

Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technische Universität Ilmenau

von

Leandro G. Cravero

geb. am 29. Januar 1977
in Sunchales / Santa Fe / Argentinien

- | | |
|---|--|
| 1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. D. Oesingmann | Technische Universität Ilmenau. |
| 2. Gutachter: Dr.-Ing. T. Roschke | Saia-Burges Dresden GmbH. |
| 3. Gutachter: Dr.-Ing. A. Dietz | Siemens VDO Automotiv AG,
Würzburg. |

Tag der Einreichung: 26.09.2005

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 29.11.2005

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energiewandlung und Automatisierung der Technische Universität Ilmenau.

Bei dem Fachgebietsleiter, Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. D. Oesingmann, möchte ich mich für die Anregung zu dieser Arbeit, die andauernden Unterstützung und für seine Hilfsbereitschaft recht herzlich bedanken.

Den Mitarbeitern des Fachgebietes für Kleinmaschinen danke ich für ihre Unterstützung und die nette Zusammenarbeit. Ganz herzlich bedanke ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Günter Kesting, nicht nur für seine wertvollen Ratschläge und die fruchtbaren Diskussionen, die diese Arbeit stets förderten, sondern auch für seine Hilfe bei der inhaltlichen Gestaltung und sprachliche Abfassung der Arbeit. Weiterhin danke ich Herrn Dr.-Ing. R. Schuder und Herrn W. Wintzer für die Unterstützung bei dem Bau der Versuchsrichtung und bei der Durchführung der messtechnischen Untersuchungen.

Dank sagen möchte ich auch meiner Frau Mercedes für ihre ausdauernde Geduld und ihre moralische Unterstützung.

Ilmenau, im Sommer 2005

Leandro G. Cravero

Kurzfassung

Titel: Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung

Verfasser: Leandro G. Cravero

Umfang: 114 Seiten, 89 Abbildungen, 57 Literaturstellen

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technische Universität Ilmenau

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dauermagneterregten bürstenlosen Motoren in Innenläuferausführung, die mit oberflächenmontierten Magneten und Einzelzahnwicklung versehen sind.

Für dreisträngige Motoren werden die mit Einzelzahnwicklung in Abhängigkeit von Nut- und Polzahlen erreichbaren Wicklungsfaktoren untersucht und es wird vorgestellt, wie sich auf Basis der Lochzahl die entstehenden Wicklungen systematisieren lassen. In diesem Zusammenhang werden auch ausführliche Betrachtungen zum Auftreten von radialen Zugkräften angestellt.

Neben den für Elektromotoren stets gestellten Anforderungen, wie z.B. hohe Lebensdauern, Leistungsdichten und Wirkungsgraden sowie gute Regelbarkeit und Zuverlässigkeit, ist oft die Entwicklung eines schwingungsarmen Drehmoments erwünscht. Deshalb spielen Qualitätsfaktoren, wie Nutrastmomente (Drehmoment bei stromlosem Anker) oder stellungsabhängige Drehmomente (Drehmoment bei bestromtem Anker), eine wichtige Rolle. Diese werden im Rahmen der Arbeit in Abhängigkeit von den Nut- und Polzahlen, Geometrieparametern und Fertigungstoleranzen untersucht und es werden Verfahren vorgestellt, mit denen stellungsabhängige Drehmomente unterdrückt werden können.

Ein Schwerpunkt der Arbeit ist die Entwicklung eines Programms zum Entwurf von Elektromotoren. Das Programmpaket besteht aus vier Modulen: Berechnung des stationären magnetischen Feldes (I. Modul), Wicklungsberechnung (II. Modul), Untersuchung des dynamischen Verhaltens (III. Modul) und Nachrechnung bzw. Überprüfung mit einem FEM Programm (IV. Modul). Damit ist der Motorentwurf unter Berücksichtigung aller vorgegebenen Randbedingungen und gestellten Anforderungen möglich.

Die Treffsicherheit des Verfahrens wird durch statische und dynamische Untersuchungen an zwei unterschiedlichen Motoren, einer 12-nutigen, 8-poligen mit Einschichtwicklung und einer 9-nutigen, 8-poligen mit Zweischichtwicklung nachgewiesen.

Abstract

Title: Design, dimensioning and performance of low power brushless permanent-magnet motors

Author: Leandro G. Cravero

Content: 114 pages, 89 illustrations, 57 citations

**Department of Electrical Engineering and Information Technology,
Ilmenau Technical University**

The present work examines brushless permanent magnet motors with interior-rotor design, equipped with surface mounted magnets and concentrated windings.

For three-phase motors with concentrated windings a systematic method, based on the number of slots and poles, is proposed to determine the windings and the attainable winding factors. In this interrelationship, detailed observations are made to detect the appearance of radial forces.

In addition to the requirements that are always specified for brushless motors (like e.g. long-life operating cycle, sufficiently high power density and efficiency, as well as good controllability and reliability) it is often desired to develop a low vibration torque. Therefore quality factors, like cogging torque or ripple torque play an important role too. Within the frame of the present work these factors are analysed in respect to the number of slots and poles. Appropriate procedures these torques can be effectively suppressed by will also be presented as a result of the study.

One main focus on this work is to develop a software for the design of brushless permanent-magnet motors. This software package implements the following four modules: a solver for the stationary magnetic field (Module I), winding calculation (Module II), dynamic behaviour analysis (Module III) and a check calculation and verification with a FEM program (Module IV). The developed simulation tool makes it possible to design a motor with all predetermined boundary conditions and specified requirements taken into account.

The accuracy of this process is proven by both static and dynamic testing on two different motors, one 12-slot, 8-pole with single layer winding, and the other one 9-slot, 8-pole with double layer winding.

Inhaltverzeichnis

Formelzeichen und Indizes	X
1. Einleitung	1
1.1 Elektromaschinenbranche in Deutschland	1
1.2 Kommutator- oder Elektronikmotor	2
1.2.1 Technische Eigenschaften	2
1.2.2 Aktuelle und zukünftige Einsatzgebiete des Elektronikmotors	2
1.3 Überblick	4
2. Bürstenloser permanentmagneterregter Motor	5
2.1 Gegenüberstellung hartmagnetischer Werkstoffe	5
2.2 Ausführungsformen	7
2.2.1 Scheibenläufermotor	7
2.2.2 Innenläufermotor	8
2.2.3 Außenläufermotor	10
2.2.4 Nutzenlose Elektronikmotoren in Innen- und Außenläuferausführung	10
2.2.5 Gegenüberstellung der Ausführungsformen	11
2.3 Kommutierungs- und Ansteuerungsverfahren	12
2.3.1 Ansteuerungsverfahren	12
2.3.2 Motoren mit block- und sinusförmiger Kommutierung	13
2.4 Allgemeines zu den in Elektronikmotoren auftretenden Verluste	15
2.4.1 Verluste herrührend vom Erregerfeld	15
2.4.2 Verluste herrührend vom Ankerfeld	16
2.4.3 Mechanische Verluste	17
2.5 Vereinfachte Wicklungssysteme	18
2.5.1 Zweischichtwicklung	18
2.5.2 Einschichtwicklung	22
3. Wichtige Qualitätsfaktoren	24
3.1 Verfahren zur Verminderung des Nutrastmomentes	25
3.1.1 Anzahl der Nuten und Pole	26
3.1.2 Schrägung	30
3.1.3 Optimierung des Erregersystems	31

3.1.4	Optimierung des Ständerblechpakets	32
3.2	Stellungsabhängiges Drehmoment	35
4.	Entwurfsverfahren	39
4.1	Allgemeines zum Entwurfsverfahren	39
4.2	Analytische Berechnung des stationären magnetischen Feldes	40
4.2.1	Luftspaltinduktion herrührend vom Erregerfeld	45
4.2.2	Luftspaltinduktion herrührend vom Ankerfeld	47
4.2.3	Berücksichtigung der Nutung	48
4.2.4	Luftspalt- und Streuinduktivitäten	50
4.3	Überprüfung und Nachrechnung mit einem FEM-Programm	53
4.4	Wicklungsberechnung unter Berücksichtigung der geforderten Drehzahl- Drehmoment-Kennlinie	55
4.4.1	Allgemeines zur Wicklungsberechnung	55
4.4.2	Überprüfung der geforderten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie	57
4.5	Dynamische Simulation	58
4.5.1	Modellierung des Elektronikmotors ohne Berücksichtigung der Eisensättigung	58
4.5.1.1	Grundwellenmodell	59
4.5.1.2	Verbessertes Simulationsmodell	61
4.5.2	Modellierung des Elektronikmotors mit Berücksichtigung der Eisensättigung	62
4.5.3	Digitale Nachbildung der Regelung und des Wechselrichters	63
5.	Messtechnische Untersuchungen	65
5.1	Beschreibung des Versuchsstandes	65
5.2	Fremdantriebmessung	66
5.2.1	Polradspannungen	66
5.2.2	Mechanische Verluste und Ummagnetisierungsverluste beim stromlosen Anker	67
5.3	Messungen mit am Wechselrichter angeschlossenem Motor	67
5.3.1	Leerlaufverluste	67
5.3.2	Stationären Betriebskennlinien	68
5.3.3	Dynamische Verhalten	71
5.4	Gegenüberstellung der Versuchsmuster	74

6. Vergleich von Messung und Rechnung	76
6.1 Mechanische Verluste und Ummagnetisierungsverluste beim stromlosen Anker	76
6.2 Maschinenparameter und Betriebskennlinien	77
6.3 Dynamische Vorgänge	79
7. Zusammenfassung	82
8. Anhang	84
A1. Herleitung des Strangfaktors	84
A2. Technischen Daten der Versuchsmaschinen	88
A3. Vorgabewerte für die Berechnung der Ummagnetisierungsverluste	88
A4. Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetmaterial	89
A5. Gegenüberstellung der gemessenen und gerechneten dynamischen Vorgängen	91
9. Literaturverzeichnis	95
Lebenslauf	101

Formelzeichen und Indizes

Formelzeichen

A	magnetisches Vektorpotential
a	Ankerstrombelag
B	magnetische Induktion
b	Breite
D	Durchmesser, Dämpfungskoeffizient
d_n	Drahtdurchmesser
E	elektrische Feldstärke
f	Frequenz
$ggT [a,b]$	größter gemeinsamer Teiler von a und b
H	magnetische Feldstärke
h	Höhe
I, i	Strom
J	Trägheitsmoment
J_{cu}	Stromdichte
k_1, k_2, k_3	Konstanten für die Berechnung des Strangsfaktors
k_c	Carterscher Faktor
k_D	Verhältnis zwischen dem Außendurchmesser des Ständers und dem Außendurchmesser des Läufers
k_M	Drehmomentkonstante
k_n	Drehzahlkonstante
L	Induktivität
l_i	ideale Länge
l_w	mittlere Windungslänge
m	Strangzahl, Masse
M	Drehmoment, Magnetisierung
M_H	Haltedrehmoment
N	Nutzahl
n	Nenner der Lochzahl, Drehzahl
n_p	Periodenanzahl des Nutrastmomentes pro Läuferumdrehung
p	Polpaarzahl
P	Leistung, Verluste

q	Lochzahl, komplexe Wellenzahl
R	Strangwiderstand
R, r	Radius
s	Laplaceoperator
s'	fiktive Nutschlitzbreite
t	Zeit, Zahl der Umläufe im Nutenspannungsstern
T	Temperatur
THD	Klirrfaktor
U, u	Spannung
U_z	Zwischenkreisspannung
v	Umfangsgeschwindigkeit
V	Volumen
W	Spulenweite, magnetische Energie
w	Windungszahl
X_L	Reaktanz
z	Zähler der Lochzahl
Z	Zahl der Zeiger im Nutenspannungsstern
α	Winkel zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zeigern im Nutenspannungsstern
α_{cu}	Temperaturkoeffizient des Kupfers
α_p	Polbedeckungsfaktor, geometrische Winkel einer Periode des Nutrastmoments
α_s	Verhältnis Nutöffnung zur Nutteilung
α_{sr}	Schrägungswinkel
α_z	Winkel zwischen nebeneinanderliegenden Zeigern im Nutenspannungsstern
β	Hilfsfunktion für die Berechnung der relativen Permeabilität des Luftspaltes
δ	Luftspaltlänge, Phasenverschiebung zwischen U_{eff} und U_{ind}
Γ	bezogene Ständerkoordinate
γ	bezogene Läuferkoordinate, Hilfsgröße für die Berechnung des Carterschen Faktors
η	Wirkungsgrad
ϑ	bezogene Verschiebung zwischen der Ständer- und der Läuferkoordinate
φ	Phasenverschiebung zwischen U_{eff} und I_{eff}
φ_{cu}	Kupferfüllfaktor
φ_m	magnetisches Skalarpotential

κ	elektrische Leitfähigkeit
λ	relativer Streuleitwert
$\tilde{\lambda}$	relative Permeabilität des Luftspaltes
μ	Permeabilität
μ_0	Permeabilität des leeren Raumes
ν	Ordnungszahl der Harmonischen
Θ	Durchflutung
ρ	spezifischer Widerstand
τ_{el}	elektrische Zeitkonstante
τ_{mech}	mechanische Zeitkonstante
τ_N	Nutteilung
τ_p	Polteilung
Ω	mechanische Winkelgeschwindigkeit
ω	elektrische Winkelgeschwindigkeit
ξ	Wicklungsfaktor
ξ_N	Nutslitzfaktor
ξ_{Se}	Sehnungsfaktor
ξ_{St}	Strangfaktor
ψ	Phasenverschiebung zwischen U_{ind} und I_{eff}
Ψ	verketteter Fluss

Indizes

0	Anfangswert
$9N$	9-nutiger Anker
$12N$	12-nutiger Anker
a	außen, Strangbezeichnung
An	Ansteuerung
$Anker$	Anker
auf	aufgenommen
b	Strangbezeichnung
c	Strangbezeichnung
d	Längsachse

<i>dc</i>	Gleichstrom
<i>eff</i>	Effektivwert
<i>el</i>	elektrisch
<i>E</i>	Elektronik
<i>ES</i>	Einschichtwicklung
<i>Fe</i>	Eisen
<i>ind</i>	induziert
<i>L</i>	Läufer, Leerlauf
<i>Lj</i>	Läuferjoch
<i>M</i>	Motor
<i>max</i>	maximaler Wert
<i>mech</i>	mechanisch
<i>min</i>	minimaler Wert
<i>n</i>	Normalkomponente
<i>N</i>	Nut
<i>Ns</i>	Nutschlitz
<i>Nut</i>	Nutrastmoment
<i>Pl</i>	Pollücke
<i>PM</i>	Permanentmagnet
<i>pp</i>	Spitze-Spitze-Wert
<i>q</i>	Querachse
<i>Rb</i>	Reibung
<i>sp</i>	Spule
<i>St</i>	Ständer
<i>Sti</i>	Ständerbohrung
<i>Stj</i>	Ständerjoch
<i>Str</i>	Strang
<i>t</i>	Tangentialkomponente
<i>W</i>	Wicklung, Welligkeit des Drehmoments
<i>Wk</i>	Wicklungskopf
<i>WR</i>	Wechselrichter
<i>Z, z</i>	Zahn
<i>zu</i>	zugeführt
<i>ZS</i>	Zweischichtwicklung

δ	Luftspalt
ν	Ordnungszahl der Harmonischen
σ	Streuanteil

Hochgestellte Zeichen

\wedge	Kennzeichnung einer Amplitude
$\acute{}$	Kennzeichnung korrigierter Größe
$\bar{}$	Kennzeichnung eines zeitlichen Mittelwertes

1. Einleitung

1.1 Elektromaschinenbranche in Deutschland

Die Elektromaschinenbranche in Deutschland besteht aus ca. 130 Firmen mit etwa 45.000 Beschäftigten. Nach einer Statistik des Verbandes Elektrotechnik- und Elektronikindustrie (ZVEI) erreichte sie im Jahr 2003 einen Jahresumsatz von rund 7,5 Milliarden Euro (siehe Bild 1.1). Dies sind nahezu 50% des europäischen Marktes. Die Produktgruppe Kleinmotoren ist mit 30% als größte Einzelsparte ausgewiesen. Sie umfasst alle Elektromotoren im Leistungsbereich bis etwa 1 kW. Für 2003 prognostizierte eine von Frost & Sullivan im Jahr 2000 durchgeführte Studie den Umsatz der in Deutschland hergestellten Kleinmaschinen auf 2.340 Mio. € Das entspricht nahezu den vom ZVEI für 2003 angegebenen Zahlen. Diese Studie sah außerdem für 2006 einen Umsatz von 2.540 Mio. € voraus, was eine Steigerung um mehr als 8,5% innerhalb von drei Jahren bedeuten würde.

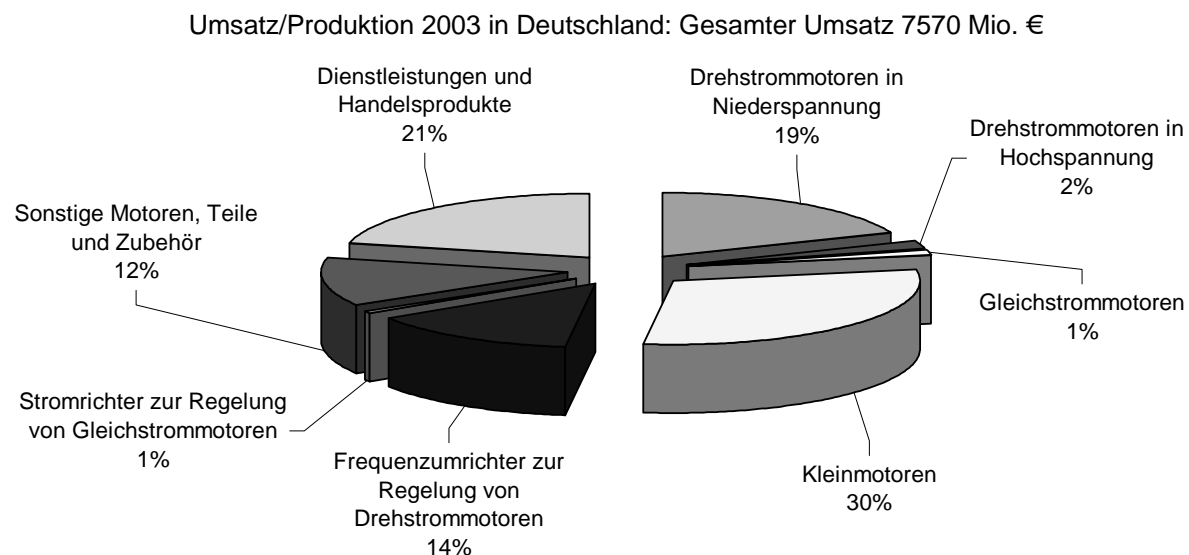


Bild 1.1: Jahresumsatz der deutschen Elektromaschinenbranche

Die Einsatzgebiete der Kleinmotoren reichen von Geräten des täglichen Bedarfs, von Spielzeugen und Haushaltsgeräten, bis zu industriellen Servoantrieben. Handgeführte Elektrowerkzeuge und Hilfsantriebe in Kraftfahrzeugen stellen einen erheblichen Anteil dar.

Die mit Permanentmagneten ausgestatteten Gleichstrommotoren, ausgeführt als Kommutatormotoren oder als Elektronikmotoren, machen 50% des Gesamtumsatzes der Kleinmaschinen aus. Überwiegend durch deren zunehmenden Einsatz in der Automobilindustrie wird eine Umsatzsteigerung erwartet.

1.2 Kommutatormotor oder Elektronikmotor

Die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eines Elektronikmotors lässt sich, wie das Nebenschlussverhalten einer Kommutatormaschine, durch eine lineare Beziehung beschreiben. Sie entspricht der einer dauermagneterregten Gleichstrommaschine, die deshalb der stärkste Konkurrent des Elektronikmotors ist. Im Prinzip können die Kommutatormotoren in allen Anwendungsfällen durch Elektronikmotoren ersetzt werden. Deshalb ist sowohl eine Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile als auch eine Bewertung der beiden Motoren erforderlich.

1.2.1 Technische Eigenschaften

Der als Elektronikmotor bezeichnete bürstenlose dauermagneterregte Motor besitzt einen Läufer mit Permanentmagneten und im Ständer ein m-strängiges Wicklungssystem. Die Einspeisung der Strangströme erfolgt durch einen Wechselrichter, der je nach Ansteuerungsverfahren block- oder sinusförmige Spannungen bzw. Ströme erzeugt. Die Vorteile des Elektronikmotors gegenüber dem Kommutatormotor sind nachfolgend zusammengefasst:

- Der Elektronikmotor besitzt keinen mechanischen Kommutator. Damit entfallen die mit dem Kontaktsystem Bürste / Kommutator verbundenen Probleme:
 - Die Lebensdauer, die bei Kommutatormotoren meist durch den Verschleiß des Kontaktsystems begrenzt ist, ist größer (praktisch nur von den Lagern begrenzt).
 - Verschmutzung durch Bürstenabrieb tritt nicht auf.
 - Geräusche, die vom Lauf der Bürsten herrühren, können nicht entstehen.
- In der Ausführung mit Innenläufer kann wegen der günstigeren Möglichkeit der Wärmeabführung von der Ankerwicklung eine höhere Leistungsdichte erreicht werden.
- Der Elektronikmotor kann auch vorteilhaft als Außenläufer z.B. für Anwendungen in Ventilatoren ausgeführt werden.
- Die zur Einspeisung der Strangströme stets erforderliche Elektronik ermöglicht geregelten Betrieb, wodurch einerseits die Dynamik des Systems verbessert wird und andererseits Betrieb im Stillstand durchführbar ist.

Die Elektronik zur Ansteuerung der Ständerwicklung bedingt durch die damit verbundenen höheren Kosten auch den wichtigsten Nachteil des Elektronikmotors gegenüber dem Kommutatormotor.

Elektronikmotoren in Innenläuferausführung mit an der Läuferoberfläche aufgeklebten Magneten erfordern i. allg. zusätzlichen Aufwand zur Befestigung der Magnete. Glas- oder Kohlefaserverbandagen nehmen die auftretenden Fliehkräfte auf und stellen einen bedeutenden Kostenfaktor in der Fertigung dar.

1.2.2 Aktuelle und zukünftige Einsatzgebiete des Elektronikmotors

Oft ist die geforderte Lebensdauer ausschlaggebend für den Einsatz der Elektronikmotoren. Immer häufiger werden sie auch eingesetzt, wo eine große Leistungsdichte gefordert wird und gleichzeitig hohe Anforderungen bezüglich Gleichlauf, Geräusch, Dynamik, Wirkungsgrad und Drehzahlstellbereich vorliegen.

Die derzeit wichtigsten Einsatzgebiete kleiner Elektronikmotoren sind:

- Industrielle Automation (Servomotoren)
- Computerindustrie
- Kfz-Industrie
- Medizintechnik.

In der Computertechnik hat sich der Elektronikmotor (in Außenläuferausführung) als Antrieb für Festplatten und Lüfter durchgesetzt. An diesen Motoren werden hohe Anforderung bezüglich Gleichlauf und Geräusche gestellt.

Dank der hohen erreichbaren Dynamik, vor allem mit Innenläufer, findet der Elektronikmotor als Servomotor immer häufiger Anwendung in der Industrie.

In den Handwerkzeugen und Haushaltgeräten wird die geforderte Lebensdauer meist durch den Einsatz der billiger zu fertigenden Kommutatormotoren erreicht. Unter der Voraussetzung dass die Preise vor allem der hochenergetischen Permanentmagnetwerkstoffe und der Elektronik deutlich sinken, werden auch hier Elektronikmotoren zukünftige Einsatzgebiete finden.

Mit dem Ziel, den Kraftstoffverbrauch und gleichzeitig die Schadstoffemissionen zu reduzieren, werden die Automobilhersteller dazu herausgefordert, die bisher direkt durch den Verbrennungsmotor und Hydraulikanlage übernommenen Funktionen im Fahrzeug durch Elektromotoren zu ersetzen. Beim Konzept des Hybrid-Antriebs arbeiten zwei elektronisch kommutierte Maschinen (eine als Motor und die andere als Generator) mit dem Verbrennungsmotor zusammen, der dann permanent im optimalen Arbeitsbereich betrieben werden kann. Aber Elektronikmotoren werden auch in der Zukunft andere Aufgaben im Fahrzeug übernehmen. Wasserpumpen z.B. werden vom Ottomotor getrennt und nur nach Bedarf von Elektronikmotoren angetrieben. Elektromotorische Aktuatoren werden die Lenkung unterstützen und für das Bremsen zuständig sein. Für diese Anwendungsfälle müssen aber die Motoren eine Reihe Anforderung erfüllen, wie z.B.:

- Geringes Nutrastmoment
- Geringe Drehmomentwelligkeit
- Hohe Dynamik
- Hoher Wirkungsgrad
- Kleines Bauvolumen
- Hohe Leistungsdichte
- Hohe Einsatztemperaturen
- Hohe Zuverlässigkeit
- Lange Lebensdauer.

Diese Anforderungen können nur mit dem Einsatz von Elektronikmotoren erreicht werden.

1.3 Überblick

Nach der vorangegangenen Diskussion ist anzunehmen, dass der Elektronikmotor dort eingesetzt wird, wo zugunsten aller mit seiner Anwendung verbundenen Vorteile die höheren Herstellungskosten in Kauf genommen werden können. Vor allem in der Automobilindustrie eröffnen sich neue Einsatzgebiete und damit werden ständig neue und hohe Anforderungen an diese Motoren gestellt.

