausschliesslich Grössen des Antriebssystems bestimmend für die Höhe des Kippmoments und des Kippschlupfes:

$$M_k \approx \frac{m}{2} \cdot \frac{U_1^2}{2\pi n_1 X_{\sigma 1}} \quad (5.10)$$

$$s_k \approx \frac{R'_{R1}}{X_{\sigma 1}}. \quad (5.11)$$

Mit dem relativen Streuleitwert $\lambda_{\sigma 1}$ wird die Streureaktanz zu:

$$X_{\sigma 1} = \frac{2\omega_1 \mu_0 w_{S1}^2 l_i}{p_1} \cdot \lambda_{\sigma 1}. \quad (5.12)$$

Bezieht man (5.12) auf $(U_1/I_1)_n$, so erhält man die bezogene Streureaktanz:

$$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1}}{(U_1/I_1)_n} = \frac{\sqrt{2}\pi\mu_0\lambda_{\sigma 1}}{m\xi_1} \cdot \frac{A_1}{\hat{B}_1}. \quad (5.13)$$

Weil die Windungszahl w_{S1} im Quadrat in die Streureaktanz eingeht, soll sie für streuungsarme Maschinen mit grossem Kippmoment minimiert werden, was hohe Luftspaltflussdichten und damit einen geringen Strombelag bedingt. Dadurch wird auch die früher aufgestellte Forderung, dass in Querkraftmaschinen hohe Luftspaltinduktionen anzustreben sind, unterstützt.

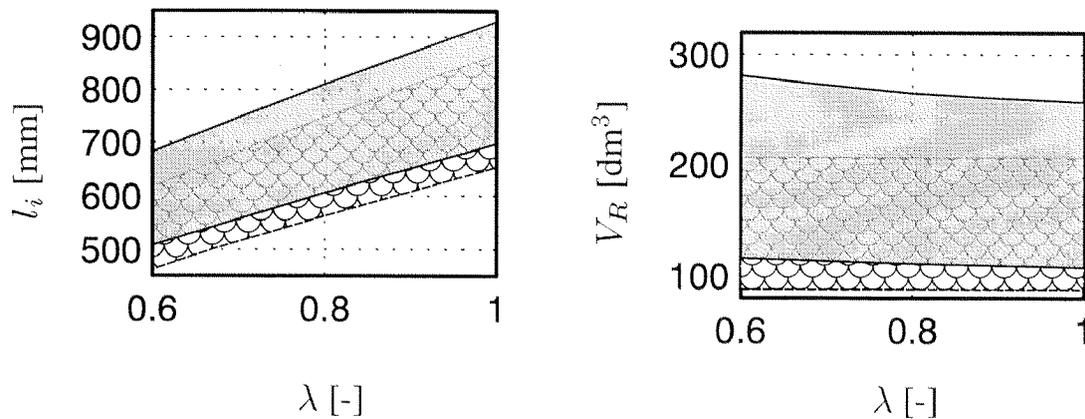


Abbildung 5.2: Ideelle Maschinenlänge und aktives Rotorvolumen bei variabler Verhältniszahl λ am Beispiel einer 2000 kW/ 3000 U/min-Maschine mit $m_{Zus} = 500$ kg, $k_p = 1.4$ und $k_m = 1.1$. Dargestellt sind die Verhältnisse im Bereich von $C = 3 \dots 7$ kVAmin/m³ für reine Antriebsmaschinen (gestrichelt) und für Querkraftmaschinen mit $B_{max} = 0.75$ T (schattiert).

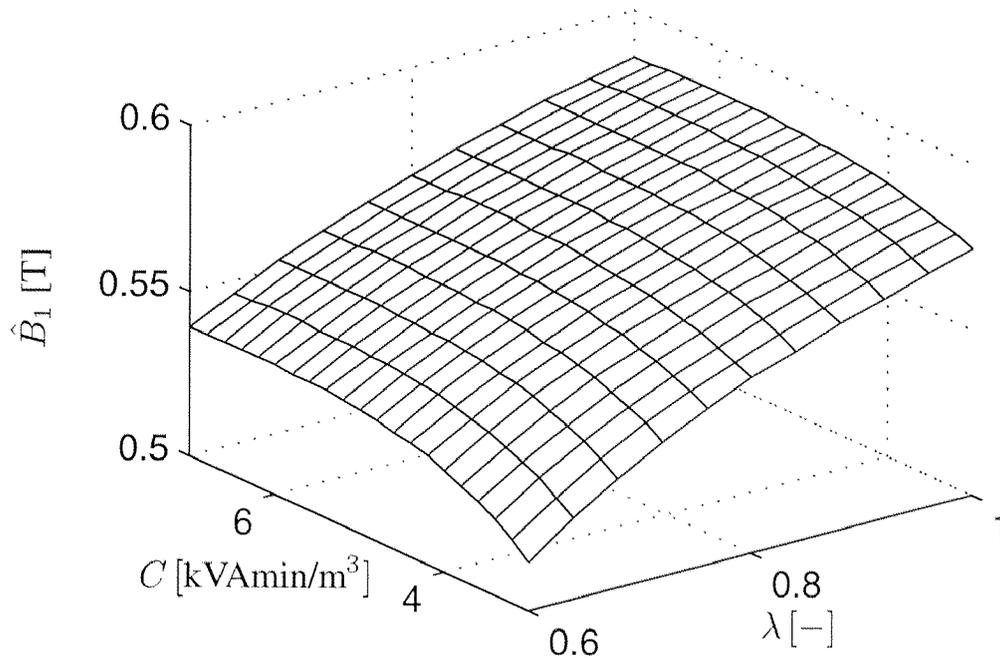


Abbildung 5.3: Spitzenwert der Antriebsflussdichte beim freien Entwurf mit variablen λ und C am Beispiel einer 2000 kW/ 3000 U/min-Maschine mit $m_{Zus} = 500$ kg, $k_p = 1.4$ und $k_m = 1.1$.

5.1.2 Wahl der Nutzahlen

Bevor die Nutzahlen von Querkraft-Induktionsmaschinen bestimmt werden können, muss feststehen,

- welche Polpaarzahlen das Antriebs- und das Tragsystem besitzen.
- wie die Rotorwicklung gestaltet ist.
- welche Wicklungen zweischichtig ausgeführt werden dürfen.

In der Literatur wird vorgeschlagen, dass sich die Statornutteilung im Bereich $\tau_{nS} = 10 \dots 45$ mm bewegen soll. Somit liegen bei gegebenem Bohrungsdurchmesser auch die minimalen und maximalen Statornutzahlen fest. Daraus werden diejenigen N_S ausgewählt, die sowohl für die Antriebs- als auch für die Tragwicklung zu vernünftigen Lochzahlen q_S und dadurch zu einer ausreichenden Unterdrückung der Oberwellen in den Felderregerkurven führen. Unter Zuhilfenahme der Theorie aus Kapitel 4 kann die Auswahl allenfalls weiter eingeschränkt werden. Zweipolige Antriebswicklungen dürfen beispielsweise nicht mit ungeraden Lochzahlen q_{S1} ausgeführt werden, solange auf der Tragseite nur eine Wicklungsschicht zur Verfügung steht (wegen der fehlenden Unterdrückung der Halbwelle in der Trag-Felderregerkurve, die aufgrund der Halblochwicklung entsteht). Neben diesen bereits früher erwähnten Einschränkungen beeinflusst auch die Art der Rotorwicklung die Wahl von N_S und N_R .

Die Nutzahl von Rotoren mit Kurzschlusswicklungen oder polselektiven Käfigwicklungen kann nur bestimmte Werte annehmen:

$$N_R = 2p_1 m_R q_R. \quad (5.14)$$

Um günstige Betriebsbedingungen zu erhalten, müssen zwischen der Statornutzahl und der Rotornutzahl die in Tab. 5.1 aufgeführten Bedingungen erfüllt sein. Grundsätzlich gelten die Anforderungen 1.) bis 6.) für $p = p_1$ und p_2 . Sollte ein Konflikt entstehen, weil gewisse Bedingungen für $p = p_2$ nur dann erfüllbar sind, wenn eine oder mehrere für $p = p_1$ unerfüllt bleiben, muss abgeschätzt werden, welche prioritär sind. Die Lösung dieser Aufgabe erfordert meist langjährige Erfahrung in der Elektromaschinenauslegung.

Auch hier kommt die Auslegung nicht um den Einbezug der Anforderungen an das Kippmoment und damit der Streureaktanz $X_{\sigma 1}$ herum. Bei kleinem N_S werden die Statornuten breiter, wodurch sich günstigere Nutstreuverhältnisse

ergeben. Gleichzeitig steigt aber die Oberwellenstreuung an. Für die Optimierung der Drehzahl/Drehmomentkennlinie muss man neben den genannten Faktoren auch diese Überlegungen in die Wahl der Nutzahlen von Stator und Rotor miteinbeziehen.

5.1.3 Windungszahlen und Verteilung der Wicklungen auf die Nutlagen

Die Statorwindungszahlen von umrichter gespeisten Maschinen werden so gewählt, dass die induzierte Spannung im Nennbetrieb eine gewisse Spannungsreserve $k_E \approx 0.95 \dots 1$ zur Grundschwingung der Wechselrichter-Ausgangsspannung aufweist, die als Stellreserve für die Regelung und zur Deckung des Spannungsabfalls über der Statorimpedanz dient. Die Windungszahl w_S ist festgelegt durch die bei Nennfrequenz induzierte Spannung und den Luftspaltfluss in der Maschine:

$$E_{h1} = k_{E1} \cdot U_{WR1} = w_{S1} \cdot \xi_1 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{B}_1 \cdot l_i \cdot \tau_{p1} \cdot \omega_1 \quad (5.15)$$

$$E_{h2} = k_{E2} \cdot U_{WR2} = w_{S2} \cdot \xi_2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{B}_{2p} \cdot l_i \cdot \tau_{p2} \cdot \omega_2 \quad (5.16)$$

Da die Anstiegsgeschwindigkeit des Tragstromes durch die Statorstreuinduktivität mitbestimmt wird, muss w_{S2} derart gewählt werden, dass auch bei grossen Querkraften für die Regelung von I_{S2} die geforderten Zeitkonstanten eingehalten werden. Hierzu muss bekannt sein, wie gross das ebenfalls von der Windungszahl abhängige $L_{\sigma S2}$ ausfällt. Eine Erhöhung der Strom-Anstiegsgeschwindigkeit wird durch ein kleineres k_{E2} oder durch eine kleinere Streuinduktivität erreicht, was entweder durch eine Reduktion von w_{S2} geschieht, oder indem die Tragwicklung die Wicklungsschichten bei der Nutöffnung belegt (s. Abschnitt 4.2). Dabei muss immer auch der Einfluss auf das Antriebsverhalten mit einbezogen werden. Im Falle einer pulsweitenmodulierten Wechselrichter-Ausgangsspannung ist zu beachten, dass die Grösse des Statorstromrippels hauptsächlich durch die Streuinduktivitäten bestimmt wird (s. Abschnitt 6.3), ein kleineres $L_{\sigma S2}$ also zu einem erhöhten Oberschwingungsgehalt von I_{S2} führt.

Die Windungszahl der Tragwicklung und die Verteilung der Wicklungsschichten in der Nut können somit erst definitiv festgelegt werden, wenn die Maschinenkonstruktion bekannt und die Nutstreuleitwerte der Wicklungsschichten für beide Anordnungsvarianten berechnet sind.

1.)	$N_R < N_S$	In der Regel wird der Rotor mit weniger Nuten ausgeführt als der Stator.
2.)	$N_R \geq 0.8N_S$	Ergänzung zur Forderung 1.); bei noch kleineren Nutzahlen starker Anstieg der Zusatzverluste.
3.)	$N_R \leq 1.25N_S$	Wenn die Rotornuten um eine Statornutteilung geschrägt werden.
4.)	$ N_R - N_S \neq 0, 1 \dots r, 2p, 2p \pm 1 \dots 2p \pm r$	r ist die höchste Biegeordnungszahl, die dem Statorpaket noch gefährlich werden könnte; Unterdrückung von Geräuschen bzw. Rüttelkräften; Unterdrückung synchroner Momente.
5.)	$N_R \notin \mathbb{N}_u$	Verhinderung von Rüttelmomenten.
6.)	$N_R/2p \notin \mathbb{N}$	Unterdrückung synchroner Oberwellenmomente (irrelevant bei Umrichterbetrieb); nicht anwendbar bei $p = 1$.
Bei dreisträngiger Rotor-Kurzschlusswicklung:		
7.)	$N_R/6p = q_S \pm 1$ oder $q_S \pm 2$	gilt, wenn die Kurzschlusswicklung als Ganzlochwicklung ausgeführt wird.
Für Käfigläufer:		
8.)	$N_R/6p = q_S \pm 2/3$	

Tabelle 5.1: Abhängigkeiten zwischen Stator- und Rotornutzahl

5.2 Magnetischer Kreis, Maschinenkonstruktion

Wird eine Querkraft-Induktionsmaschine so ausgelegt, dass das Eisen bei maximaler Querkraft an keiner Stelle sättigt, besteht zwischen den Hauptinduktivitäten des Antriebs- und des Tragsystems keine Abhängigkeit. Die Behandlung des allgemeinen Falles, der die Nichtlinearität des Eisens miteinschliesst, umfasst hingegen Untersuchungen bei unterschiedlichen Tragkräften und Winkeln zwischen Tragfluss und Antriebsfluss.

In der analytischen Rechnung wird der magnetische Kreis unterteilt in die magnetischen Spannungsabfälle über den Abschnitten Statorjoch - Statorzähne - Luftspalt - Rotorzähne - Rotorjoch. Dabei wird das Durchflutungsgesetz aus (2.4), dessen Integralform

$$\oint \mathbf{H} \, ds = \iint j \, dA \quad (5.17)$$

lautet, unterteilt in Linienintegrale, welche die eingeschlossene Summe der Antriebs- und Tragdurchflutungen umfassen.

Die Berechnung der bei gegebenen Luftspalt-Flussdichteverteilungen benötigten Durchflutungen auf der Antriebs- und der Tragseite teilt sich auf in mehrere Schritte. Vorerst werden über das Induktionsgesetz

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (5.18)$$

und die B/H-Kennlinie des Eisenmaterials die Feldstärken \mathbf{H} in den einzelnen Gebieten ermittelt, welche entsprechend den Anteilen der Antriebs- und der Tragflussdichten auf die beiden Systeme aufgeteilt werden. Berücksichtigt man, dass sich der magnetische Spannungsabfall bei konstanter Feldstärke entlang einer Strecke nach

$$V_{AB} = \int_A^B \mathbf{H}(s) \, ds = H \cdot \overline{AB} \quad (5.19)$$

berechnen lässt, so liefert die Summenbildung über alle Teilbeträge die Durchflutungsamplituden der beiden Systeme:

$$\hat{\Theta} = \sum V_{Sj} + \sum V_{Sz} + \sum V_{\delta} + \sum V_{Rz} + \sum V_{Rj}. \quad (5.20)$$

Die magnetische Auslegung von Induktionsmaschinen nach klassischen Verfahren erfolgt für den Leerlauf. Geht man bei Querkraftmaschinen gleichermaßen vor, dann lassen sich die in Funktion der Tragkraft und der Tragflussposition berechneten Hauptinduktivitäten nur bei ungesättigtem Eisen für den Lastfall übernehmen. Befinden sich jedoch die eisenbehafteten Gebiete ausserhalb des linearen Bereichs der Magnetisierungscharakteristik, muss berücksichtigt werden, dass sich der mit dem Rotor verkettete Antriebsfluss im Lastfall gegenüber dem Leerlauf verdreht. Dies bewirkt eine Veränderung der Sättigungsverhältnisse in den Rotorzähnen und im Rotorjoch, was sich wieder auf die magnetischen Widerstände im Tragkreis auswirkt.

Wie erläutert ist die analytische Magnetkreisberechnung von Querkraftmaschinen insbesondere bei einsetzender Sättigung nicht mehr einfach. Es bietet sich der weiter unten beschriebene Weg über die Methode der Finiten Elemente an. Um einen Rohentwurf der Maschine vornehmen zu können, müssen sowohl für die analytische als auch für die numerische Behandlung die Feldverhältnisse in den Teilgebieten der Maschine genauer untersucht werden.

5.2.1 Luftspalt

Durch die diskrete Verteilung der Leiter auf Nuten und durch die Nutöffnungen entsteht im Luftspalt der Maschine eine Flussdichteverteilung, die neben den Durchflutungsoberwellen Feldeinbrüche unter den Nutöffnungen aufweist. Letztere werden berücksichtigt im dimensionslosen CARTER-Faktor k_c , der die an diesen Stellen erhöhten Luftspaltweiten zur besseren rechnerischen Behandlung homogen auf den gesamten Luftspalt verteilt. Somit resultiert eine Luftspaltweite:

$$\delta' = k_c \delta = \frac{\tau_n}{\tau_n - \gamma \delta} \cdot \delta \quad (5.21)$$

$$\text{mit } \gamma \approx \frac{b_s}{b_s + 5\delta} \quad (5.22)$$

b_s bezeichnet die luftspaltseitige Weite der Nutöffnung. Die für Stator und Rotor bestimmten CARTER'schen Faktoren k_{cS} und k_{cR} werden zusammengefasst:

$$k_c = k_{cS} \cdot k_{cR} \quad (5.23)$$

k_c kann durch die Ausführung von geschlossenen Nuten oder die Verwendung von magnetischen Nutverschlusskeilen deutlich verkleinert werden.

Ausserdem kann einsetzende Zahnsättigung das Feld derart verzerren, dass es einen Weg nimmt, wo ihm ein geringerer magnetischer Widerstand entgegensteht. Mit konstantem Fluss ergibt sich für die Form des Luftspaltfeldes eine Reduktion der Flussdichte unter den sättigenden Zähnen bei gleichzeitiger Erhöhung im Bereich der ungesättigten Zähne. In Querkraftmaschinen entstehen durch die Überlagerung zweier Felder mit verschiedenen Ordnungszahlen unter den einzelnen Polen des Antriebssystems unterschiedliche Flussdichtemaxima bzw. Zahnsättigungsverhältnisse. Abb. 5.4 zeigt den Verlauf der Antriebsflussdichte, wenn unter demjenigen Pol mit dem höheren Flussdichtemaximum Zahnsättigung einsetzt. Letztlich erhöht sich durch diese Feldverzerung nicht nur der Durchflutungsbedarf, sondern es zeigen sich auch die in [Schulze 1996] beschriebenen Einflüsse auf die Querkraft. SCHULZE kommt zum richtigen Schluss, dass starke Zahnsättigung in Querkraftmaschinen zu vermeiden ist.

Die Auswirkungen der Jochsättigung auf die Luftspaltinduktion des Antriebsfeldes sind in Abb. 5.5 dargestellt. Zu erkennen ist die Reduktion der Grundwellenamplitude, wie auch der deutlich geringere Ober- und Unterwellengehalt im Vergleich zur Zahnsättigung. Geringe Jochsättigung ist in Querkraftmaschinen zugelassen, da sich die Krafttrajektorien erst bei steigendem Sättigungsgrad elliptisch verformen.

Für die Wahl der Luftspaltweite δ gelten die gleichen Bedingungen wie bei reinen Antriebsmaschinen, wo der kleinstmögliche Wert angestrebt wird. An dieser Stelle müssen die Lagerzeitkonstanten beachtet werden, welche ein Mass für die Dynamik der aufgebrachten Lagerkräfte darstellen. Damit liegt auch fest, wie gross die maximalen mechanischen Auslenkungen des Rotors aus der Zentrumslage werden. Aufgrund dieser Daten kann das mechanische Spiel des Fanglagers dimensioniert werden, welches neben den üblichen mechanischen Toleranzen in die Betrachtungen miteinzubeziehen ist. Es muss in jedem Betriebszustand gewährleistet sein, dass das Rotorblechpaket nicht mit dem Stator in Berührung kommt, weshalb auch eine rotordynamische Analyse Ergebnisse liefern muss, wie stark sich der Rotor durchbiegt, wenn er im Fanglager dreht.

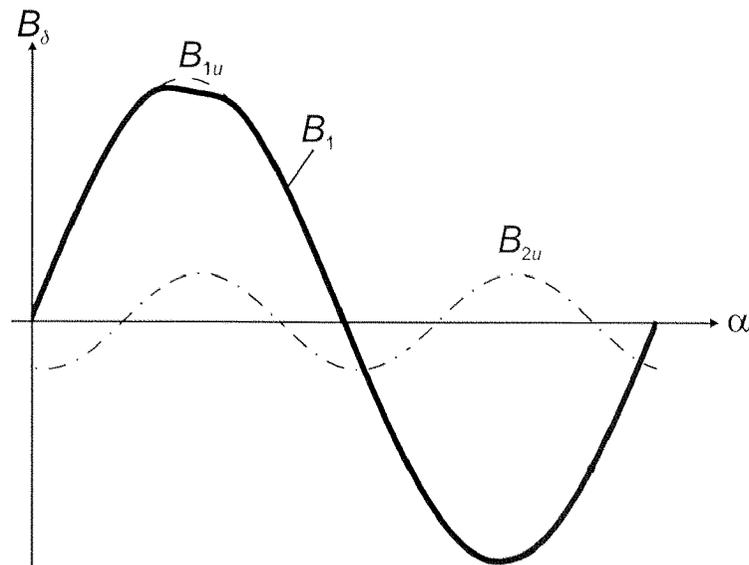


Abbildung 5.4: Antriebsflussdichte B_1 bei einsetzender Zahnsättigung, die durch die Überlagerung der Antriebs- und Tragfelder hervorgerufen wird. Gestrichelt eingezeichnet die ungesättigte Antriebsflussdichte B_{1u} bei gleichbleibender Durchflutung, strichpunktiert die ungesättigte Tragflussdichte B_{2u} .