Der Elektromaschinenbauer hat nun die schwierige Aufgabe, von vorgegebenen Randbedingungen ausgehend (wie z.B. maximales Bauvolumen, stellungsabhängiges Drehmoment, Zwischenkreisspannung, geforderte Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie, usw.) einen Motor zu entwerfen, der alle vorliegenden Anforderungen erfüllt. Beim direkten Einsatz der für die Auslegung elektrischer Maschinen verbreiteten FEM Programme können oft nicht alle Randbedingungen berücksichtigt werden. Für den ersten Entwurf besteht aber die Möglichkeit andere Programme auf Basis analytischer Berechnungen einzusetzen. Gegenüber FEM Programmen haben sie den Vorteil, dass sie, von vorgegebenen Randbedingungen ausgehend, innerhalb von wenigen Minuten einen ersten Entwurf liefern, der dann mit Hilfe eines FEM Programms nachgerechnet werden kann und sich nach bestimmten Gesichtspunkten optimieren lässt. Liegen hohe Anforderung bezüglich der Dynamik des Antriebes vor, dann ist das dynamische Verhalten der entworfenen Maschine zu überprüfen.

In der Praxis werden diese Etappen des Maschinenentwurfs mit von unterschiedlichen Herstellern vertretenden Programmen durchgeführt. Die Ergebnisse lassen sich oft nicht reibungslos zwischen den Programmen austauschen.

Ziel dieser Arbeit ist es, ein Programmpaket zu entwickeln, mit dem Elektronikmotoren kleiner Leistung und niedriger Drehzahlen (bis 5000 min^{-1}) unter einer einheitlichen Benutzeroberfläche entworfen werden können. Wenn eine Nachrechnung mittels FEM-Programm erforderlich ist, beschränkt sich der Datenaustausch auf die Eingabe der Geometriedaten in ein parametrisiertes Modell.

Im Kapitel 2 werden die heute zur Verfügung stehenden Magnetmaterialien gegenübergestellt und Hinweise für den je nach Anwendungsfall in Frage kommenden Magnetwerkstoff gegeben. Nach der Darstellung der typischen Ausführungsformen und der unterschiedlichen Regeltungsverfahren werden die auftretenden Verluste betrachtet. Da viele Elektronikmotoren, vor allem aus Kosten- bzw. Fertigungsgründen, mit Einzelzahnwicklung ausgeführt werden, wird in diesem Kapitel auch ausführlich auf die Wicklungen, bei denen die Spulenweite einer Nutteilung ($W = \tau_N$) entspricht, eingegangen.

Verfahren und Kriterien zur Reduzierung der stellungsabhängigen Drehmomente werden im Kapitel 3 aus Untersuchung des vom Motor entwickelten Drehmomentes abgeleitet und gegenübergestellt.

Das Programmpaket zum Entwurf dauermagneterregter bürstenloser Motoren in Innenläuferausführung wird im Kapitel 4 beschrieben. Die Treffsicherheit des Entwurfs wird experimentell an zwei Mustermotoren überprüft. Die durchgeführten Messungen werden im Kapitel 5 dokumentiert und den Berechnungen im Kapitel 6 gegenübergestellt.

2 Bürstenloser permanentmagneterregter Motor

2.1 Gegenüberstellung hartmagnetischer Werkstoffe

Beim Entwurf eines Elektronikmotors stellt sich in erster Linie die Frage, welches Dauermagnetmaterial eingesetzt werden soll. Die Auswahl des für die jeweilige Anwendung günstigsten Magnetwerkstoffes erfordert einen gründlichen Vergleich der technischen und ökonomischen Faktoren.

Die Einsatztemperatur oder die voraussichtliche maximale Umgebungstemperatur des Motors ist eine wichtige Randbedingung für die Magnetmaterialauswahl. Die von den Herstellern [55, 56, 57] empfohlenen maximalen Einsatztemperaturen (siehe Bild 2.1.a) stellen dafür eine Richtwert dar. Sie reichen von ca. 120 °C bei den kunststoffgebundenen Magneten bis zu 550 °C bei AlNiCo.

Wenn keine speziellen Anforderungen bezüglich der Arbeitstemperatur vorliegen, der Motor aber mit möglichst großer Leistungsdichte ausgeführt werden soll, ist die maximale Energiedichte der Magnete (siehe Bild 2.1.b) für die Materialauswahl entscheidend. Diese reicht von 17 kJ/m³ bei den kunststoffgebundenen Ferriten bis zum über 20-fachen bei NdFeB.

Häufig sind die Kosten der Magnete ein wesentlicher Teil der Gesamtkosten des Antriebes. Zwischen den in Frage kommenden Materialien bestehen auch in dieser Hinsicht große Unterschiede. Im Vergleich zu den teuersten, den SmCo-Magneten, betragen die Kosten für kunststoffgebundene Ferrite nur wenige Prozent (siehe Bild 2.1.c). Die relativ geringen Preise der Ferrite, etwa 1/10 der von NdFeB-Magneten, kann in manchen Fällen leicht zu der falschen Schlussfolgerung verleiten, dass mit dem Einsatz der Ferrite zwangsläufig ein preisgünstiger Motor zu bauen ist. Die vergleichsweise geringe Energiedichte der Ferrite erfordert ein größeres Bauvolumen und Gewicht und beeinflusst so die Gesamtkosten des Antriebs in die entgegengesetzte Richtung. Nur nach einem Vergleich aller beteiligten Komponenten ist zu entscheiden, mit welchem Magnetmaterial der kostengünstigste Motor gefertigt werden kann.

Im Bild 2.1 sind drei wesentliche Kenngrößen, der zulässige Temperaturbereich, die maximale Energiedichte und die relativen Kosten (bezogen auf die Preise von SmCo), für die derzeit zur Verfügung stehenden magnetischen Werkstoffe zusammengestellt.

Bild 2.2 enthält die wichtigsten Eigenschaften der Magnetwerkstoffe, es sind die verfügbaren Wertebereichen aufgenommen.

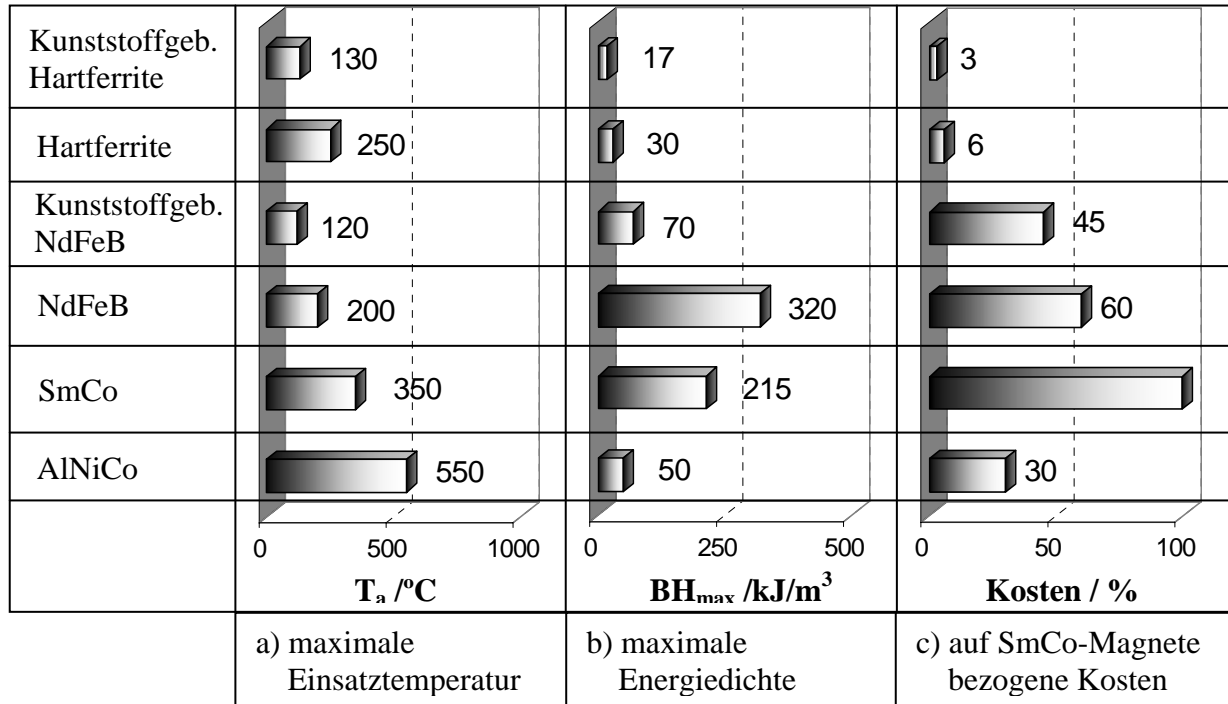


Bild 2.1: Magnetmaterialien. Balkendiagramme zum schnellen Vergleich der Eigenschaften

	$(BH)_{\text{max}}$	B_r	T_{kBr}	H_{cB}	T_{kHcJ}	Dichte
	kJ/m^3	T	$\%/K$	A/mm	$\%/K$	g/cm^3
kunststoffgeb. Hartferrite	4...20	0,15...0,3	-0,2	-100...-200	+0,3	3,3...3,7
Hartferrite	10...40	0,2...0,45	-0,2	-140...-250	+0,3	4,8...5
kunststoffgeb. NdFeB	30...80	0,5...0,65	-0,1...-0,15	-300...-450	-0,1...-0,4	4,8...6
NdFeB	200...400	0,9...1,3	-0,08...-0,1	-700...-1000	-0,5...-0,6	7,5...7,6
SmCo	150...300	0,8...1,2	-0,03...-0,04	-500...-900	-0,2...-0,25	8,2...8,3
AlNiCo	10...60	0,7...1,3	-0,02	-50...-150	-0,02	7,0...7,3

Bild 2.2: Werkstoffdaten der zur Verfügung stehenden Magnetmaterialien

Die maximal auftretende Ankerdurchflutung ist für die endgültige Auswahl des Magnetmaterials entscheidend, weil eine irreversible Entmagnetisierung der Magnete aufgrund der Ankerückwirkung verhindert werden muss. Dies bedeutet, der Arbeitspunkt auf der Entmagnetisierungskennlinie darf nicht über den Kniepunkt verschoben werden. Da die magnetischen Eigenschaften der hartmagnetischen Werkstoffe sich mit der Temperatur ändern, muss diese Überprüfung für den jeweils ungünstigsten Fall hinsichtlich der Temperatur durchgeführt werden.

2.2 Ausführungsformen

Eine Systematik der Ausführungsformen von Elektronikmotoren kann unter Berücksichtigung der Luftspaltorientierung relativ zur Motorachse und der Wicklungsausführung vorgenommen werden. Der Luftspalt ist senkrecht oder parallel zur Achse angeordnet, woraus sich die Bezeichnungen Axial- und Radialfeldmaschinen ableiten. Hinsichtlich der Wicklungsausführung sind Wicklungen in Nuten und nutenlose (freitragende) Wicklungen zu unterscheiden. Die Axialfeldmotoren besitzen in der Regel nutenlose Wicklungen und haben Scheibenläufer. Die Radialfeldtypen werden in zylindrischer Bauweise mit Innen- oder Außenläufern, mit genuteten oder ungenuteten Ständern, ausgeführt (siehe Bild 2.3).

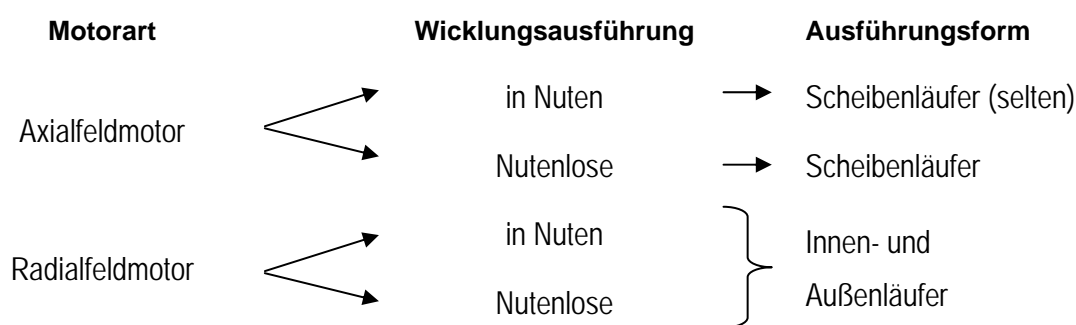


Bild 2.3: Unterscheidungskriterien der bürstenlosen dauermagneterregten Motoren

2.2.1 Scheibenläufermotor

Scheibenläufermotoren werden vor allem dort eingesetzt, wo ein kleines Längen-Durchmesser-Verhältnis erforderlich ist. Ein nutenloser Ständer (siehe Bild 2.4.a) besteht aus einer Leiterplatte, die gleichzeitig als Spulen- und Elektronikträger dient, und einem magnetischen Rückschluss. Dieser kann entweder mitrotieren oder er ist, um die Ummagnetisierungsverluste klein zu halten, aus Sintermaterial bzw. geblecht auszuführen. Nur für niedrige Drehzahlen und kleine Induktionen wird der Rückschluss aus massiven Eisen gefertigt.

Der Läufer setzt sich aus einer in axialer Richtung aufmagnetisierten Magnetscheibe (meist aus Ferrit oder kunststoffgebundenem NdFeB) und dem dazu gehörigen magnetischen Rückschluss zusammen. Da diese Motoren keine Nuten besitzen, treten keine Nutrastmomente auf. Darüber hinaus haben sie ein großes Trägheitsmoment. Deshalb sind Scheibenläufermotoren für Anwendungsfälle mit hohen Anforderungen an den Gleichlauf sehr geeignet (z.B. Audio- und Videogeräte). Nachteilig ist der große magnetisch wirksame Luftspalt, der zwangsläufig zu kleinen Leistungsdichten führt.

Für größere Leistungsdichte kommt ein genuteter (oder auch ungenuteter) Scheibenläufer zum Einsatz, der in der Regel mit Seltenerden-Magnetsegmenten versehen und als Doppelscheibenläufer mit Zwischenständer ausgeführt wird (siehe Bild 2.4.b). Dies hat den zusätzlichen Vorteil, dass die bei Einscheibenläuferausführung auftretenden axialen Zugkräfte entfallen. Die ungenutete Variante ist mit einer freitragenden Wicklung versehen, sodass sie auch für hohe Drehzahlen geeignet ist. Diesen Vorteilen stehen sowohl ein komplizierter Fertigungsprozess als auch eine schlechtere Wärmeableitung (da der Ständer zwischen zwei rotierenden Teilen sitzt) nachteilig gegenüber.

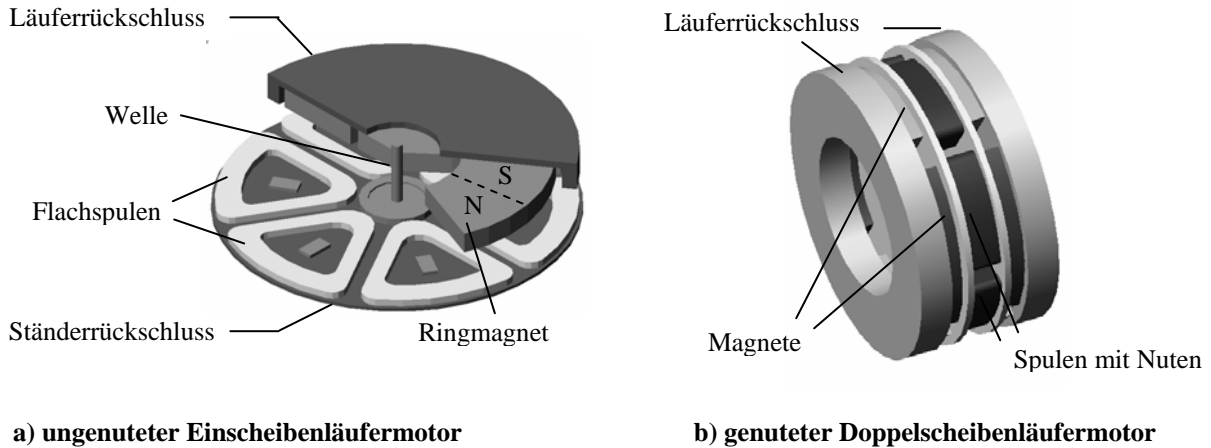


Bild 2.4: Elektronikmotoren in Scheibenläuferausführung

2.2.2 Innenläufermotor

Der Ständer eines Elektronikmotors in Innenläuferausführung ist mit einer m -strängigen Wicklung ausgestattet. Der Läufer trägt die zur Erregung der Maschine erforderlichen Permanentmagnete. Je nach Anwendungsfall können die Magnete unter anderem segment- oder ringförmig sein [1, 2]. Die Magnete werden entweder auf den Läuferückschluss geklebt oder in Aussparungen eingeschoben (siehe Bild 2.5). Rotoren mit eingebetteten Magneten haben gegenüber solchen mit oberflächenmontierten Magneten folgende technologische Vorteile:

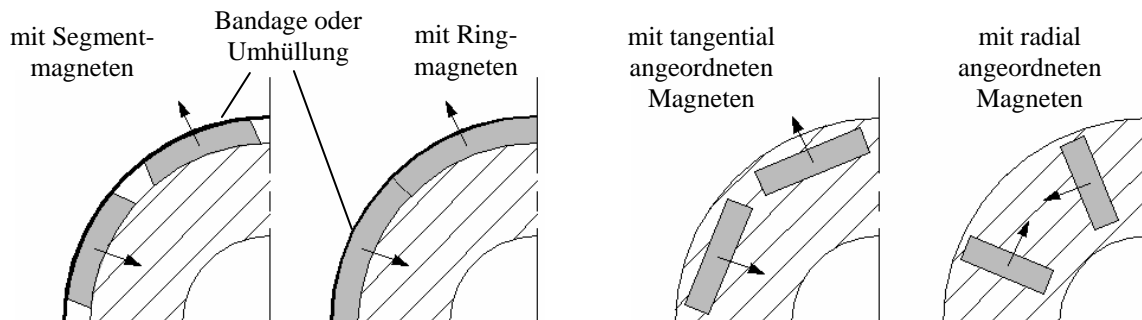
- Einfache Magnetformen, rechteckige Querschnitte
- Keine zusätzlichen Arbeitsschritte für die Befestigung der Magnete notwendig.

Bezüglich der Motoreigenschaften wirken sich die eingebetteten Magnete in

- höhere Leistungsdichte und
- höhere erreichbare Leerlaufdrehzahl beim Feldschwächungsbetrieb

als bei oberflächenmontierten Magneten aus.

Aufgrund der Läuferaussparungen treten bei Motoren mit eingebetteten Magneten Reluktanzdrehmomente auf, die in der Regel eine größere Welligkeit des Drehmomentes zur Folge haben.



a) oberflächenmontierte Magnete

b) eingebettete Magnete

Bild 2.5: Möglichkeiten zur Läuferfertigung

Mit dem Einsatz von Hochenergiemagneten (NdFeB, SmCo) erreichen Motoren in Innenläuferausführung hohe Energiedichten. Darüber hinaus können Innenläufermotoren mit einer schlanken Bauform (kleines Durchmesser-Längen-Verhältnis) gefertigt werden. Das ist vor allen dann erwünscht, wenn besonderer Wert auf die Dynamik des Antriebssystems gelegt wird.

Die Gestaltung der zu schneidenden Ständerbleche erfolgt unter Berücksichtigung der möglichst rationellen Wicklungsausführung mit der Forderung nach einem hohen Kupferfüllfaktor. Damit stehen die Blechschnittausführung, die Wickeltechnik und die Verschaltung der Wicklung in engem Zusammenhang. Im Bild 2.6 sind einige Beispiele gegenwärtiger Techniken zur Massenfertigung des Ständerblechpakets und der dazugehörigen Wicklung dargestellt. Sie sind wie folgt zu charakterisieren:

- Schnitt kompletter Ständerbleche in der endgültigen Form (siehe Bild 2.6.a)
 - Bewicklung mit Nadelwicklern
 - Große Nutschlitzte erforderlich
- Schnitt ganzer Ständerbleche in abgewickelter Form, die nach der Bewicklung zum kompletten Ständer umgeformt werden (siehe Bild 2.6.b)
 - Bewicklung mit Nadelwicklern oder Flyern
 - Kleine Nutschlitzte möglich
- Schnitt von Teilen der Ständerbleche und einzelner Zähne, die nach der Bewicklung zusammengesetzt werden (siehe Bild 2.6.c und d)
 - Direktbewicklung einzelner Zähne mit Spulenwickelmaschinen
 - Direktbewicklung mit Flyern
 - Einsatz vorgefertigter Spulen
 - Kleine Nutschlitzte oder geschlossene Nuten möglich

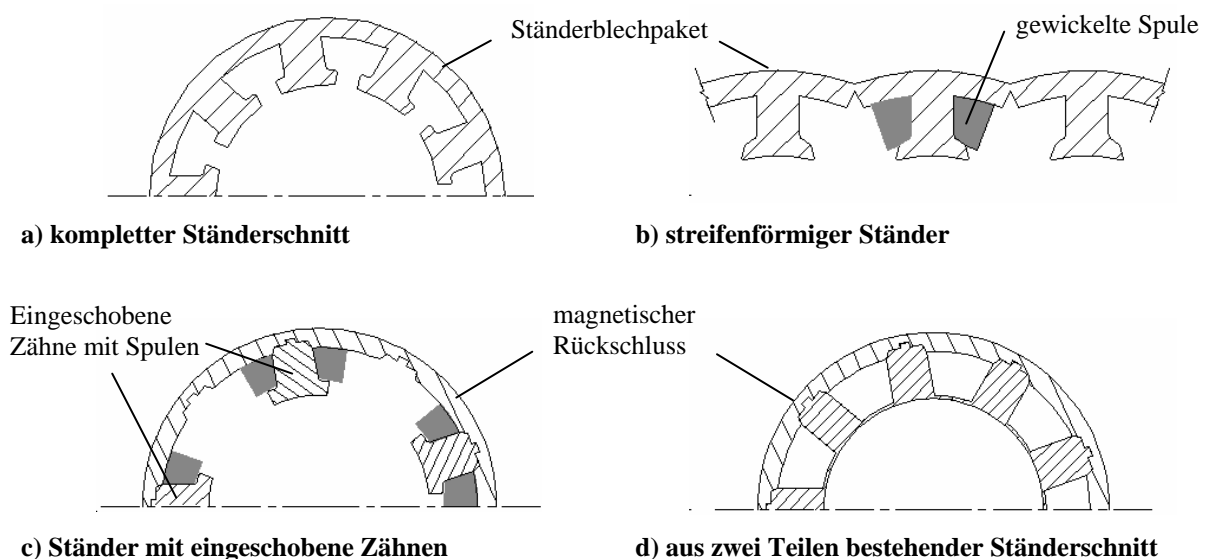


Bild 2.6: Möglichkeiten zur Vereinfachung der Ständerbewicklung

2.2.3 Außenläufermotor

Elektronikmotoren in Außenläuferausführung (siehe Bild 2.7) sind vor allem in der Computertechnik zu finden. Festplatten- und CD-Antriebe, Lüfter, usw. werden von Außenläufermotoren angetrieben. Sie besitzen wie die Elektronikmotoren mit Scheibenläufer ein großes Trägheitsmoment, das dazu beiträgt, Drehmoment- bzw. Drehzahlschwankungen zu unterdrücken. Im Vergleich mit diesen treten in Außenläufermotoren Nutrastrmomente auf, die aber wegen der höheren erreichbaren Leistungsdichte in Kauf genommen werden.

Vergleicht man Elektronikmotoren in Außen- und Innenläuferausführung, ergeben sich folgende Vorteile zugunsten des Außenläufers:

- Einfache Bewicklung des Ständers (mit Flyermaschinen)
- Kürzere Wicklungsköpfe
- Größere zur Verfügung stehende Fläche für Dauermagnete
- Keine Bandage für Magnete.

In Elektronikmotoren tritt bei kleinen Drehzahlen der größte Teil der Verluste in der Ständerwicklung auf. Aufgrund der schlechten Wärmeableitung von innen nach außen ist bei vergleichbaren Temperaturbedingungen die zulässige Stromdichte in Außenläufermotoren geringer als in Motoren mit Innenläufern. Außerdem gestaltet sich das Auswuchten des rotierenden Teils komplizierter.

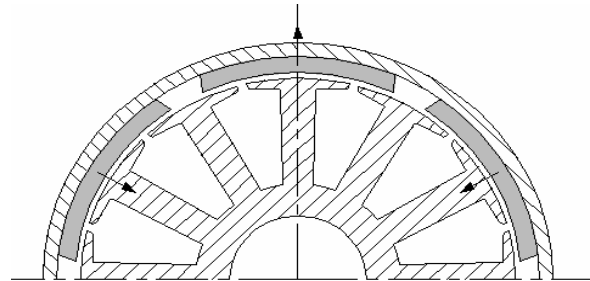
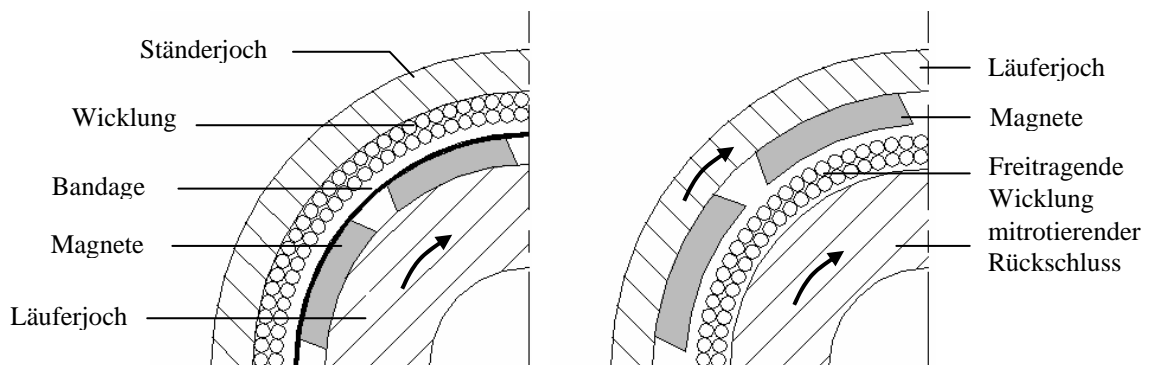


Bild 2.7: Schnitt eines Außenläufermotors

2.2.4 Nutzenlose Elektronikmotoren in Innen- und Außenläuferausführung

Eine schematische Darstellung von nutzenlosen Elektronikmotoren sowohl mit Innen- als auch mit Außenläufer ist im Bild 2.8 zu sehen. Der rotierende Teil besteht aus einem massiven (bei Außenläufer) bzw. geblechten (bei Innenläufer) Rückschluss und den darauf aufgeklebten Magneten. Die freitragende Wicklung ist zwischen der Magnetoberfläche und einem magnetischen Rückschluss angebracht. In Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Anwendungsfall kann der Rückschluss mit dem Läufer rotieren oder feststehend sein. Im letzteren Falle kann die Wicklung daran abgestützt werden.



a) mit Innenläufer

b) mit Außenläufer und mitrotierendem Rückschluss

Bild 2.8: Nutzenlose Ausführungen

Nutenlose Elektronikmotoren in Innen- oder Außenläuferausführung kommen wegen ihrer Vorteile

- keine Nutrastmomente,
- keine Reluktanzmomente,
- praktisch gar keine Wirbelstromverluste im Magnetmaterial,
- keine Ummagnetisierungsverluste in den Rückschlüssen bei der Variante mit mitrotierendem Rückschluss und
- kleine Wicklungsinduktivität

für Anwendungen zum Einsatz, bei denen hohe Anforderungen an einen glatten Drehmomentverlauf, vor allen bei sehr hohen Drehzahlen, erfüllt werden müssen. Sie können jedoch aufgrund des großen magnetisch wirksamen Luftspaltes und der nicht vorhandenen Zähne, die einen wichtigen Weg zur Ableitung der in der Wicklung entstehenden Wärme darstellen, nur eine sehr geringe Leistungsdichte erreichen.

2.2.5 Gegenüberstellung der Ausführungsformen

Im Bild 2.9 sind die Eigenschaften der unterschiedlichen Ausführungsformen zusammengefasst. In Abhängigkeit von den vorliegenden Anforderungen kann dieses Bild zu einer ersten Orientierung bei der Motorauswahl dienen.

Ausführungsform	Drehzahl		Leistungsdichte		M/J – Verhältnis ⁽¹⁾		Nutrastrmoment	
	Niedrig	Hoch	Niedrig	Hoch	Niedrig	Hoch	Ja	Nein
Scheibenläufer	x		x		x			x
Innenläufer	x			x		x	x	
Außenläufer	x			x	x		x	
Nutenlose Innen- und Außenläufer		x	x		bauartabhängig			x

(1) Drehmoment/Trägheitsmoment-Verhältnis

Bild 2.9: Eigenschaften der unterschiedlichen Ausführungsformen

Wird z.B. für einen Antrieb eine niedrige Drehzahl und insbesondere ein konstantes Drehmoment gefordert, dann kommt ein Scheibenläufermotor in Frage. Wenn ein hohes Drehmoment bei geringem Bauvolumen und eine hohe Dynamik gefordert wird, dann ist aufgrund seines hohen Drehmoment-Trägheitsmoment-Verhältnisses und hoher Leistungsdichte ein Innenläufermotor geeignet. Für geringe Anforderungen an die Systemdynamik und ein relativ hohes Drehmoment sollte ein Außenläufermotor in Betracht gezogen werden. Wird eine sehr hohe Drehzahl bei gleichmäßigem Drehmoment gefordert, dann kann ein bürstenloser Permanentmagnetmotor mit nutenloser Wicklungsausführung eingesetzt werden.

2.3 Kommutierungs- und Ansteuerungsverfahren

Elektronikmotoren kleiner Leistung werden in der Praxis fast ausschließlich über einen geregelten Umrichter eingespeist, der block- oder sinusförmige Ströme bzw. Spannungen erzeugt [2, 4]. In der Regel wird der Wechselrichter entweder mit MOSFETs oder IGBTs ausgestattet, wobei die Wahl der eingesetzten Leistungshalbleiter vom Anwendungsfall abhängig ist. Im Vergleich zu IGBTs erlauben MOSFETs kürzere Schaltzeiten mit geringeren Schaltverlusten. Sie haben jedoch eine kleinere Sperrspannung. Deshalb werden MOSFETs im Niederspannungsbereich eingesetzt. Ab einigen hundert Volt und bei größeren Leistungen werden die Wechselrichter überwiegend mit IGBTs ausgestattet.

2.3.1 Ansteuerungsverfahren

Die zahlreichen Ansteuerungsverfahren können prinzipiell in zwei Gruppen zusammengefasst werden:

- Steuerung („open-loop“)
- Regelung („closed-loop“)

Im „*open-loop*“ Betrieb wird ein festes Verhältnis zwischen Drehzahl und Strangspannung zugrunde gelegt (sogenannte *Volt/Hertz Steuerung*). Mit steigenden Drehzahlen werden, entsprechend der vorgegebenen Beziehung, die Strangspannungen angesteuert, um die im Strang induzierte Spannung zu kompensieren und den vom Drehmoment bestimmten Strom einspeisen zu können [12]. Dieses Verfahren setzt eine genaue Kenntnis des Lastdrehmomentverlaufs voraus. Der einfache und billige Controller zählt zu den größten Vorteilen dieses Betriebsmodus. Folgende Nachteile sind aber zu verzeichnen:

- Das System kann auf eine Änderung des Lastdrehmoments bzw. der Systemparameter nur sehr begrenzt reagieren.
- Der Motor sollte mit einem Dämpferkäfig ausgestattet sein, um ungedämpfte Antworten auf dynamische Vorgänge zu vermeiden.
- Die Steuerung stellt einen „Ein-Quadrant-Controller“ dar, d.h. der Motor ist nicht in der Lage ein Bremsdrehmoment zu entwickeln.

Diese Nachteile können beseitigt werden - nicht ohne steigende Kosten -, wenn der Motor im „*closed loop*“ betrieben wird. Das Regelungsverfahren wird in Abhängigkeit von der Motorbauart und vom Anwendungsfall festgelegt und wird im folgenden Unterkapitel diskutiert. Im geregelten Betrieb ist die Messung und die Rückführung der Läuferposition zum Controller erforderlich. Das kann mit unterschiedlichen Messmethoden erfolgen, die in Abhängigkeit von der Maschinenbauart und dem Anwendungsfall gewählt werden können. Sie sind im Bild 2.10 zusammengefasst.

Messmethode	Physikalisches Messprinzip	Messelemente bzw. Messverfahren
Mit Sensoren	Optisch	→ Absolute oder inkrementale Lagegeber
	Magnetisch	→ Encoder oder Hallsensoren
Sensorlos	Elektrisch Passiv	→ Messung der Spannungen und/oder Ströme
	Elektrisch Aktiv	→ Einspeisung und Messung von Hilfssignalen

Bild 2.10: Läuferlage - Messmethode

Sowohl optische Lagegeber als auch magnetische Encoder werden dort eingesetzt, wo die genaue Erkennung der Läuferposition erforderlich ist (Maschinen mit sinusförmiger Kommutierung und Positionsregelung). Wenn nur eine vorgegebene Drehzahl konstant gehalten werden soll, sind billigere Hallensensoren ausreichend (Maschinen mit blockförmiger Kommutierung).

Aus Kosten- und Fertigungsgründen wird in bestimmten Anwendungsfällen auf die Verwendung der Sensoren verzichtet. Für die sensorlose Erfassung der Läuferposition gibt es zahlreiche Methoden, die von der Messung der induzierten Strangspannung (passive Methode) bis zur Einspeisung und Auswertung von hochfrequenten Spannungen bzw. Strömen (aktive Methode) reichen. Problematisch gestalten sich diese Verfahren bei Motoren mit oberflächemontierten Magneten (siehe Bild 2.5.a), wenn der Läufer vom Anker her gesehen mit einer glatten Oberfläche erscheint, d.h. wenn keine magnetische Unsymmetrie vorhanden ist. Auf die bei sensorloser Lageerfassung auftretenden Probleme wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter eingegangen. Einen Überblick über die bisher verwendeten Verfahren, sowie die damit verbundenen Vor- und Nachteile liefert [41].

2.3.2 Motoren mit block- und sinusförmiger Kommutierung

Die Leistungselektronikteile für dreisträngige block- oder sinusförmig kommutierte Elektromotoren unterscheiden sich kaum. Sie sind in der Regel mit einem pulsweitenmodulierten Wechselrichter ausgestattet (siehe Bild 2.11.a), der je nach Ansteuerungsverfahren rechteck- oder trapezförmige bzw. sinusförmige Spannungs- oder Stromverläufe erzeugt [26], sodass die Stränge in beiden Fällen mit Wechselgrößen eingespeist werden (siehe Bild 2.11.b - c). In Abhängigkeit vom Kommutierungsverfahren sind einerseits das Magnetsystem der Motoren unterschiedlich auszulegen und andererseits, wenn die Maschine im geregelten Betrieb arbeiten soll, die Positionsgeber zur Erfassung der Rotorlage auszuwählen.

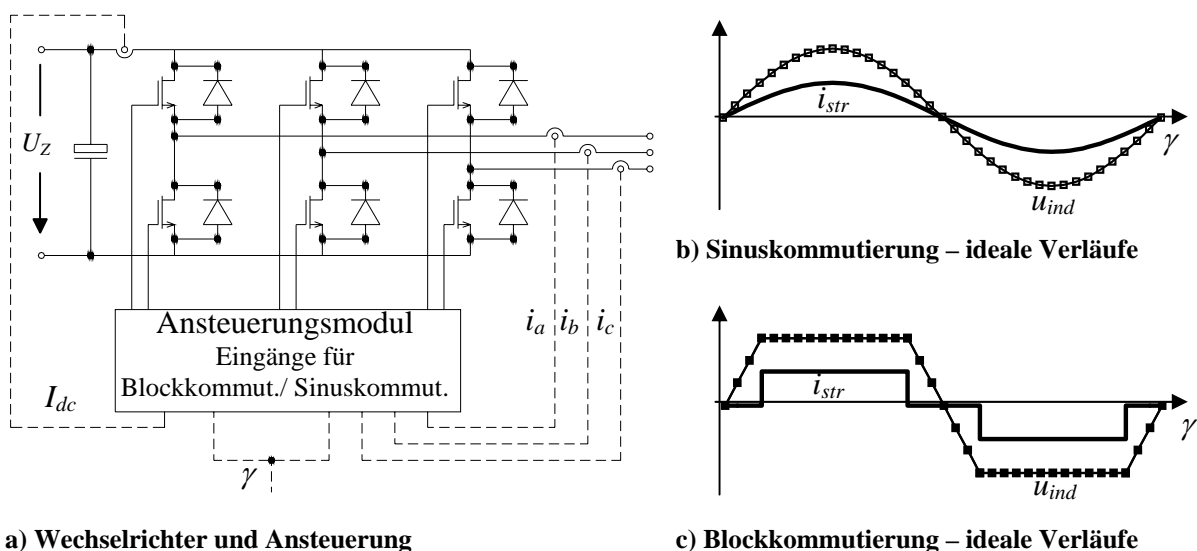


Bild 2.11: Schematische Darstellung des Wechselrichters und der idealen Verläufe der Stranggrößen

Ein sinusförmiger Verlauf der induzierten Spannung kann entweder durch eine entsprechende Wicklungsausführung oder durch eine erregfeldbedingte sinusförmige Induktionsverteilung im Luftspalt erreicht werden. Eine gesehnte, verteilte und eventuell geschrägte Strangwicklung ruft eine näherungsweise sinusförmige induzierte Spannung hervor. In Elektronikmotoren kleiner Leistung wird aber mehr Wert auf ein einfaches Bewicklungsverfahren (siehe Kap.2.5) gelegt. Deshalb wird mit parallel aufmagnetisierten und abgerundeten Magneten versucht, eine sinusförmige Luftspaltinduktion herrührend von den Permanentmagneten zu gewinnen. Durch entsprechende Ansteuerung des Wechselrichters kann die Maschine mit angenähert sinusförmigen Strömen eingespeist werden. Soll der Motor mit geregelter Kommutierung arbeiten, ist es notwendig, die drei Strangströme zu messen und einen Positionsgeber mit hoher Auflösung (Resolver, optischer Lagegeber) zu verwenden, um den Synchronlauf zwischen Strom und Rotorlage halten zu können.

Damit bei gegebenem Strom das maximale Drehmoment erreicht wird, müssen bei Motoren mit oberflächenmontierten Magneten die Strangströme in Phase mit den entsprechenden induzierten Spannungen eingespeist werden (siehe Bild 2.11.b). Dieses Funktionsprinzip wird in der für Elektronikmotoren sehr verbreiteten feldorientierten Regelung verwendet (siehe Kapitel 4.5). Bei Motoren mit eingebetteten Magneten wird eine Abweichung von der reinen feldorientierten Regelung eingeführt. Hierbei wird versucht, das durch die Läuferblechpaketausparungen verursachte Reluktanzdrehmoment mit dem Ziel zu nutzen, ein maximales Drehmoment/Strangstrom-Verhältnis zu gewinnen [12].

Die blockförmig kommutierten Motoren sind in der Regel mit oberflächenmontierten Magneten bestückt. Da ein idealer rechteck- bzw. trapezförmiger Verlauf der Luftspaltinduktion herrührend vom Erregfeld erforderlich ist (siehe Bild 2.11.c), werden die Magnete in radialer Richtung aufmagnetisiert.

Vorteile der blockförmigen gegenüber der sinusförmigen Kommutierung sind:

- Nur $6p$ Impulse pro Umdrehung sind erforderlich, um den Wechselrichter anzusteuern, sodass die Anforderung an die Auflösung des Positionsgebers niedriger ist (drei Hall-Sensoren sind ausreichend).
- Man braucht statt drei Strangströme nur den Strom auf der Gleichstromseite zu messen.
- Da immer nur zwei Stränge gleichzeitig leiten, besteht keine Gefahr, einen Kurzschluss zu verursachen. Deshalb kann die Verriegelungszeit, d.h. die Zeit zwischen dem Ausschalten eines Transistors und dem Einschalten des anderen zum selben Strang gehörenden Transistors, Null gesetzt werden.
- Der Controlleralgorithmus ist einfacher und übersichtlicher.

Trotz aller aufgelisteten Vorteile werden Motoren mit blockförmiger Kommutierung, aufgrund der größeren Welligkeit des Drehmomentes (siehe Kap. 3.2), nur dort eingesetzt, wo keine hohen Anforderungen an Gleichlauf- und Drehmomentschwankungen vorliegen.

2.4 Allgemeines zu den in Elektromotoren auftretenden Verlusten

Die gesamten in der Maschine auftretenden Verluste können in mechanisch bedingte (Reibungs- und Lüftungsverluste) und in vom Anker- bzw. Erregerfeld herrührende Verluste unterteilt werden [27].

Die vom Erregerfeld herrührenden Verluste werden von den Amplituden und Ordnungszahlen der Harmonischen des Polradfeldes bestimmt. Sie setzen sich aus den Hysterese- und Wirbelstromverlusten im Ständerblechpaket zusammen. Außerdem können die durch die Nutung bedingten Harmonischen des Luftspaltfeldes schon in Leerlauf Ummagnetisierungsverluste im Läuferückschluss und in den Magneten hervorrufen.

Die vom Ankerfeld herrührenden Verluste können in zwei Teile unterteilt werden:

- Verluste herrührend von sinusförmigen Strangströmen und
- Verluste herrührend von Oberwellen der Strangströme.

Die sinusförmigen Strangströmen verursachen die konventionellen Wicklungs- und Ummagnetisierungsverluste und darüber hinaus aufgrund der nicht rein sinusförmigen Luftspaltinduktionsverteilung auch Wirbelstromverluste im Magnetmaterial.

Die durch die Elektronik bedingten Harmonischen der Strangströme rufen zusätzliche Wicklungs- und Ummagnetisierungsverluste und zusätzliche Wirbelstromverluste im Magnetmaterial hervor.

Im Bild 2.12 sind die in der Maschine auftretenden Verluste zusammengefasst. Auf jeden Verlustanteil wird im folgenden eingegangen.

	Verluste herrührend vom Ankerfeld		Verluste herrührend vom Erregerfeld	Mechanische Verluste
	<i>Sinusförmige Strangströme</i>	<i>Oberwellen der Strangströme</i>		
Im Ständer	Ummagnetisierungsverluste und Wicklungsverluste	Zusätzliche Ummagnetisierungs- und Wicklungsverluste	Ummagnetisierungsverluste	
Im Läufer	Ummagnetisierungsverluste	Zusätzliche Ummagnetisierungsverluste	Ummagnetisierungsverluste	Reibungs- und Lüftungsverluste

Bild 2.12: Überblick über die Verlustanteile des bürstenlosen dauermagneterregten Motors

2.4.1 Verluste herrührend vom Erregerfeld

Die im Eisen vom Polradfeld herrührenden Ummagnetisierungsverluste setzen sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen. Sie lassen sich durch die in der Literatur [7] angegebene Gleichung (2.1)

$$P_{Fe} = \left[\sigma_h k_h \frac{f}{50 \text{ Hz}} + \sigma_{wb} k_{wb} k_{zwb} \left(\frac{f}{50 \text{ Hz}} \right)^2 \right] \left(\frac{\hat{B}}{T} \right)^2 m_{Fe} \quad (2.1)$$

näherungsweise bestimmen.

Diese Gleichung wird für Zahn- und Ständerjochbereiche abschnittsweise verwendet. Die gesamten Ummagnetisierungsverluste des Blechpakets ergeben sich als die Summe der so erhaltenen Verlustanteile.

Im Läuferjoch können nur die Harmonischen des Luftspaltflusses, die nicht der Polpaarzahl der Maschine entsprechen, Ummagnetisierungsverluste verursachen. Die Amplitude dieser Harmonischen sind in der Regel klein. Infolgedessen können die Ummagnetisierungsverluste im Läuferjoch, zumindest bei Motoren mit oberflächemontierten Magneten, vernachlässigt werden.

In der Gleichung (2.1) ist \hat{B} der in dem betrachteten Abschnitt herrschende Scheitelwert der Induktion und m_{Fe} die entsprechende Eisenmasse. Die Bezugswerte σ_h und σ_{wb} stellen die spezifischen Hysterese- bzw. Wirbelstromverluste bei einer Frequenz von 50 Hz und einer Induktion von 1 T dar. Mit den Zuschlagfaktoren k_h und k_{wb} werden eine Erhöhung der Hystereseverluste durch die Bearbeitung der Bleche bzw. die von einer unvollständigen Blechisolation herrührenden zusätzlichen Wirbelströme berücksichtigt.

Eine weitere Zunahme des Wirbelstromverlustanteils tritt durch höhere Harmonische des Polradfeldes auf und wird mit dem Zuschlagfaktor k_{zwb} berücksichtigt, der nach [7] durch

$$k_{zwb} = \frac{\sum (\nu \hat{B}_\nu)^2}{B^2} \quad (2.2)$$

ermittelt werden kann.

In den Magneten werden die durch die Nutung bedingten Hystereseverluste mit der Annahme konstanter reversibler Permeabilität der Magneten vernachlässigt. Die Wirbelstromverluste sind, unter anderem, eine Funktion des ausgewählten Magnetmaterials und können bei Hartferritmagneten aufgrund des hohen spezifischen elektrischen Widerstandes vom ca. $10^4 \Omega\text{m}$ [55] von vornherein vernachlässigt werden. Sie können aber eine größere Rolle spielen, wenn NdFeB-Magnete, deren spezifischer elektrischer Widerstand ca. $1,6 \times 10^{-6} \Omega\text{m}$ [55] beträgt, in Anwendungsfällen für hohe Drehzahlen eingesetzt werden.

Bei oberflächenmontierten Magneten erfordern hohe Drehzahlen eine dickere Bandage, die zum Schutz der Magneten gegen Fliehkräfte notwendig ist, was wiederum eine größere Luftspaltlänge bedeutet. Da eine größere Luftspaltlänge eine Verkleinerung der durch die Nutung herrührenden Einbrüche in der Luftspaltinduktion zur Folge hat und diese Einbrüche die Ursache für die Wirbelstrombildung in den Magneten ist, werden durch eine Vergrößerung der Luftspaltlänge die Wirbelstromverluste abgesenkt. Die analytische Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetmaterial ist im Anhang A4 enthalten.

2.4.2 Verluste herrührend vom Ankerfeld

Im Bild 2.12 werden die vom Ankerfeld herrührenden Verluste in einen vom rein sinusförmigen Stromverlauf bedingten und einen von den Oberwellen des Strangstromes verursachten Verlustanteil aufgespalten.

In Elektronikmotoren mit blockförmiger Kommutierung können die zusätzlichen Verluste wegen des rechteckigen Verlaufs der Strangströme eine große Rolle spielen. Bei sinusförmiger Kommutierung ist der Oberwellengehalt der Strangströme gering, sodass diese zusätzlichen Verluste ohne große Fehler vernachlässigt werden können.

Bei rein sinusförmigen Strangströmen können die Ummagnetisierungsverluste im Ständer und im Läuferjoch nach Gl.(2.1) berechnet werden. Die Wirbelstromverluste in den Magneten lassen sich ebenfalls durch die im Unterkapitel 2.4.1 enthaltene Diskussion nachvollziehen. Diese beiden Verlustanteile spielen aber nur eine untergeordnete Rolle, denn bei Elektronikmotoren sinkt mit steigender Belastung die Drehzahl, sodass hohe vom Ankerfeld hervorgerufene Induktionen nur bei kleinen Drehzahlen auftreten können bzw. bei hohen Drehzahlen die Induktionen im magnetischen Kreis, vom Ankerfeld herrührend, in einem ziemlich kleinen Bereich liegen.

Für die Berechnung der Wicklungsverluste gilt

$$P_W = mR_{Str} I_{eff}^2 \quad (2.3)$$

Der temperaturabhängige Strangwiderstand lässt sich nach [7] durch

$$R_{Str} = \frac{2pq}{a} w_{sp} \rho_{cu} \frac{4\bar{l}_w}{\pi d_n^2} (1 + \alpha_{cu} \Delta T) \quad (2.4)$$

berechnen, wobei

$a = 1$ für Zweischichtwicklung

$a = 2$ für Einschichtwicklung gilt.

Die mittlere Windungslänge kann näherungsweise durch

$$\bar{l}_w = 2 \left(l_i + b_z - 2r_{sp} + \pi \left(r_{sp} + \frac{b_{sp}}{2} \right) \right) \quad (2.5)$$

bestimmt werden, wobei r_{sp} der kleinste Radius zwischen Blechpaket und Wicklungskopf und b_{sp} die Spulenbreite ist. Die Berücksichtigung der Stromverdrängung ist nur bei Maschinen mit hohen Drehzahlen erforderlich.

2.4.3 Mechanische Verluste

Die analytische Berechnung der durch Luft- und Lagerreibung bedingten Verluste ist von vielen Parameter abhängig. Die Wahl bzw. die Einschätzung aller diesen beteiligten Faktoren ist mit einem großen Aufwand und Unsicherheiten verbunden. Eine gute Annäherung dieser Verlustanteile kann aber trotzdem nach [7] durch eine einfache Gleichung erreicht werden

$$P_{Rb} = k_{Rb} D_L (l_L + 0,6\tau_p) v_L^2, \quad (2.6)$$

worin D_L der Durchmesser, l_L die Länge und v_L die Umfangsgeschwindigkeit des Läuferkörpers sind. Der experimentell ermittelter Faktor k_{Rb} wird in Abhängigkeit von der Kühlungsart der Maschine gewählt und kann vom $k_{Rb} = 3 \text{ W s}^2/\text{m}^4$ bis zum $k_{Rb} = 15 \text{ W s}^2/\text{m}^4$ betragen.

2.5 Vereinfachte Wicklungssysteme

Die Wicklungen für Elektronikkleinmotoren in Innenläuferausführung werden vorrangig mit dem Wickelschritt $y = 1$ (Zahnspulenwicklungen, Einzelzahnbewicklung) ausgeführt. Sie haben im Vergleich zu verteilten Wicklungen folgende Vorteile:

- Kürzere Wickelköpfe
- Kleinere Wicklungsverluste
- Höhere Nutfüllfaktoren.

Sie bieten darüber hinaus für die Massenfertigung vielfältige Möglichkeiten, den Ständer (Ständerblechpaket + Wicklung) herzustellen (siehe Kap. 2.2.2). Zu ihren Nachteilen zählt das breite Amplitudenspektrum des vom Anker herrührenden Luftspaltfeldes, das sich aber durch eine geeignete Auswahl der Pol-Nutzahl-Kombination beeinflussen lässt.

Es werden sowohl Zweischicht- als auch Einschichtwicklungen ausgeführt. Eine Zweischichtwicklung liegt vor, wenn jeder Zahn bewickelt ist. In jeder Nut befinden sich zwei Spulenseiten. Wird nur jeder zweite Zahn bewickelt, dann liegt in jeder Nut nur eine Spulenseite und man kann unter diesem Gesichtspunkt von einer Einschichtwicklung sprechen. Allerdings sind auch diese Wicklungen in der Regel geseht. Oft bestehen erhebliche Unterschiede zwischen den bewickelten und den unbewickelten Zähnen, so dass auch deshalb die Verwendung der für die klassischen Ankerwicklungen geprägten Begriffe nicht stets ohne Einschränkung sinnvoll ist. Die möglichen Ausführungsvarianten sind bei der Einschichtwicklung deutlich eingeschränkt.

Für die bei Kleinmaschinen weitgehend etablierten dreisträngigen Wicklungen ($m = 3$) kommen nur durch drei teilbare Nutzahlen N in Frage, bei Einschichtwicklungen davon nur die geraden. Für die Lochzahl $q = \frac{N}{2pm}$ ergibt sich stets $q = \frac{z}{n} < 1$ (mit $z < n$) ein echter Bruch, worin Zähler z und Nenner n teilerfremd sind.

2.5.1 Zweischichtwicklungen

Zweischichtwicklungen entstehen, wenn in einer Nut zwei Spulenseiten liegen.

Wichtige Parameter für die Auswertung der Wicklung sind die Ordnungszahlen und die entsprechenden Wicklungsfaktoren jeder Harmonischen des erregenden Luftspaltfeldes.