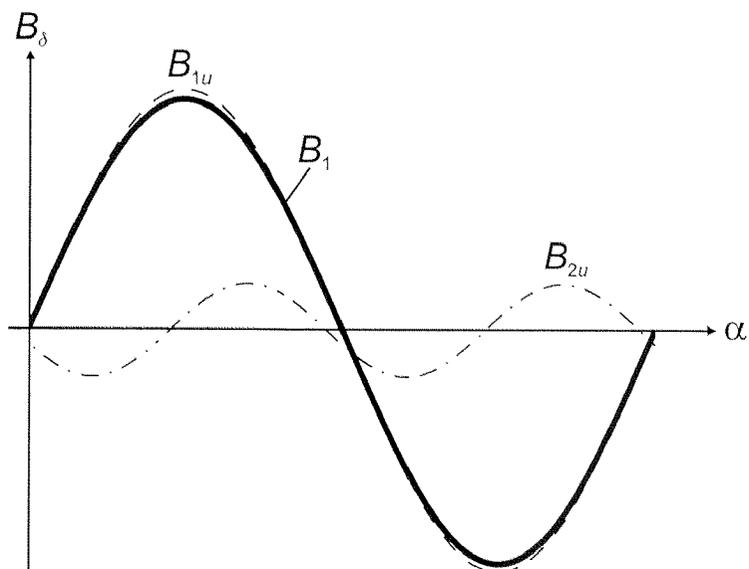


Abbildung 5.5: Antriebsflussdichte B_1 bei einsetzender Jochsättigung, die durch die Überlagerung der Antriebs- und Tragfelder hervorgerufen wird. Gestrichelt eingezeichnet die ungesättigte Antriebsflussdichte B_{1u} bei gleichbleibender Durchflutung, strichpunktiert die ungesättigte Tragflussdichte B_{2u} .

Im Folgenden wird zusammengefasst, wie sich eine kleinere Luftspaltweite auf das Antriebs- und das Tragsystem auswirkt:

- Der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ steigt, was zu geringeren Verlusten in der Statorwicklung und zu einer geringeren Baugrösse des speisenden Umrichters führt.
- Die Luftreibung- und die Eisen-Zusatzverluste nehmen zu. In schnelllaufenden Antrieben dominieren diese Verlustanteile und bestimmen hauptsächlich die Wahl der Luftspaltweite.
- Im Tragsystem sinkt der Durchflutungsbedarf bei konstantem Tragfluss.
- Die Zeitkonstante $\tau_{S2} = L_{S2}/R_{S2}$, die dem Aufbau des Tragfeldes entgegensteht, wird grösser.
- Bei gegebenem Tragstrom $i(e)$ nimmt die Lagersteifigkeit zu, weil bei vernachlässigter Dämpfung

$$m\ddot{e} = k_i i + k_s e$$

gilt, und sowohl k_i (Kraft-Strom-Faktor) als auch k_s (Kraft-Weg-Faktor) ungefähr linear mit der sinkenden Luftspaltweite wachsen.

5.2.2 Zahnregion

Zur Auslegung der Zahnbreite b_z wird die maximale Luftspaltflussdichte über eine Nutteilung als konstant angenommen. Da die Zähne nur bei starker Sättigung durch die Nuten entlastet werden, gilt die Annahme, dass der gesamte Nutteilungsfluss durch den Zahn geht:

$$\hat{\Phi}_{\tau_n} = \hat{\Phi}_z = B_{max} \tau_n l_i = \hat{B}_z(s) \cdot b_z(s) l_i \varphi_{Fe} . \quad (5.24)$$

In Querkraftmaschinen tritt die maximale Luftspaltinduktion dann auf, wenn der Spitzenwert der Antriebsflussdichte an der gleichen Stelle liegt wie derjenige der Tragflussdichte. Zu einer maximalen Zahninduktion B_{zmax} lässt sich die minimale Zahnbreite berechnen:

$$b_{zmin} = \frac{\hat{B}_1 + \hat{B}_{2p}}{B_{zmax}} \cdot \frac{\tau_n}{\varphi_{Fe}} . \quad (5.25)$$

Bei parallelflankigen Zähnen resultiert über die ganze Nuthöhe eine konstante Zahnbreite $b_z = b_{zmin}$. Schwieriger wird es bei kreisrunden und rechteckigen Nuten sowie Nuten mit magnetischen oder unmagnetischen Nutverschlusskeilen. Hier dient das in (5.25) berechnete b_{zmin} nur noch als Anfangswert in einer Optimierungsroutine. Erst mittels numerischer Feldberechnung lässt sich der Einfluss der Zahn-, bzw. Nutbreite auf die Luftspaltfelder und damit die Querkraft exakt ermitteln.

Eine Maschine in der Größenordnung der im Kapitel 7 vorgestellten Prototypmaschine kann bei Verwendung von 1.5 W-Dynamoblech im Rotor und im Stator mit maximalen Zahnflussdichten $B_{zmax} \approx 1.55 \dots 1.6$ T betrieben werden², ohne dass der Betrag der Querkraft um mehr als drei Prozent vom linearen Verlauf im ungesättigten Bereich abweicht.

5.2.3 Jochregion

Bei konstanter Jochhöhe h_j wird in Induktionsmaschinen das Joch an derjenigen Stelle am stärksten belastet, wo der halbe Polfluss hindurch tritt. In Querkraftmaschinen entsteht der ungünstigste Fall dann, wenn $\hat{\Phi}_{j1}$ und $\hat{\Phi}_{j2}$ an derselben Stelle im Joch auftreten. Ausgehend von der Tatsache, dass die mittlere Flussdichte bei sinusförmiger Luftspaltinduktion $B_m = 2/\pi \cdot \hat{B}_\delta$ beträgt, kann zu einer vorgegebenen maximalen Jochinduktion B_{jmax} die minimale Jochhöhe bestimmt werden:

$$\begin{aligned} h_{jmin} &= \frac{\Phi_1/2 + \Phi_2/2}{\varphi_{Fe} B_{jmax}} = \frac{1}{\varphi_{Fe} B_{jmax}} \cdot \left(\frac{\hat{B}_1 \tau_{p1}}{\pi} + \frac{\hat{B}_2 \tau_{p2}}{\pi} \right) \\ &= \frac{D}{2\varphi_{Fe} B_{jmax}} \cdot \left(\frac{\hat{B}_1}{p_1} + \frac{\hat{B}_2}{p_2} \right). \end{aligned} \quad (5.26)$$

Unberücksichtigt ist bisher die Flussentlastung durch die Welle und das Gehäuse geblieben. Die Eindringtiefe des Feldes in ein Material mit der Leitfähigkeit χ und der Permeabilität μ beträgt:

$$\delta_e = \sqrt{\frac{2}{\omega \chi \mu}}. \quad (5.27)$$

²Dieser Wert hängt auch stark von den verwendeten Polpaarzahlen und von der Aufteilung des Luftspaltfeldes auf das Antriebs- und das Tragsystem ab. Zudem besitzt die Prototypmaschine parallelflankige Zähne.

Speziell für den Antriebsfluss herrschen im Rotorjoch geringe Frequenzen, so dass ihm im Falle einer magnetischen Welle ein vergrößerter Querschnitt zur Verfügung steht.

Hiermit ergibt sich die minimale Jochhöhe im Rotor unter Berücksichtigung von $\omega_1 = \omega_2$ und (3.1):

$$B_{jRmax} = \frac{D}{2\varphi_{Fe}} \cdot \left(\frac{\hat{B}_1}{p_1 \cdot (h_{jRmin} + \delta_{e1})} + \frac{\hat{B}_2}{p_2 \cdot (h_{jRmin} + \delta_{e2})} \right) \quad (5.28)$$

$$\text{mit } \delta_{e1} = \sqrt{\frac{2}{s_1\omega_1\chi\mu}} \quad \text{und} \quad \delta_{e2} = \sqrt{\frac{2}{s_2\omega_1\chi\mu}}.$$

Letztlich führt auch hier kein Weg an der numerischen Optimierung vorbei, insbesondere um zu ermitteln, welcher Sättigungsgrad im Stator- bzw. Rotorjoch zulässig ist.

Um trotzdem einen Anhaltspunkt über die Grössenordnung der zulässigen Jochflussdichten zu geben, wird wiederum die Prototypmaschine aus Kapitel 7 herangezogen. Mit 1.5 W-Dynamoblech weicht die Querkraft bei $B_{jmax} \approx 1.65 \dots 1.7$ T um mehr als drei Prozent von der linearen Kennlinie ab.

5.2.4 Nutquerschnitte

Mit der Nutzahl und der Zahnbreite $b_z(s)$ liegt bei gegebener Nutform auch die Nutbreite $b_n(s)$ fest. Bevor die Nuthöhe bestimmt werden kann, muss die Querschnittsfläche der Nut berechnet werden, welche vom notwendigen Leiterquerschnitt und dem Nutfüllfaktor φ_n abhängt. Da in Querkraftmaschinen zwei Wicklungssysteme in einer Statornut untergebracht werden müssen, erhöht sich der Isolationsanteil an der gesamten Nutfläche. In Abb. 5.6 ist zu erkennen, dass bei zweischichtiger Ausführung von Antriebs- und Tragwicklung neben der Isolation von Teilleitern und der Nutwände drei Isolationszwischenlagen in der Nut untergebracht werden müssen. Bei birnenförmigen Nuten mit geringen Querschnittsflächen, wie sie in kleineren Maschinen vorkommen, kann es schwierig sein, drei Wicklungsschichten in der Nut unterzubringen, deren vier sind kaum realisierbar. In kleinen Querkraftmaschinen belegen folglich beide Wicklungen eine Schicht. Allenfalls kann die Antriebswicklung zweischichtig ausgeführt werden, sofern die Notwendigkeit einer besseren Dämpfung der Durchflutungsoberwellen besteht.

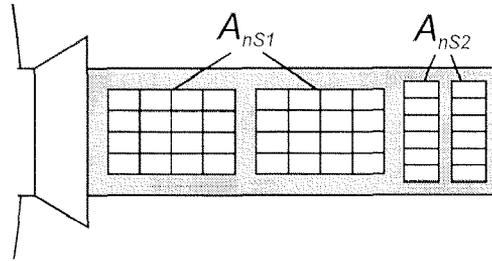


Abbildung 5.6: Rechteckförmige Statornut mit Nutverschlusskeil, zwei-schichtiger Tragwicklung am Nutgrund und zweischichtiger Antriebswicklung an der Bohrung. Schattiert eingezeichnet das Isolationsmaterial.

Mit den zulässigen Stromdichten $j_{S1,2}$ in Antriebs- und Tragwicklung sowie den aus (5.1) bis (5.6) ermittelten Strombelägen A_1 und A_{2m} kann die Querschnittsfläche der Statornut bestimmt werden:

$$A_{nS} = \frac{A_{nS1} + A_{nS2}}{\varphi_{nS}} = \frac{(A_1 \cdot \tau_{nS})/j_{S1} + (A_{2m} \cdot \tau_{nS})/j_{S2}}{\varphi_{nS}}. \quad (5.29)$$

Wie (4.45) zu entnehmen ist, wird für die Bestimmung der Rotornutfläche von der gesamten Leiterfläche im Stator A_{wS} ausgegangen. Bei Berücksichtigung des Tragfeldeinflusses auf den Rotor wird die Fläche einer Rotornut mit

$$A_{wR1} \approx \frac{j_{S1}}{j_R} \cdot A_{wS1} \cdot \cos \varphi = \frac{j_{S1}}{j_R} \cdot N_S \cdot A_{nS1} \cdot \cos \varphi \quad (5.30)$$

$$A_{wR2} \approx \frac{j_{S2}}{j_R} A_{wS2} \cdot (k_{IR2} - 1) = \frac{j_{S2}}{j_R} \cdot N_S \cdot A_{nS2} \cdot (k_{IR2} - 1) \quad (5.31)$$

zu

$$A_{nR} = \frac{A_{wR1} + A_{wR2}}{N_R \cdot \varphi_{nR}} \approx \frac{N_S \tau_{nS}}{N_R j_R \varphi_{nR}} \cdot [A_1 \cos \varphi + A_2 (k_{IR2} - 1)]. \quad (5.32)$$

5.2.5 Feldberechnung nach der Finite Elemente Methode

Nummerische FEM-Programme zur magnetischen Feldberechnung ermöglichen eine wesentlich genauere Modellierung des Magnetkreises als analytische Methoden. Mit den heutigen Rechnerleistungen können sie nicht mehr nur zur Nachrechnung, sondern auch zur iterativen Optimierung der Maschinenkonstruktion herbeigezogen werden, ohne dass extensive Rechenzeiten entstehen. Deshalb finden sie zunehmend Eingang in die Auslegungsprogramme für

elektrische Maschinen. Die nichtlineare Rechnung erlaubt die genaue Erfassung von Streuflüssen, von Flussentlastungen durch Nutgebiete, magnetische Wellen oder Gehäuse, von Flussverläufen und Sättigungserscheinungen in den Zahnköpfen und beim Übergang Zahn - Joch sowie von Stromverdrängung etc..

Es können ebenfalls Rechnungen für den Lastfall durchgeführt werden, wobei diese für Induktionsmaschinen in der Regel auf den Käfigläufer beschränkt bleiben. Vor allem bei grossen Maschinen mit offenen Nuten muss das Gitternetz im Bereich der Übergänge Nut - Luftspalt hinreichend fein verteilt sein, damit der aufgeweitete Luftspalt δ' genau erfasst wird. Ist eine derartige Netzverfeinerung unmöglich, resultiert bei korrekt berechneter Wirkleistung im Vergleich mit der Realität normalerweise ein zu hoher Leistungsfaktor $\cos \varphi$. In diesem Fall kann der Maschinenberechnende dem Luftspalt eine Permeabilität $\mu_r > 1$ zuweisen, um den nicht erfassten Anteil an k_c zu kompensieren.

Der exakte Antriebsfeldverlauf im Lastfall erlaubt es dann, bei der Überlagerung des Tragfeldes die Induktivitäten in Abhängigkeit der Strombelagsverteilung und des Antriebsschlupfes s_1 zu bestimmen.

Um sämtliche Verluste, wie Eisenverluste bei pulsierender oder drehender Magnetisierung, Nutpulsationsverluste, Oberflächenverluste, Kupferverluste etc., korrekt zu ermitteln, gelangen Zeitschrittverfahren zur Anwendung. Die Feldverhältnisse im Wickelkopfbereich der Maschine, an den Übergängen zu Ventilationskanälen etc. werden mit dreidimensionalen Feldberechnungsprogrammen ermittelt. Wegen ihrer ebenfalls beschränkten Anzahl an Gitterelementen erlauben diese aber für viele Problemstellungen nur grobe Abschätzungen. Neben dem erheblichen Aufwand für die Eingabe ist dies mit ein Grund, weshalb im Elektromaschinenbau noch vorwiegend zweidimensional gerechnet wird und die Berechnung von dreidimensionalen Effekten nach den klassischen Berechnungsgleichungen erfolgt. Zusätzlich entstehen Abweichungen von den realen Verhältnissen durch ungenau erfasste Magnetisierungskennlinien der Bleche, Abweichungen in den Materialeigenschaften, Stanzränder etc..

5.3 Sonderkriterien bei hohen Drehzahlen

Bei der Wahl der Luftspaltweite δ wurde bereits darauf hingewiesen, dass in der Auslegung von schnelllaufenden Maschinen spezielle Kriterien zur Anwendung gelangen. Dabei sind neben dem Luftspalt auch die Joch- und Zahnbereiche betroffen. Generell werden diese Maschinen mit geringeren Flussdichten betrieben, damit die Eisenverluste nicht ins Unermessliche ansteigen. Da Querkraftmaschinen ohnehin weitgehend ungesättigt betrieben werden, begünstigt dies deren Einsatz in Mittelfrequenzmaschinen.

Bei hohen Drehzahlen fallen die in (5.7) und (5.8) eingeführten Faktoren k_p und k_m eher grösser aus, weshalb speziell bei hoch ausgenutzten Maschinen eine deutliche Absenkung der Antriebsflussdichte \hat{B}_1 erfolgt. Zur Entschärfung dieses Problems muss die zulässige Flussdichte im Luftspalt B_{max} erhöht werden (s. Abb. 5.1), wobei der dabei auftretenden Sättigung mit den folgenden Massnahmen entgegengewirkt werden kann:

1. Verwendung von Eisenmaterialien mit höherer Sättigungsflussdichte und geringeren Eisenverlustziffern. Dafür bieten sich z. B. Eisen-Kobaltlegierungen an. So kann die Luftspaltinduktion bei gleichbleibenden Jochhöhen und Zahnbreiten erhöht werden, ohne in diesen Gebieten unzulässige Sättigungsgrade zu erreichen.
2. Vergrößerung der Maschinenabmessungen. Um die Rotorzähne und das Rotorjoch zu entlasten, müssen b_{zR} und h_{jR} vergrößert werden. Sind der Wellendurchmesser und die gesamte Fläche der Rotornuten konstant, kann dies nur durch eine Vergrößerung des Rotordurchmessers D_R erreicht werden, was bei schnelllaufenden Maschinen aufgrund der zulässigen Umfangsgeschwindigkeit nur begrenzt möglich ist. Gleiche Verhältnisse ergeben sich im Stator. Die Erhöhung von b_{zS} oder h_{jS} bewirkt eine Vergrößerung des Statoraussendurchmessers.

Weil bei einer Vergrößerung des Rotordurchmessers das Rotorvolumen stärker wächst als die -oberfläche, muss auch die Tragkraft erhöht werden. Dabei kann es vorkommen, dass die mit der Erhöhung der Luftspaltinduktion erzielten Vorteile wieder verringert oder sogar vollständig kompensiert werden.

Schnelllaufende Maschinen mit integrierter magnetischer Lagerung werden länger als reine Antriebsmaschinen. Deshalb muss in der Projektierungs-

phase abgeschätzt werden, wie hoch die Kosten im Vergleich zu einem Antriebsstrang mit aktiver magnetischer Lagerung ausfallen. Ausserdem müssen rotordynamische Untersuchungen zeigen, wo die kritischen Drehzahlen des Strangs zu liegen kommen. Untersuchungen haben gezeigt, dass der Einsatz von Querkraftmaschinen auch bei hohen Drehzahlen und Leistungen im MW-Bereich sinnvoll sein kann, weil die in derartigen Antrieben bisher eingesetzten aktiven Magnetlager, inklusive ihrer Wickelköpfe, eine beträchtliche axiale Länge aufweisen und hohe Kosten verursachen. Da solche Maschinen stets 2-polig ausgeführt werden, gelangen die im Kapitel 4 vorgestellten polselektiven Käfigwicklungen mit Mehrfachringen zum Einsatz, wobei deren Festigkeitseigenschaften vorgängig untersucht werden müssen. Sobald von der Bauweise mit geblechten Rotoren und Käfigwicklung abgewichen wird und Massivrotoren zum Einsatz gelangen [Pyrhönen 1991], kann der Rotorwiderstand des Tragkreises nicht mehr genügend erhöht werden, womit ein Einsatz als Querkraftmaschine verunmöglicht wird.

5.4 Betriebsverhalten

Das innere Drehmoment von Drehfeldmaschinen lässt sich unmittelbar aus der Luftspaltleistung P_δ bestimmen. Bei Querkraftmaschinen tragen im allgemeinen Fall beide Wicklungssysteme zur Drehmomentbildung bei:

$$M_i = \frac{p_1 P_{\delta 1}}{\omega_1} + \frac{p_2 P_{\delta 2}}{\omega_2}$$

$$\stackrel{(\omega_1 = \omega_2)}{=} \frac{m}{\omega_1} \left(\frac{p_1 R'_{R1} I'^2_{R1}(s_1)}{s_1} + \frac{p_2 R'_{R2} I'^2_{R2}(s_2)}{s_2} \right). \quad (5.33)$$

Nach Abzug der Luftreibungsverluste wird das Drehmoment an der Welle zu

$$M_w = M_i - \frac{P_{vr}}{\Omega_{mech}} \quad (5.34)$$

Aufgrund der Ersatzschaltung aus Abb. 3.1 und mit $X_S = X_h + X_{\sigma S}$, $X'_R = X_h + X'_{\sigma R}$ berechnen sich die Stator- und Rotorströme:

$$\underline{I}_S(s) = \underline{U}_S \frac{R'_R/s + jX'_R}{(R_S + jX_S)(R'_R/s + jX'_R) + X_h^2} \quad (5.35)$$

$$\underline{I}'_R(s) = \underline{U}_S \frac{jX_h}{(R_S + jX_S)(R'_R/s + jX'_R) + X_h^2}. \quad (5.36)$$

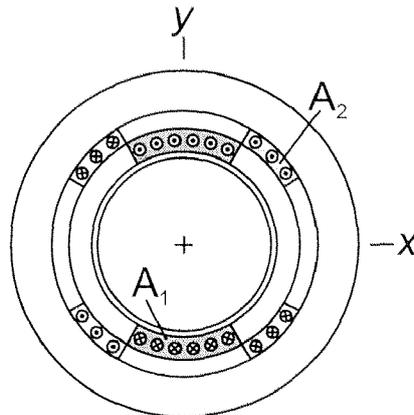


Abbildung 5.7: Die Wicklungsachsen der Stränge A_1 des Antriebssystems und A_2 des Tragsystems liegen in der x -Achse.