Die Ordnungszahlen ν der auftretenden Harmonischen lassen sich nach [42] durch

$$\nu = p + \frac{6p}{n}g \quad \text{mit } g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.7)$$

berechnen.

Wenn keine Schrägung vorgesehen ist, setzt sich der Wicklungsfaktor aus dem Sehnungs- und dem Strangfaktor zusammen:

$$\xi_\nu = \xi_{Se\nu} \xi_{St\nu} \quad (2.8)$$

Der Sehnungsfaktor ergibt sich aus der harmonischen Analyse der Durchflutungsverteilung einer Einzelspule mit der Spulenweite $W = \tau_N$,

$$\xi_{Sev} = \left| \sin \left(v \frac{\pi}{N} \right) \right| \quad (2.9)$$

Der Strangfaktor kann i.a. aus der Betrachtung des Nutenspannungsterns [7] gewonnen werden. Erläuterungen zu seiner Herleitung sind dem Anhang A1 zu entnehmen. Im Abhängigkeit der Lochzahl $q = \frac{z}{n}$ wird der Strangfaktor der Hauptharmonische durch Gl.(2.10) berechnet.

$$\begin{array}{l}
 \begin{array}{l}
 z \text{ ungerade} \\
 \nearrow \\
 n \text{ gerade} \longrightarrow \\
 \searrow \\
 n \text{ ungerade} \longrightarrow
 \end{array} \\
 \\
 z \text{ gerade} \longrightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 \xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[1 + 2 \sum_{k_1=1,2,3\dots}^{k_1=\frac{1}{2}(z-1)} \cos k_1 \frac{\alpha_z}{2} \right] \\
 \\
 \xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[2 + 4 \sum_{k_1=1,2,3\dots}^{k_1=\frac{1}{2}(z-1)} \cos k_1 \alpha_z \right] \\
 \\
 \xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[4 \sum_{k_1=1,3,5\dots}^{k_1=z-1} \cos k_1 \frac{\alpha_z}{2} \right]
 \end{array} \quad (2.10)$$

wobei α_z der Winkel zwischen zwei nebeneinanderliegenden Zeigern ($\alpha_z = t360^\circ/N$) und t die Zahl der Umläufe im Nutenspannungstern ($t = ggT[N, p]$) sind.

Für $N = pm$, $N = \frac{pm}{2}$, $N = 2p \pm t$ und $N = 2p \pm 2t$ findet auch die für die Berechnung des Strangfaktors in [42] angegebene geschlossene Beziehung

$$\xi_{Stv} = \frac{\sin \left[\left(\frac{\pi}{2} - \frac{v\pi}{N} \right) \cdot z \right]}{z \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{v\pi}{N} \right)} \quad (2.11)$$

Anwendung.

Die für die Beurteilung der Maschinenausnutzung notwendigen Wicklungsfaktoren der Hauptharmonischen ($v = p$) lassen sich als eine Funktion der Lochzahl (q) darstellen (siehe Bild 2.13).

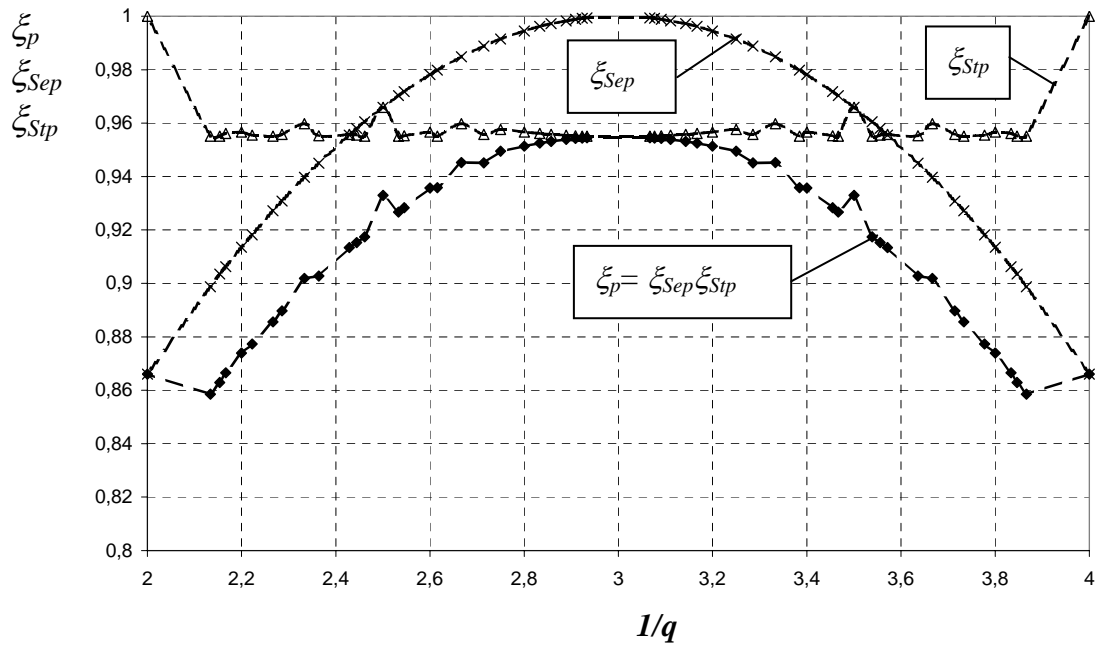


Bild 2.13: Wicklungsfaktoren der Hauptharmonischen als Funktion der Lochzahl

N/p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
3	1/2 0,866	1/4 0,866													
6		1/2 0,866	*	1/4 0,866											
9			1/2 0,866	3/8 0,945	3/10 0,945	1/4 0,866									
12				1/2 0,866	2/5 0,933	*	2/7 0,933	1/4 0,866							
15					1/2 0,866	x	5/14 0,951	5/16 0,951	x	1/4 0,866					
18						1/2 0,866	3/7 0,902	3/8 0,945	*	3/10 0,945	3/11 0,902	1/4 0,866			
21							1/2 0,866	7/16 0,89	x	1/20 0,953	7/22 0,953	x	7/26 0,89	1/4 0,866	
24								1/2 0,866	x	2/5 0,933	4/11 0,949	*	4/13 0,949	2/7 0,933	x
27									1/2 0,866	9/20 0,877	9/22 0,915	3/8 0,945	9/26 0,954	9/28 0,954	3/10 0,945
30										1/2 0,866	5/11 0,874	x	5/13 0,936	5/14 0,951	*

Bild 2.14: Dreisträngige Zweischichtzahnspulenwicklungen – Lochzahlen und Wicklungsfaktoren der Grundschwingung ($\nu=p$)

Für einen möglichst großen Wicklungsfaktor der Grundschwingung ($\xi_p \geq 0,866$) muss die Lochzahl zwischen

$$\frac{1}{4} \leq q \leq \frac{1}{2} \tag{2.12}$$

liegen. Dann ergibt sich mit $q = \frac{N}{2pm}$ für p der Bereich :

$$\frac{N}{m} \leq p \leq \frac{2N}{m} \quad (2.13)$$

Mit dieser Begrenzung sind im Bild 2.14 die unterschiedlichen Nut-Polzahlkombinationen mit den entsprechenden Lochzahlen und Wicklungsfaktoren der Grundschwingung zusammengestellt.

Für $m = 3$ lässt sich keine Durchmesserwicklung ($2p = N$) realisieren (Felder mit * in der Tabelle gekennzeichnet), weil dann der Winkel zwischen aufeinanderfolgenden Zeigern im Nutenspannungsstern $\alpha = p \frac{360^\circ}{N}$ stets $\alpha = 180^\circ$ betragen würde. Formell bedeutet dies eine

Verletzung der Symmetriebedingung [7], die fordert, dass die Phasenverschiebung zwischen den Strängen $\alpha_{Str} = \frac{360^\circ}{m}$, hier $\alpha_{Str} = 120^\circ$, ein ganzzahliges Vielfaches des Winkels zwi-

schen den Zeigern im Nutenspannungsstern sein muss. In den mit x gekennzeichneten Feldern haben n und m einen gemeinsamen Teiler, worin ebenfalls der Widerspruch zu der Symmetriebedingung (m und n müssen teilerfremd sein) zum Ausdruck kommt. Deshalb ist die Ausführung einer symmetrischen Wicklung auch hier nicht möglich.

Bei gleicher Nutzahl haben die Wicklungen mit der Spulenweite $W > \tau_p$ die gleiche Schaltung wie die entsprechenden Wicklungen mit $W < \tau_p$, aber mit vertauschter Phasenfolge. Daher kann das Bild 2.14 durch eine Symmetrielinie geteilt werden. Die einander entsprechenden Wicklungen haben die Polzahlen $2p = N \pm k$ mit $k = 1, 3, \dots, \frac{N}{3}$ für ungerade N bzw. $k = 2, 4, \dots, \frac{N}{3}$ für gerade N . Die Durchflutungsverteilungen haben deshalb für ein bestimmtes k die gleichen Harmonischen. Die für eine Polzahl interessierende Hauptwelle hat die Ordnungszahl p . Die Auslegung für die höhere Polzahl ist deshalb nicht sinnvoll, weil die Amplituden der in diesem Sinne zusammengehörenden höheren Harmonischen regelmäßig kleiner sind als die der niedrigeren. Deshalb erfolgt für die weiteren Betrachtungen die Beschränkung grundsätzlich auf Wicklungen mit $W < \tau_p$ bzw. $2p < N$. Damit ergeben sich in Abhängigkeit von der Nutzahl die Polzahlen

$$\frac{2N}{3} \leq 2p < N \quad (2.14)$$

oder als Funktion der Lochzahl

$$\frac{1}{3} < q \leq \frac{1}{2} \quad (2.15)$$

Mit der Lochzahl lassen sich die entstehenden Wicklungen systematisieren. Diese Systematik führt mit wachsender Polzahl alle Urwicklungen auf. Die erste Urwicklung mit $q = \frac{1}{2}$ tritt zum ersten Mal bei der mit $m = 3$ kleinsten ausführbaren Nutzahl $N = 3$ und $2p = 2$ auf. Alle ganzzahlige Vielfache von Nut- und Polzahlen ($N = 3t$ und $2p = 2t$) haben die gleiche Lochzahl und deren Wicklungen setzen sich aus t Urwicklungen mit $q = \frac{1}{2}$ zusammen, wobei t die Zahl der Umläufe im Nutenspannungsstern ($t = ggT[N, p]$) ist.

Ist der größte gemeinsame Teiler von Nut- und Polpaarzahl eins ($t = 1$), handelt es sich nach dieser Überlegung um eine Grund- bzw. Urwicklung. Die nächste Urwicklung mit $q = \frac{3}{8}$ tritt bei $N = 9$ und $2p = 8$ auf. Mit jeder nächst größeren Nutzahl können eine oder mehrere neue

Urwicklungen auftreten. Im Bereich bis $N = 30$ gibt es nach diesen Vereinbarungen 13 unterschiedliche Urwicklungen.

Eine weitere Straffung der Systematik kann erreicht werden, wenn die Variante mit 9 Nuten und 8 Polen als die Grundform der Zahnspulenwicklungen für alle Ausführungen, die die Bedingung $N = 2p \pm 1$ erfüllen, eingeführt wird. Ein Strang dieser Varianten besteht aus der Zusammenschaltung $z = N/m$ nebeneinanderliegender Spulen. Für diese Varianten ist der Wicklungsfaktor der Hauptharmonischen am größten (siehe Bild 2.14), es ist aber auch mit einer vom Ankerfeld abhängigen radialen Zugkraft zu rechnen.

Zugkräfte, als radiale am Läufer angreifende Kräfte, treten nicht auf, wenn

- jeder Spule eine zum selben Strang gehörende Spule am Läuferumfang gegenüberliegt oder
- die zu einem Strang gehörenden Spulen bzw. Spulengruppen, d.h. die zu einem Strang gehörenden unmittelbar nebeneinander liegenden Spulen, um $\frac{360^\circ}{t}$ versetzt angeordnet sind.

Aus dieser Formulierung können die Bedingungen für das Auftreten der radialen Zugkräfte abgeleitet werden: *Zugkräfte treten nur in Maschinen mit N ungerade und t gleich eins, d.h. bei jeder Urwicklung mit ungerader Nutzahl, auf.*

Die Amplitude der Zugkraft ist von der Belastung abhängig, aber unabhängig von der Läuferstellung. Diese umlaufende Kraft belastet die Lager mit einer dynamischen Komponente. Dadurch wird die Lebensdauer der Maschine beeinträchtigt und es werden Geräusche verursacht, die für viele Anwendungsfälle unerwünscht sind.

2.5.2 Einschichtwicklungen

Die Einschichtwicklungen entstehen, wenn nur jeder zweite Zahn bewickelt wird. Deshalb kommen nur gerade Nutzahlen in Frage. Ganz formell kann die Einschichtwicklung von der Zweischichtwicklung abgeleitet werden, indem jede zweite Spule entfernt wird. Die Zuordnung der verbleibenden Spulen zu den Strängen bleibt erhalten.

Im Bild 2.15 sind die Lochzahlen und Wicklungsfaktoren der Grundschwingung der möglichen Nut-Polzahlkombinationen für Motoren in Einschichtzahnspulenwicklungen zusammengestellt.

N/p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
6		$\frac{1}{2}$ 0,866	*												
12				$\frac{1}{2}$ 0,866	$\frac{2}{5}$ 0,966	*									
18						$\frac{1}{2}$ 0,866	$\frac{3}{7}$ 0,902	$\frac{3}{8}$ 0,945	*						
24								$\frac{1}{2}$ 0,866	x	$\frac{2}{5}$ 0,966	$\frac{4}{11}$ 0,957	*			
30										$\frac{1}{2}$ 0,866	$\frac{5}{11}$ 0,874	x	$\frac{5}{13}$ 0,936	$\frac{5}{14}$ 0,951	*

Bild 2.15: Dreisträngige Einschichtzahnspulenwicklungen – Lochzahlen und Wicklungsfaktoren der Grundschwingung ($v=p$)

Für Varianten mit z ungerade ist der Wicklungsfaktor von Einschicht- und Zweischichtwicklung identisch (vgl. Bild 2.14 und Bild 2.15). Für den Fall z gerade behält Gl.(2.9) ihre Gültigkeit, der Strangfaktor errechnet sich aus Gl.(2.16) (siehe Anhang A1).

$$\begin{array}{l}
 z \text{ gerade} \begin{cases} \rightarrow \frac{z}{2} \text{ gerade} \\ \rightarrow \frac{z}{2} \text{ ungerade} \end{cases} \longrightarrow \xi_{Stp} = \frac{2mt}{N} \begin{cases} \left[4 \sum_{k_1=1,3,5\dots}^{k_1=\frac{z}{2}-1} \cos k_1 \alpha_z \right] \\ \left[2 + 4 \sum_{k_1=2,4,6\dots}^{k_1=\frac{z}{2}-1} \cos k_1 \alpha_z \right] \end{cases} \quad (2.16)
 \end{array}$$

Daraus ergeben sich größere Strangfaktoren, z.B. bei Varianten mit $q = \frac{2}{5}$ ist der Wicklungsfaktor der Hauptharmonischen bei der Einschichtwicklung etwa 3,5% größer als bei der Zweischichtwicklung (siehe Bild 2.16).

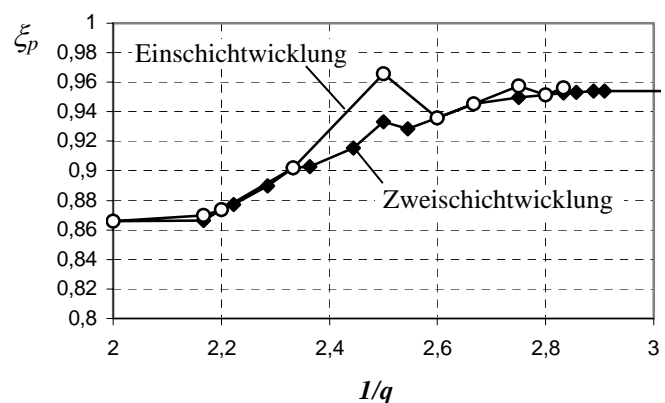


Bild 2.16: Wicklungsfaktoren der Hauptharmonischen als Funktion der Lochzahl

Die Ordnungszahlen der Harmonischen der bei symmetrischer Einspeisung der Wicklung entstehenden Luftspaltfelder können als

$$v = p + \frac{3p}{n} g \quad \text{mit } g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.17)$$

berechnet werden.

Im Vergleich mit Zweischichtwicklungen (vgl. Gl. (2.7) mit (2.17)) enthält das von Einschichtwicklungen herrührende Luftspaltfeld doppelt so viele Harmonische. Insbesondere treten Harmonische mit kleinerer Ordnungszahl als die Polpaarzahl auf, deren Amplituden i. allg. größer als die der Hauptschwingung sind. Dies drückt sich auch darin aus, dass die Induktivitäten gegenüber den Zweischichtwicklungen größer sind (siehe Kap. 4.2.4).

Vom Fertigungsprozess her sind Einschichtwicklungen einfacher als Zweischichtwicklungen zu realisieren, da einerseits nur $\frac{N}{2}$ Zähne zu bewickeln sind und andererseits keine Phasenisolierung im Nutbereich erforderlich ist. Um gleiche oder ähnliche Amplituden der Hauptharmonischen des Luftspaltfeldes mit Einschichtwicklungen zu erreichen, muss jede Spule mit doppelter Windungszahl ausgeführt werden. Die sich dadurch ergebenden größeren Wickelköpfe führen zur längeren Maschinen mit höheren Strangwiderständen.

3. Wichtige Qualitätsfaktoren

Das von einem Motor entwickelte Drehmoment kann prinzipiell nach zwei Verfahren ermittelt werden:

1. Aus der mit der Läuferdrehung sich ändernden gespeicherten magnetischen Coenergie im Motor nach

$$M(\vartheta) = -\frac{\partial W_{mag}^{co}(\vartheta)}{\partial \vartheta}, \quad (3.1)$$

wobei ϑ der bezogene Abstand zwischen Ständer- und Läuferkoordinate ist.

2. Aus dem Maxwellschen Spannungstensor [5]. Hier wird das Drehmoment unter Vernachlässigung der Stirnflächen aus den Feldgrößen im Luftspalt durch Integration gewonnen

$$M(\vartheta) = \frac{D^2 l_i}{4} \mu_0 \int_0^{2\pi} H_t H_n d\vartheta \quad (3.2)$$

mit

D = Durchmesser der Integrationsfläche (Mitte des Luftspaltes)

H_t, H_n = Tangential- bzw. Normalkomponente der magnetischen Feldstärke

l_i = ideelle Ankerlänge.

Die Tangential- bzw. Normalkomponente der magnetischen Feldstärke des Gesamtfeldes ergeben sich aus der Überlagerung der vom Anker- und vom Erregerfeld herrührenden Felder. Werden keine Sättigungseffekte berücksichtigt, können die beiden Feldkomponenten addiert werden,

$$H_t = H_{tPM} + H_{tAnker} \quad \text{und} \quad H_n = H_{nPM} + H_{nAnker} \quad (3.3)$$

setzt man diese Ausdrücke in (3.2) ein, erhält man:

$$M(\vartheta) = \frac{D^2 l_i}{2} \mu_0 \int_0^{2\pi} (H_{tPM} + H_{tAnker})(H_{nPM} + H_{nAnker}) d\vartheta \quad (3.4)$$

und daraus ergibt sich:

$$M(\vartheta) = \frac{D^2 l_i}{2} \mu_0 \left[\int_0^{2\pi} H_{tPM} H_{nPM} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{tAnker} H_{nAnker} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{tPM} H_{nAnker} d\vartheta + \int_0^{2\pi} H_{nPM} H_{tAnker} d\vartheta \right] \quad (3.5)$$

Gemäß der Darstellung des Drehmomentes als Funktion der Läuferlage in (3.5) können vier Anteile nach den verursachenden Feldkomponenten unterschieden werden:

- Das erste Integral enthält nur die Komponente herrührend vom Erregerfeld und wird als Rastmoment bezeichnet. Rastmomente treten in permanentmagneterregten Maschinen bei stromlosem Anker auf. Sie werden durch das Zusammenspiel zwischen den Magneten bzw. dem Erregerfeld und der Ständeranisotropie verursacht.

- Das zweite Integral enthält nur die Komponente herrührend vom Ankerfeld und wird als Reluktanzmoment bezeichnet. Reluktanzmomente treten auf, wenn ein Motor von der Läuferlage abhängige Induktivitäten besitzt, wie es z.B. in Maschinen mit eingebetteten Magneten (siehe Bild 2.5.b) der Fall ist.
- Das dritte und vierte Integral bringen das Zusammenwirken zwischen Anker- und Erregerfeld zum Ausdruck. Sie liefern das Hauptdrehmoment der Maschine.

Mit dieser Betrachtungsweise lässt sich das entwickelte Drehmoment eines Motors untersuchen und die unterschiedlichen Ausführungsformen lassen sich diesbezüglich gegenüberstellen. Alle diese Drehmomentanteile führen dazu, dass das Drehmoment als Funktion der Läuferlage in der Regel nicht konstant ist, innerhalb einer Umdrehung treten neben dem Mittelwert periodische Drehmomente auf. Unter dynamischen Zuständen kann dieses sogenannte *stellungsabhängige Drehmoment* über den Rotor und auch über den Ständer auf die Umgebung übertragen werden. Das kann Geräusche, Vibrationen, Geschwindigkeitsschwankungen und Resonanzerscheinungen verursachen. Deshalb werden für viele Anwendungsfälle, in denen solche Nebeneffekte nicht toleriert werden können, hohe Anforderung an einen glatten Drehmomentverlauf gestellt. Hierfür sind nutenlose Motoren (Luftspaltwicklungen) mit oberflächemontierten Magneten (siehe Kap. 2.2.4) und sinusförmiger Kommutierung (siehe Kap. 2.3.2) geeignet. Sie haben weder Nutrastmomente, da der Ständer keine Nut besitzt, noch Reluktanzmomente, da die Magnete in guter Näherung wie Luft ($\mu_r \approx 1$) betrachtet werden können, ergeben sich nahezu winkelunabhängige Induktivitäten. Unter der Voraussetzung einer sinusförmigen Luftspaltinduktion, herrührend vom Erregerfeld, und sinusförmiger Strangströme, wird ein konstanter Drehmomentverlauf erreicht. Wenn aber gleichzeitig neben dem Gleichlauf hohe Leistungsdichte und Dynamik gefordert werden, kommen praktisch genutzte Motoren in Innenläuferausführung mit oberflächenmontierten Magneten zum Einsatz. Zur Reduzierung der dann nicht zu vermeidenden Drehmomentschwankungen werden mehrere Maßnahmen vorgeschlagen. Diese werden im folgenden Kapitel näher erläutert.

3.1 Verfahren zur Verminderung des Nutrastmoments

Die in einer elektrischen Maschine auftretenden Rastmomente werden in *Pol-* und *Nutrastmomente* unterteilt.

Polrastmomente werden durch Unsymmetrien im magnetischen Kreis des Ständers, meist des Ständerjoches, hervorgerufen. Dies können z.B. Aussparungen im Ständerjoch sein, die zur Verbindung des Blechpaketes mit dem Motorgehäuse dienen. Die Amplitude des Polrastmomentes ist von den im Ständerjoch herrschenden Induktionswerten und der Anordnung der Störstellen abhängig. Durch eine Verbreiterung der magnetischen Engstellen und durch eine unsymmetrische Anordnung der Aussparungen bzw. durch eine günstig gewählte Zahl der Aussparungen, die zum kleinen gemeinsamen Teiler mit der Polzahl führen, lassen sich die Polrastmomente unterdrücken.

Nutrastmomente werden hingegen von dem Zusammenspiel zwischen den Magnetkanten und der zur Platzierung der Strangwicklung erforderlichen Nutung hervorgerufen. Wenn ein Motor mit identischen und rund um den Läufer gleichmäßig verteilten Permanentmagneten ausgestattet ist, beträgt die Periodenanzahl n_p des Nutrastmomentes pro Läuferumdrehung

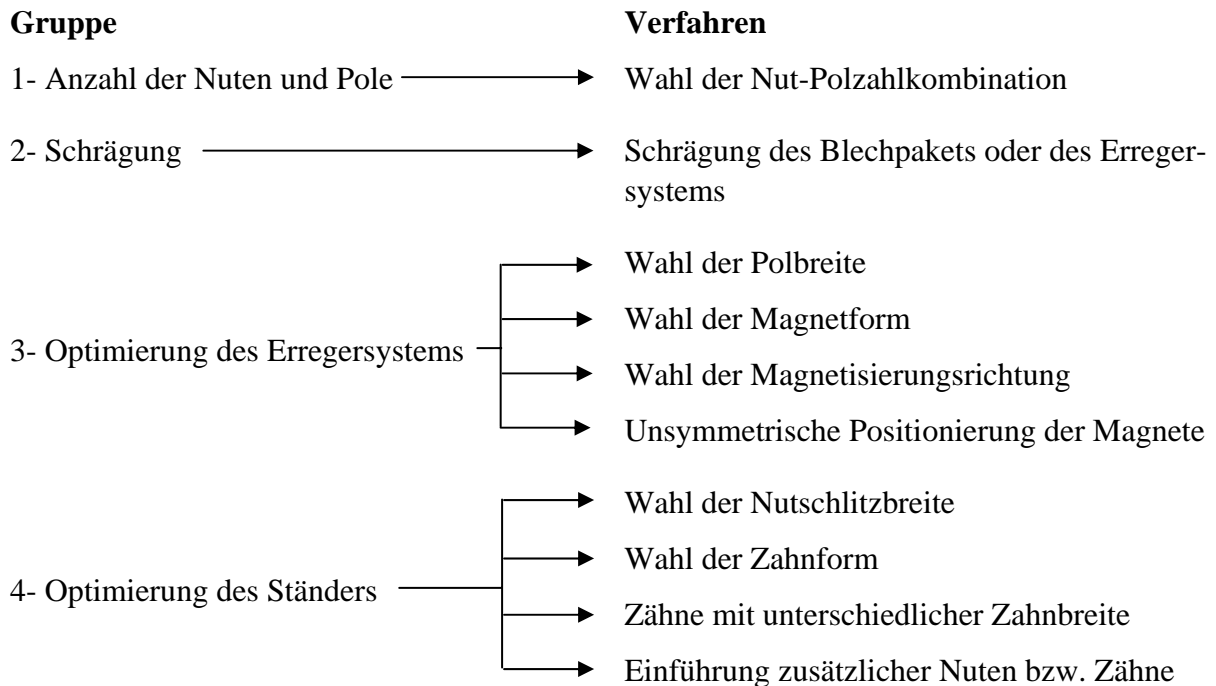
$$n_p = \frac{2pN}{ggT[N, 2p]} \quad (3.6)$$

Der geometrische Winkel für jede Periode lässt sich durch

$$\alpha_p = \frac{2\pi}{n_p} \quad (3.7)$$

berechnen.

Die Verfahren zur Verminderung des Nutrastmomentes in Motoren mit Innerläufern und oberflächenmontierten Magneten werden in vier Gruppen zusammengefasst.



3.1.1 Anzahl der Nuten und Pole

Im Bild 3.1 sind mögliche Pol-Nutzahlkombinationen für 3-strängige Motoren mit Einzelzahnwicklung dargestellt (siehe hierzu Bild 2.14). Für jede Kombination ist auch der größte gemeinsame Teiler und die Periodenanzahl des Nutrastmomentes pro Läuferumdrehung eingetragen.

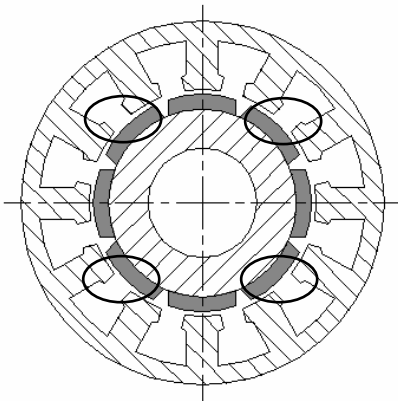
Polzahl	2	4	6	8		10	
Nutzahl	3	6	9	9	12	12	15
$ggT[N, 2p]$	1	2	3	1	4	2	5
n_p	6	12	18	72	24	60	30

Bild 3.1: Mögliche Pol-Nutzahl-Kombinationen für 3-strängige Motoren mit Einzelzahnwicklung

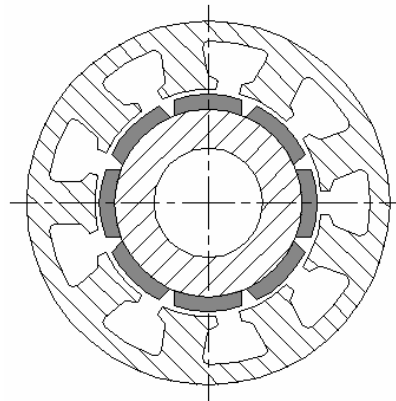
Die Auswirkung der Auswahl der Pol-Nutzahlkombination auf das Nutrastmoment wird am Beispiel eines 8-poligen Motors mit $N = 12$ und mit $N = 9$ gezeigt. Beim 12-nutigen Motor beträgt $ggT[N, 2p] = 4$, am gesamten Umfang wiederholt sich die relative Lage zwischen Magnet und Nut 4 mal (siehe Bild 3.2.a). Dadurch werden entsprechend hohe Rastmomente

verursacht. In der zweiten Konstruktionsvariante beträgt $ggT[N, 2p] = 1$, es gibt also am Läuferumfang keine Wiederholung der relativen Position Magnet / Nut (siehe Bild 3.2.b).

Der größte gemeinsame Teiler von Nut- und Polzahl gibt Auskunft darüber, wie oft sich eine relative Position zwischen Permanentmagnet und Nut im Motor wiederholt. Daraus ist die generelle Aussage abzuleiten: *Je kleiner der größte gemeinsame Teiler ist, desto kleiner wird das Nutrastmoment.*



a) 8-poliger 12-nutiger Motor



b) 8-poliger 9-nutiger Motor

Bild 3.2: Querschnitte der betrachteten Motoren

Durch FEM-Berechnungen wird diese Aussage auch bestätigt. Im Bild 3.3 sind die berechneten Nutrastmomentskurve für einen 12- und einen 9-nutigen Anker dargestellt. Alle andere Geometrieparameter sind für beide Varianten identisch.

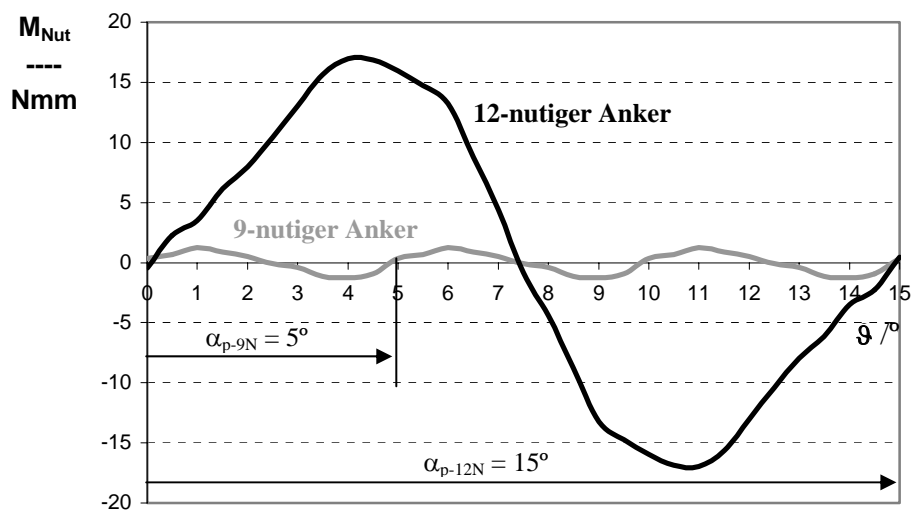


Bild 3.3: Nutrastmomentskurve für einen 12- und einen 9-nutigen Motor

Die mit dem 9-nutigen Ständer gegenüber dem 12-nutigen erreichte Reduzierung der Amplituden des Nutrastmomentes ist jedoch mit einer Zunahme der Abhängigkeit von Fertigungstoleranzen verbunden. Fertigungstoleranzen, die das Nutrastmoment beeinflussen, resultieren in erster Linie aus der Magnetgeometrie, der Magnetisierung und der Positionierung der Magne-

te. Die mit der Fertigung des Ständerblechpaketes verbundenen Toleranzen sind dagegen klein. Die Berücksichtigung dieser Faktoren und deren Zusammenspiel in einer Berechnungsreihe ist mit einem großen Aufwand verbunden. Die Empfindlichkeit des Nutrastmomentes hinsichtlich der Fertigungstoleranzen kann jedoch durch die Gegenüberstellung zwischen einer symmetrischen und einer unsymmetrischen Magnetanordnung nachvollzogen werden.

Deshalb wird als Beispiel in Anlehnung an die vorliegenden Mustermotoren dargestellt, welche Auswirkung eine bestimmte unsymmetrische Anordnung der Magnete auf das Nutrastmoment hat. Bild 3.4.a) und Bild 3.5.a) zeigen die durch ein FEM-Programm berechneten Nutrastmomentverläufe und ihre entsprechenden Harmonischen für eine symmetrische bzw. unsymmetrische Verteilung der Magnete an der Läuferoberfläche. Die angenommene Unsymmetrie besteht in einer Verschiebung nur eines Magnetes um 1° aus seiner idealen Lage. Die geometrischen Daten der Mustermotoren sind dem Anhang A2 zu entnehmen.

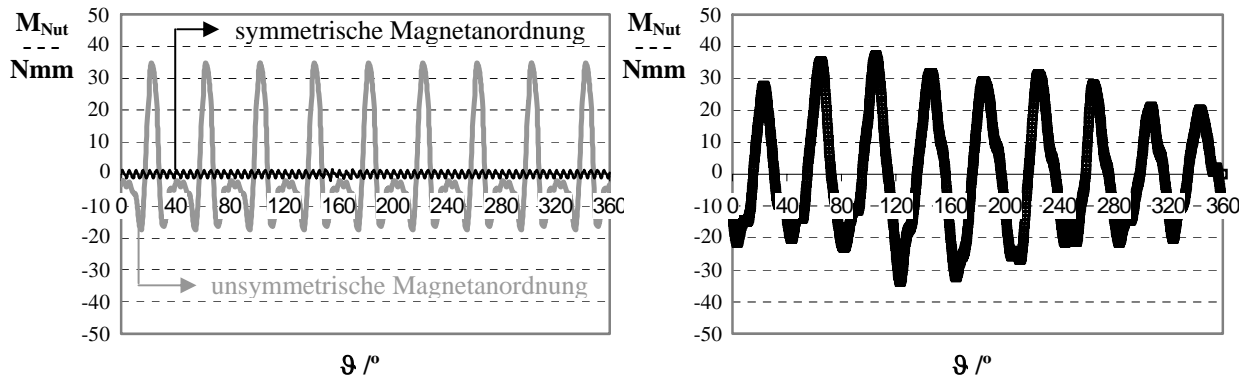
Da die beiden untersuchten Motoren mit $N = 9$ und mit $N = 12$ sowohl unterschiedliche Luftspalte als auch Ständer- und Läuferdurchmesser besitzen und darüber hinaus auch unterschiedlich lang sind, können die auftretenden Nutrastmomente nicht gut direkt miteinander verglichen werden. Trotzdem ist in den Bildern zu erkennen:

- Bei dem 9-nutigen Anker mit unsymmetrischer Magnetanordnung entspricht die Periode der Grundschwingung des Nutrastmomentes einer Nutteilung. Die für die ideal symmetrische Anordnung abgeleitete Gleichung (Gl.(3.6)) hat hier keine Gültigkeit.
- Während sich bei dem 12-nutigen Anker die Magnetunsymmetrie praktisch nicht auf den Spitze-Spitze Wert des Nutrastmomentes auswirkt, wird er bei dem 9-nutigen ca. 30 mal größer.
- Die Ordnungszahlen der auftretenden Harmonischen sind in beiden Fällen die Nutzahl bzw. deren Vielfache.

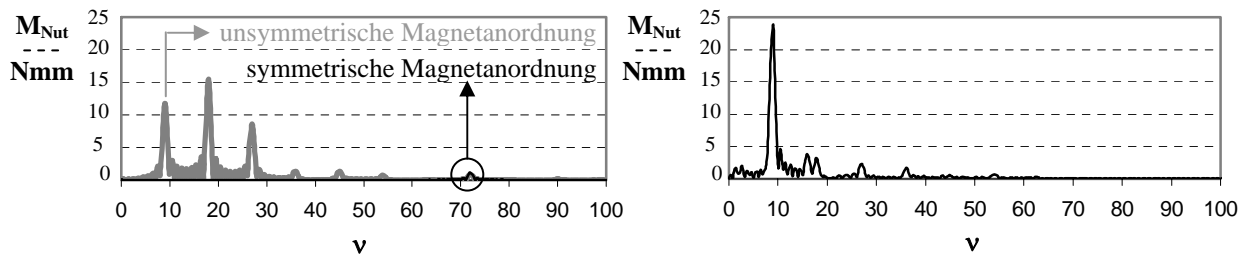
Diese Aussagen werden auch durch die an den Mustern gemessenen Nutrastmomentwerte bestätigt (siehe Bilder 3.4.b und 3.5.b). Die Messung des Nutrastmomentes erfolgt bei kontinuierlicher, gleichmäßiger Drehung mit sehr niedriger Drehzahl (ca. $0,8 \text{ min}^{-1}$). Wegen der sehr kleinen Drehmomente ist der gleichmäßige Lauf von entscheidender Bedeutung. Deshalb werden mehrere Messungen durchgeführt und daraus den Mittelwert gebildet.

Dem Vergleich zwischen den gemessenen und den berechneten Werten ist zu entnehmen, dass der maximale Wert des Nutrastmoments in den berechneten Beispielen recht gut mit den Messungen übereinstimmen. In den Ordnungszahlen der auftretenden Harmonischen sind dagegen deutliche Unterschiede zwischen gemessenen und berechneten Werten zu sehen. Eine komplette Übereinstimmung der Verläufe ist aber nicht zu erwarten, denn die in den Mustermotoren vorhandenen Abweichungen vom idealen symmetrischen Fall konnten in den Berechnungen nicht berücksichtigt werden.

Als Schlussfolgerung gilt: *Die Auswahl einer Nut-Polzahlkombination mit einem kleinen $ggT[N, 2p]$ führt bei idealer symmetrischer Anordnung zu kleinen Werten des Nutrastmomentes. Diese Varianten sind aber sehr empfindlich hinsichtlich Fertigungstoleranzen.*



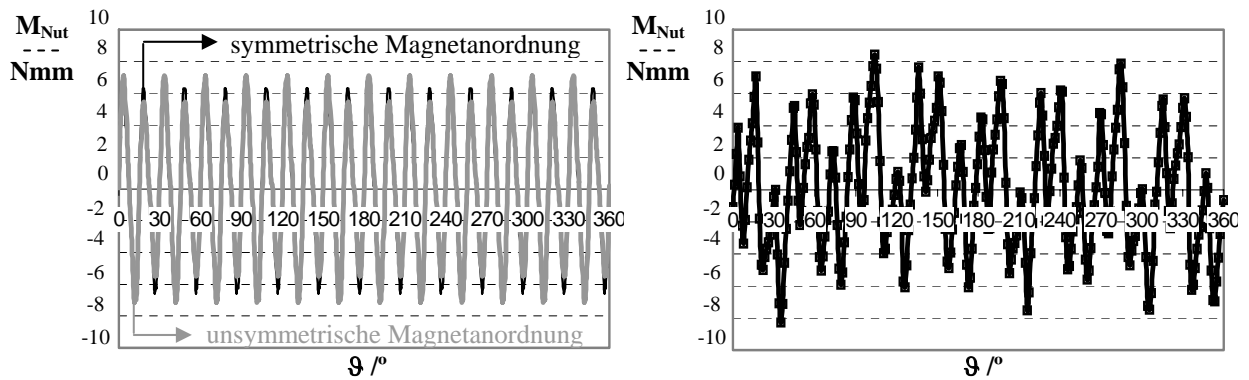
Harmonische Analyse der berechneten bzw. gemessenen Nutrustmomente



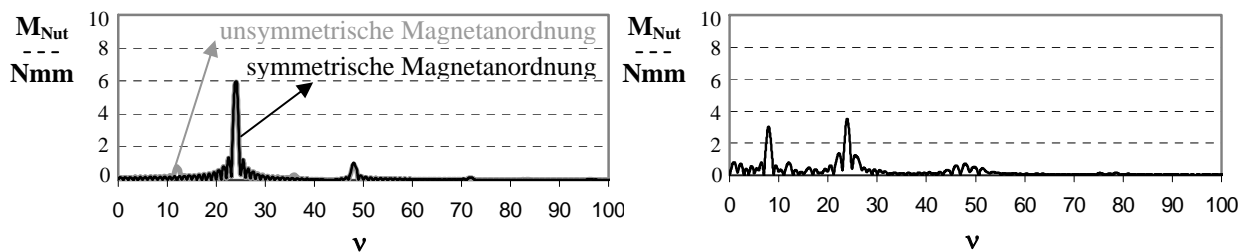
a) berechnete Werte

b) gemessene Werte

Bild 3.4: Nutrustmoment, 9-nutiger Anker



Harmonische Analyse der berechneten bzw. gemessenen Nutrustmomente



a) berechnete Werte

b) gemessene Werte

Bild 3.5: Nutrustmoment, 12-nutiger Anker

3.1.2 Schrägung

Das Ständerblechpaket oder das Erregersystem zu schrägen, ist eine bekannte und effektive Methode zur Unterdrückung des Nutrastmomentes [32, 44, 48].

Um die nach Gl. (3.6) berechnete Grundschiwingung des Nutrastmomentes zu unterdrücken, muss der Schrägungswinkel α_{sr} als Zentriwinkel unabhängig von der Paketlänge gleich dem Periodenwinkel α_p (oder einem Vielfachen davon) sein (siehe Bild 3.6).

$$\alpha_{sr} = k \frac{2\pi}{n_p} \quad \text{mit } k = 1, 2, 3, \dots, n_p/N \quad (3.8)$$

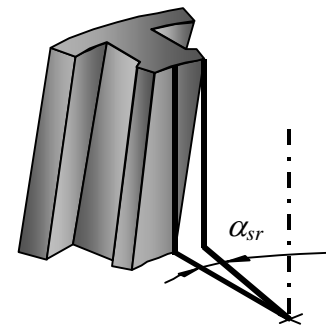


Bild 3.6: Schrägungswinkel

Im Bild 3.7 sind die gemessenen Nutrastmomentkurven für einen 9-nutigen Motor mit ungeschrägtem und mit geschrägtem Ständer dargestellt. Den deutlich kleineren Werten bei dem Motor mit geschrägtem Ständer stehen ein höherer Fertigungsaufwand, die Paktierung und die Bewicklung des geschrägten Ständers gestalten sich komplizierter, und ein kleineres maximal erreichbares Drehmoment nachteilig gegenüber.

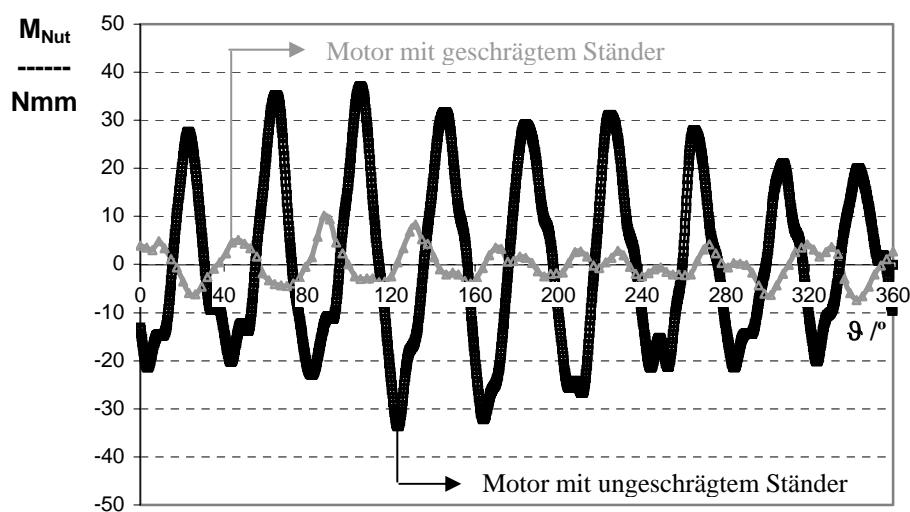


Bild 3.7: Nutrastmomentkurve. 9-nutiger Motor mit und ohne Ständerschragung

Der erste Nachteil kann teilweise beseitigt werden, wenn statt des Ständerblechpakets das Erregersystem geschragt wird. Doch die Fertigungskosten von geschragten Magnetschalen sind im Vergleich mit geraden Magnetsegmenten nach [43] ca. acht mal so hoch, denn sie können nicht durch ein einfaches Durchlaufschleifenverfahren gefertigt werden.

Mit dem Ziel die Fertigungskosten der Magnete niedrig zu halten, sind weitere Verfahren eingeführt worden. Ist der Läufer mit einem aus Ferritmaterial oder kunststoffgebundenen NdFeB bestehendem Ringmagnet ausgestattet, dann kann die Magnetisierungsvorrichtung so aufgebaut werden, dass ein geschragtes Polsystem entsteht (siehe Bild 3.8.a). Für Läufer mit aus gesintertem NdFeB bestehenden Magnetsegmenten besteht die Möglichkeit, in axialer Richtung mehrere Magnetsegmente winkerversetzt unterzubringen (siehe Bild 3.8.b). Eine

kostengünstige Alternative stellt eine neue Entwicklung, die sogenannte Schmetterlingsschale [43] (siehe Bild 3.8.c), dar. Sie sind nur ca. 15% teurer als gerade geschliffene Magnetsegmente und bieten zusätzlich gegenüber der konventionellen Schrägung des Erregersystem (siehe Bild 3.8.a und b) den Vorteil, dass aufgrund der Schrägung in axialer Richtung keine Kräfte auftreten.

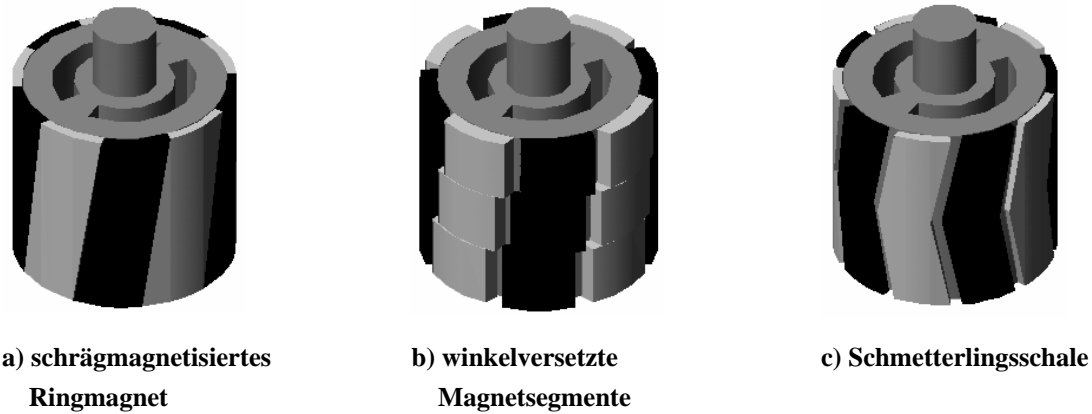


Bild 3.8: Möglichkeiten zur Schrägung des Magnetsystems

3.1.3 Optimierung des Erregersystems

Das Nutrastmoment kann gemäß Gl.(3.1) aus der Änderung der gespeicherten magnetischen Coenergie im Luftspalt gewonnen werden. Die Energieänderung ist in der Nähe einer Nut am größten, wenn dieser Nut eine Magnetkante gegenübersteht.

Eine weitgehend etablierte Praxis, um die Luftspaltinduktionsänderung (dB_δ/dI) und infolgedessen auch die Energieänderung an den Polkanten zu verringern, besteht darin, die *Magnetkanten abzurunden bzw. abzuflachen*.

Andere Möglichkeiten Nutrastmomente zu unterdrücken sind eine gezielte *unsymmetrische Positionierung der Magnete* [44, 45, 46] oder eine *unvollständige Aufmagnetisierung der Magnete* [47]. Nachteile dieser Verfahren sind ein komplizierter Fertigungsprozess und eine Abnahme des maximal erreichbaren Drehmomentes.

Einfacher ist das Nutrastmoment durch die *Wahl der Magnetbreite* [44, 45, 48] zu beeinflussen. Die Änderung der magnetischen Coenergie im gesamten Motor kann dadurch verringert werden, dass die Zunahme einer Magnetkanten durch die Abnahme an der anderen Magnetkante ausgeglichen wird. Im Bild 3.10 sind die Ergebnisse der FEM-Berechnung für den in Unterkapitel 3.1.1 untersuchten Mustermotor mit $N = 12$ und $2p = 8$ dargestellt. Die Nutrastmomente sind über eine halbe Nutteilung aufgetragen. Als Parameter wird der Polbedeckungsfaktor α_p eingeführt, der durch das Verhältnis Polbogen zur Polteilung definiert ist (siehe Bild 3.9). Alle anderen Parameter des Motors werden bei der Berechnung konstant gehalten.

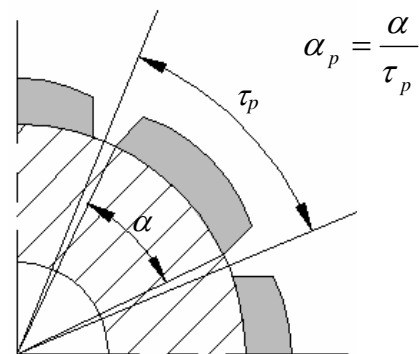


Bild 3.9: Parameter α_p , Definition

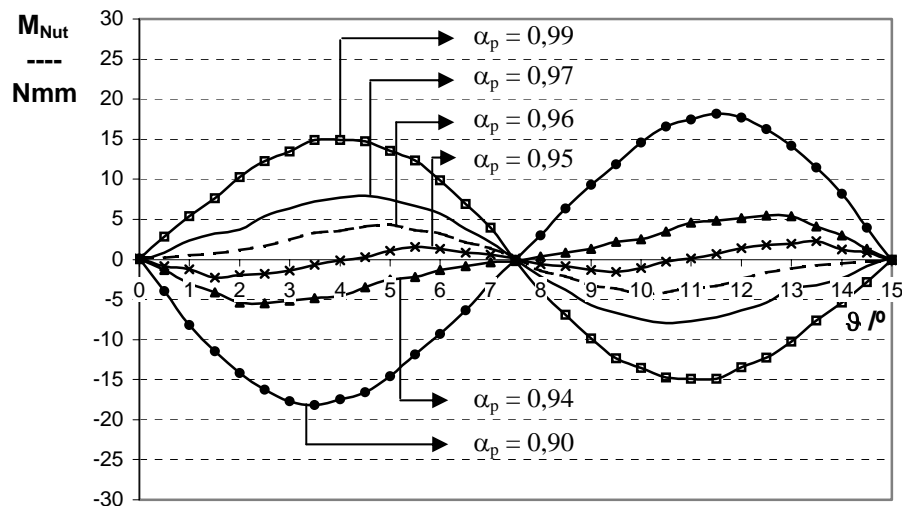


Bild 3.10: Nutrastmomentkurve – Parameter α_p

Innerhalb des Bereiches $0,90 < \alpha_p < 0,99$ ändert sich das Nutrastmoment in starkem Maße.