Es ist zulässig, den Eisenverlustwiderstand R_{Fe} zu vernachlässigen und den Eisenverluststrom \underline{I}_{Fe} nachträglich zu \underline{I}_S hinzuzufügen. Unter Berücksichtigung von (3.1) kann s_2 durch s_1 ausgedrückt werden. Der dabei resultierende Ausdruck für M_i in Abhängigkeit des Antriebsschlupfes s_1 folgt direkt aus (5.33) und (5.36) und wird nicht angegeben. Es zeigt sich, dass bei nicht verschwindendem Tragrotorstrom \underline{I}'_{R2} das vom Tragsystem entwickelte Drehmoment dem Antriebsmoment entgegenwirkt, wenn $p_2 = p_1 + 1$ ist, und gleichsinnig wirkt für $p_2 = p_1 - 1$.

Zur Bestimmung des Querkraftvektors wird der verkettete Fluss $\underline{\Psi}$ eingeführt:

$$\underline{\Psi} = \frac{1}{\sqrt{2}}(w\xi) \cdot \hat{\Phi} = \frac{(w\xi)}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2\sqrt{2} \pi D l_i}{\pi \cdot 2p} B = \frac{(w\xi)}{p} \cdot D l_i B. \quad (5.37)$$

In der Folge wird eine Schreibweise gewählt, die den Querkraftvektor als komplexe Zahl darstellt. Der Realteil bezeichnet dabei den Kraftanteil in x -Richtung, der Imaginärteil die Kraft in y -Richtung. Liegen die Wicklungsachsen der Stränge A_1 und A_2 wie in Abb. 5.7 gezeigt in der x -Achse, so lässt sich der MAXWELL-Anteil aus (2.19) und (2.20) schreiben als:

$$\underline{F}_M = \frac{\pi \cdot p_1 \cdot p_2}{2 D l_i \mu_0 \cdot (w_1 \xi_1)(w_2 \xi_2)} \cdot \begin{cases} \underline{\Psi}_1 \underline{\Psi}_2^* & \text{für } p_2 = p_1 + 1 \\ \underline{\Psi}_1^* \underline{\Psi}_2 & \text{für } p_2 = p_1 - 1 \end{cases}. \quad (5.38)$$

$\underline{\Psi}_1$ bezeichnet den mit dem Strang A_1 verketteten Fluss, das konjugiert komplexe $\underline{\Psi}_2^*$ die Flussverkettung mit dem Strang A_2 .

Unter Verwendung von $\omega \underline{\Psi} = X_h \cdot \underline{I}_h$ und mit

$$\underline{I}_h(s) = \underline{U}_S \frac{R'_R/s + jX'_{\sigma R}}{(R_S + jX_S)(R'_R/s + jX'_R) + X_h^2} \quad (5.39)$$

wird (5.38) zu:

$$\underline{F}_M = \frac{\pi \cdot p_1 \cdot p_2}{2Dl_i \mu_0 \cdot (w_1 \xi_1)(w_2 \xi_2)} \cdot \frac{X_{h1} X_{h2}}{\omega_1^2} \cdot \begin{cases} \underline{I}_{h1} \underline{I}_{h2}^* \\ \underline{I}_{h1}^* \underline{I}_{h2} \end{cases} \quad (5.40)$$

Im Kapitel 7 wird ausgeführt, wie sich die Ausdrücke für das Drehmoment und die Querkraft mit Hilfe von Vernachlässigungen und Koordinatentransformationen vereinfachen lassen, sodass ein übersichtliches und ausreichendes Modell für die Regelung entsteht.

6

Verlustbetrachtungen

6.1 Wicklungsverluste

6.1.1 Statorwicklungsverluste

In geometrisch ähnlichen elektrischen Maschinen verlaufen die Statorwicklungsverluste für $B = \text{konst.}$ und $A = \text{konst.}$ bei Änderungen der linearen Abmessungen s_l mit $P_{vwS} \sim s_l$. Übertragen auf die Querkraftmaschine und ausgehend von den Abmessungen der reinen Antriebsmaschine heisst das, dass sich eine Vergrösserung des Rotordurchmessers günstiger auf P_{vwS} auswirkt als eine Verlängerung der Maschine. Im Widerspruch dazu steht die Forderung, in Querkraftmaschinen das Verhältnis Oberfläche/Volumen zu maximieren. So wie in Abb. 5.3 die resultierende Antriebsflussdichte \hat{B}_1 aufgezeichnet ist, erfolgt für die gleiche Maschine in Abb. 6.1 eine Auswertung der Statorwicklungsverluste P_{vwS1} unter Berücksichtigung von $j_S \sim 1/D$. Die Verhältnisse sind insofern nicht ganz repräsentativ, als die Statorwicklungsverluste einer reinen Antriebsmaschine mit wachsendem $\lambda = l/\tau_p$ abnehmen, was auf den grossen Wickelkopfanteil zurückzuführen ist. Wenn die Wicklungsverluste auf die in reinen Antriebsmaschinen entstehenden Verluste bezogen werden, ist bei steigendem Längen/Durchmesser-Verhältnis aber trotzdem eine Abnahme erkennbar.

Besitzen Antriebs- und Tragwicklung die gleiche Stromdichte j_S , wird derjenige Anteil an den Tragwicklungsverlusten, der in den Leitern im Nutbereich

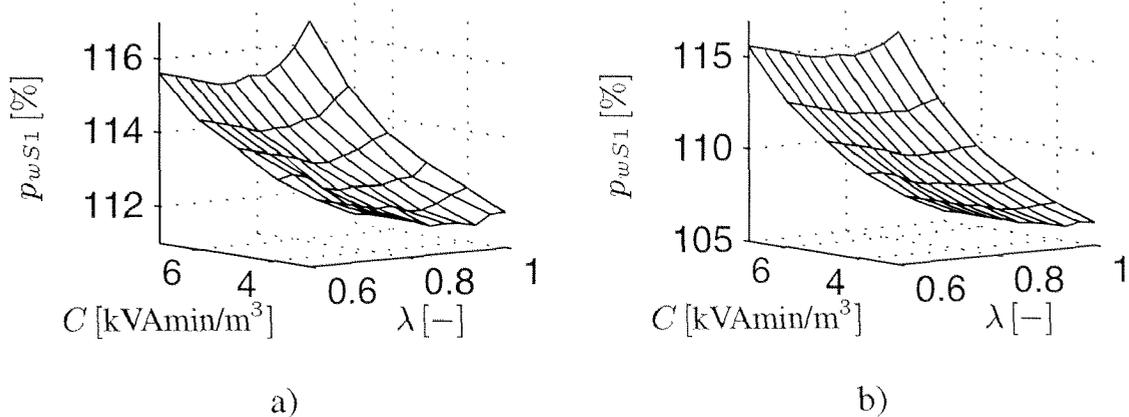


Abbildung 6.1: Wicklungsverluste der Antriebswicklung, bezogen auf a) die Wicklungsverluste in einer reinen Antriebsmaschine b) die Wicklungsverluste in einer reinen Antriebsmaschine mit $\lambda = l/\tau_p = 0.6$. Beispiel einer 2000 kW/ 3000 U/min-Maschine mit $m_{Zus} = 500$ kg, $k_p = 1.4$ und $k_m = 1.1$.

entsteht, zu:

$$P_{nS2} = \frac{A_{nS2}}{A_{nS1}} \cdot P_{nS1}. \quad (6.1)$$

Bezieht man noch die Verluste in den Wickelköpfen ein und berücksichtigt, dass sich die Wickelkopflängen etwa im Verhältnis zu den Polpaarzahlen verhalten, resultieren im Stator Tragwicklungsverluste:

$$P_{wS2} \approx \frac{A_{nS2}}{A_{nS1}} \cdot P_{nS1} + \frac{p_1}{p_2} \cdot (P_{wS1} - P_{nS1}). \quad (6.2)$$

6.1.2 Rotorwicklungsverluste

Mit Ausnahme des gewickelten Rotors können in der Rotorwicklung sowohl das Antriebs- als auch das Tragfeld Ströme induzieren. Die verursachten Stromwärmeverluste werden aus den Luftspaltleistungen oder aus den im dreisträngigen Ersatzschaltbild (s. Abb. 3.1) fließenden Strömen berechnet. Bei der zweiten Variante muss die Erhöhung von R_{R2} infolge Stromverdrängung mitberücksichtigt werden:

$$\begin{aligned} P_{wR} &= s_1 P_{\delta 1} + s_2 P_{\delta 2} = 3R'_{R1} I'_{R1}{}^2 + 3R'_{R2} I'_{R2}{}^2 \\ &= 3R'_{R1} I'_{R1}{}^2 + 3R'_{R2} (k_{IR2} - 1)^2 \cdot I_{S2}{}^2. \end{aligned} \quad (6.3)$$

6.2 Eisenverluste

Die Eisenverluste lassen sich aufteilen in Hysterese- und Wirbelstromverluste. Von den Blechlieferanten werden für Bezugsflussdichten und -frequenzen die spezifischen Verluste angegeben, welche näherungsweise den folgenden Beziehungen unterliegen:

$$p_{Feh} \approx \sigma_h \cdot \left(\hat{B}/B_{ref} \right)^2 \cdot f/f_{ref} \quad (6.4)$$

$$p_{Few} \approx \sigma_w \cdot \left(\hat{B}/B_{ref} \right)^2 \cdot (f/f_{ref})^2. \quad (6.5)$$

In den Verlustbetrachtungen wird ausgegangen von

$$\hat{B}_2 < 3 \dots 4 \cdot \hat{B}_1, \quad (6.6)$$

wodurch sich die Verteilung der Luftspaltinduktion darstellen lässt mit

$$B(\alpha, t) = \hat{B}_1 \sin(p_1 \alpha + \omega t) + \hat{B}_2 \sin(p_2 \alpha + \omega t + \varphi) \approx \hat{B}(\alpha) \sin(\omega t + \psi) \quad (6.7)$$

Die ortsabhängige Amplitude $\hat{B}(\alpha)$ wird:

$$\begin{aligned} p_2 = p_1 + 1: \quad \hat{B}(\alpha) &\approx \hat{B}_1 + \hat{B}_2 \cdot \cos(\alpha + \varphi) \\ p_2 = p_1 - 1: \quad \hat{B}(\alpha) &\approx \hat{B}_1 + \hat{B}_2 \cdot \cos(\alpha - \varphi). \end{aligned} \quad (6.8)$$

6.2.1 Hystereseverluste

Stator

Wie aus (6.8) hervorgeht, sehen die einzelnen Statorzähne entlang des Umfangs unterschiedliche Induktionsamplituden

$$\hat{B}_{zS}(\alpha, s) \approx \frac{\tau_{nS}}{b_{zS}(s)} \cdot [\hat{B}_1 + \hat{B}_2 \cdot \cos(\alpha \pm \varphi)] \quad (6.9)$$

und sind dadurch unterschiedlichen Ummagnetisierungsverlusten ausgesetzt.

Unter der Annahme eines rein tangential verlaufenden Flusses wird die Amplitude der Statorjochinduktion an einer Stelle α :

$$\hat{B}_{jS}(\alpha) \approx \hat{B}_1 \cdot \frac{\lambda_j}{p_1} + \hat{B}_2 \frac{\lambda_j}{p_2} \cdot \cos(\alpha \pm \varphi) \quad (6.10)$$

$$\text{mit } \lambda_j = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi D/2}{h_{jS}} \cdot \frac{2}{\pi} = \frac{D}{2h_{jS}}, \quad (6.11)$$

Über den Umfang integriert ergibt

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\hat{B}_1 + \hat{B}_2 \cdot \cos(\alpha \pm \varphi)}{B_{ref}} \right)^2 d\alpha = \frac{1}{B_{ref}^2} \cdot \left(\hat{B}_1^2 + \frac{\hat{B}_2^2}{2} \right). \quad (6.12)$$

Mit den in der Literatur angegebenen Zuschlagsfaktoren k_{hz} und k_{hj} , welche den Einfluss der Blechbearbeitung und zusätzlich die drehende Magnetisierung im Joch berücksichtigen, werden die spezifischen Verlustanteile durch Hysteresese zu:

$$p_{Feh,zS} = \sigma_h k_{hz} \frac{f_1}{f_{ref}} \cdot \frac{\hat{B}_1^2 + \hat{B}_2^2/2}{B_{ref}^2} \cdot \tau_{nS}^2 \cdot \int_0^{h_{zS}} \frac{1}{b_{zS}^2(s)} ds \quad (6.13)$$

$$p_{Feh,jS} = \sigma_h k_{hj} \cdot \frac{f_1}{f_{ref}} \cdot \frac{(\lambda_j \hat{B}_1/p_1)^2 + (\lambda_j \hat{B}_2/p_2)^2}{B_{ref}^2}. \quad (6.14)$$

Rotor

Die im Rotor von der Grundwelle des Antriebsfeldes verursachten Hystereseverluste können wegen der geringen Frequenzen vernachlässigt werden. Hingegen sind die von den Antriebsfeld-Oberwellen und vom Tragfeld verursachten Ummagnetisierungsverluste nicht vernachlässigbar. Im Wesentlichen sehen diese Felder eine sinusförmig über den Umfang verteilte Vormagnetisierung. Die Verluste an einer Stelle α berechnen sich aus der Überlagerung der an diesem Ort herrschenden Flussdichte, die vom Antriebsfeld herrührt, und der mit $f_1(1 - \nu'/p_1)$ wechselnden Oberwellenflussdichte¹. Anhand Abb. 6.2 wird gezeigt, wie der B - H -Verlauf bei vormagnetisiertem Eisen aussieht. Die Flussdichte B_2 variiere um einen Punkt B_{m*} mit gleichbleibender Amplitude \hat{B}_2 . Betrachtet wird nur der Bereich mit $B_{m*} > 0$, die Verhältnisse für $B_{m*} < 0$ ergeben sich durch Punktspiegelung am Nullpunkt. Auf dem negativen Ast folgt die B - H -Kurve derjenigen Hysteresekurve, welche für $\hat{B} = B_{m*} + \hat{B}_2$ gilt. Auf dem positiven Ast besitzt sie zunächst die gleiche Steigung wie die gestrichelt dargestellte Neukurve, um nachher in die vorher beschriebene Kurve überzugehen. Wie dieser Übergang genau erfolgt, muss experimentell bestimmt werden. Zumindest kann gesagt werden, dass für Induktionsmaxima \hat{B} , welche nicht wesentlich oberhalb der Sättigungsgrenze liegen,

¹Das Tragfeld wird hier als Ober- bzw. Unterwelle mit der Ordnungszahl $\nu = p_2/p_1$ betrachtet.

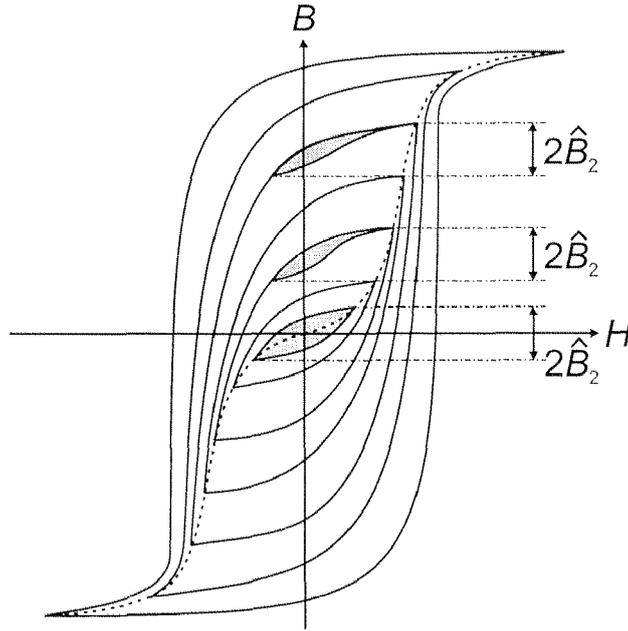


Abbildung 6.2: Hysteresekurve von Elektroblechen. Eingezeichnet ist das Kleinsignalverhalten um Punkte B_{m*} mit der Amplitude \hat{B}_2 . Schattiert, die von den Kleinsignalverläufen eingeschlossenen Flächen, welche ein Mass sind für die Ummagnetisierungsverluste.

die durch Integration über den Umfang ermittelten Ummagnetisierungsverluste kleiner werden als bei einem Rotor ohne Vormagnetisierung. Dies ist in Abb. 6.2 erkennbar, in der die schattierten Flächen ein Mass für die Verluste darstellen:

$$p_{Feh,zR} < \sigma_h k_{hz} \cdot \frac{f_1}{f_{ref}} \cdot \frac{1}{B_{ref}^2 \cdot h_{zR}} \cdot \quad (6.15)$$

$$\int_{h_{zR}} \left[\sum_{\nu > 1} (1 - \nu) \cdot \hat{B}_{zR1,\nu}^2(s) + \sum_{\nu} (1 - \nu \frac{p_2}{p_1}) \cdot \hat{B}_{zR2,\nu}^2(s) \right] ds$$

$$p_{Feh,jR} < \sigma_h k_{hj} \cdot \frac{f_1}{f_{ref}} \cdot \frac{1}{B_{ref}^2} \cdot \quad (6.16)$$

$$\left[\sum_{\nu > 1} (1 - \nu) \cdot \hat{B}_{jR1,\nu}^2 + \sum_{\nu} (1 - \nu \frac{p_2}{p_1}) \cdot \hat{B}_{jR2,\nu}^2 \right] \cdot$$

6.2.2 Wirbelstromverluste

Stator

Die Wirbelstromverluste in den Statorzähnen können für die verursachenden Antriebs- und Tragflusswellen separat bestimmt und überlagert werden. Im stationären Zustand gilt $\omega_1 = \omega_2$, und wegen (4.43) wird

$$p_{F_{ew,zS}} = \sigma_w k_{wz} \left(\frac{f_1}{f_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{\tau_{nS}^2}{B_{ref}^2} \cdot \int_0^{h_{zS}} \frac{1}{b_{zS}^2(s)} ds \cdot \sum_{\nu} (\hat{B}_{1\nu}^2 + \hat{B}_{2\nu}^2) \quad (6.17)$$

In [Schuisky 1960] werden in den Zuschlagsfaktor $k_{wz} \approx 1.5$ alle im Zahn und in seiner unmittelbaren Nähe auftretenden Verluste, einschliesslich der Oberflächen und Pulsationsverluste, miteingerechnet.

Unter den gleichen Annahmen wie im Zahn ergeben sich im Statorjoch spezifische Wirbelstromverluste von:

$$p_{F_{ew,jS}} = \sigma_w k_{wja} k_{wjd} \left(\frac{f_1}{f_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{1}{B_{ref}^2} \cdot \left(\frac{D}{2p_1 h_{jS}} \right)^2 \cdot \sum_{\nu} (\hat{B}_{1\nu}^2 + \hat{B}_{2\nu}^2) \quad (6.18)$$

k_{wja} beinhaltet die Verluste in Folge von Gratbildung an den Blechen und von unvollständiger Blechisolierung. Die Verlustvergrößerung wegen drehender Magnetisierung wird durch k_{wjd} berücksichtigt. Dessen Berechnung geschieht über die Aufsplitterung der Flussdichtevektoren im Joch in einen radialen und einen tangentialen Anteil [Schuisky 1960]. Integriert über die gesamte Jochfläche erhält der Anteil der radialen Komponenten im Tragfeld annähernd das im Verhältnis p_2/p_1 verstärkte Gewicht als im Antriebsfeld:

$$k_{wjd} = 1 + \frac{\hat{B}_r^2}{\hat{B}_t^2} = 1 + \frac{\hat{V}_r^2}{\hat{V}_t^2} \approx 1 + \frac{k_{1r}}{k_{1t}} \cdot \frac{\hat{B}_1^2 + (p_2/p_1)^2 \cdot \hat{B}_2^2}{\hat{B}_1^2 + \hat{B}_2^2} \quad (6.19)$$

Der Verlustanteil k_{1r}/k_{1t} der radialen Antriebsfeldkomponenten $B_r(r, \alpha)$ lässt sich gegenüber den tangentialen Komponenten $B_t(r, \alpha)$ mittels Integration der Flussdichtequadrate über die Jochfläche ermitteln. Allerdings ergeben sich sehr komplizierte Terme, die aufgrund der enthaltenen Unsicherheiten nicht angegeben werden. Vielmehr werden die Werte in Abhängigkeit von p_1 für verschiedene Werte von $\tau_{p1}/2h_j$ in Abb. 6.3 grafisch dargestellt².

²Das Mass $\tau_{p1}/2h_j$ gibt direkt die Verstärkung der Jochflussdichte gegenüber der Luftspalt-Antriebsflussdichte an.

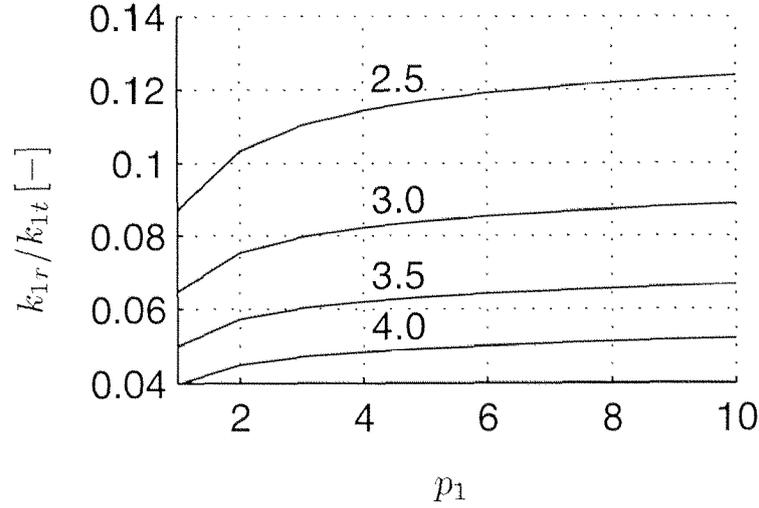


Abbildung 6.3: Verhältnis zwischen den durch die radialen und tangentialen Antriebsfeldkomponenten verursachten Wirbelstromverlusten im Statorjoch. Die Kurven stellen die Verhältnisse für die jeweils angegebene Verstärkung $\tau_{p1}/2h_j$ dar.

Rotor

Bei der Bestimmung der Wirbelstromverluste im Rotor wird ähnlich vorgegangen wie bei der Berechnung der Ummagnetisierungsverluste. Unter Vernachlässigung der Antriebsfeld-Grundwelle und ohne näheres Eintreten auf die Zuschlagsfaktoren lassen sich folgende Berechnungsformeln angeben:

$$p_{F_{ew,zR}} = \sigma_w k_{wz} \left(\frac{f_1}{f_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{1}{B_{ref}^2 h_{zR}} \cdot \quad (6.20)$$

$$\int_{h_{zR}} \left[\sum_{\nu > 1} (1 - \nu)^2 \cdot \hat{B}_{zR1,\nu}^2(s) + \sum_{\nu} (1 - \nu \frac{p_2}{p_1})^2 \cdot \hat{B}_{zR2,\nu}^2(s) \right] ds$$

$$p_{F_{ew,jR}} = \sigma_h k_{wj} \left(\frac{f_1}{f_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{1}{B_{ref}^2} \cdot \quad (6.21)$$

$$\left[\sum_{\nu > 1} (1 - \nu)^2 \cdot \hat{B}_{jR1,\nu}^2 + \sum_{\nu} (1 - \nu \frac{p_2}{p_1})^2 \cdot \hat{B}_{jR2,\nu}^2 \right] \cdot$$

6.2.3 Eisenzusatzverluste

Die Ursache für die Eisenzusatzverluste liegen einerseits in den Nutoberfeldern und andererseits in den Oberwellen, die aufgrund der treppenförmigen Felderregkurve entstehen. Dringen die Oberwellen in den gegenüberliegenden Teil der Maschine ein und pflanzen sich dort entlang der Oberfläche fort, entstehen Oberflächenverluste. Falls die Feldoberwellen tiefer in die Zähne eindringen und sogar eine Nut umschlingen, treten Zahn pulsationsverluste an die Stelle der Oberflächenverluste.

Diese Verlustquellen lassen sich ebenfalls in Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste aufteilen. Dazu können die gleichen Annahmen getroffen und Vereinfachungen vorgenommen werden wie früher in diesem Abschnitt beschrieben. Für die genaue Berechnung sei auf diejenigen Literaturquellen verwiesen, die sich mit der Auslegung elektrischer Maschinen befassen, wobei wiederum [Schuisky 1960] spezielle Erwähnung verdient.

6.3 Einfluss der Umrichterspeisung

Durch die an den Statorklemmen anliegenden, rechteckförmigen Spannungsböcke treten in der Maschine Stromüberschwingungen auf. Dabei hängen die im Spektrum der über einem Strang liegenden Spannung erscheinenden Grund- und Oberschwingungen wesentlich von der Umrichterbauweise und dem Schaltmuster ab (Umrichter mit ausgangsseitigem LC -Filter, versetzte Taktung mit zwei Wechselrichtern und offenen Statorklemmen, Grundschwingungstaktung, Pulsweitenmodulation PWM, Vorder-/Rückflankenmodulation etc.). In [Stemmler 1994] ist die Berechnung der Spannungskomponenten bei PWM beschrieben, [Moynihan *et al.* 1998] geht auf die Unterschiede zwischen Vorderflanken- und beidseitiger Flankenmodulation ein. Die an einem Strang i anliegende Spannung erhält bei einer festen Taktfrequenz $f_c = \omega_c/2\pi$ die Form:

$$\begin{aligned}
 w_i(t) = & U \cos \left(\omega t + \varphi - [i - 1] \frac{2\pi}{m} \right) \\
 & + \sum_n \sum_v U_{nv} \left\{ \cos \left[(n\omega_c + v\omega)t + n\gamma + v\varphi - v \frac{(i - 1)2\pi}{m} \right] \right. \\
 & \quad \left. + \cos \left[(n\omega_c - v\omega)t + n\gamma - v\varphi + v \frac{(i - 1)2\pi}{m} \right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{6.22}$$

Für die Oberschwingungen gilt die Schlupfbeziehung:

$$s_{nv\pm} = \frac{(n\omega_c \pm v\omega) - \Omega}{n\omega_c \pm v\omega} = 1 - \frac{\Omega}{n\omega_c \pm v\omega} \approx 1. \quad (6.23)$$

Im Antriebsstrang fallen wegen $X_{h1} \gg (X_{\sigma 1}, R_{S1}, R'_{R1})$ die Spannungsüberschwingungen vorwiegend über den Streuinduktivitäten ab. Daraus resultieren die Stromüberschwingungen:

$$I_{nv\pm 1} = \frac{U_{nv1}}{(n\omega_c \pm v\omega_1)L_{\sigma nv1}}. \quad (6.24)$$

Im Tragstrang gilt $X_{h2} \gg X'_{\sigma 2}$ nicht mehr in jedem Fall, weshalb mit der Oberschwingungsinduktivität $L_{nv2} = L_{\sigma S2} + (L_{h2} \parallel L'_{\sigma R2})$ gerechnet werden muss:

$$I_{nv\pm 2} = \frac{U_{nv2}}{(n\omega_c \pm v\omega_2)L_{nv2}}. \quad (6.25)$$

Die Stromüberschwingungen bewirken in der Maschine eine Durchflutung, im gleichen Masse, wie wenn die Maschine mit einem Grundschwingungsstrom höherer Frequenz gespeist würde. Dadurch entstehen Drehmoment- und Querkraft-Oszillationen, deren Grösse nach den theoretischen Betrachtungen in den vorangegangenen Kapiteln bestimmt werden. Zumindest im Falle von PWM-Speisung fallen diese Oszillationen so gering aus, dass sie nicht modelliert werden müssen, sondern als Störgrösse ausgeregelt werden.

Weitaus gewichtiger ist der Einfluss der Stromüberschwingungen auf die in der Maschine entstehenden Verluste. Bei der Berechnung der Wicklungsverluste muss berücksichtigt werden, dass sowohl im Stator als auch im Rotor eine Widerstandserhöhung in Folge von Stromverdrängung auftritt. Dies muss schon bei der Auslegung der Leiterquerschnitte berücksichtigt werden. Für die Bestimmung der Zusatzverluste existiert eine Reihe von Veröffentlichungen. Eine gute Zusammenfassung bietet [Andresen *et al.* 1989], wo gezeigt wird, dass mit steigender Taktfrequenz f_c zwar die Umrichterverluste ansteigen, die Verlustleistungen in der Maschine aber deutlich geringer werden. Interessant ist auch, dass die Wirbelstromverluste für die im Oberschwingungsspektrum auftretenden Frequenzen nicht mehr quadratisch mit der Frequenz steigen, sondern weniger stark. Gravierend wirkt sich Umrichterspeisung auf die Zusatzverluste in Aluminium-Druckguss-Rotoren aus. Durch die mit gut leitfähigem

Material gefüllten Nutschlitze steigen die Oberflächenverluste markant an. Da in Querkraft-Induktionsmaschinen der Einsatz derartiger Rotoren ausgeschlossen ist, wird nicht weiter auf diese Verlustquellen eingegangen.

Im Weiteren müssen auch die an der Maschine auftretenden dielektrischen Verluste, welche durch die impulsförmigen Schaltspannungen entstehen, berücksichtigt werden [Klinger / Rechenberg 1999].

7

Antriebssystem mit einer Querkraft-Induktions- maschine

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine schnelllaufende Induktionsmaschine mit integrierter magnetischer Radiallagerung aufgebaut. Dies beinhaltet die Realisierung und Inbetriebnahme des gesamten Antriebssystems bestehend aus Steuerung, Sensorik, Leistungselektronik und Querkraftmaschine. Dieses Kapitel geht detailliert auf die Realisierung der einzelnen Komponenten ein und beleuchtet die wichtigsten aufgetretenen Betriebsprobleme.

7.1 Aufbau der Anlage

Die Prototypanlage beschränkt sich im Wesentlichen auf zwei Teile. Wie in Abb. 7.1 gezeigt, befinden sich die Leistungselektronik und die gesamte Signalverarbeitung kompakt angeordnet in einem Industrierack. Alle Hardware-Elemente, die dem elektrischen Schutz der Maschine und der Anlage dienen, sind im unteren Teil des Kastens angebracht, wo sich auch die Leistungsabgänge zur Maschine befinden. Die analogen Sensorsignale werden jeweils mit dem direkt zugehörigen Bezugspotential in geschirmten Kabeln zu den entsprechenden Auswertekarten gebracht, von wo sie über Differenzverstärker und Filter der A/D-Wandlung zugeführt werden. Die digitalen Signale zwischen Umrichter und Prozessorkarten werden differentiell und ebenfalls in geschirmten Kabeln übertragen.

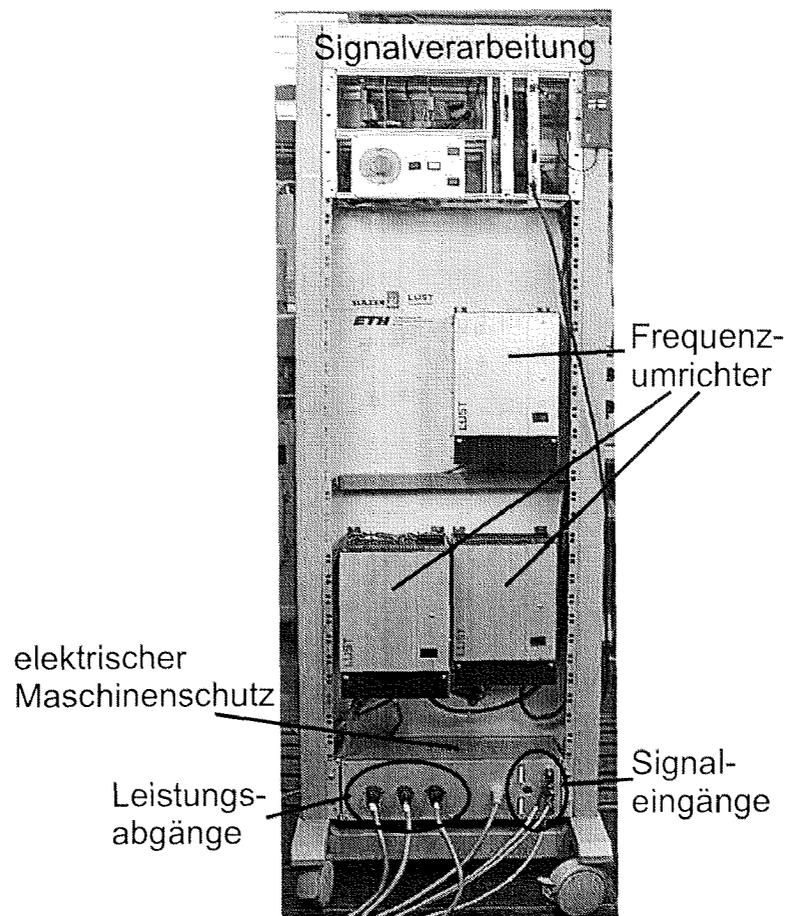


Abbildung 7.1: Steuerungseinheit und Speisung des lagerlosen Induktionsantriebs.

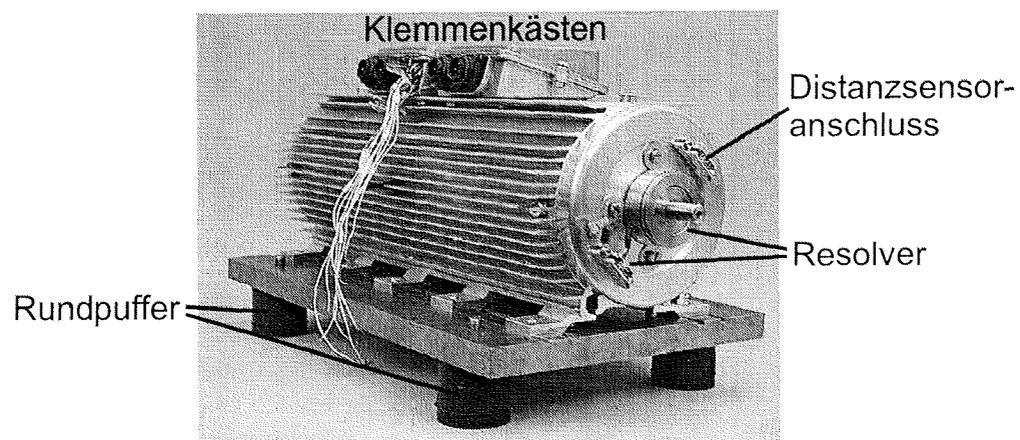


Abbildung 7.2: Realisierte Querkraft-Induktionsmaschine.

Das Maschinengehäuse ist auf einer Grundplatte festgeschraubt, die ihrerseits über Rundpuffer mit 2 mm Federweg am Fundament festgemacht ist. In Abb. 7.2 sind an den zwei Klemmenkästen die Anschlüsse der jeweils zwei dreiphasigen Wicklungen zu erkennen. Weiter sind auf dem Bild die noch nicht angeschlossenen Temperatursensorkabel, die Zuführungen zu den Distanzsensoren und der auf der Welle angebrachte Resolver zur Erfassung des mechanischen Drehwinkels zu erkennen.

7.2 Versuchsmaschine

In Zusammenarbeit mit der Firma E+A Elektromaschinen u. Antriebe AG wurde eine schnelllaufende Induktionsmaschine mit zwei getrennten Statorwicklungssystemen für eine Frequenz von 333 Hz bei einer Nennleistung von 4 kW ausgelegt und gebaut. Sie ist, wie in Abb. 7.3 dargestellt, als Doppelläufer-Maschine ausgeführt, womit sie neben dem Antriebsmoment an zwei Stellen radiale Lagerkräfte aufbauen kann. Axial ist die Maschine passiv stabilisiert.

Bei den Statorwicklungen erfolgt keine Unterscheidung in eine Antriebs- und eine Tragwicklung. Beide wurden derart ausgelegt, dass sie die Maschine mit dem Nenndrehmoment antreiben können. Dementsprechend beanspruchen die Wicklungen den gleichen Nutraum, womit die Tragwicklung jeweils deutlich überdimensioniert ist und gleichzeitig spannungsmässig mit sehr tiefer Aussteuerung betrieben wird.

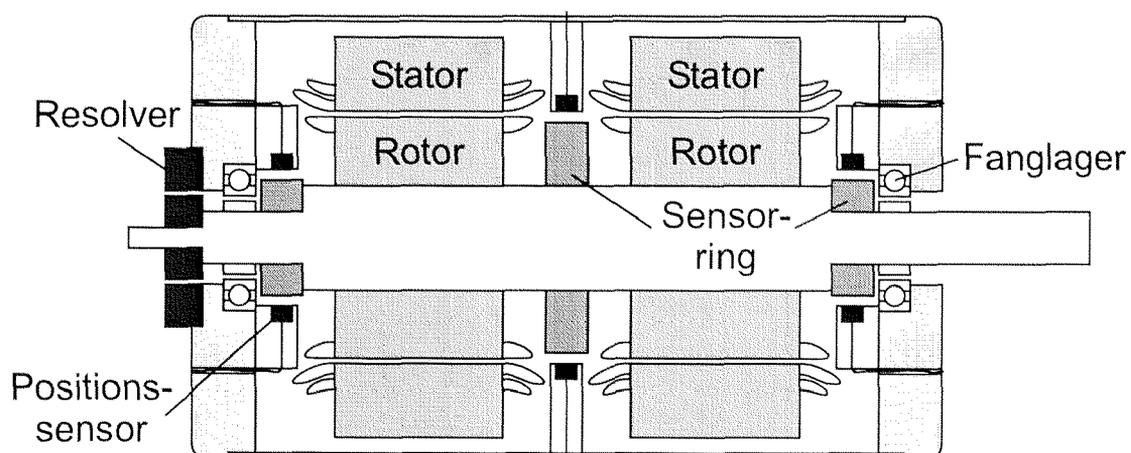


Abbildung 7.3: Aufbau der Prototypmaschine.

Stator-Aussendurchmesser	D_{Sa}	134.7	mm
Statorbohrungs-Durchmesser	D_S	85	mm
Rotor-Aussendurchmesser	D_R	83.6	mm
Wellendurchmesser im Aktivteil	D_w	45	mm
Eisenpaketlänge einer Teilmaschine	l_{Fe}	100	mm
Luftspaltweite	δ	0.7	mm
Lastseitiger Wellendurchmesser	D_{ab}	28	mm
Rotorgewicht	m_R	12.8	kg
Massenträgheitsmoment des Rotors	J_R	$9.9 \cdot 10^{-3}$	kgm ²

Tabelle 7.1: Konstruktive Daten der Versuchsmaschine.

Die im Magnetkreis auftretenden Flussdichten wurden derart gewählt, dass auch bei Überlagerung des Antriebs- und des Tragflusses an keiner Stelle Sättigung auftritt. Konstruktiv besitzt die Maschine die in Tab. 7.1 zusammengestellten Daten.

Für die Versuchsmaschine wurden die drei in Abb. 7.4 gezeigten Rotoren konstruiert. Zum 2- und 4-poligen Antrieb wurde jeweils ein mit der entsprechenden Polpaarzahl bewickelter Rotor hergestellt. Im Bild erkennt man auch die Bandage der Wickelköpfe gegen die auf sie wirkenden Fliehkräfte. Zudem wurde ein Käfigrotor mit in geschlossene Nuten eingeführten kreisförmigen Kupferstäben gebaut. Werden die beiden Systeme zum Antrieb eingesetzt, ergeben sich die in Tab. 7.2 aufgelisteten Nenndaten. Diese gelten für den Betrieb mit den bewickelten Rotoren.

In der Berechnung wurde festgelegt, dass die mittlere Tragkraft im Nennbetrieb das 1.4-fache der Rotorgewichtskraft beträgt, wobei von einer gleichmässigen Verteilung der Querkraft ausgegangen wurde. Somit ergeben sich für die Tragwicklung die Nennbetriebsdaten aus Tab. 7.3. Antriebsseitig herrscht Nennfluss mit $\hat{B}_1 = 0.483$ T, die Ersatzschaltbildparameter entsprechen statorseitig denjenigen aus Tab. 7.2, da wegen der ausbleibenden Sättigung keine Kopplung zwischen den beiden Systemen auftritt. Durch den Einsatz von Rotoren, die mit p_1 bewickelt sind, ist im elektrischen Ersatzschaltbild des Tragsystems der Rotorkreis offen. Die Nennspannung und der Nennfluss berechnen sich aus dem Tragfluss, der über (2.19) bzw. (2.20) ermittelt wird:

$$\hat{B}_2 = \frac{k_m F_{gR}}{2} \cdot \frac{2\mu_0}{\pi l_i D / 2\hat{B}_1} = 0.035 \text{ T}.$$

			$p_1 = 1$	$p_1 = 2$
Nennleistung	P_{1n}	[W]	2000	1000
Nenn Drehzahl	n_{1n}	[U/min]	19887	9904
Nenn Drehmoment	M_{1n}	[Nm]	0.96	0.96
verk. Nennspannung	U_{v1n}	[V]	300	300
Strang-Nennstrom	I_{1n}	[A]	5.87	4.09
Nennfrequenz	f_{1n}	[Hz]	333	333
Leistungsfaktor	$\cos \varphi_n$	[-]	0.77	0.57
Wirkungsgrad (berechnet)	η	[%]	87.5	87.4
Statornutzanzahl	N_S		24	
Windungszahl	w_S		22	44
Anzahl parallele Gruppen	a_S		1	1
Wicklungsart	dreisträngige Einschichtwicklung			
Rotornutzanzahl	N_R		36	
Wicklungsart	dreisträngige Einschichtwicklung			
Hauptinduktivität	L_{h1}	[mH]	22.86	25.08
Statorwiderstand	R_{S1}	[Ω]	0.53	1.33
Statorstreuinduktivität	$L_{\sigma S1}$	[mH]	0.865	1.26
Rotorwiderstand/Teilmaschine	R'_{R1}	[Ω]	0.16	0.52
Rotorstreuinduktivität	$L'_{\sigma R1}$	[mH]	0.27	1.15

Tabelle 7.2: Daten des Antriebssystems pro Teilmaschine für unterschiedliche Antriebspolpaarzahlen.

			$p_2 = 1$	$p_2 = 2$
Nennkraft	F_n	[N]	82	
verk. Nennspannung	U_{v2n}	[V]	8.5	8.5
Strang-Nennstrom	I_{2n}	[A]	0.39	0.35
Nennfrequenz	f_{2n}	[Hz]	333	333
Hauptinduktivität	L_{h2}	[mH]	22.86	25.08
Statorwiderstand	R_{S2}	[Ω]	0.53	1.33
Statorstreuinduktivität	$L_{\sigma S2}$	[mH]	0.865	1.26
Rotorwiderstand/Teilmaschine	R'_{R2}	[Ω]	–	–
Rotorstreuinduktivität	$L'_{\sigma R2}$	[mH]	–	–

Tabelle 7.3: Daten des Tragsystems pro Teilmaschine für unterschiedliche Polpaarzahlen.