Von $\alpha_p = 0,90$ ausgehend werden mit wachsendem Polbedeckungsfaktor die Spitzenwerte des Nutrastmoments innerhalb der Drehung um eine halbe Nutteilung zunächst kleiner. Sie erreichen bei $\alpha_p = 0,95$ ein Minimum, das etwa 10% des Wertes von der Ausgangskonfiguration beträgt, und steigen danach wieder an. Bei $\alpha_p = 0,99$ werden fast die gleichen Spitzenwerte wie bei $\alpha_p = 0,90$ erreicht.

Der Verlauf $M_{\text{Nut}}(\vartheta)$ ist bei $\alpha_p = 0,90$ und bei $\alpha_p = 0,99$ fast sinusförmig mit einer Periode innerhalb der Drehung um eine halbe Nutteilung aber um eine halbe Periode gegeneinander phasenverschoben, d.h. in einer bestimmten Läuferstellung haben die Nutrastmomente entgegengesetzte Vorzeichen. Bei $\alpha_p = 0,95$ ist der Verlauf ebenfalls nahezu sinusförmig aber mit zwei Perioden innerhalb einer halben Nutteilung. Diese Komponente mit der doppelten Frequenz verhindert, dass durch geeignete Wahl des Polbedeckungsfaktors das Nutrastmoment völlig unterdrückt werden kann. Sie hat ihr Maximum gerade bei der Auslegung, in der die Grundschwingung verschwindet.

Es ist zu beachten, dass schon Abweichungen um 1% von dem für das kleinstmögliche Nutrastmoment ermittelten Polbedeckungsfaktor ein etwa doppelt so großes Nutrastmoment zur Folge haben. Diese Sachverhalt wird im folgenden Kapitel für unterschiedliche Nutöffnungen weiter untersucht.

3.1.4 Optimierung des Ständerblechpakets

Eigene Gesichtspunkten für die Optimierung des Ständerblechpakets können im Prinzip aus der Optimierung des Erregersystems abgeleitet werden. Die Abrundungen an den Polkanten können hier durch *Abrundungen an den Ständerzähnen* [49, 50] ersetzt werden. Damit wird eine Verminderung der Luftspaltinduktionsänderung (dB_δ/dI) an den Nutkanten erreicht und das Nutrastmoment der Maschine reduziert. Eine gezielte unsymmetrische Positionierung der Magnete kann in ihrer Wirkung durch *Zähne mit unterschiedlicher Zahnkopfbreite* ersetzt werden. Die dadurch erreichbare Reduzierung des Nutrastmoments wird im [45] untersucht.

Gezielte Aussparungen im Zahnkopfbereich mit genügender Tiefe (siehe Bild 3.11) wirken sich auf das Nutrastmoment wie *zusätzliche Nuten* [44, 45, 48] aus. Damit wird die Frequenz des auftretenden Nutrastmomentes erhöht, was in der Regel auch eine Reduzierung der Amplitude bedeutet. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist, dass dadurch die wirksame Luftspaltlänge vergrößert und so die Flussverkettung geringer bzw. die erreichbare Leistungsdichte reduziert wird.

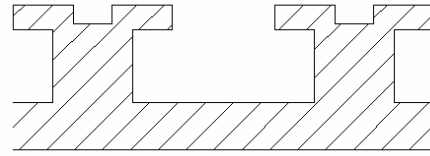


Bild 3.11: Aussparungen in den Zahnköpfen

Die Frequenz des auftretenden Nutrastmomentes kann auch durch die Einführung *zusätzlicher Zähne* (siehe Bild 3.12) erhöht werden [44]. Nachteile dieses Verfahrens sind die Reduzierung des für die Wicklung zur Verfügung stehenden Raumes und die Vergrößerung der Ankerinduktivitäten.

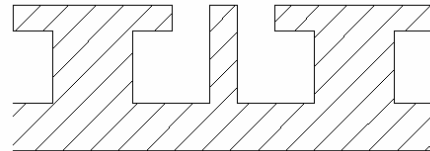


Bild 3.12: Einführung zusätzlicher Zähne

Die sehr verbreitete Annahme, mit steigenden Nutschlitzbreiten nehmen die Nutrastmomentwerte zu, kann leicht zu der falschen Schlussfolgerung führen, dass größere Nutschlitzbreiten zwangsläufig größere Nutrastmomente hervorrufen. Entscheidend ist aber das Zusammenspiel zwischen *Nutschlitzbreite* und *Polbogen* für die Änderung der gespeicherten magnetischen Coenergie im Luftspalt und somit für die Amplitude des Nutrastmomentes. Es ist zu erwarten, dass für jede beliebige Nutöffnung eine entsprechende Polbreite existiert, mit der das Nutrastmoment am kleinsten ist.

Diese Feststellung wird im Bild 3.14 bestätigt. Dort sind die durch ein FEM-Programm berechneten Spitze-Spitze-Werte des Nutrastmomentes für den 12-nutigen 8-poligen Motor als Funktion des Polbedeckungsfaktors dargestellt. Als Parameter wird α_s eingeführt, der durch das Verhältnis Nutöffnung zur Nutteilung definiert ist (siehe Bild 3.13).

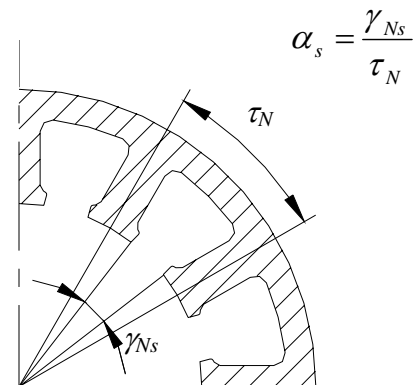


Bild 3.13: Parameter α_s . Definition

Die Kurven haben ein unterschiedlich scharf ausgeprägtes Minimum. Bei geschlossenen Nuten ist das Nutrastmoment praktisch unabhängig vom Polbedeckungsfaktor sehr klein. Ähnlich kleine Werte werden aber auch bei unterschiedlichen Nutöffnungen erreicht, allerdings nur mit einem sehr genau einzuhaltenden relativen Polbogen. Aus diesem Grund ist zu erwarten, dass Motoren mit kleinen Nutschlitzbreiten bezüglich des Nutrastmomentes unempfindlicher auf Änderungen bzw. Unsymmetrien des Erregersystems reagieren.

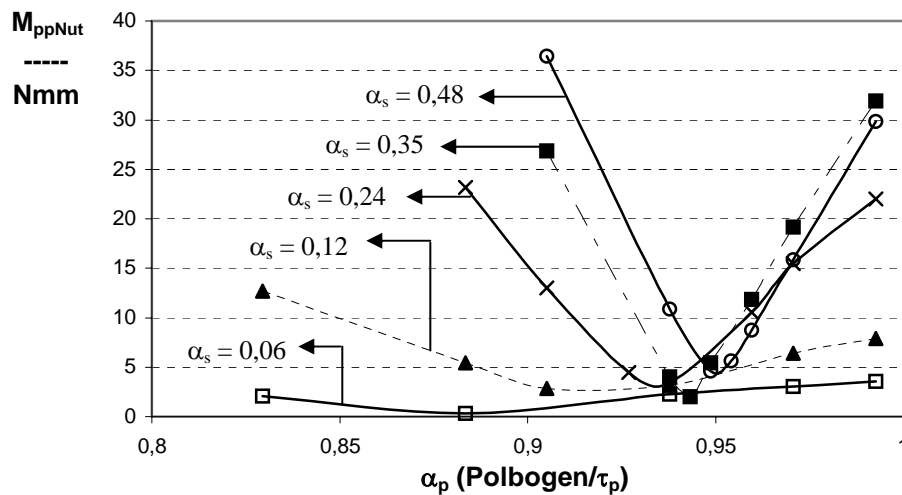


Bild 3.14: Spitze-Spitze Werte des Nutrastmomentes als Funktion von α_p – Parameter α_s

Im Bild 3.15 sind die Spitze-Spitze Nutrastmomentwerte für eine unsymmetrische Magnetpositionierung dargestellt. Die Unsymmetrie besteht wie in den früheren Rechnungen in der Verschiebung eines Magnets um 1° aus seiner idealen Lage. Während sich bei kleinen Nutschlitzern eine Unsymmetrie des Erregersystems praktisch nicht im Nutrastmoment auswirkt, sind bei großen Nutschlitzern größere Abweichungen zwischen symmetrischer und unsymmetrischer Positionierung der Magneten zu verzeichnen.

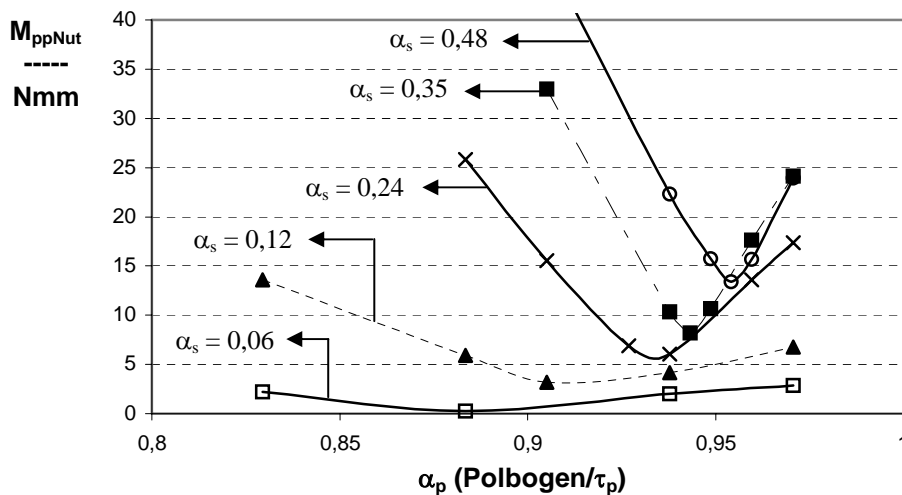


Bild 3.15: Spitze-Spitze Werte des Nutrastmomentes bei unsymmetrischer Magnetpositionierung

3.2 Stellungsabhängiges Drehmoment

Auch unter der Voraussetzung, dass keine Reluktanz- und Nutrastmomente auftreten, kann ein glattes Drehmoment nur dann erzielt werden, wenn die Verläufe des Strangstroms und der im Strang induzierten Spannung die im Bild 2.11 dargestellten idealen Verläufe aufweisen.

Bei Motoren mit blockförmiger Kommutierung erfordert ein rechteckiger bzw. trapezförmiger Verlauf der induzierten Spannung einen ähnlichen Verlauf der Normalkomponente der Luftspaltinduktion herrührend von den Dauermagneten, der nur näherungsweise durch den Einsatz in radialer Richtung aufmagnetisierter Magnete erreicht werden kann. Ein rechteckiger Stromverlauf ist ebenfalls schwer zu erzielen. Das bedingt einerseits eine unendlich schnelle Stromänderung ($di/dt = \infty$), was aufgrund der Stranginduktivitäten und der begrenzten Zwischenkreisspannung nicht realisierbar ist und andererseits einen über den stromführenden Bereich konstanten Wert des Strangstroms. Alle vom idealen Fall auftretenden Abweichungen führen zu einer Erhöhung des stellungsabhängigen Drehmoments.

Bei Motoren mit sinusförmiger Kommutierung und *Einzelzahnwicklung* wird der für die Entwicklung eines möglichst glatten Drehmoments geforderte sinusförmige Verlauf der induzierten Spannung nicht wie bei traditionellen Drehstrommaschinen durch Sehnung, Verteilung und evtl. Schrägung der Wicklung sondern durch parallel aufmagnetisierte Magnete und eine veränderte Luftspaltlänge (Abrundungen an den Polkanten bzw. sinusförmige Gestaltung der Magnetoberfläche) erzielt. Der mit sinusförmiger PWM ausgestattete Wechselrichter sorgt für die Erzeugung sinusförmiger Strangströme, die recht gut nachgebildet werden. Aus diesen Gründen werden Motoren mit sinusförmiger Kommutierung in Anwendungsfällen mit hohen Anforderungen an kleine Drehmomentschwankungen bevorzugt.

Ist die Maschine so aufgebaut, dass praktisch kein Nutrastmoment auftritt und die vom Erregerfeld induzierte Spannung einen idealen sinusförmigen Verlauf besitzt, kann der Motor trotz Einspeisung mit sinusförmigen Strangströmen ein stellungsabhängiges Drehmoment aufweisen. Das kann auf die vom Ankerfeld abhängige Sättigung des magnetischen Kreises, vor allem im Zahnkopfbereich, zurückgeführt werden. Um diese Aussage zu bestätigen, werden die im Unterkapitel 3.1.4 für den 12-nutigen 8-poligen Motor berechneten Varianten bei bestromtem Anker untersucht. Für diese Berechnung wird eine Stromamplitude $\hat{I}_{str} = 30$ A gewählt. Die Ergebnisse sind im Bild 3.16 zusammengefasst.

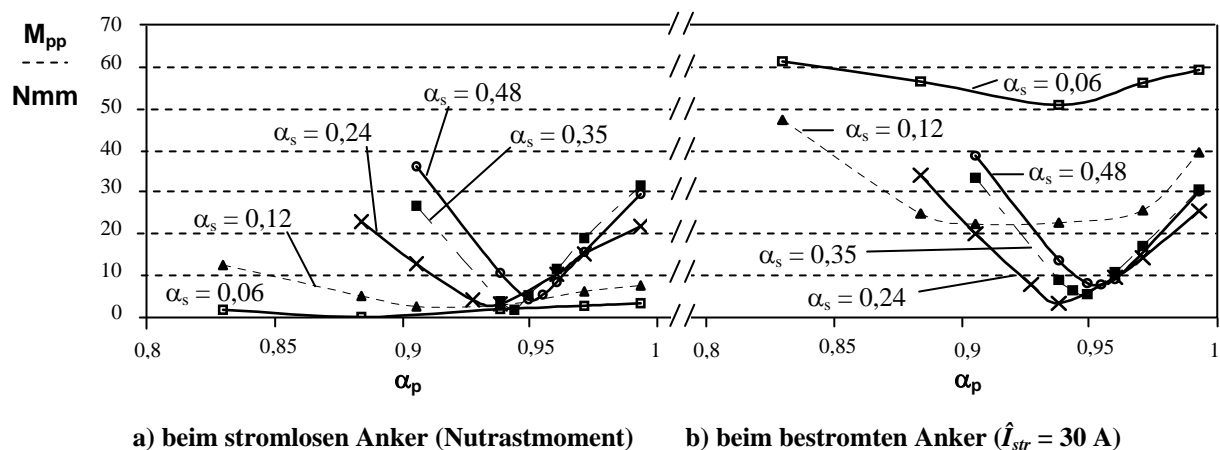


Bild 3.16: Spitze-Spitze-Werte des stellungsabhängigen Drehmoments

Die Spitze-Spitze-Werte der Drehmomentschwankungen sind in den Varianten mit größeren Nutschlitzen ($\alpha_s = 0,24$; $\alpha_s = 0,35$; $\alpha_s = 0,48$) beim bestromten und unbestromten Anker praktisch gleich. In den Varianten mit kleineren Nutschlitzen ($\alpha_s = 0,12$; $\alpha_s = 0,06$) ist hingegen die Welligkeit beim bestromten Anker um ein Vielfaches größer als das Nutrastmoment. Das kann dadurch erklärt werden, dass in Maschinen mit Einzelzahnbewicklung mit der Verkleinerung der Nutschlitze sowohl die Zahnkopf- als auch die Nutstreulüsse (siehe Kap. 4.2.4) ansteigen. Diese Streulussanteile rufen hohe Induktionen in den Zahnkopfspitzen hervor. Die Zahnkopfspitzen werden aber nicht alle gleich gesättigt, sondern die auftretenden Induktionen sind eine Funktion der Ankerströme und deshalb auch der Läuferstellung. Die in den Strängen induzierten Spannungen bilden nun kein symmetrisches 3-phasiges System mehr. Das führt zu einer Erhöhung der Drehmomentwelligkeit.

Daraus ist zu schlussfolgern, dass mit dem Einsatz von kleinen Nutschlitzen kleine Nutrastmomentamplituden erreicht werden können. Wenn aber beim bestromten Anker hohe Induktionen vor allem in Zahnkopfbereich auftreten, sind größere Welligkeiten als mit dem Einsatz von größeren Nutschlitzen zu erwarten.

Im Bild 3.17 sind die Spitze-Spitze-Werte des stellungsabhängigen Drehmomentes bei symmetrischer und unsymmetrischer Magnetanordnung dargestellt. Die Unsymmetrie des Magnetensystems, die wieder durch die Verschiebung nur eines Magnetes um 1° von seiner ideale Lage angenommen ist, wirkt sich nun sowohl für kleine als auch für große Nutschlitze in einer Vergrößerung der Welligkeit aus.

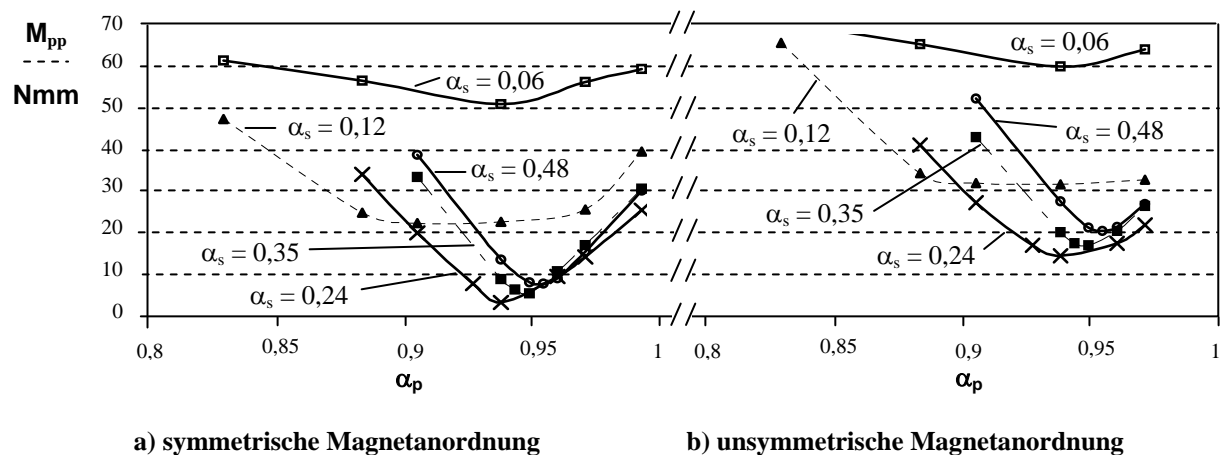


Bild 3.17: Spitze-Spitze-Werte des stellungsabhängigen Drehmomentes

Stellungsabhängige Drehmomente können auch durch eine entsprechende *Anpassung der Strangsströme* unterdrückt werden [51, 52, 53]. Sehr verbreitet ist dafür die Einspeisung der Strangströme mit einem als Funktion der Läuferlage und dem geforderten Drehmoment vorgegebenen Stromverlauf, der in der Regel eine Reihe von Harmonischen enthält. Die Vorgabe des Stromverlaufs setzt eine genaue Kenntnis der entwickelten Welligkeit voraus, was wiederum von Fertigungstoleranzen stark beeinflusst wird. Darüber hinaus führt die Einspeisung zusätzlicher Harmonischer dazu, die Streuinduktivitäten und die in der Wicklung auftretenden Verluste zu erhöhen, was eine Verkleinerung des Motorwirkungsgrades bedeutet.

Durch eine gezielte Wahl der Phasenverschiebung zwischen Strom und induzierte Spannung kann ohne die obengenannten Probleme Einfluss auf das stellungsabhängige Drehmoment

genommen werden. Zur Bestätigung dieser Aussage werden die Welligkeiten beider Muster für unterschiedliche Strangströme untersucht. Für die Messung des stellungsabhängigen Drehmoments wird der Elektronikmotor über eine Messwelle mit einer geregelten Gleichstrommaschine gekuppelt. Um dynamische an der Welle angreifenden Drehmomente auszuschließen und damit möglichst nur das vom Elektronikmotor entwickelte Drehmoment zu erfassen, werden die Messungen bei sehr niedrigen Drehzahlen ($n = 3$ bis 4 min^{-1}) durchgeführt. Die Drehzahl wird von der Gleichstrommaschine eingepreßt, deren Bemessungsleistung und Trägheitsmoment sehr viel größer sind als die des Elektronikmotors. Der Aufbau der Versuchseinrichtung ist im Kapitel 5.1 vorgestellt. Die aus der Messwelle gewonnenen Signale werden gefiltert und daraus der Mittelwert und der Spitze-Spitze-Wert gebildet. Im Bild 3.18 ist eine Messreihe für den 9-nutigen 8-poligen Motor bei einem Spitzenwert des Strangstromes $\hat{I}_{str} = 10 \text{ A}$ dargestellt.

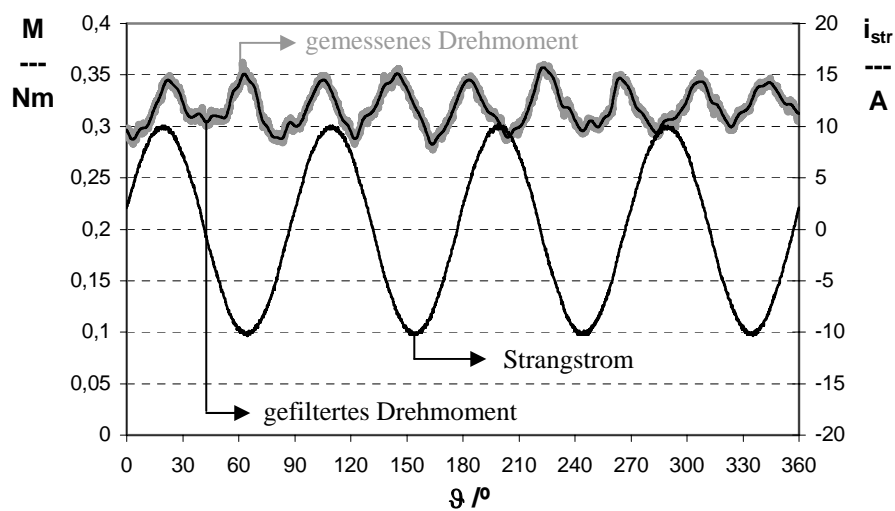


Bild 3.18: Messung des stellungsabhängigen Drehmomentes bei $\hat{I}_{str} = 10 \text{ A}$

Die aus mehreren Messreihen für unterschiedliche Strangströme gewonnenen Mittelwerte und Welligkeitswerte sind für den 12-nutigen 8-poligen Motor im Bild 3.19 und für den 9-nutigen 8-poligen Motor im Bild 3.20 als Funktion der Phasenverschiebung ϑ_0 (in Grad geometrisch) zwischen Strangstrom und induzierter Spannung dargestellt.

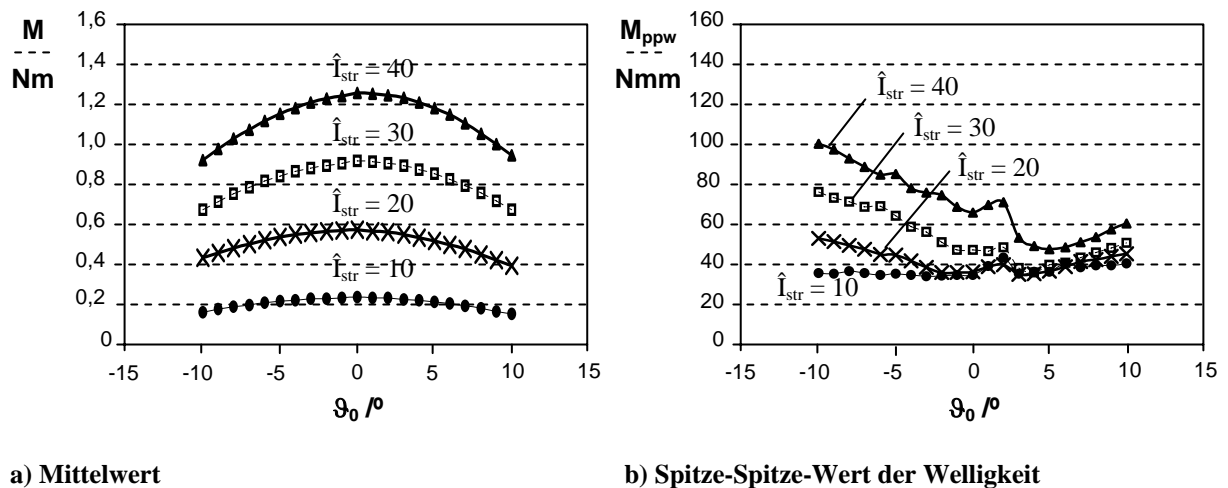
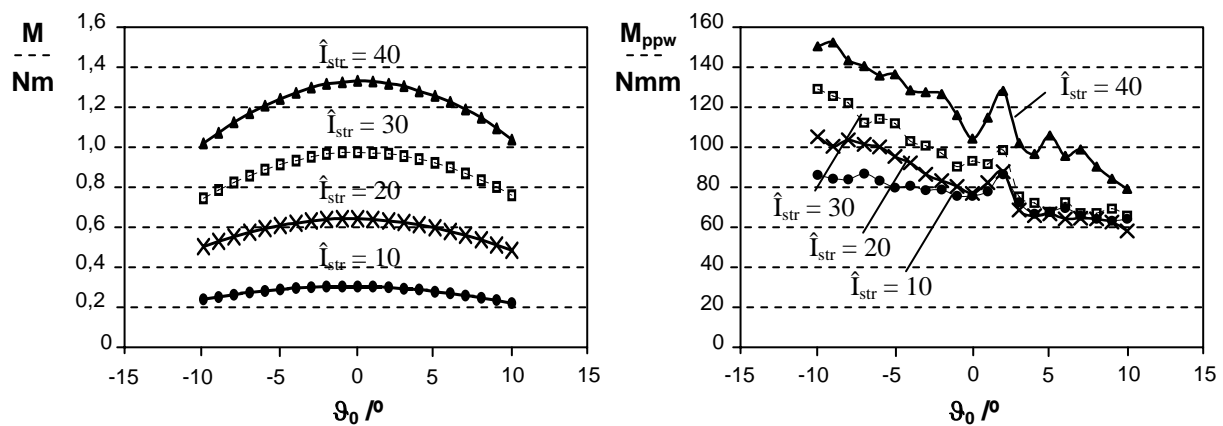


Bild 3.19: 12-nutiger 8-poliger Motor. Mittelwert und Welligkeit des Drehmomentes als Funktion der Phasenverschiebung zwischen Strangstrom und induzierter Spannung



a) Mittelwert

b) Spitze-Spitze-Wert der Welligkeit

Bild 3.20: 9-nutiger 8-poliger Motor. Mittelwert und Welligkeit des Drehmoments als Funktion der Phasenverschiebung zwischen Strangstrom und induzierte Spannung

Der Mittelwert des Drehmomentes ist für jede Messreihe zu $\vartheta_0 = 0$ symmetrisch. Die Welligkeit hingegen weist für beide Motorvarianten unabhängig vom Strangstrom eine mit der Vergrößerung der Phasenverschiebung fallende Tendenz auf, die auf die Sättigung des magnetischen Kreises zurückgeführt werden kann. Mit $\vartheta_0 < 0$ wird durch das Ankerfeld der Erregerfluss verstärkt, was zu höheren Induktionen im Zahnkopfbereich führt. Demzufolge sind größere stellungsabhängige Drehmomente zu verzeichnen. Dagegen wird mit $\vartheta_0 > 0$ der Luftspaltfluss geschwächt (Feldschwächungsbetrieb), so dass dieselben Bereiche hoher Induktionen erst mit größeren Strangströme auftreten.