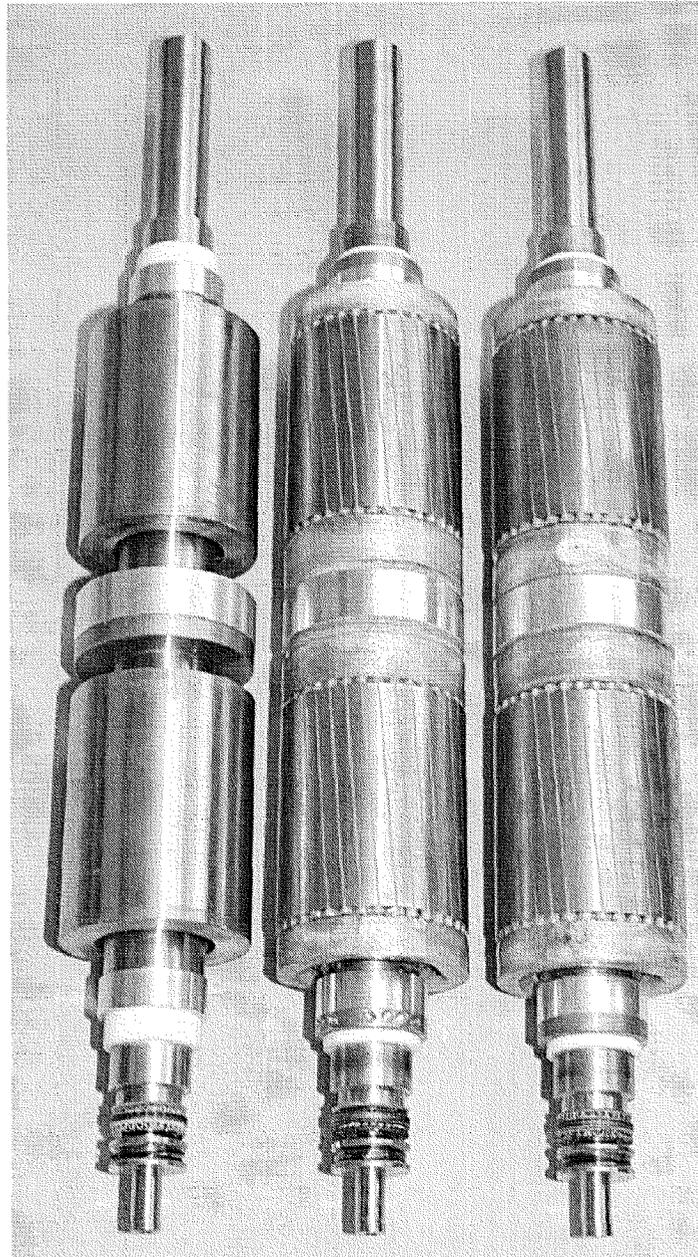


Abbildung 7.4: Käfigrotor mit geschlossenen Nuten sowie zwei Rotoren mit Kurzschlusswicklung in vier- und zweipoliger Ausführung.

7.3 Signalverarbeitung

Das Signalverarbeitungssystem besteht aus der Erfassung und Verarbeitung der Messsignale (Ströme, mechanischer Drehwinkel, Position des Rotors in der Bohrung und Wicklungstemperaturen) und aus deren Einbindung in Regelungsalgorithmen, die auf schnellen digitalen Signalprozessoren realisiert wurden. Die Schnittstellen zur Leistungselektronik sind auf Kompatibilität mit sämtlichen Geräten der Baureihe VF14xx der Firma LUST Antriebstechnik GmbH ausgelegt. Dies erlaubt es, mit den beiden eingesetzten Prozessorkarten lagerlose Antriebssysteme unterschiedlicher Leistung und Baugröße zu steuern.

In Abb. 7.5 erkennt man, wie die wichtigsten Signal- und Leistungsflüsse verlaufen. Die Messsignale durchlaufen zuerst eine analoge Stufe, bevor sie digitalisiert und den Rechnern zugeführt werden. Die implementierten Regelungsprogramme berechnen daraus die zur Generierung des Drehmoments und zur Lagerung der Welle notwendigen Stellgrößen der Klemmenspannungen. Diese werden umgerechnet in pulsweitenmodulierte Signale, entsprechend derer die Umrichter die Zwischenkreisspannung auf die einzelnen Stränge schalten.

Die zwei eingesetzten Reglerkarten wurden an der ETH Zürich entwickelt und sind mit digitalen Signalprozessoren ausgerüstet. Der VeCon-Prozessor übernimmt die feldorientierte Regelung des Antriebs. Seine Funktionen sind optimiert hinsichtlich des Einsatzes in frequenzumrichter gespeisten elektrischen Maschinen. Daneben ist ein Baustein erhältlich, welcher die A/D-Wandlung der aufbereiteten Messsignale vornimmt, und dessen digitale Schnittstelle auf den Prozessor abgestimmt ist. Die beiden Bausteine bilden das Kernstück der in Abb. 7.6 abgebildeten Karte, auf welcher weitere Kontrollfunktionen des gesamten Antriebssystems realisiert sind.

Die für die Tragregelung eingesetzte Karte mit einem DSP von Texas Instruments (TMS320C50) besitzt ähnliche Funktionsgruppen wie die andere Reglerkarte. Sie ist für die Ansteuerung von zwei Radiallagern und einem Axiallager ausgelegt und verfügt über alle dazu notwendigen Ein- und Ausgänge.

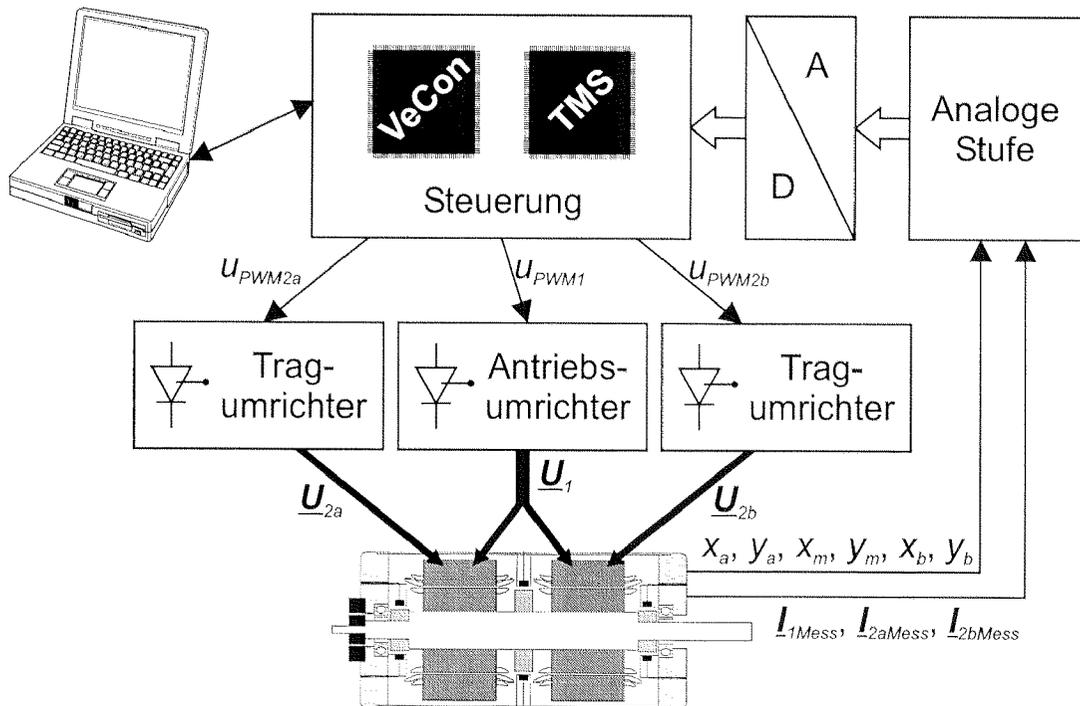


Abbildung 7.5: Signalverarbeitung und Leistungsfluss im lagerlosen Antriebssystem.

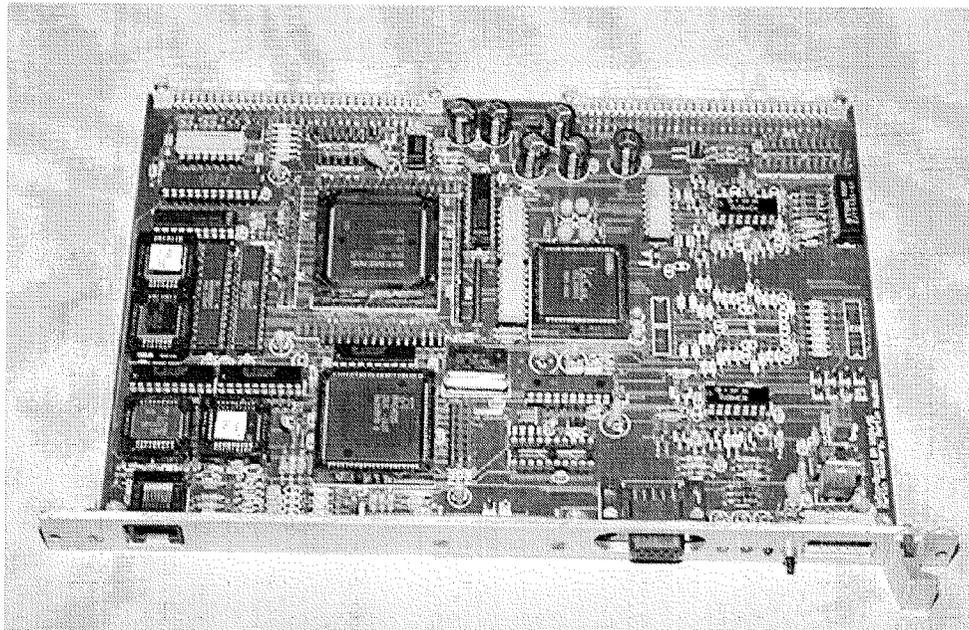


Abbildung 7.6: Prozessorkarte mit VeCon-Bausteinsatz.

7.4 Leistungsumrichter

Dank der fortschreitenden Entwicklung der IGBT- und IGCT-Technologie sowie der möglichen Serie- und Parallelschaltbarkeit der Leistungshalbleiter haben sich Gleichspannungs-Wechselrichter zur Speisung von Drehfeldmaschinen bis zu einigen MVA Klemmenleistung durchgesetzt.

Zur Speisung der Antriebs- und der Tragwicklungen der vorgestellten Versuchsmaschine werden dreiphasige Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis der Firma LUST Antriebstechnik GmbH eingesetzt. Obwohl der Wechselrichter den Wicklungen eine Spannung aufprägt, wird häufig von stromeinprägenden Umrichtern gesprochen, wenn, wie in dieser Arbeit, nicht die Grundschwingungsspannung geregelt (oder gesteuert) wird, sondern der Statorstrom. Nicht zu verwechseln ist diese Betriebsart mit Anwendungen, wo Wechselrichter mit Stromzwischenkreis zur Anwendung gelangen [Jenny / Wüest 1995].

Die Schnittstelle zwischen den Umrichtern und den eingesetzten Prozessorkarten bildet eine selber entwickelte Interface-Karte (s. Abb. 7.7), auf der auch der hardwaremässige Schutz der Leistungshalbleiter (Totzeiten zur Vermeidung von Brückenkurzschlüssen, Sperrung der Ansteuersignale im Fehlerfall), die Überwachung von Speisespannungen der Prozessor- und Sensorauswertekarten sowie die Weitergabe von Fehlermeldungen aus dem Umrichter an die angeschlossenen Prozessorkarten realisiert sind. Weiter werden über diese Schnittstelle die analogen Messsignale der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung und der Umrichter-Kühlkörpertemperatur zu den Prozessorkarten geführt.

Um das gesamte Antriebssystem über einen einzigen Netzanschluss speisen zu können, ist im Umrichter eine weitere, im Laufe dieses Projekts entwickelte Karte angebracht (s. Abb. 7.8), die auf der Basis eines Sperrwandlers [Stemmler 1994] aus der Zwischenkreisspannung die Speisespannungen für die Signalverarbeitungskarten generiert. Dieses Netzteil ermöglicht es, die Leistungszufuhr zur Signalelektronik solange aufrecht zu erhalten, wie die Umrichter in der Lage sind, Leistung an das System abzugeben.

Im Falle des Netzspeisungsausfalls besteht die Forderung darin, das gesamte System in einen kontrollierten Betriebszustand zu bringen. Dazu ist es nötig, die Lagerkräfte aufrecht zu erhalten, bis die Drehzahl der Maschine in einen sicheren Bereich abgesenkt ist. Im vorgestellten System kann die Speisungsüberbrückung mittels sehr kosten- und wartungsintensiven Batteriespeichern um-

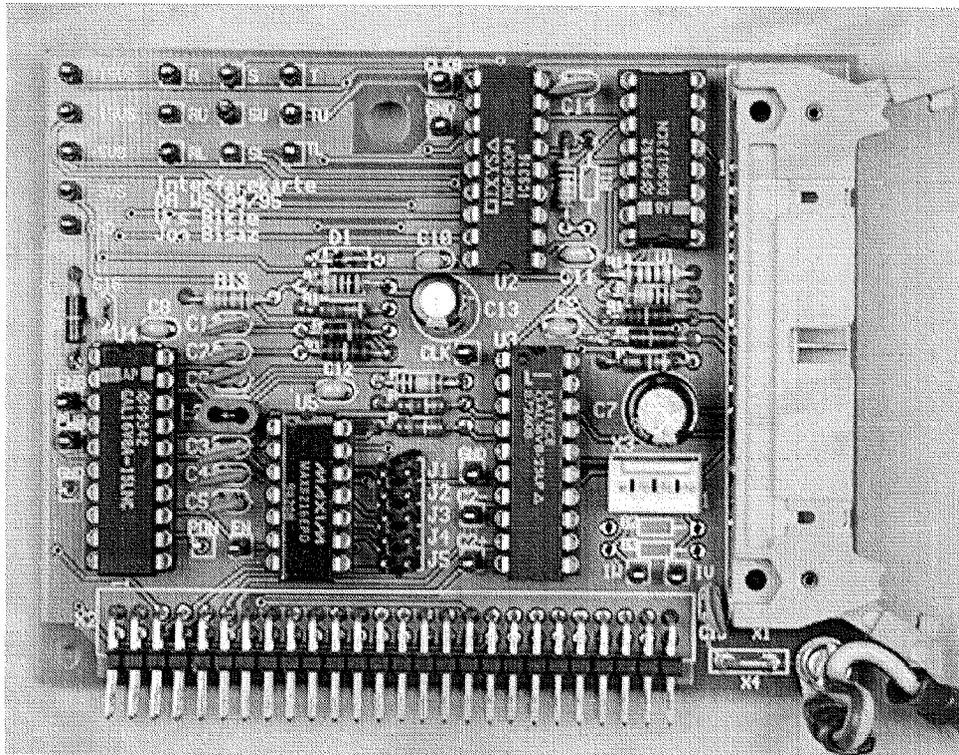


Abbildung 7.7: Schnittstellenkarte zwischen dem Industrieumrichter und der angeschlossenen Prozessorkarte.

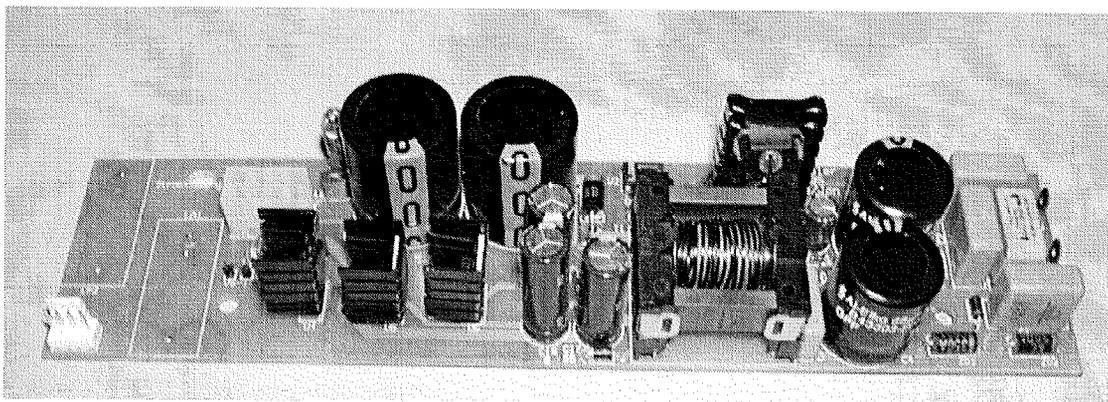


Abbildung 7.8: Netzteil zur Generierung der Spannungsniveaus $\pm 15\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$ aus der Umrichter-Zwischenkreisspannung.

gangen werden, indem die beim Bremsen anfallende Energie den restlichen Komponenten (Tragwicklungen, Signalverarbeitung) zur Verfügung gestellt wird. Dies bedingt aber eine Kopplung der Zwischenkreise aller Umrichter, die nur bei gleichen Spannungsniveaus einfach realisierbar ist. Sobald $U_{d1} > U_{d2}$ ist, müssen Wandler eingesetzt werden, was wieder zu einer Verteuerung dieser Schutzmassnahme führt. Ein weiteres Problem stellt die Tatsache dar, dass die Leistungsumkehr der Antriebsmaschine nicht plötzlich geschehen kann. Es muss also gewährleistet sein, dass die Zwischenkreisspannungen in dieser Zeit nicht zu stark einbrechen, sodass die notwendigen Maschinenflüsse aufrecht erhalten werden können. Die Höhe des beschriebenen Spannungsabfalls wird allein durch die Zwischenkreiskapazitäten bestimmt. Dadurch müssen diese allenfalls grösser als nötig ausgelegt werden, um neben der Glättung der rippelbehafteten Gleichspannung auch die Energiespeicherfunktion wahrzunehmen.

Für die Speisung des Antriebs und der beiden Radiallager gelangen insgesamt drei Umrichter zum Einsatz. Die Tragwicklungen werden separat gespeist, und die Antriebswicklungen der beiden Teilmaschinen sind parallelgeschaltet. Die Pulsweitenmodulation der Klemmenspannungen arbeitet mit einer einstellbaren Taktfrequenz von $f_c = 4/8/16$ kHz.

Während die Speisung der in die Maschine integrierten Magnetlager oder der auf dem gleichen Prinzip beruhenden Dreiphasen-Magnetlager aus in grossen Stückzahlen gefertigten Dreiphasen-Umrichtern mit einem Halbbrückenverstärker pro Strang erfolgt, müssen bei Gleichstrom-Magnetlagern H-Brücken-Verstärker eingesetzt werden, um die Strangströme unabhängig voneinander einstellen zu können. Die doppelte Anzahl Halbleiterschalter verteuert dabei das Lagersystem markant.

7.5 Sensorik

Als Eingangsgrössen der feldorientierten Antriebsregelung dienen die Statorströme, der Winkel des Rotorflusses und die Rotordrehzahl. Während die Ströme in vielen Anwendungen über induktive Wandler erfasst werden, erfolgte die Bestimmung der Drehzahl bis vor kurzer Zeit ausschliesslich mit an der Welle angebrachten Winkelpositionsgebern. Zusammen mit der aus den Statorströmen und den Maschinenparametern berechneten Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{R1} erfolgt anschliessend die Bestimmung der Flusswinkelgeschwindigkeit und damit des Flusswinkels ϱ . Heutzutage liegt ein Forschungsschwerpunkt darin, den mechanischen oder optischen Winkelgeber

durch geeignete Maschinenmodelle zu ersetzen und den Flusswinkel sowie die Drehzahl aus den Statorgrößen zu ermitteln.

In [Schöb 1993] wurden mehrere Winkelmesssysteme auf ihre Einsatztauglichkeit in magnetgelagerten Antrieben und auf ihre dynamischen Eigenschaften untersucht, wobei der Hohlwellenresolver als geeignetes Gerät hervorging. Mit ihm ist es möglich, die Winkelposition berührungsfrei zu messen, und er lässt gleichzeitig radiale und axiale Verschiebungen der Welle zu, wie sie bei Magnetlagerungen vorkommen. Gleichzeitig bleiben die dadurch entstehenden Fehler sehr gering. Spezielle Bauformen erlauben auch einen Einsatz im Bereich höherer Drehzahlen. Im hier beschriebenen System wird ein Resolver des Typs JSSBH-21 von Litton Precision Products eingesetzt, der nach Herstellerangaben für eine maximale Drehzahl von 10000 U/min ausgelegt ist. Er funktionierte jedoch bis zu Drehzahlen von 21000 U/min einwandfrei und hielt auch mechanisch stand. Die Ansteuerung des Resolvers erfolgt direkt von der VeCon-Prozessorkarte, wo auch die Signalaufbereitung und -auswertung erfolgt.