Als Schlussfolgerung gilt, dass im Feldschwächungsbetrieb das stellungsabhängige Drehmoment unterdrückt werden kann. Der dadurch kleinere erreichbare Mittelwert des Drehmomentes muss jedoch in Kauf genommen werden.

4 Entwurfsverfahren

4.1 Allgemeines zum Entwurfsverfahren

Bei der Entwicklung eines Motors kann in der Regel nicht von einem freien Entwurf, der sich nur nach den physikalischen Möglichkeiten richtet, ausgegangen werden. Meist sind eine Reihe Randbedingungen zu beachten, die die Auslegung bestimmen und oft Ausgangspunkt des Entwurfs sind. Dies sind z.B.

- die gewünschte Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie,
- der maximale Außendurchmesser,
- die maximale Länge,
- die Zwischenkreisspannung bzw. das Spannungsniveau, an dem der Motor betrieben werden soll und

je nach Anwendungsfall können auch

- das maximal zulässige Nutrastrmoment,
- die maximal zulässige Welligkeit des Drehmomentes und
- das dynamische Verhalten

Anforderungen an den Motor sein.

Für dauermagneterregte bürstenlose Motoren in Innenläuferausführung ist in der vorliegenden Arbeit ein Entwurfsverfahren entwickelt, dessen Vorgehensweise im Bild 4.1 dargestellt ist.

Das Verfahren besteht prinzipiell aus vier Stufen, die miteinander verkoppelt sind. Es ist modular aufgebaut und jedes Modul kann einzeln genutzt werden. Damit bleibt der Entwurfsprozess flexibel. Von den vorgegebenen Randbedingungen ausgehend wird eine analytische Berechnung des stationären magnetischen Feldes durchgeführt. Die dadurch ermittelte Geometrie kann mit Hilfe eines FEM Programms überprüft und nachgerechnet werden. Die Wicklung der Maschine wird unter Berücksichtigung der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie berechnet. Danach wird das dynamische Verhalten des Motors untersucht. Wird die gewünschte Dynamik nicht erreicht, dann muss eine neue Wicklung berechnet oder evtl. eine neue Geometrie entworfen werden.

Die analytische Berechnung des stationären magnetischen Feldes und die Wicklungsberechnung werden mit den unter der Software Matlab[®] entwickelten Programmen durchgeführt. Die Untersuchung des dynamischen Verhaltens erfolgt mit der ebenfalls in Matlab[®] vorhandenen toolbox Simulink[®], sodass für die drei Module die gleiche Datenbasis besteht. Für die Nachrechnung und Überprüfung mit einem FEM Programm wird die Software Maxwell[®] benutzt. Die Verbindung mit den anderen Modulen wird hergestellt, indem die im analytischen Modul berechneten Geometriegrößen als Eingabewerte für ein unter Maxwell geschriebenes Programm zur automatische Generierung der Motorgeometrie eingetragen werden.

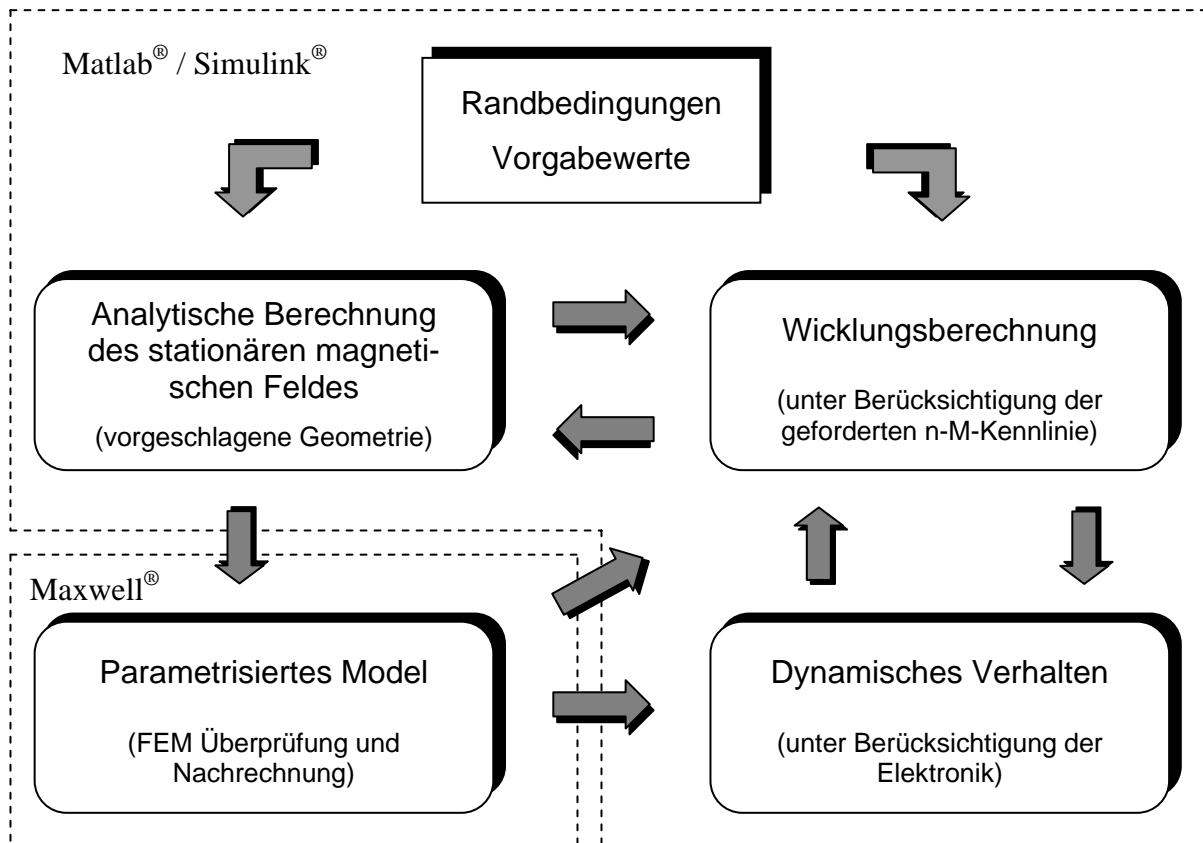


Bild 4.1: Vorgehensweise des Entwurfsverfahren

4.2 Analytische Berechnung des stationären magnetischen Feldes

Für die Durchführung der analytischen Berechnung des stationären magnetischen Feldes sind folgende Parameter vorzugeben:

- Außendurchmesser (D_{Sta})
- Luftspaltlänge (δ)
- Polpaarzahl (p)
- Nutzahl (N)
- Polbedeckungsfaktor (α_p)
- Nutschlitzbreite (b_{Ns})
- Kupferfüllfaktor (φ_{cu})
- Zulässige Stromdichte (J_{cu})
- Materialeigenschaften ($B_{r20^\circ C}$, $H_{c20^\circ C}$)
- Eigenschaften (B - H -Kurve) des ferromagnetischen Materials
- Vorgesehene Arbeitstemperatur (T_a)
- Minimale und maximale Magnethöhe (h_{PMmin} , h_{PMmax})
- Minimales und maximales Verhältnis des Ständerdurchmessers zum Läuferdurchmesser (k_{Dmin} , k_{Dmax}).

Diese Werte sind entweder Randbedingungen oder Parameter. Gesichtspunkte für ihre Wahl werden im Folgenden beschrieben.

Im Allgemeinen kann die Auslegung einer elektrischen Maschine im Hinblick auf jeden beliebigen technischen oder ökonomischen Faktor ausgerichtet werden. Doch oft spielen die Kosten eine überwiegende Rolle. Deshalb gilt insbesondere bei den Kleinmaschinen die allgemeine Zielstellung, einen kostengünstigen und einfach zu fertigenden Motor zu entwickeln, der die gewünschte Anforderung erfüllt.

Ein kostengünstiger Fertigungsprozess erfordert im Prinzip kleine Nut- und Polzahlen. Wird auf ein kleines Magnetvolumen besonderer Wert gelegt, dann ist die Polzahl so groß wie möglich zu wählen. Kleine Nutzahlen mit einem einfachen Bewicklungsverfahren sind mit Einzelzahnbewicklung zu realisieren. Zur Auswahl der Nut-Polzahlkombination sind die im Kapitel 2.5 und im Kapitel 3 dargestellten Kriterien zu beachten.

Mit Blick auf maximale Leistungsdichte ist die Luftspaltlänge so klein wie möglich zu wählen. Doch die minimale Luftspaltlänge ist einerseits durch Toleranzen in den Abmessungen der Magneten und des Ständerblechpaketes und andererseits durch die zur sicheren Befestigung der Magneten evtl. erforderliche Bandage begrenzt. Qualitätsfaktoren wie Nutrastmoment und Drehmomentwelligkeit stellen diesbezüglich eine zusätzliche Begrenzung dar, da eine kleinere Luftspaltlänge größere stellungsabhängige Drehmomente bedeutet.

Zur Wahl von Nutschlitz- und Polbreite ist das Zusammenspiel zwischen diesen beiden Faktoren vor allem dann wichtig, wenn bezüglich Nutrastmoment bzw. Welligkeit des Drehmoments hohe Anforderungen vorliegen (siehe Kap. 3). Kleine Nutschlitz- und Polbreiten werden generell empfohlen, um Rastmomente zu unterdrücken. Eine Verkleinerung der Nutschlitz- und Polbreiten führt jedoch zu einem zunehmenden Ankerstreufeld, was eine Belastung des magnetischen Kreises und eine Erhöhung der Streuinduktivität der Maschine bewirkt. Große Nutschlitz- und Polbreiten kommen technologischen Forderungen entgegen, da sie eine direkte Bewicklung mit Nadelwicklern erlauben, wenn die Nutöffnung mindestens das 2,5-fache des Drahtdurchmessers beträgt. Eine Erhöhung der Magnetbreite bzw. des Polbedeckungsfaktors bedeutet unter Vernachlässigung der Eisensättigung für parallel aufmagnetisierte Magnete auch eine Zunahme der vom Erregerfeld herrührenden Luftspaltinduktion. Bei in radialer Richtung aufmagnetisierten Magneten (z.B. wenn die Aufmagnetisierung der schon montierten Magnete erfolgt), kann aber eine Erhöhung der Magnetbreite zu einer Verkleinerung der Luftspaltinduktion führen, da die Streuflüsse zwischen den benachbarten Magneten größer werden. Aus technologischen Gründen kann die Magnetbreite nicht beliebig gewählt werden. Die minimalen als auch die maximalen Maße sind festigungsbedingt begrenzt. Es muss darüber hinaus ein bestimmtes Verhältnis zwischen den minimalen Abmessungen (Länge-Breite-Höhe) eingehalten werden, um die Festigkeit der Magnete zu gewährleisten.

Für Maschinen mit kleinen Drehzahlen, die in Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden, spielen die Ummagnetisierungsverluste im Blechpaket sowie die Wirbelstromverluste in den Magneten fast keine Rolle. Die abzuleitende Wärme entsteht in solchen Maschinen praktisch nur in der Ankerwicklung. Vor allem wegen der Ungenauigkeit der Ergebnisse und der Unsicherheit in den vorzulegenden Faktoren wird auf eine analytische Berechnung der thermischen Verhältnisse verzichtet. In der vorliegenden Arbeit wird die thermische Begrenzung der Maschine durch die zulässige Stromdichte im Leiter ausgedrückt. Die Einsatzbedingungen bzw. die Arbeitstemperatur des Motors wird dadurch berücksichtigt, dass die Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften und des Wicklungswiderstandes beachtet werden.

Der Kupferfüllfaktor ist entsprechend den technologischen Bedingungen als Erfahrungswert vorzugeben. Da sehr unterschiedliche Wickelverfahren und Fertigungstechnologien in Frage kommen, ist hierfür ein weiterer Bereich (0,3...0,6) möglich.

Der Ablauf der analytischen Berechnung des magnetostatischen Feldes ist im Bild 4.2 dargestellt.

Mit den minimalen vorgegebenen Werten für die Magnethöhe und der Faktor k_D , der als das Verhältnis zwischen dem Außendurchmesser des Ständers und dem Außendurchmesser des Läufers definiert ist ($k_D = D_{Sta} / D_{PMa}$), wird eine analytische Berechnung des magnetischen Kreises zur Bestimmung der Induktion im Luftspalt- und im Magnetbereich (siehe Kap. 4.2.1) unter der Annahme unendlicher Permeabilität des Eisens durchgeführt. Um die im Blech auftretenden magnetischen Spannungsabfälle näherungsweise zu berücksichtigen, wird der Sättigungsfaktor k_{Sae} eingeführt. Die noch zu bestimmenden geometrischen Größen der Maschine werden unter Berücksichtigung des Dauermagnetfeldes mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes ($\oint \vec{H} d\vec{l} = 0$) iterativ ermittelt. Mit der zur Verfügung stehenden Nutfläche, dem Kupferfüllfaktor und der Stromdichte wird die maximal zulässige Durchflutung pro Nut berechnet. Damit wird eine analytische Berechnung der nur vom Ankerfeld herrührenden Luftspaltinduktion und der Streuflüsse (siehe Kap. 4.2.2- 4.2.4) durchgeführt. Mit Anwendung des Durchflutungsgesetzes ($\oint \vec{H} d\vec{l} = \sum i$) wird ein neuer Parameter $k_{Sae,St}$ eingeführt, der die Spannungsabfälle im Eisen, nur vom Ankerfeld herrührend, berücksichtigt. Das Optimierungsziel dieser Berechnung ist das Drehmoment.

Ausgabewerte sind das Drehmoment, die Durchflutung pro Spule und alle geometrischen Daten des Motors, wie z.B. Magnethöhe und Magnetvolumen, Zahnbreite, Ständerjochstärke, Läuferjochstärke, usw. Im Bild 4.3 sind als Beispiel berechnete Verläufe des Drehmomentes, des Trägheitsmoments, des einzusetzenden Magnetvolumens und der Magnetausnutzung als Funktion von der Magnethöhe und dem Parameter k_D dargestellt. Alle Werte sind pro Meter Paketlänge angegeben.

Die Drehmomentkurve (Bild 4.3.a) hat in Abhängigkeit vom Faktor k_D in der Regel ein flaches Maximum im Bereich $1,8 < k_D < 2,5$. Mit der Magnethöhe steigen die Drehmomentwerte im Anfangsbereich an. Da eine größere Magnethöhe den Wickelraum reduziert, und dadurch der etwas größere Erregerfluss durch eine kleinere zulässige Nutdurchflutung ausgeglichen wird, wirkt sich eine weitere Vergrößerung der Magnethöhe praktisch nicht im Drehmoment aus. Im Bild 4.3.b) ist das Trägheitsmoment des Läufers dargestellt, dessen Wert für die gewünschte erreichbare Dynamik entscheidend ist. Häufig sind die Kosten der Magnete ein wesentlicher Teil der Gesamtkosten des Antriebs. Deshalb ist das Magnetvolumen (siehe Bild 4.3.c) ein wichtiger Faktor. Kleine Magnethöhen und Läuferdurchmesser bedeuten einen geringen Einsatz vom Magnetmaterial, der aber überproportional wächst, wenn die Magnethöhe und der Außendurchmesser des Läufers gleichzeitig ansteigen. Im Bild 4.3.d) ist die Magnetmaterialausnutzung dargestellt, die als Verhältnis zwischen dem Drehmoment und dem einzusetzenden Magnetvolumen definiert ist. Die besseren Magnetausnutzungswerte sind bei kleinen Magnethöhen und Läuferdurchmessern zu verzeichnen.

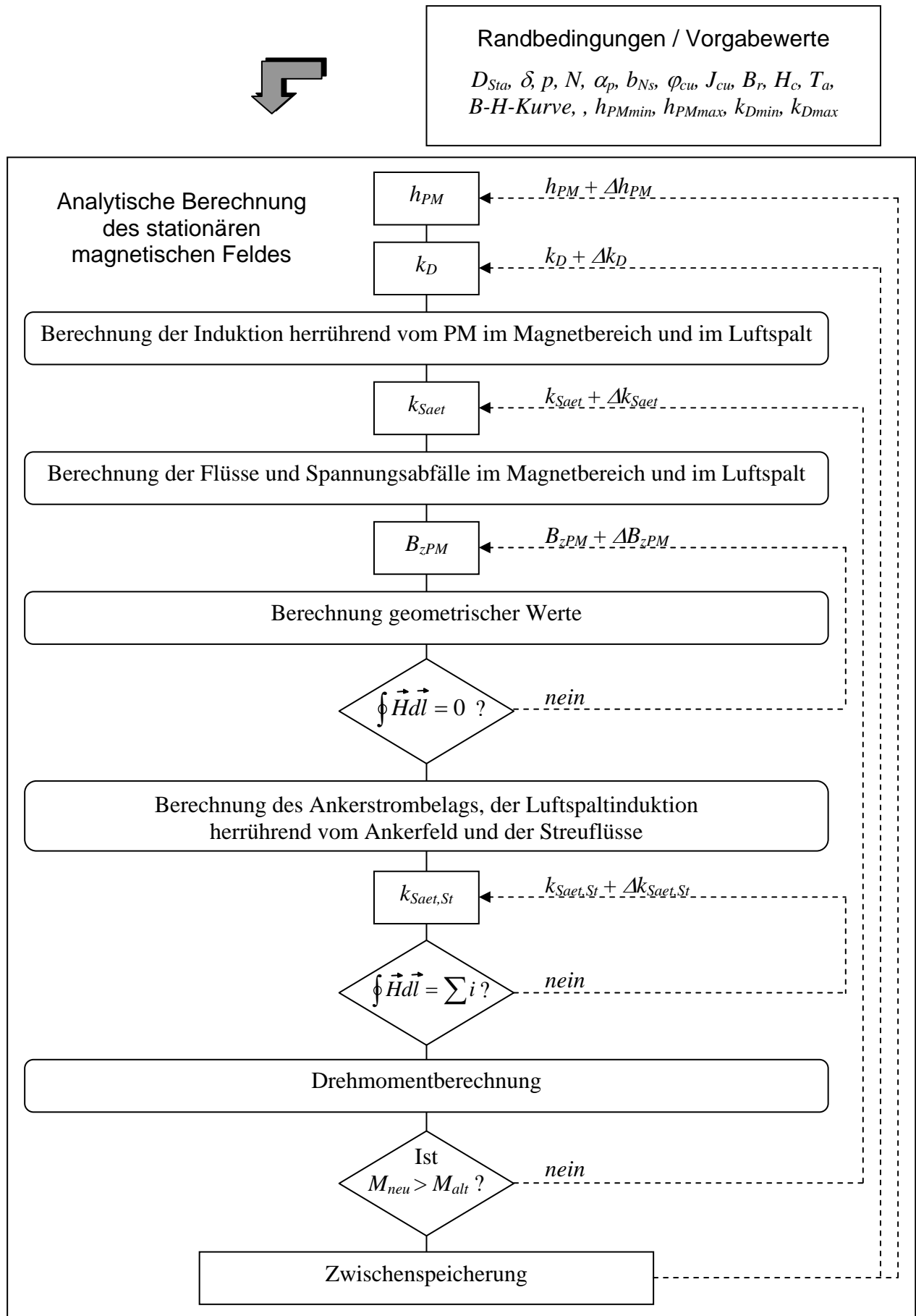
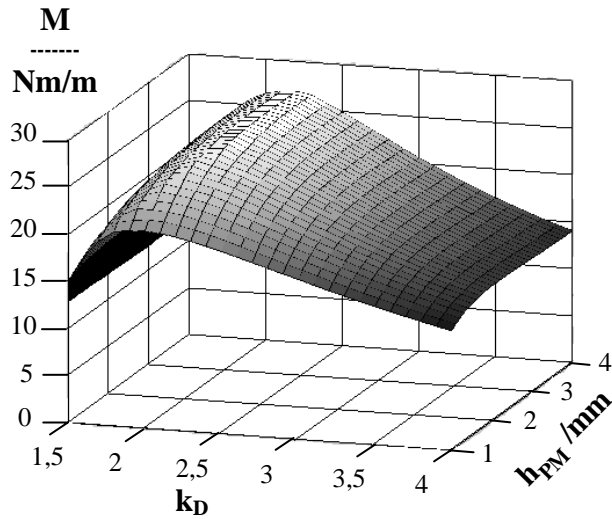
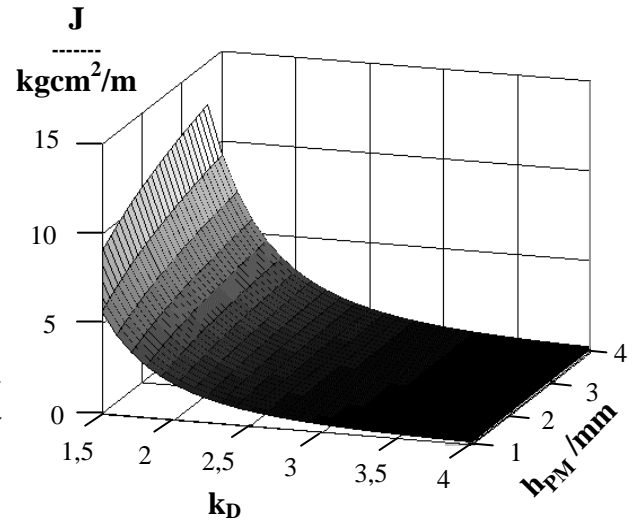


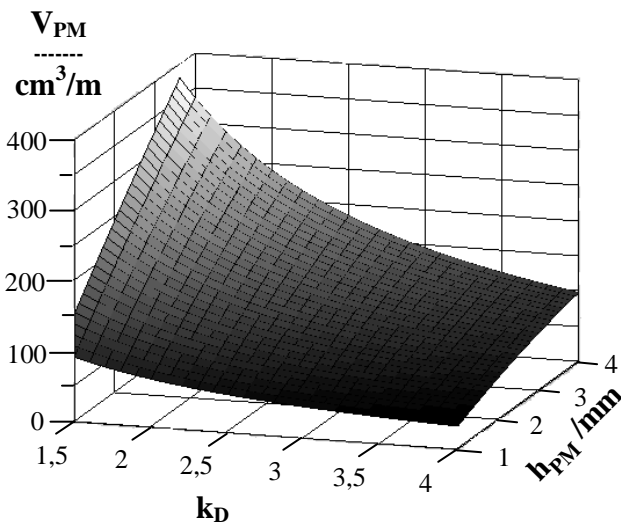
Bild 4.2: Ablauf der analytischen Berechnung der stationären magnetischen Feldern



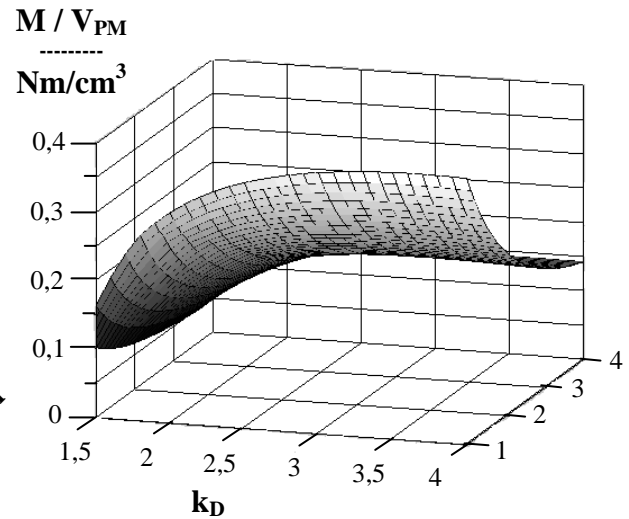
a) Drehmoment



b) Trägheitsmoment



c) einzusetzendes Magnetvolumen



d) Magnetmaterialausnutzung

Bild 4.3: Ausgabewerte der analytischen Berechnung des stationären magnetischen Feldes

Anhand der dargestellten Kurven, besteht die Möglichkeit, sich für eine Variante zu entscheiden, die nach einem beliebigen Kriterium gewählt werden kann. Gesichtspunkte können

- ein minimales Magnetvolumen,
- ein maximales Drehmoment,
- ein maximales Verhältnis Drehmoment zum Magnetvolumen oder
- ein kleines Trägheitsmoment des Läufers

sein.

4.2.1 Luftspaltinduktion herrührend vom Erregerfeld

Für die Berechnung der Luftspaltinduktion herrührend vom Erregerfeld in Maschinen mit Innenläufer wird ein zweidimensionales Modell zugrunde gelegt (siehe Bild 4.4). Der Ständer wird als ungenutzt angesehen und es wird eine unendliche Permeabilität des Eisens vorausgesetzt.