Für die Tragkraftregelung werden wiederum die Statorströme sowie die Auslenkung der Welle in x - und y -Richtung benötigt. Ein Vergleich zwischen verschiedenen Abstands-Messverfahren wird in [Schweitzer *et al.* 1993] angestellt. Für das in diesem Projekt untersuchte System eignen sich Wirbelstromsensoren am besten. Diese besitzen neben ihrem über grosse Bereiche linearen Verlauf und der hohen Auflösung auch den Vorteil, dass sie im Gegensatz zum nahe verwandten induktiven Messprinzip bedingt durch die hohe Oszillatorfrequenz von 300 kHz wesentlich kleiner und zudem unempfindlicher gegenüber Störfeldern aus Umrichter und Maschine werden. Auch lässt sich der dem Sensor gegenüberstehende Messring einfacher herstellen. Insbesondere können unmagnetische Materialien wie Aluminium, Kupfer oder Titan eingesetzt werden, die wesentlich homogener aufgebaut sind als magnetische Materialien. Da der Messring mit hoher Oberflächengüte ausgeführt sein muss, wird die Materialwahl dadurch bestimmt, ob der Ring beim Rotoreinbau oder beim Absturz des Rotors in die Fanglager mit kratzenden Materialien in Berührung kommt. Weil dies vermieden werden kann, fiel die Wahl auf Aluminium.

Im untersuchten System wird die Rotorposition in drei Ebenen erfasst, um daraus die Auslenkung in der Mitte der Aktivteile, wo die Tragkräfte angreifen, zu berechnen. In Abb. 7.3 ist gezeigt, an welchen Stellen sich die Sensoren befinden.

7.6 Regelung

Mit der Regelung der Querkraft-Induktionsmaschine hat sich [Schöb 1993] detailliert auseinandergesetzt. Die darin entwickelten Strategien wurden in dieser Arbeit übernommen und realisiert. Deshalb werden in diesem Abschnitt keine ausführlichen Beschreibungen der den Regelkonzepten zu Grunde liegenden Modelle hergeleitet. Vielmehr werden die wichtigsten Zusammenhänge beschrieben und die Regelungsstrukturen anhand von Bildern erläutert.

7.6.1 Regelung des Antriebs

Die feldorientierte Drehmoment- bzw. Drehzahlregelung basiert auf der PARK'schen Zweiachsen-Theorie, welche dreiphasige Grössen auf ein Zweiphasenersatzsystem und ein Nullsystem abbildet. Sie erlaubt es, die Maschinengrössen als Vektoren in einem rechtwinkligen Koordinatensystem darzustellen, welches bezüglich des Stators feststehen oder rotieren kann. In dieser Arbeit werden nur zwei Koordinatensysteme betrachtet, nämlich das statorfeste mit den Koordinatenachsen α, β und das rotorflussfeste mit den Achsen d, q . Dabei ist das dq -System gegenüber dem $\alpha\beta$ -System um den Feldwinkel ϱ verdreht. Rotorflussorientierung bedeutet, dass der Fluss in der d -Achse liegt ($\Psi_d = \Psi, \Psi_q = 0$). Berücksichtigt man

$$M = m \cdot (\Psi_d \cdot i_{Sq}), \quad (7.1)$$

kann das Drehmoment bei Flusskonstanz rein über die Querkomponente des Statorstromes i_{Sq} eingestellt werden. Damit hat man ähnlich wie bei der Gleichstrommaschine die Fluss- und die Drehmomentregelung entkoppelt. Eine vertiefte Auseinandersetzung mit der feldorientierten Regelung und den mathematischen Beschreibungen der Transformationen liefert die Literatur [Blaschke 1972].

Abb. 7.9 zeigt die Struktur der Antriebsregelung. C und C^{-1} bezeichnen die Transformationen zwischen den dreiphasigen Grössen und den Vektoren im statorfesten Zweiachsen-System, $D(-\varrho)$ die Drehtransformation vom statorfesten in das flussfeste Koordinatensystem und $D(\varrho)$ die Rücktransformation in das statorfeste System. Alle vorkommenden Regler besitzen PI-Verhalten. Der Ausgang des Flussreglers ist der Sollwert für den Längsstromregler i_{S1d}^* , am Ausgang des Drehzahlreglers steht der Querstrom-Sollwert i_{S1q}^* als Mass

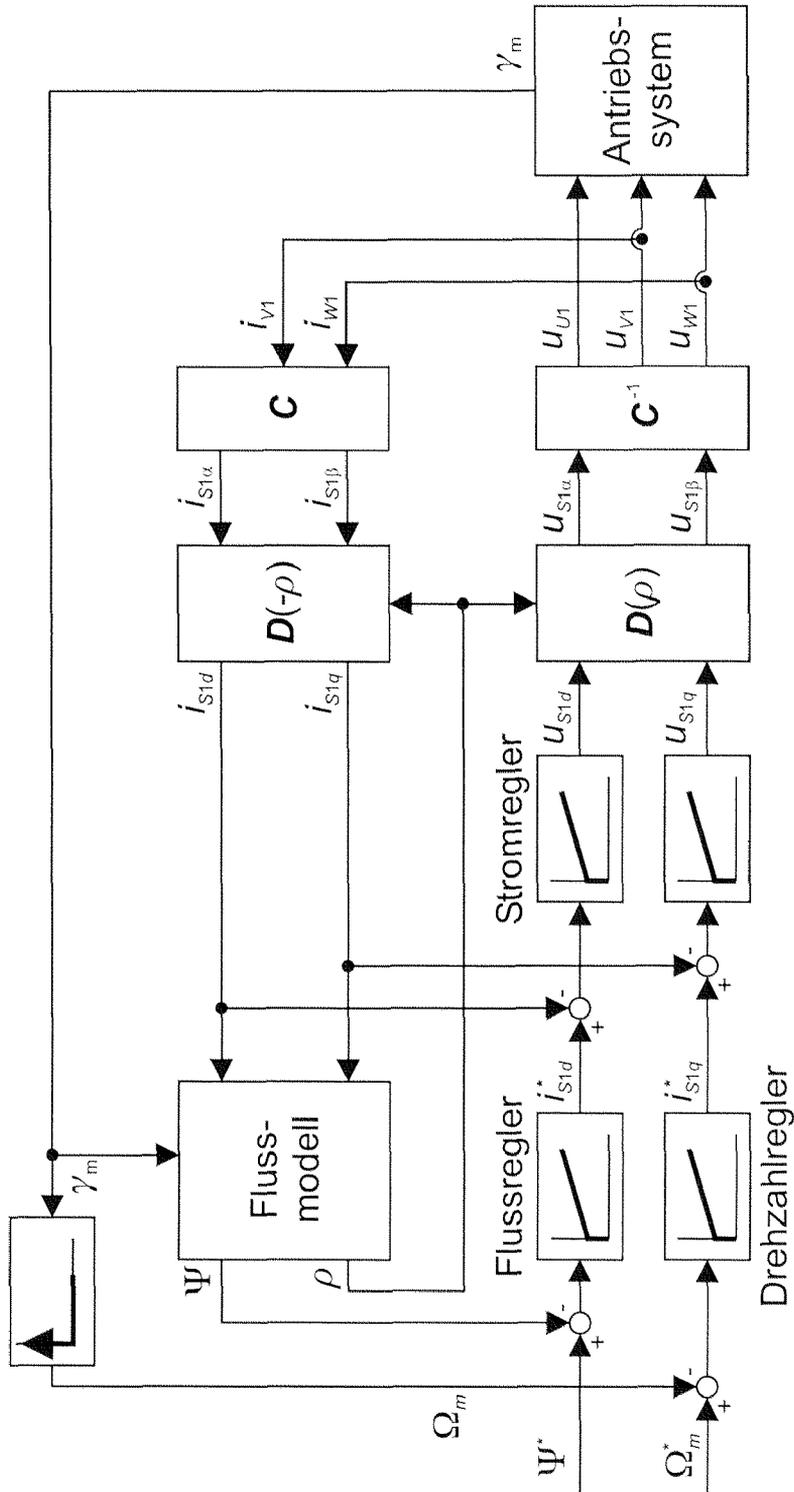


Abbildung 7.9: Struktur der feldorientierten Antriebsregelung.

für das aufzubringende Drehmoment. Die Ströme werden direkt feldorientiert geregelt, was den Nachteil birgt, dass die Istwerte nicht gemessen werden können, sondern bereits einer fehlerbehafteten Drehtransformation unterworfen sind. Der grosse Vorteil liegt in der Tatsache, dass bei konstanten Sollwerten für Drehmoment und Fluss Gleichgrössen geregelt werden und nicht sinusförmigen Grössen nachgefahren werden muss. Nicht dargestellt sind die Vorsteuerungen der Längsspannung u_{S1d} und der Querspannung u_{S1q} , welche zu einer zusätzlichen Entlastung der Stromregler führen.

7.6.2 Regelung der Tragkraft

Mit den im vorherigen Abschnitt angestellten Betrachtungen zur Flussorientierung der Antriebsgrössen vereinfacht sich (5.38) zu

$$\underline{F}_M = \frac{\pi \cdot p_1 \cdot p_2}{2Dl_i \mu_0 \cdot (w_1 \xi_1)(w_2 \xi_2)} \cdot \underline{\Psi}_1 \cdot (\Psi_{2d} \pm j\Psi_{2q}), \quad (7.2)$$

wenn ebenfalls die Grössen des Tragsystems der Drehtransformation um den Flusswinkel ϱ des Antriebssystems unterzogen werden. Unter Berücksichtigung, dass die Multiplikation zweier komplexer Zahlen eine Drehstreckung bewirkt, ist anhand von (5.38) sofort zu sehen, dass bei einer Drehung von $\underline{\Psi}_1$ um den Winkel ϱ auch $\underline{\Psi}_2^*$ um ϱ gedreht werden muss, damit die Winkeldifferenz $\varphi_1 - \varphi_2$ zwischen den Zeigern erhalten bleibt.

Schliesslich resultiert das in Abb. 7.10 dargestellte Modell des Tragsystems. Es geht davon aus, dass der Ursprung des xy -Koordinatensystems im Zentrum der Bohrung liegt und berücksichtigt über den Rückkopplungsfaktor k_ε auch den Einfluss des einseitigen magnetischen Zuges bei Auslenkung des Rotors aus seiner zentrischen Lage (s. Abschnitt 2.1.2). Da die Maschine horizontal aufgestellt ist, wirkt in der y -Achse neben der Störkraft auch die Gewichtskraft des Rotors F_{gR} .

Die Reglerstruktur ist der feldorientierten Antriebsregelung sehr ähnlich. Wie in Abb. 7.11 gezeigt, werden die Ströme ebenfalls direkt feldorientiert geregelt. Die Positionsregler besitzen PID-Verhalten. Nicht eingezeichnet sind auch hier die Vorsteuerungen der Statorspannungen, die aus der konstant aufzubringenden Gewichtskraft und aus den bei exzentrischer Rotorlage entstehenden Zugkräften resultieren.

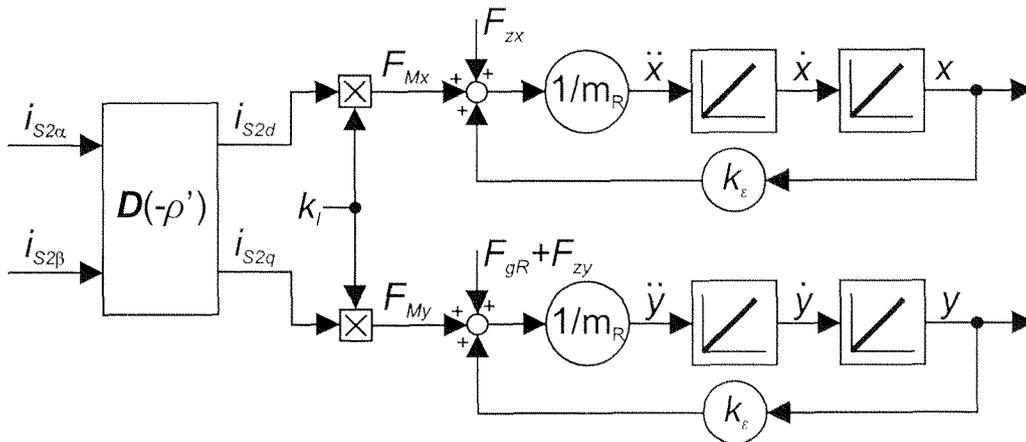


Abbildung 7.10: Wirkprinzip des Tragsystems.

Da die Querkraft erst dann wirkt, wenn in den Strängen der Tragwicklung der geforderte Strom fließt, muss in der Tragkraftregelung der Einfluss der Stromregler-Zeitkonstanten τ_{I_2} berücksichtigt werden. Ausser bei plötzlich auftretenden grossen Störkräften genügt dabei die Beschränkung auf das Kleinsignalverhalten. Zu einem Zeitpunkt t betrage der Feldwinkel $\varrho(t)$. Da er sich in der Zeit τ_{I_2} um den von der Kreisfrequenz ω_{S_2} abhängigen Wert $\Delta\varrho_{I_2}$ weiterbewegt, muss der in Abb. 7.11 eingetragene Transformationswinkel ϱ' um diesen Wert korrigiert werden. Weiter können in die vorgenommene Korrektur auch andere systembedingte Verzögerungen einbezogen werden. Es resultiert:

$$\varrho' = \varrho(t + \tau_{I_2} + \sum \tau_T) = \varrho(t) + \omega_{S_2} \cdot (\tau_{I_2} + \sum \tau_T). \quad (7.3)$$

In ungekoppelten oder flexibel gekoppelten, magnetgelagerten Antrieben, wie z. B. Schwungrad-Energiespeichern, ist es nicht sinnvoll, den Rotor um das geometrische Zentrum in der Bohrung rotieren zu lassen. Durch das Zulassen der Unwuchtschwingungen erreicht man eine Rotation um die mechanische Trägheitsachse. Die einfachste Art der Unwuchtkompensation berechnet aus der bekannten Unwuchtkraft und den bekannten Kraftkonstanten im System eine Korrektur des Querkraft-Sollwerts und damit der Stromsollwerte i_{S2d}^* und i_{S2q}^* . Für die vorgestellte Anwendung war diese Methode der Unwuchtkompensation ausreichend, wie der Messung aus Abb. 7.12 entnommen werden kann. Messtechnisch mussten vorgängig die Richtung und die Grösse der Unwucht in derjenigen Ebene bestimmt werden, wo die Lagerkräfte auf-

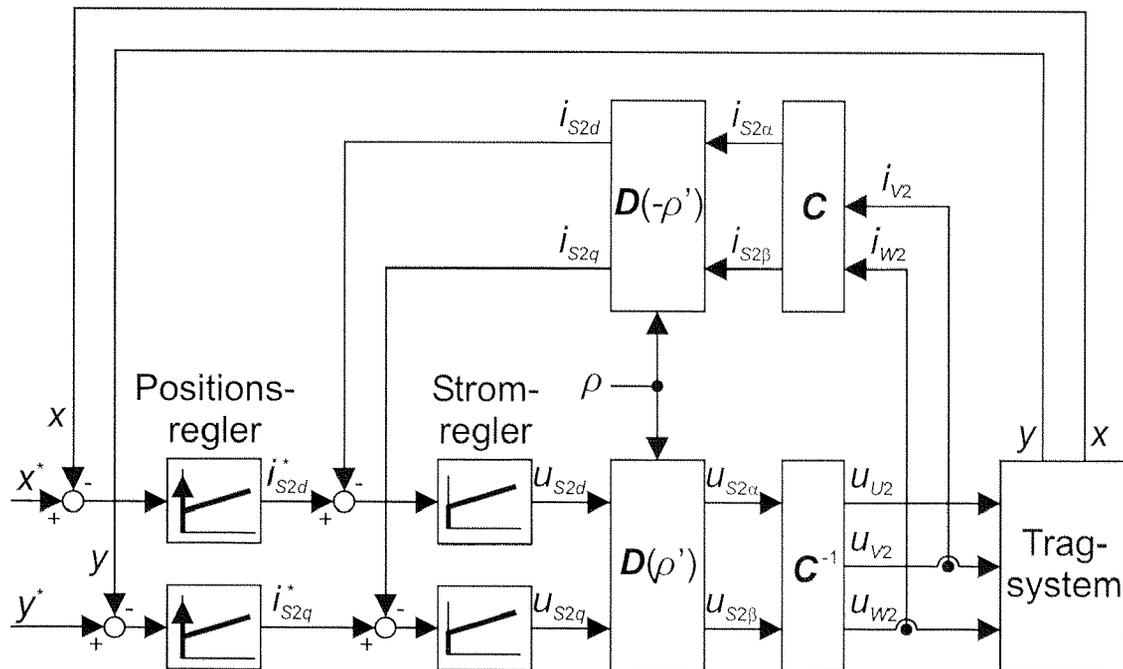


Abbildung 7.11: Struktur der realisierten Tragkraftregelung.

gebracht werden. Diese befindet sich senkrecht zur Bohrungsachse auf halber Länge eines Blechpakets. Im Wuchtprotokoll sind die Unwuchtmasse auf einem bestimmten Durchmesser in einer definierten Ebene und deren Richtung bezüglich einer rotorfesten Referenzachse angegeben. Daraus können schliesslich die gewünschten Grössen auf einem anderen Durchmesser und in einer versetzten Ebene berechnet werden, und eine Einbindung in die Regelung wird möglich.

Zur Berechnung des Unwuchtkraftvektors F_u müssen der Regelung zusätzlich zu den gemessenen Grössen und zu q auch der mechanische Winkel γ_{mech} und die mechanische Drehzahl Ω des Rotors übergeben werden.

Speziell in starr gekuppelten Anwendungen ist es nicht mehr zulässig, den Rotor um seine mechanische Trägheitsachse drehen zu lassen, hier muss sich der rotierende Körper möglichst optimal im geometrischen Zentrum halten. Auf die Tragkraftregelung hat dies die Auswirkung, dass zu der Gewichtskraft und den von aussen wirkenden Störkräften auch noch die Unwuchtschwingung kompensiert werden muss. Letztere kann wie oben beschrieben berechnet und

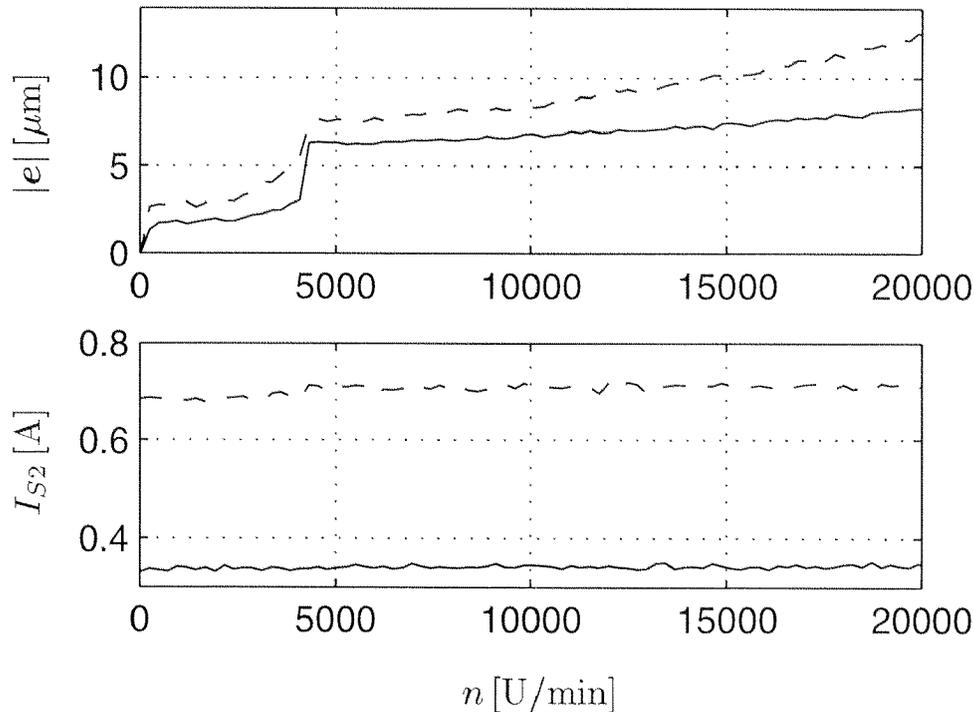


Abbildung 7.12: An der Versuchsmaschine bei Nenndrehmoment gemessene Auslenkungen des mit einer zweipoligen Kurzschlusswicklung ausgestatteten Rotors aus dem Zentrum; Strangströme der Tragwicklung an der resolverseitigen Lagerstelle (durchgezogene Kurve) und an der Lagerstelle beim Wellenabtrieb (gestrichelt). Bei $n = 4200$ U/min setzt die Unwuchtkompensation ein.

gleich wie die Gewichtskraft der Steuergröße aufgeschaltet werden. Damit wird erreicht, dass die Regelung durch die Unwuchtkompensation nicht unbeeinflusst bleibt. Prinzipiell gilt aber in starr gekuppelten, magnetgelagerten Antrieben, dass der Rotor im gesamten Arbeits-Drehzahlbereich möglichst geringe Unwucht- und Biegeschwingungen aufweisen soll.

8

Praktische Untersuchungen

8.1 Auslaufversuch

Mit dem Auslaufversuch wird es möglich, diejenigen Verlustanteile zu bestimmen, welche ein bremsendes Drehmoment bewirken. Dazu wird bei fehlendem Antriebsmoment der zeitliche Verlauf der Drehzahl aufgenommen. Bei reinen Antriebsmaschinen wird die Maschine von der speisenden Quelle getrennt, sodass nur noch die bremsenden Lager- und Luftreibungsverluste auf den Rotor wirken. In der umrichter gespeisten Querkraft-Induktionsmaschine braucht es zur Erhaltung der Lagerkräfte einen Antriebsfluss. Im geregelten Zustand ist es jedoch möglich, den Drehmomentsollwert auf Null zu stellen. Die Genauigkeit, mit der das innere Drehmoment der Maschine an diesen Wert herankommt, hängt davon ab, wie präzise das in der Regelung verwendete Maschinenmodell ist. Die derart ermittelte Auslaufkurve ist in Abb. 8.1 dargestellt.

Mit dem zeitlichen Verlauf von $\Omega(t)$ und dem bekannten Massenträgheitsmoment kann die Verlustleistung in Abhängigkeit der Drehzahl bestimmt werden:

$$P_{vr} = M_{vr} \Omega(t) = J \cdot \frac{d\Omega(t)}{dt} \cdot \Omega(t). \quad (8.1)$$

Die aus der Auslaufkurve ermittelten Verluste sind in Abb. 8.2 über die Statorfrequenz aufgetragen.

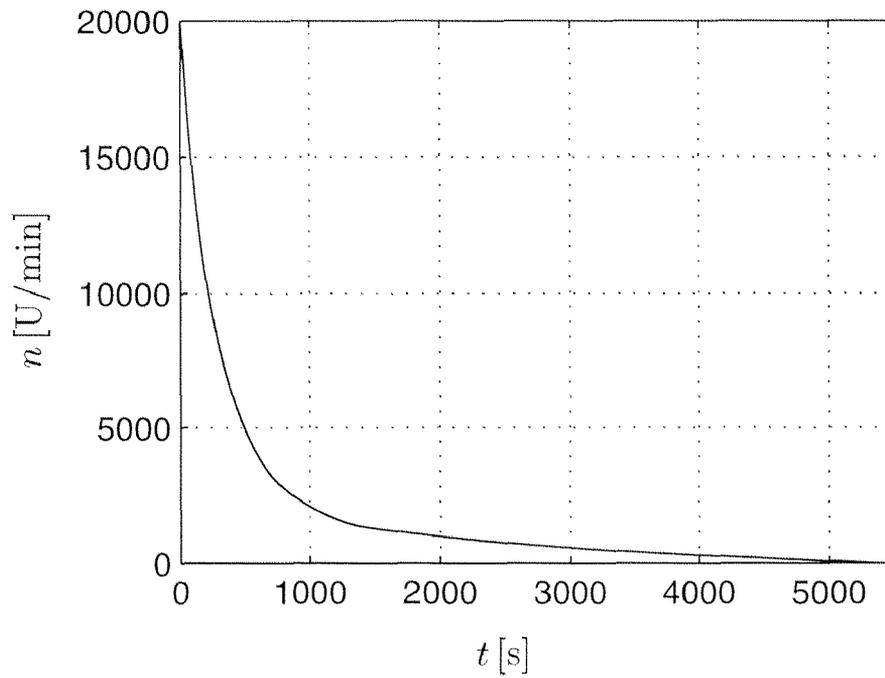


Abbildung 8.1: Auslaufkurve bei fehlendem Antriebsmoment.

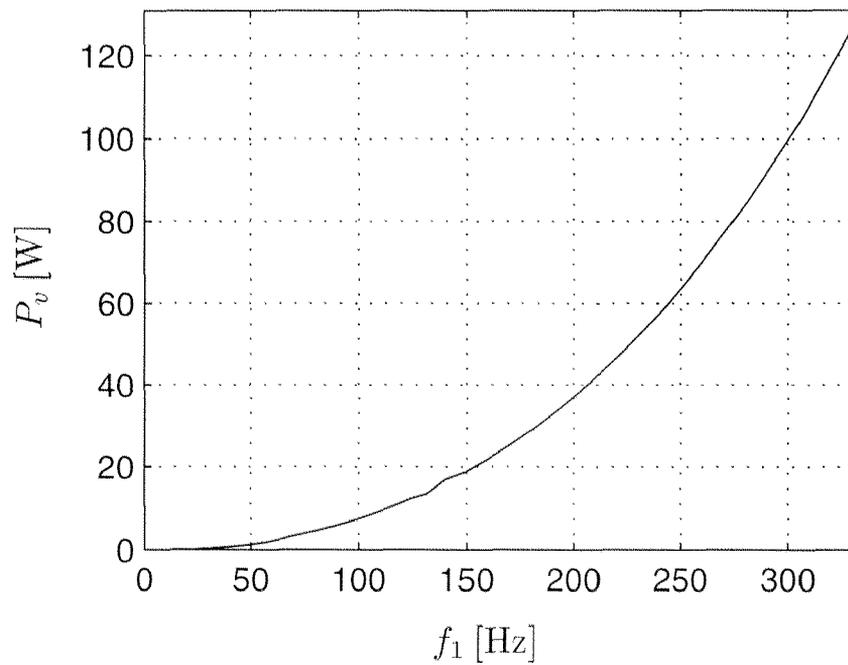


Abbildung 8.2: Verlustleistungen bei fehlendem Antriebsmoment, ermittelt aus der Auslaufkurve.

8.2 Leerlaufverluste

Zur Ermittlung der Leerlaufverluste im Antriebs- und Tragsystem wird gleich wie bei der Messung der Auslaufkurve die Antriebsmaschine auf $M_i = 0$ geregelt. Die statorseitig aufgenommenen Wirkleistungen werden über die Frequenz f_1 aufgezeichnet. Abb. 8.3 zeigt die Leerlaufverluste im Antriebssystem. Bei den Leerlaufverlusten in der Tragwicklung zeigt sich, dass die Verluste in den beiden Lagern unterschiedlich ausfallen (s. Abb. 8.4), was darauf zurückzuführen ist, dass an der beim Wellenabtrieb liegenden Lagerstelle aufgrund des grossen Überhangs die höheren Kräfte aufgebracht werden müssen als auf der Resolverseite.

8.3 Rotorwicklungsvergleich

8.3.1 Tragstromverhalten

Das Verhalten der Tragströme bei der Querkraft-Induktionsmaschine mit gewickeltem Läufer wurde bereits in Abb. 7.12 dargestellt. Es ist keine nennenswerte Änderung über den gesamten Drehzahlbereich feststellbar. Anders verhält es sich mit einem Käfigläufer, wo I_{S2} schon bei kleinen Drehzahlen ansteigt (s. Theorie aus Abschnitt 3.2). Die Versuchsmaschine wurde mit einem Käfigläufer, dessen Rotornuten geschlossen sind, bei Stillstand in Betrieb genommen. Die im Tragsystem resultierenden Statorströme weichen nur minim von den für den gewickelten Rotor gemessenen Stromwerten ab. Wie im Abschnitt 4.2 beschrieben, ist die Nutstreuung im Rotor lastabhängig. Für antriebsseitiges Nenndrehmoment $M_1 = M_n = 1.92 \text{ Nm}$ und für Teillast mit $M_1 = 0.35 \cdot M_n$ wurde der Statorstrom desjenigen Lagers gemessen, das grössere Kräfte aufbringen muss. Anhand Abb. 8.5 ist zu erkennen, dass der Statorstrom sowohl bei antriebsseitigem Nenndrehmoment als auch bei Teillast auf ein Vielfaches seines Stillstandswertes ansteigt. Das an der Welle abgegebene Drehmoment wurde aus dem gemessenen Drehzahlverlauf und dem bekannten Massenträgheitsmoment des Rotors berechnet und ist in Abb. 8.6 aufgezeichnet.

8.3.2 Polselektive Käfigwicklung

Im Abschnitt 4.3.4 wurde untersucht, wie durch eine Abänderung der Käfigwicklung die Ersatzschaltbildparameter im Rotorkreis des Tragsystems vergrössert werden können. Um die Theorie zu verifizieren, wurde, wie in Abb. 8.7 dargestellt, der Käfigring auf der einen Seite eines Käfigläufers aufgetrennt.

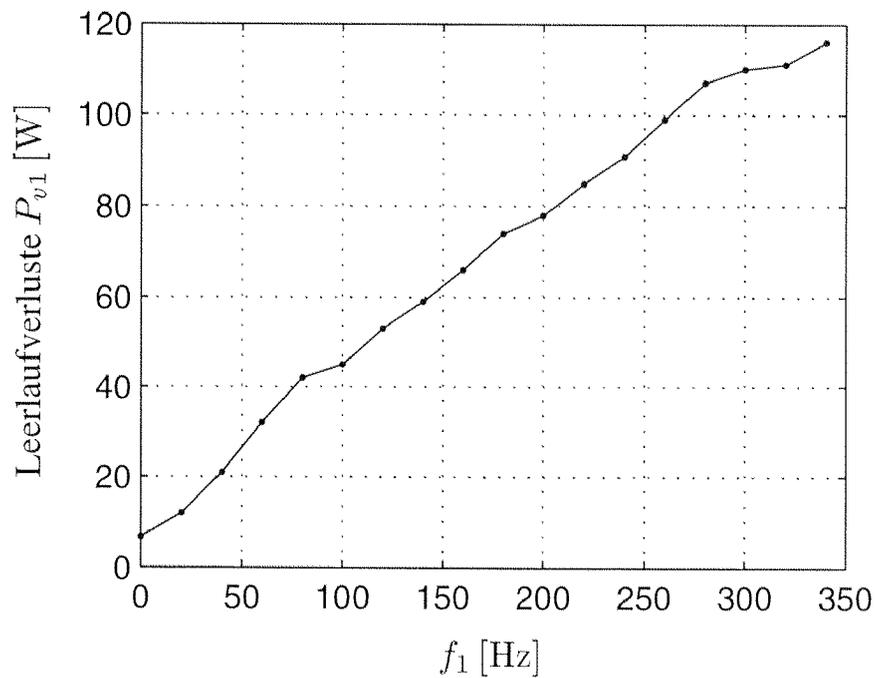


Abbildung 8.3: Leerlaufverluste im Antriebssystem.

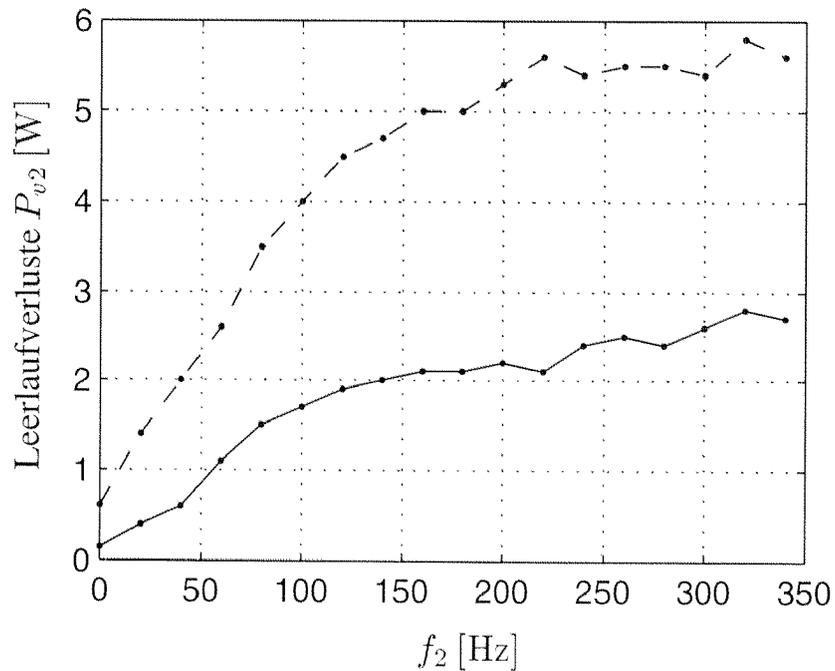


Abbildung 8.4: Vom Tragsystem aufgenommene Leerlaufverluste an resolverseitiger Lagerstelle (durchgezogene Kurve) und an lastseitiger Lagerstelle (gestrichelt).

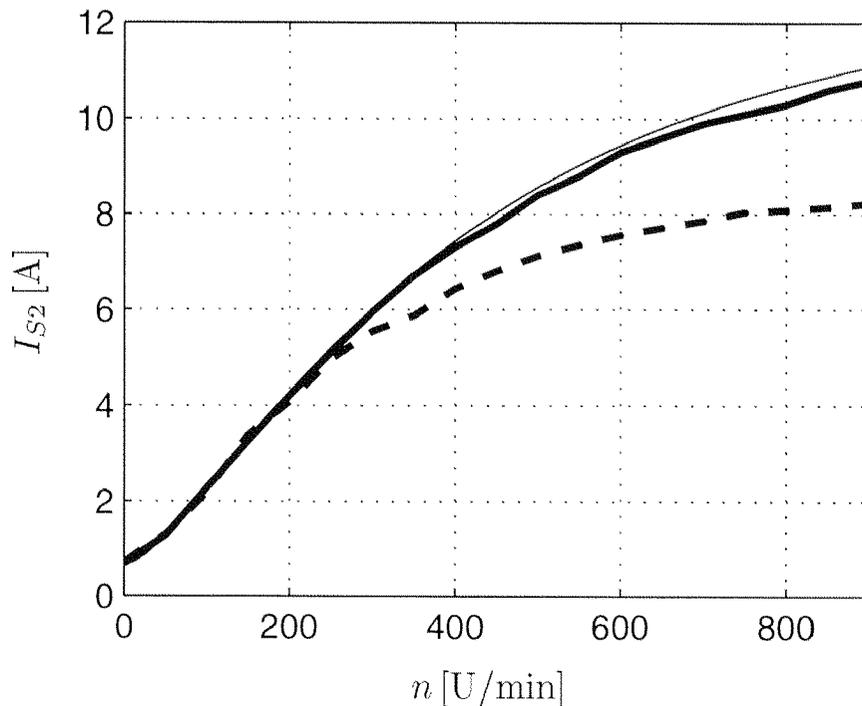


Abbildung 8.5: Anstieg des Statorstromes im Tragsystem bei konstanter Querkraft in einer Querkraft-Induktionsmaschine mit Käfigläufer. Die wegen der geschlossenen Rotornuten auftretende Lastabhängigkeit der Rotornutstreuung führt zu einem geringeren Stromanstieg im Teillastbetrieb (gestrichelt) als bei Nennlast (durchgezogen). Dünn eingezeichnet ist der für den zweiten Fall theoretisch ermittelte Stromverlauf.

Die resultierenden Gruppen mit jeweils zwei Stäben wurden über Wickelkopfverbindungen aus Kupfer mit den um exakt eine Polteilung τ_{p1} entfernten Gruppen verbunden. Der Querschnitt der Verbindungsstücke wurde so gewählt, dass für alle 5 Endringverbindungen ungefähr der gleiche Widerstand resultierte. Auf der anderen Seite des Aktivteils blieb der Ring unbearbeitet. Um die Verhältnisse messtechnisch besser zu erfassen, wurden die geschlossenen Rotornuten aufgefäest, sodass eine schmale Nutöffnung entstand und die Nutstreuung kaum mehr von der Grösse des Nutstromes abhängig war.

Weil die Konstruktion keinen Betrieb mit höheren Drehzahlen zuließ, erfolgte mittels Stillstandsmessungen eine Bestimmung der Ersatzschaltbildparameter. Die Messungen zeigen zumindest bei tiefen Frequenzen gute Übereinstimmung mit den berechneten Werten, bei höheren Frequenzen wirkt sich die Mo-

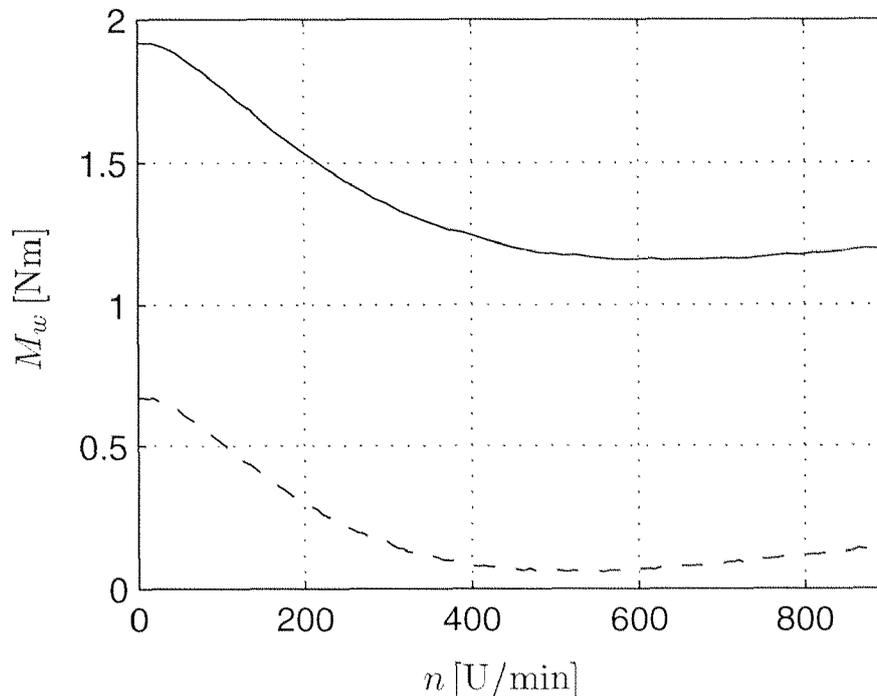


Abbildung 8.6: Aus dem zeitlichen Verlauf der Drehzahl berechnetes Drehmoment an der Welle bei antriebsseitigem Nenndrehmoment (durchgezogene Kurve) und Teillast (gestrichelt) in einer Querkraft-Induktionsmaschine mit Käfigläufer. Durch den in Abb. 8.5 dargestellten starken Stromanstieg entwickelt das Tragsystem ein hohes Drehmoment, welches dem Antriebsmoment entgegenwirkt.

dellungengenauigkeit, die speziell durch die nicht erfassten Stromverdrängungseffekte im Ring- und Wickelkopfbereich entsteht, auf die Genauigkeit der Berechnung aus.

Die Widerstände und Induktivitäten der selektiven Käfigwicklung werden auf die beim Käfigläufer resultierenden Werte bezogen:

$$r'_{R1} = \frac{R'_{R1,sel}}{R'_{R1,Käf}} \quad \text{und} \quad l'_{R\sigma 1} = \frac{L'_{R\sigma 1,sel}}{L'_{R\sigma 1,Käf}}.$$

Wie aus Abb. 8.8 hervorgeht, zeigt sich im Antriebssystem in der abgeänderten Wicklung eine Rotorwiderstandserhöhung, welche darauf zurückzuführen ist, dass die Verbindungen zwischen den einzelnen Stabgruppen eine gegenüber dem Käfigring erhöhte Stromdichte aufweisen.

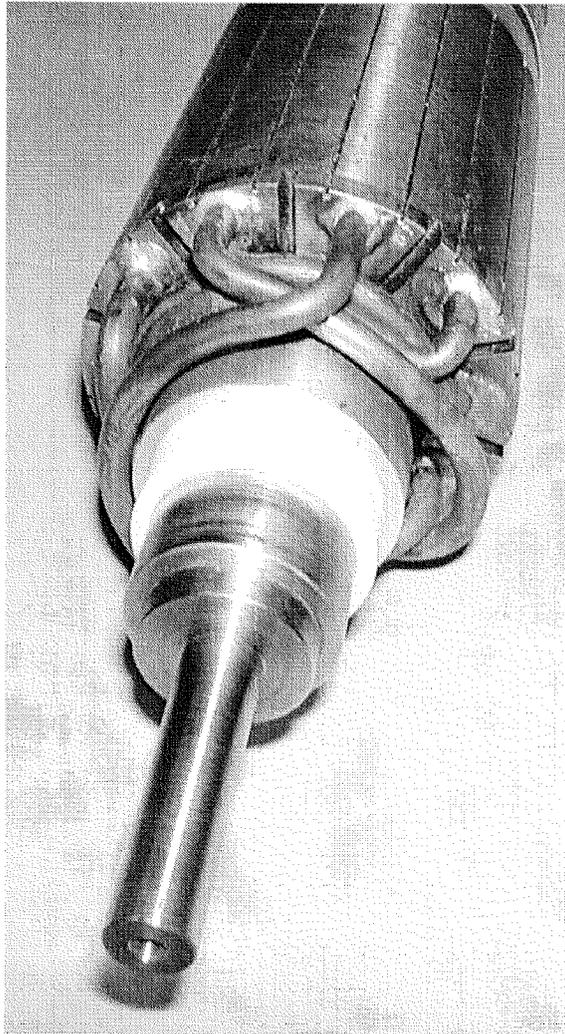


Abbildung 8.7: Käfigwicklung mit aufgetrenntem Ring und polselektiven Verbindungen der Stabgruppen.

Im Tragsystem steigt das Verhältnis der Rotorwiderstände mit steigender Rotorfrequenz an, was darauf zurückzuführen ist, dass in der polselektiven Wicklung die Stabwiderstände stärkeres Gewicht besitzen als in der Käfigwicklung und die Stromverdrängung im Nutbereich am grössten ausfällt. Aus dem gleichen Grund nimmt hingegen das Verhältnis zwischen den Streuinduktivitäten mit steigender Frequenz ab (s. Abb. 8.9).

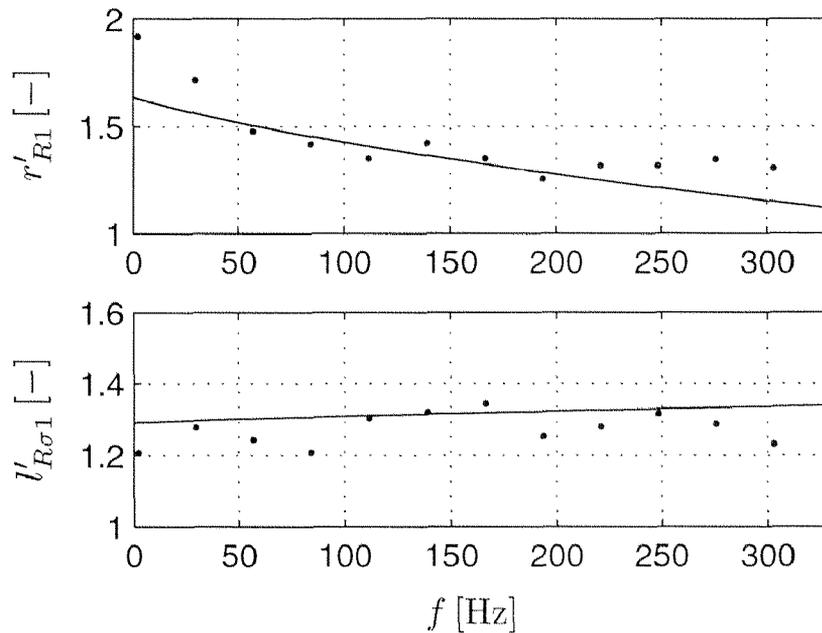


Abbildung 8.8: Änderung des Rotorwiderstands und der Rotorstreuinduktivität im polselektiven Käfig mit $p_1 = 1$ gegenüber der unbearbeiteten Käfigwicklung bei Speisung der zweipoligen Antriebswicklung. Vergleich zwischen den berechneten Werten (durchgezogene Kurve) und der Messung (punktiert).

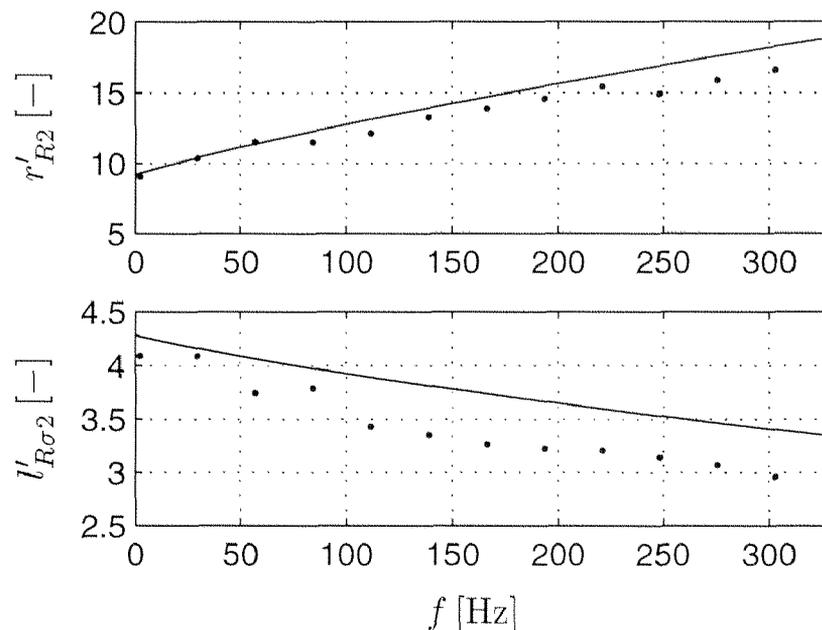


Abbildung 8.9: Änderung des Rotorwiderstands und der Rotorstreuinduktivität im polselektiven Käfig mit $p_1 = 1$ gegenüber der unbearbeiteten Käfigwicklung bei Speisung der vierpoligen Tragwicklung. Vergleich zwischen den berechneten Werten (durchgezogene Kurve) und der Messung (punktiert).

9

Schlussfolgerungen, Ausblick

In einer elektrischen Maschine können durch Kombination von zwei Feld- und Wicklungssystemen benachbarter Polpaarzahlen sowohl ein Drehmoment als auch Querkräfte aufgebracht und gesteuert werden. Im unteren Leistungsbereich kommen als Antrieb die Induktionsmaschine, die permanenterregte Synchronmaschine, die Reluktanz-Synchronmaschine und die bürstenlose Gleichstrommaschine in Frage, die Switched Reluctance Machine fällt, soweit untersucht, aufgrund der bei gewissen Rotorpositionen beinahe verschwindenden Querkraft ausser Betracht. Bei den permanenterregten Synchronmaschinen zeichnet sich die aufwändigere Variante mit eingelassenen Magneten bei gleichem Tragstrom durch wesentlich höhere Querkräfte als die Maschine mit Oberflächenmagneten aus. Diese besitzt allerdings einen komplizierteren Aufbau und gleichzeitig einen deutlich erhöhten Störkraftanteil, der in der Tragkraftregelung modelliert werden muss. Die Reluktanzmaschine besitzt zwar die einfachste und kompakteste Rotorkonstruktion, der Durchflutungsbedarf des Tragfeldes variiert aber mit der Rotorposition. Es bedarf der Realisierung komplizierter Modelle, welche dies berücksichtigen und eine Entkopplung zwischen der Drehmoment- und der Querkraftregelung vornehmen. Zudem fallen die Querkräfte und das Drehmoment bei gleicher Baugrösse und gleichen Statornut-Querschnitten wesentlich geringer aus als bei den anderen zur Auswahl stehenden Drehfeldmaschinen.

Der schwerwiegendste Nachteil der Querkraft-Induktionsmaschine liegt darin, dass beim Einsatz eines Käfigläufers schon im tiefen Drehzahlbereich ein ungewollter Anstieg des Tragstromes erfolgt, der vollumfänglich in den Rotorkreis fliesst und dort ein Drehmoment sowie Verlustwärme verursacht. Als Alternative zur Käfigwicklung bietet sich die mit der Polpaarzahl des Antriebs ausgeführte Kurzschlusswicklung an. Bei zweipoligem Antrieb und vierpoli-

gem Tragsystem kommt als weitere Variante die polselektive Käfigwicklung hinzu, welche auf der einen Seite des Aktivteils mehrere Rotorstabgruppen über isolierte Käfigringe miteinander verbindet und auf der anderen Seite wie eine normale Käfigwicklung gestaltet ist. Durch diese Wicklung wird die Rotorimpedanz des Antriebssystems kaum verändert, während die tragseitige Rotorimpedanz stark vergrößert wird. Sofern die Aufteilung der Rotorstäbe im Wickelkopf auf eine genügende Anzahl Ringe erfolgt, bleibt der Anstieg des Tragstromes in einem tolerierbaren Bereich.

In der Induktionsmaschine müssen zwei Statorwicklungen auf die Nuten verteilt werden. Um aufzuzeigen, welche Einschränkungen hierbei bestehen, wurde der Einfluss der Wicklungsverteilung auf die Querkraft ermittelt. Weil die einzelnen Strangleiter über die Streufelder gekoppelt sind, kann die gegenseitige Beeinflussung der Systeme nur ausgeschlossen werden, wenn die Wicklungen geeignet auf die Nuten und Nutlagen verteilt werden. Unter gewissen Einschränkungen darf die Tragwicklung mit gebrochener Nutzahl pro Pol und Strang ausgeführt werden.

Die lateralen Kräfte steigen proportional mit der Rotoroberfläche, das Drehmoment aber mit dem Volumen. Aus diesem Grund ist die Maschine mit einem möglichst grossen Längen/Durchmesser-Verhältnis auszuführen. Bei der magnetischen Auslegung läuft das Bestreben dahin, die dem Antrieb zur Verfügung stehende Luftspaltflussdichte zu maximieren. Da das Produkt aus den Spitzenwerten von Antriebs- und Tragflussdichte in die Querkraft eingeht, sollte die Maschine eher mit hoher Flussdichte als mit hohen Strombelägen ausgeführt werden, was den zusätzlichen Vorteil birgt, dass die Streureaktanz der Antriebsmaschine sinkt und ein höheres Kippmoment resultiert. Gegenüber der Antriebswicklung resultiert für die Tragwicklung ein wesentlich geringerer Nutraumbedarf, was darauf zurückzuführen ist, dass der Tragstrom im Idealfall rein magnetisierend wirkt und keinen Wirkanteil enthält. Die Zahnbreite ist derart zu wählen, dass bei maximaler Querkraft keine nennenswerte Sättigung in den Zähnen entsteht. Einsetzende Jochsättigung wirkt sich nicht dermassen stark auf die Induktionsverteilung im Luftspalt aus und ist in geringem Masse zugelassen. Um die Maschine bei fehlendem Tragfluss nahe an der Jochsättigung betreiben zu können, muss die Polpaarzahl der Tragwicklung um eins grösser gewählt werden als die der Antriebswicklung.

Die angestellten Verlustbetrachtungen zeigen, dass die Wicklungsverluste und die Wirbelstromverluste im Eisen für das Antriebs- und das Tragsystem separat berechnet werden können. Bei der Berechnung der Ummagnetisierungsverluste in den Eisenteilen muss von den überlagerten Luftspaltfeldern ausgegangen werden, eine gesonderte Betrachtung würde auf zu grosse Werte führen.

Nicht vernachlässigbar sind die vom Tragfeld verursachten Rotoreisenverluste, da dessen Frequenz bezüglich des Rotors deutlich grösser ist als diejenige des Antriebsfeldes.

Die bei der Inbetriebnahme einer schnelllaufenden Versuchsmaschine aufgetretenen Phänomene bestätigen die theoretischen Betrachtungen. Der Tragstrom beim mit einer Kurzschlusswicklung ausgeführten Rotor bleibt über den gesamten Drehzahlbereich praktisch konstant, während er bei einer Käfigwicklung den in der Arbeit beschriebenen Anstieg aufweist. Für die vorgeschlagenen selektiven Käfigwicklungen wurden die theoretisch ermittelten Ersatzschaltbildparameter an einem Versuchsmodell verifiziert. Ein Rotor mit einseitiger Mehrfachring-Wicklung wurde hingegen weder aufgebaut noch in Betrieb genommen. Für die Unwuchtkompensation wurde auf eine einfache, in der Arbeit vorgestellte Methode zurückgegriffen.

In einem künftigen Schritt bleibt abzuklären, inwieweit die vorgestellten Rotorwicklungen konstruktiv, mechanisch und wirtschaftlich sinnvoll sind. Für den Einsatz in der Industrie muss neben der Ermittlung der technischen Machbarkeit auch eine Bewertung der Kostenseite eines Antriebssystems mit einer oder mehreren Querkraftmaschinen erfolgen. Weiter müssen Prototypen darüber Aufschluss geben, ob elektrische Maschinen mit integrierter Magnetlagerung Eingang in höhere Leistungs- und Drehzahlbereiche finden. Dies erfordert eine noch vorzunehmende detaillierte Untersuchung der Rotordynamik und die Weiterentwicklung der Regelungskonzepte hinsichtlich der Kopplungen zwischen Antriebs- und Tragsystem und der Dämpfung von Rotor-Eigenschwingungen.

Die Entwicklung der Leistungselektronik wird auch die Querkraftmaschinen nicht unbeeinflusst lassen. Die aktuelle Entwicklung auf dem Umrichtersektor lässt die Tendenz erkennen, dass die in den Motor integrierten Magnetlager gegenüber den aktiven Magnetlagern durch die künftigen Entwicklungen bevorteilt werden.

Sollte sich der Trend bezüglich Verfügbarkeit und Preis von Dauermagneten wie bis anhin fortsetzen, so werden auch diese vermehrt Eingang in Querkraftmaschinen finden. Somit müssten auch für die permanenterregten Querkraftmaschinen detaillierte Modelle erarbeitet werden.

Diese Arbeit liefert umfassende Hinweise zur Auslegung, Wicklungsgestaltung und Verlustberechnung von Induktionsmaschinen mit integrierter Magnetlagerung und beschreibt den Einfluss der Maschinenparameter auf das Drehmoment und die Querkräfte.

Seite Leer /
Blank leaf

Literaturverzeichnis

- [Alasuvanto / Jokinen 1990] Alasuvanto, T.; Jokinen, T. *Comparison of Four Different Permanent Magnet Rotor Constructions*. In *Proceedings of ICEM90*, S. 1034–1039, Cambridge, USA, 1990.
- [Alger 1995] Alger, Philipp L. *Induction Machines – Their Behavior and Uses*. Gordon & Breach Publishers, Basel, 1995.
- [Amrhein / Silber 1998] Amrhein, W.; Silber, S. *Single Phase PM Motor with Integrated Magnetic Bearing Unit*. In *Proceedings of ICEM98*, S. 1277–1281, Istanbul, 1998.
- [Andresen *et al.* 1989] Andresen, E. Ch.; Pfeiffer, R.; Werth, L. *Fundamentals for the Design of High Speed Induction Motor Drives with Transistor Inverter Supply*. In *Proceedings of EPE'89*, S. 823–828, Aachen, 1989.
- [Barletta 1998] Barletta, Natale. *Der lagerlose Scheibenmotor*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 12870, Zürich, 1998.
- [Bichsel 1990] Bichsel, Jürg. *Beiträge zum lagerlosen Elektromotor*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 9303, Zürich, 1990.
- [Bikle / Reichert 1998] Bikle, U.; Reichert, K. *Lateral Forces in a Bearingless Interior-Type Permanent-Magnet Synchronous Machine*. In *Proceedings of ICEM98*, S. 1156–1160, Istanbul, 1998.
- [Bissig 1990] Bissig, Hermann. *Analyse einer sechssträngigen stromrichter-gespeisten Synchronmaschine*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 9219, Zürich, 1990.
- [Blaschke 1972] Blaschke, F. *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine*. *Siemens Forschungs- u. Entwickl. Ber.*, 1(1/72), 1972.
- [Boldea 1996] Boldea, Ion. *Reluctance Synchronous Machines and Drives*. Clarendon Press, Oxford, 1996.

- [Chiba / Chida 1990] Chiba, A.; Chida, K. *Principles and Characteristics of a Reluctance Motor with Windings of Magnetic Bearing*. In *Proceedings of IPEC*, S. 919–926, Tokyo, April 1990.
- [Chiba *et al.* 1996a] Chiba, A.; Miyatake, R.; Hara, S.; Fukao, T. *Transfer Characteristics of Radial Force of Induction-Type Bearingless Motors with Four-Pole Rotor Circuits*. In *Proceedings of the Fifth International Symposium on Magnetic Bearings*, S. 319–325, Kanazawa, August 1996.
- [Chiba *et al.* 1996b] Chiba, A.; Onoya, S.; Kikuchi, T.; Ooshima, M.; Miyazawa, S.; Nakamura, F.; Fukao, T. *An Analyse of a Prototype Permanent-Magnet Bearingless Motor using Finite Element Method*. In *Proceedings of the Fifth International Symposium on Magnetic Bearings*, S. 351–356, Kanazawa, August 1996.
- [Dornau 1990] Dornau, Ulrich. *Berechnung und Messung der Stirnstreuung von Asynchronmaschinen mit Käfigläufer*. Dissertation, Universität Dortmund, Dortmund, 1990.
- [Egli 1987] Egli, Roland. *Über die Entwicklung eines interaktiven Systems zur numerischen Feldberechnung für Arbeitsplatzcomputer*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 8318, Zürich, 1987.
- [Gempp 1997] Gempp, Thomas. *Mechatronik einer lagerlosen Spaltröhrepumpe*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 12325, Zürich, 1997.
- [Hendershot / Miller 1994] Hendershot, J.R. Jr.; Miller, T.J.E. *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994.
- [Hermann 1973] Hermann, P. *Deutsche Patent-Offenlegungsschrift P 23 58 527.5-32*, 1973.
- [Hermann 1974] Hermann, P. *Deutsche Patent-Offenlegungsschrift P 24 57 084.1-32*, 1974.
- [Hermann 1975] Hermann, P. *Deutsche Patent-Offenlegungsschrift P 24 06 790.1-32*, 1975.
- [Ionel *et al.* 1997] Ionel, D.M.; Miller, T.J.E.; Demeter, E. *Design Considerations for PM Synchronous Motors for Flux Weakening Applications*. Cambridge, UK, September 1997.
- [Jenny / Wüest 1995] Jenny, Felix; Wüest, Dieter. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag AG, Zürich, Stuttgart, 1995.
- [Kenjo / Nagamori 1985] Kenjo, T.; Nagamori, S. *Permanent Magnet and Brushless DC Motors*. Clarendon Press, Oxford, 1985.

- [Klinger / Rechenberg 1999] Klinger, K.; Rechenberg, K. *Dielektrische Verluste in Drehstromasynchronmaschinen bei Wechselrichterbetrieb*. *ELEKTRIE*, 53(1-2): S. 7–15, 1999.
- [Krüger / Müller 1997] Krüger, E.; Müller, G. *Einfluss der Sättigung auf die magnetischen Leitwertparameter von Induktionsmaschinen*. *Archiv für Elektrotechnik*, 80: S. 183–189, 1997.
- [Küpfmüller 1990] Küpfmüller, Karl. *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*. Springer Verlag, Berlin, 1990.
- [Liang *et al.* 1995] Liang, F.; Novotny, D.W.; Fei, R.W.; Xu, X. *Selection of the Pole Number of Induction Machines for Variable Speed Applications*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2): S. 304–309, März 1995.
- [Michioka *et al.* 1996] Michioka, C.; Sakamoto, T.; Ichikawa, O.; Chiba, A.; Fukao, T. *A Decoupling Control Method of Reluctance Type Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5), September 1996.
- [Miller 1993] Miller, T.J.E. *Switched reluctance motors and their control*. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [Moynihan *et al.* 1998] Moynihan, J.F.; Egan, M.G.; Murphy, J.M.D. *Theoretical Spectra of Space-Vector-Modulated Waveforms*. *IEE Proceedings on Electrical Power Applications*, 145(1): S. 17–24, Januar 1998.
- [Nürnberg / Hanitsch 1987] Nürnberg, Werner; Hanitsch, Rolf. *Die Prüfung elektrischer Maschinen*. Springer Verlag, Berlin, 1987.
- [Ooshima *et al.* 1996a] Ooshima, M.; ; Chiba, A.; Fukao, T.; Rahman, M.A. *Design and Analysis of Permanent Magnet-Type Bearingless Motors*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(2): S. 292–299, April 1996.
- [Ooshima *et al.* 1996b] Ooshima, M.; Miyazawa, S.; Deido, T.; Chiba, A.; Nakamura, F.; Fukao, T. *Characteristics of a Permanent Magnet Type Bearingless Motor*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(2): S. 363–369, März 1996.
- [Pasquarella 1993] Pasquarella, G. *Über die Entwicklung einer schnelllaufenden Asynchronmaschine für magnetgelagerte Hochgeschwindigkeits-Antriebe erhöhter Leistung*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 10452, Zürich, 1993.
- [Preston *et al.* 1995] Preston, M. A.; Lyons, J.P.F.; Richter, E.; Chung, K. *US Patent No. 5,424,595*, Juni 1995.

- [Pyrhönen 1991] Pyrhönen, Juha. *The high-speed induction motor*. Dissertation, Finnish Academy of Technology, Helsinki, 1991.
- [Schmitz 1934] Schmitz, T. *Die Wechselwirkung zwischen Wicklungen verschiedener Polzahl*. *ETZ*, 55(42), Oktober 1934.
- [Schüb 1993] Schüb, Reto. *Beiträge zur lagerlosen Asynchronmaschine*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 10417, Zürich, 1993.
- [Schuisky 1960] Schuisky, W. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Springer Verlag, Wien, 1960.
- [Schulze 1996] Schulze, Jens Oliver. *Dynamisches Modell der Querkraft-Asynchronmaschine*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 11607, Zürich, 1996.
- [Schweitzer *et al.* 1993] Schweitzer, G.; Traxler, A.; Bleuler, H. *Magnetlager*. Springer Verlag, Berlin, 1993.
- [Sequenz 1950] Sequenz, H. *Die Wicklungen elektrischer Maschinen*, Band 1. Springer Verlag, Wien, 1950.
- [Sequenz 1954] Sequenz, H. *Die Wicklungen elektrischer Maschinen*, Band 3. Springer Verlag, Wien, 1954.
- [Simonyi 1979] Simonyi, K. *Theoretische Elektrotechnik*. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1979.
- [Stemmler 1994] Stemmler, Herbert. *Leistungselektronische Systeme*. Vorlesungsskript, ETH Zürich, 1994.
- [Vogt 1996] Vogt, Karl. *Berechnung rotierender elektrischer Maschinen*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1996.
- [Weh 1968] Weh, Herbert. *Elektrische Netzwerke und Maschinen in Matrixdarstellung*. Hochschultaschenbücher-Verlag, Bibliographisches Institut, Mannheim/Zürich, 1968.
- [Zhang 1995] Zhang, Jing. *Power Amplifier for Active Magnetic Bearing*. Dissertation, ETH Zürich, Nr. 11406, Zürich, 1995.

Lebenslauf

Personalien

Name	Urs Bikle
Geburtsdatum und -ort	24. Juni 1969, Dornach SO
Bürgerort	Winterthur ZH
Zivilstand	verheiratet mit Béatrice Kirchhofer Bikle, Vater von zwei Kindern

Ausbildung

1976 – 1981	Primarschule Münchenstein BL
1981 – 1985	Sekundarschule Münchenstein BL
1985 – 1988	Gymnasium Münchenstein BL, Matura Typus B
1989 – 1995	Studium der Elektrotechnik an der ETH Zürich

Berufstätigkeit

Mai 1995 – August 1999	Assistent und wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der ETH Zürich
Seit September 1999	Anstellung als Entwicklungsprojektleiter bei ABB Industrie AG, Abt. IMD in Birr; Entwick- lung von Industriemaschinen