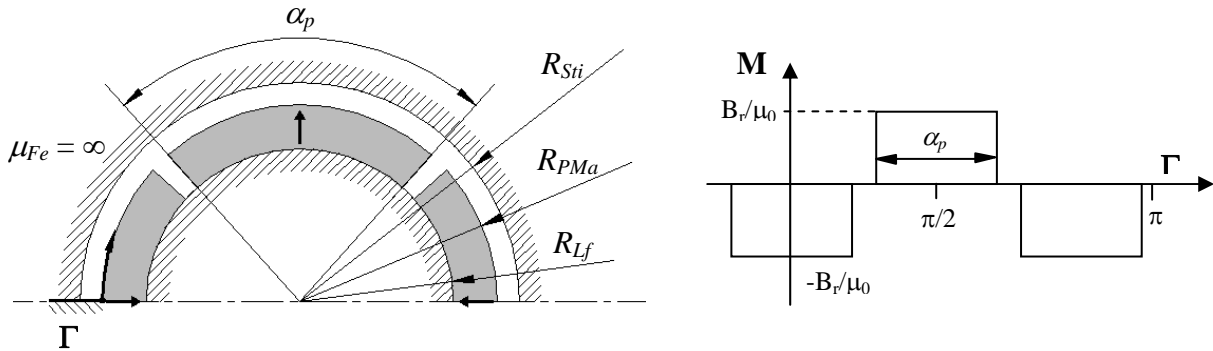


Bild 4.4: 2D Modell und Magnetisierungsfunktion

Die Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete wird radial angenommen, sodass sich für die Magnetisierung ($M = B_r/\mu_0$) eine rechteckige Funktion ergibt (siehe Bild 4.4), die durch die Fourierreihe

$$M = \frac{4 B_r}{\pi \mu_0} \left[\cos \frac{\alpha_p}{2} \sin \Gamma + \frac{1}{3} \cos \frac{3\alpha_p}{2} \sin 3\Gamma + \frac{1}{5} \cos \frac{5\alpha_p}{2} \sin 5\Gamma + \dots \right] \quad (4.1)$$

abgebildet werden kann. Die reversible Permeabilität der Magnete wird mit dem Faktor μ_{rev} berücksichtigt, der Polbedeckungsfaktor sei α_p und die Remanenzinduktion wird mit B_r bezeichnet.

Unter diesen Voraussetzungen werden eine Laplacesche Differentialgleichung für das magnetische Skalarpotential φ_{mI} im Luftspalt

$$\nabla^2 \varphi_{mI} = 0 \quad (4.2)$$

und eine Poissonsche Differentialgleichung für das magnetische Skalarpotential φ_{mII} im Magnetbereich

$$\nabla^2 \varphi_{mII} = \frac{\text{div} \vec{M}}{\mu_{rev}} \quad (4.3)$$

mit folgenden Randbedingungen

$$H_{tI}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{Sti}} = 0 \quad (4.4)$$

$$H_{tII}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{Lf}} = 0 \quad (4.5)$$

$$B_{nI}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{PMa}} = B_{nII}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{PMa}} \quad (4.6)$$

$$H_{tI}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{PMa}} = H_{tII}(r, \Gamma) \Big|_{r=R_{PMa}} \quad (4.7)$$

gelöst.

Die genauere Herleitung kann [36, 40] entnommen werden. Nach Auswertung der Gl.(4.1) bis (4.3) unter Beachtung der Randbedingungen Gl.(4.4) bis (4.7) erhält man die Beziehung für die Berechnung der Normalkomponente der Induktion herrührend von den Permanentmagneten im Luftspaltbereich ($R_{PMa} < r < R_{Sti}$) als

$$\begin{aligned}
 B_{\delta PM}(\vartheta) = & \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_v}{\mu_{rev}} \frac{vp}{(vp)^2 - 1} \\
 & \times \left\{ \frac{(vp-1) + 2 \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{vp+1} - (vp+1) \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{2vp}}{\frac{\mu_{rev} + 1}{\mu_{rev}} \left[1 - \left(\frac{R_{Lj}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} \right] - \frac{\mu_{rev} - 1}{\mu_{rev}} \left[\left(\frac{R_{PMa}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} - \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{2vp} \right]} \right\} \\
 & \times \left[\left(\frac{r}{R_{Sti}} \right)^{vp-1} \left(\frac{R_{PMa}}{R_{Sti}} \right)^{vp+1} + \left(\frac{R_{PMa}}{r} \right)^{vp+1} \right] \cos(vp\vartheta) \quad (4.8)
 \end{aligned}$$

mit

$$M_v = 2 \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p \frac{\sin \frac{v\pi\alpha_p}{2}}{\frac{v\pi\alpha_p}{2}} \quad (4.9)$$

und in den Magneten ($R_{Lj} < r < R_{PMa}$) als

$$\begin{aligned}
 B_{nPM}(\vartheta) = & \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_v}{\mu_{rev}} \frac{vp}{(vp)^2 - 1} \\
 & \times \left\{ \frac{\left(vp - \frac{1}{\mu_{rev}} \right) \left(\frac{R_{PMa}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} + \left(1 + \frac{1}{\mu_{rev}} \right) \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{vp+1} \left(\frac{R_{PMa}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} - \left(vp + \frac{1}{\mu_{rev}} \right) - \left(1 - \frac{1}{\mu_{rev}} \right) \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{vp+1}}{\frac{\mu_{rev} + 1}{\mu_{rev}} \left[1 - \left(\frac{R_{Lj}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} \right] - \frac{\mu_{rev} - 1}{\mu_{rev}} \left[\left(\frac{R_{PMa}}{R_{Sti}} \right)^{2vp} - \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{2vp} \right]} \right\} \\
 & \times \left[\left(\frac{r}{R_{Sti}} \right)^{vp-1} + \left(\frac{R_{Lj}}{R_{PMa}} \right)^{vp-1} \left(\frac{R_{Lj}}{r} \right)^{vp+1} \right] \cos(vp\Gamma) + \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \mu_0 M_v \frac{vp}{(vp)^2 - 1} \left(\frac{R_{Lj}}{r} \right)^{vp+1} \cos(vp\vartheta) \\
 & + \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \mu_0 M_v \frac{(vp)^2}{(vp)^2 - 1} \cos(vp\vartheta) \quad (4.10)
 \end{aligned}$$

Um die Rechenzeit zu verkürzen, werden die magnetischen Spannungsabfälle im Luftspalt- und im Magnetebereich mit der Induktion in der Mitte des Luftspaltes bzw. in der Mitte der Magnete berechnet. Für die Berechnung der mit den Ankerspulen verketteten Flüsse ist eine zusätzliche Berechnung der Luftspaltinduktion an der Oberfläche der Ständerbohrung notwendig.

4.2.2 Luftspaltinduktion herrührend vom Ankerfeld

Für die analytische Berechnung des Ankerfeldes [37, 40] wird wie im Unterkapitel 4.2.1 eine unendliche Permeabilität des Eisens und ein ungenuteter Ständer angenommen. Für die relative Permeabilität der Magnete wird $\mu_r = 1$ eingesetzt und die stromdurchflossenen Leiter werden durch einen Strombelag a auf der glatten Oberfläche ersetzt, der konstant in den Bereichen von den Größen der Nutöffnungen angenommen wird (siehe Bild 4.5).

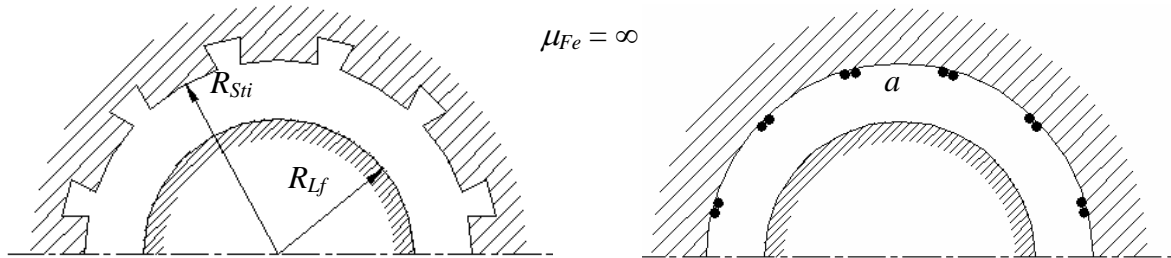


Bild 4.5: Genuteter und für die Berechnung angenommener ungenuteter Ständer

In diesen Fall ist die Laplacesche Gleichung für das magnetische Skalarpotential φ_m

$$\nabla^2 \varphi_m = 0 \quad (4.11)$$

mit den Randbedingungen

$$H_t(r, \Gamma)|_{r=R_{Lj}} = 0 \quad (4.12)$$

$$H_t(r, \Gamma)|_{r=R_{Sti}} = a \quad (4.13)$$

zu lösen.

Mit den Voraussetzungen symmetrisches dreisträngiges Wicklungssystem mit w in Reihe geschalteten Windungen und sinusförmige Strangströme lassen sich die Amplituden der Normalkomponente der Induktion herrührend vom Ankerfeld im Luftbereich ($R_{Lj} < r < R_{Sti}$) durch

$$B_{nStv} = \frac{6\sqrt{2}\mu_0}{\pi} \frac{w}{D_{sti}} I_{eff} \sum_v \xi_{Nv} \xi_{Stv} \xi_{Sev} \left(\frac{r}{R_{Sti}} \right)^v \frac{1 + \left(\frac{R_{Lj}}{r} \right)^{2v}}{1 - \left(\frac{R_{Lj}}{R_{Sti}} \right)^{2v}} \quad (4.14)$$

bestimmen. Darin ist

$$\xi_{Nv} = \frac{\sin v \frac{b_{Ns}}{2R_{Sti}}}{v \frac{b_{Ns}}{2R_{Sti}}} \quad \text{der Nutschlitzfaktor,} \quad (4.15)$$

ξ_{Sev} der Sehnungs- und ξ_{Stv} der Strangfaktor. Auf die Berechnung der letzten beiden wird im Kapitel 2.5 eingegangen.

4.2.3 Berücksichtigung der Nutung

In den Abschnitten 4.2.1 und 4.2.2 wurden die Amplituden der Harmonischen des Luftspaltfeldes herrührend vom Erreger- bzw. Ankerfeld unter der Voraussetzung einer glatten Ständeroberfläche berechnet. Ein genuteter Ständer hat bezüglich des Luftspaltfeldes prinzipiell zwei Nachteile. Einerseits wird der gesamte Polfluss reduziert und andererseits werden dadurch zusätzliche Oberwellen im Luftspaltfeld verursacht.

Die Reduzierung des Polflusses kann durch eine mit dem Carterschen Faktor [7, 8] vergrößerten Luftspaltlänge berücksichtigt werden.

$$k_c = \frac{\tau_N}{\tau_N - \gamma \delta'} \quad (4.16)$$

wobei δ' und γ sich aus

$$\delta' = \delta + \frac{h_{PM}}{\mu_r} \quad (4.17)$$

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[\frac{b_{Ns}}{2\delta'} \arctg \frac{b_{Ns}}{2\delta'} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_{Ns}}{2\delta'} \right)^2} \right] \quad (4.18)$$

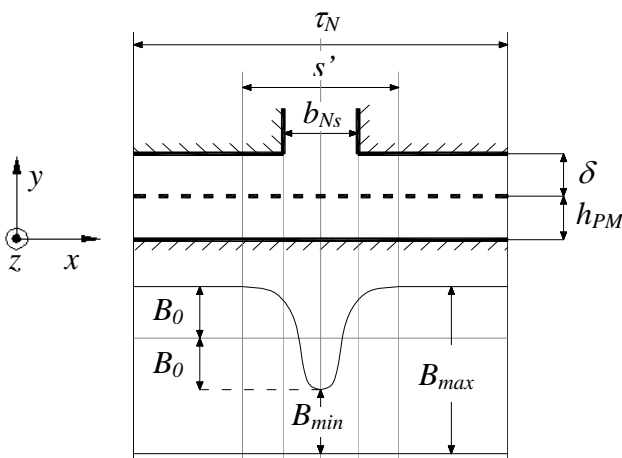
ergeben.

Der korrigierte Ständerradius (Gl.(4.8), (4.10), (4.14)) errechnet sich aus

$$R'_{Sti} = R_{Sti} + (k_c - 1)\delta' \quad (4.19)$$

Die von der Nutung herrührenden Einbrüche in der Luftspaltinduktionskurve können dadurch berücksichtigt werden, dass eine Funktion für die relative Permeabilität des Luftspaltes $\tilde{\lambda}$ eingeführt wird, die die aus den Gleichungen (Gl.(4.8), (4.10),(4.14)) berechneten Luftspaltfelder moduliert

$$B'_{nPM} = B_{nPM} \tilde{\lambda} \quad B'_{nSt} = B_{nSt} \tilde{\lambda} . \quad (4.20)$$



Die Bestimmung dieser Funktion [38, 40] geht von einer unendlich tiefen und rechteckförmigen Nut aus. Darüber hinaus wird angenommen, dass der Einfluss der Nachbarnuten auf die betrachtete Nutteilung vernachlässigbar ist, was für Maschinen mit kleiner Nutzahl erfüllt ist, und dass die Luftspaltinduktion in der Nutöffnung (siehe Bild 4.6) durch eine Kosinusfunktion wiedergegeben werden kann.

Bild 4.6: 2D-Modell für die Berechnung der relativen Permeabilität des Luftspaltes

Unter diesen Voraussetzungen lässt sich die relative Permeabilität des Luftspaltes mit Hilfe konformer Abbildung analytisch durch

$$\tilde{\lambda}(\Gamma, r) = \begin{cases} \left[1 - \beta_{(r)} - \beta_{(r)} \cos\left(\frac{t_N N}{s'} \Gamma\right) \right] & \text{für } |\Gamma| \leq \frac{s' \pi}{t_N N} \\ 1 & \text{für } \frac{s' \pi}{t_N N} < |\Gamma| < \frac{t_N}{2} \end{cases} \quad (4.21)$$

bestimmen, wobei

$$s' = \frac{\gamma \delta'}{\beta_{(r)}} \quad (4.22)$$

die fiktive Nutschlitzbreite (siehe Bild 4.6) ist.

Die Funktion $\beta_{(r)}$ stellt für jeden Radius r das Verhältnis zwischen B_0 und B_{max} dar

$$\beta_{(r)} = \frac{B_{0(r)}}{B_{max(r)}} = \frac{B_{max(r)} - B_{min(r)}}{2B_{max(r)}} \quad (4.23)$$

und kann durch

$$\beta_{(r)} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{b_{Ns}}{2\delta'}\right)^2 (1 + \nu^2)}} \right] \quad (4.24)$$

berechnet werden, worin die Größe ν sich iterativ aus

$$y \frac{\pi}{b_{Ns}} = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{\sqrt{a^2 + \nu^2} + \nu}{\sqrt{a^2 + \nu^2} - \nu} \right] + \frac{2\delta'}{b_{Ns}} \arctg \frac{2\delta'}{b_{Ns}} \frac{\nu}{\sqrt{a^2 + \nu^2}} \quad (4.25)$$

mit

$$a^2 = 1 + \left(\frac{2\delta'}{b_{Ns}} \right)^2 \quad (4.26)$$

ergibt.

4.2.4 Luftspalt- und Streuinduktivitäten

Die Stranginduktivität bzw. *Drehfeldinduktivität* (L_{Str}) setzt sich aus der *Luftspalt-* und *Streuinduktivität* zusammen (siehe Bild 4.7).

L_{Str} Drehfeldinduktivität			
L_{δ} Luftspaltinduktivität		L_{σ} Streuinduktivität	
$L_{\delta h}$ Berechnet aus der Harmonische $\nu = p$ des Luftspaltfeldes	$L_{\delta\sigma}$ Berechnet aus allen restlichen Harmoni- schen des Luftspalt- feldes	$L_{NZ\sigma}$ berechnet aus der Nut-Zahnkopf- streuung	$L_{Wk\sigma}$ berechnet aus der Wicklungkopf- streuung

Bild 4.7: Verkettete Flüsse und Induktivitäten des Elektronikmotors

Die *Luftspaltinduktivität* (L_{δ}) ergibt sich wiederum aus der Summe zweier Induktivitäten, der *Hauptinduktivität* ($L_{\delta h}$) und der *doppeltverketteten Induktivität* ($L_{\delta\sigma}$).

$$L_{\delta} = L_{\delta h} + L_{\delta\sigma} \quad (4.27)$$

Die *Hauptinduktivität* berechnet sich aus der Hauptharmonischen ($\nu = p$) des Luftspaltfeldes herrührend vom Ankerfeld und die *doppeltverkettete Induktivität* kann aus allen übrigen Harmonischen des Luftspaltfeldes berechnet werden (siehe Kap. 4.2.2). Die *Streuinduktivität* L_{σ} teilt man i.allg. in Nut-, Zahnkopf- und Wicklungskopfinduktivität auf [5, 7].

$$L_{\sigma} = L_{NZ\sigma} + L_{Wk\sigma} \quad (4.28)$$

Die kurzen Wicklungsköpfe, die sich bei Motoren mit Einzelzahnbewicklung ergeben, führen in der Regel zu einer kleinen Wicklungskopfstreuung, so dass dieser Streuinduktivitätsanteil vernachlässigt werden kann. Die Nut- und Zahnkopfstreuung spielen jedoch bei Motoren mit oberflächenmontierten Magneten aufgrund des großen magnetisch wirksamen Luftspaltes eine wesentliche Rolle. Die ihnen zugeordneten Flüsse belasten Teile des magnetischen Kreises stark. Darüber hinaus können, vor allem bei kleinen Nutschlitzbreiten und großen Luftspalten, die sich daraus ergebenden Streuinduktivitäten größer als die Luftspaltinduktivität sein. Deshalb ist es beim Entwurf der Maschine erforderlich, eine Berechnung dieser Streuflüsse durchzuführen.

Die Flussverkettung einer einzelnen Spule mit dem vom eigenen Strom herrührenden Feld im Nut- und Zahnkopfbereich kann nach [7] als

$$\psi_{\sigma NZ} = 2\mu_0 l_i w_{sp}^2 i_{sp} \lambda_{NZ} \quad (4.29)$$

berechnet werden. Voraussetzung hierfür sind eine unendliche Permeabilität des Eisens und ein quasihomogenes Feld im Nut- und Zahnkopfbereich, so dass die Feldstärke längs einer Integrationslinie konstant angenommen werden kann.

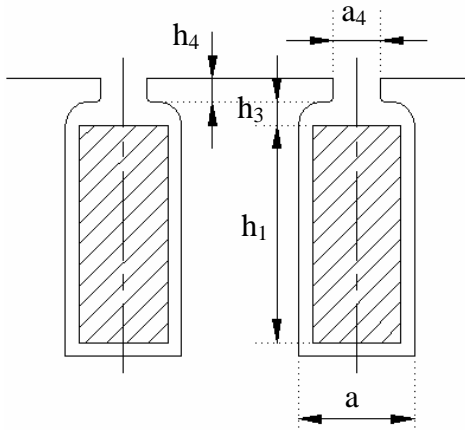


Bild 4.8: Nutprofil und Kennwerte

Der relative Streuleitwert λ_{NZ} ist vom Nutprofil abhängig und lässt sich für die im Bild 4.8 dargestellte Nut nach [8] durch

$$\lambda_{NZ} = \frac{h_1}{3a} + \frac{h_3}{a_3} + \frac{h_4}{a_4} + \lambda_z \quad (4.30)$$

annähern.

Der relative Leitwert der Zahnkopfstreuung λ_z ist in [7] graphisch als Funktion von b_{Ns}/δ' angegeben und kann durch

$$\lambda_z \approx \begin{cases} 4,36 \times 10^{-6} \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right)^6 - 2,33 \times 10^{-4} \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right)^5 + 4,95 \times 10^{-3} \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right)^4 + \\ - 0,053 \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right)^3 + 0,301 \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right)^2 - 0,885 \left(\frac{b_{Ns}}{\delta'} \right) + 1,034 & 0 \leq \frac{b_{Ns}}{\delta'} < 3 \\ \frac{\delta'}{2b_{Ns}} - \frac{1}{6} & 3 \leq \frac{b_{Ns}}{\delta'} \leq 15 \end{cases} \quad (4.31)$$

angenähert werden.

Für eine symmetrische m -strängige **Einschichtwicklung** ergibt sich die Anzahl der zu einem Strang gehörenden Nuten aus $N_{Str} = N/2m = pq$ (siehe Kap. 2.5), sodass sich bei Reihenschaltung aller Spulen die Streuflussverkettung eines Stranges durch

$$\psi_{\sigma Str} = 2pq\mu_0 l_i w_{sp}^2 i_{Str} \lambda_{NZ} \quad (4.32)$$

berechnen lässt. Daraus erhält man die Streuinduktivität eines Stranges

$$L_{\sigma Str} = 2pq\mu_0 l_i w_{sp}^2 \lambda_{NZ} \quad (4.33)$$

Wenn in einer Nut zwei Spulenseiten liegen, ist die zu der einen Spulenseite gehörende Spule (μ) mit dem vom Strom in der anderen Spulenseite (ν) herrührenden Fluss verkettet. Bei Elektromotoren mit **Einzelzahn-Zweischichtwicklung** liegen die Spulenseiten in den Nuten meistens nebeneinander und werden deshalb vom gleichen Nut- und Zahnkopffluss durchgesetzt. Unter der Voraussetzung einer symmetrischen Wicklung sind die magnetische Leitwerte aller Nutteilungen gleich. Die Flussverkettung der Spule μ herrührend vom Strom in der Spule ν kann dann als

$$\psi_{\sigma NZ\mu} = \mu_0 l_i w_{sp}^2 i_{sp\nu} \lambda_{NZ} \quad (4.34)$$

berechnet werden. Die gesamte Streuflussverkettung einer Spule ergibt sich aus der Überlagerung der durch Gl. (4.32) und (4.34) berechneten Flussverkettungen. Aus der Betrachtung der unterschiedlichen Varianten für Einzelzahn- Zweischichtwicklung (siehe Bild 2.14) ist zu erkennen, dass für den gesamten verketteten Fluss eines Stranges

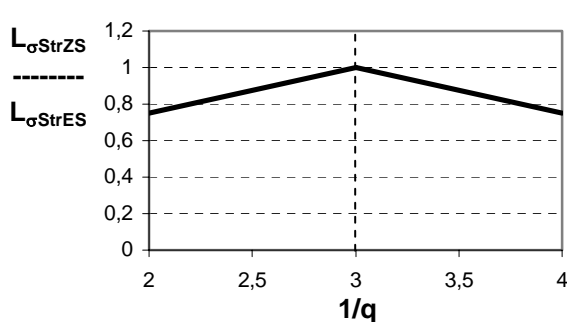
$$\psi_{\sigma Str} = \left(\frac{4N}{m} - |N - 2p| \right) \mu_0 l_i w_{sp}^2 i_{Str} \lambda_{NZ} \quad (4.35)$$

gilt.

Mit $m = 3$ können die Strangstreuinduktivitäten für die Bereiche: $N > 2p$, d.h. $q > 1/3$ bzw. $N < 2p$ mit $q < 1/3$ als Funktion von Polpaar- und Lochzahl ausgedrückt werden.

$$\begin{aligned} L_{\sigma Str} &= 2p(q+1)\mu_0 l_i w_{sp}^2 \lambda_{NZ} && \text{für } q > \frac{1}{3} \\ L_{\sigma Str} &= 2p(7q-1)\mu_0 l_i w_{sp}^2 \lambda_{NZ} && \text{für } q < \frac{1}{3} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Ein Vergleich von Maschinen mit Einschicht- und Zweischichtwicklungen erfolgt unter der Voraussetzung gleicher Blechschnitte. Vergleichbare Grundschwingungen der Luftspaltinduktionen erfordern bei der Einschichtwicklung doppelt so viele Windungen pro Spule wie der bei der Zweischichtwicklung. Es gilt also: $w_{spES} = 2w_{spZS}$. Damit ergibt sich das in Gl.(4.37) und im Bild 4.9 dargestellte Verhältnis zwischen den Streuinduktivitäten der Zweischicht- zur Einschichtwicklung.



$$\begin{aligned} \frac{L_{\sigma StrZS}}{L_{\sigma StrES}} &= \frac{1}{4} \left(1 + \frac{1}{q} \right) && \text{für } \frac{1}{q} < 3 \\ \frac{L_{\sigma StrZS}}{L_{\sigma StrES}} &= \frac{1}{4} \left(7 - \frac{1}{q} \right) && \text{für } \frac{1}{q} > 3 \end{aligned} \quad (4.37)$$

Bild 4.9: Streuinduktivität der Zweischicht- zur Einschichtwicklung als Funktion der Lochzahl

Die Spiegelsymmetrie der Funktion zu $1/q = 3$ ist im Bild ersichtlich. Für diese Lochzahl sind die Streuinduktivitäten gleich, allerdings kann mit $q = 1/3$ keine symmetrische dreisträngige Wicklung ausgeführt werden. Bei den Lochzahlen $q = 0,5$ bzw. $q = 0,25$ ist die Streuinduktivität der Zweischichtwicklung 25 % kleiner als die der Einschichtwicklung.

4.3 Überprüfung und Nachrechnung mit einem FEM-Programm

Die durch die analytische Berechnung des stationären magnetischen Feldes ermittelten Geometrien werden mit Hilfe eines **Finite-Elemente-Methode-Programmes** überprüft und nachgerechnet.

Für einen effizienten Einsatz der FEM-Berechnung ist ein parametrisiertes Modell von Vorteil. Als frei wählbare Parameter sind die Nut- und Polpaarzahl, die Luftspaltlänge und alle im Bild 4.10 dargestellten geometrischen Größen eingeführt. Nach Eingabe dieser Daten, die entweder Vorgabewerte oder Ergebnisse der analytische Berechnung sind, wird die Motorgeometrie durch einen in das FEM-Programm eingebundenen Modul automatisch generiert.

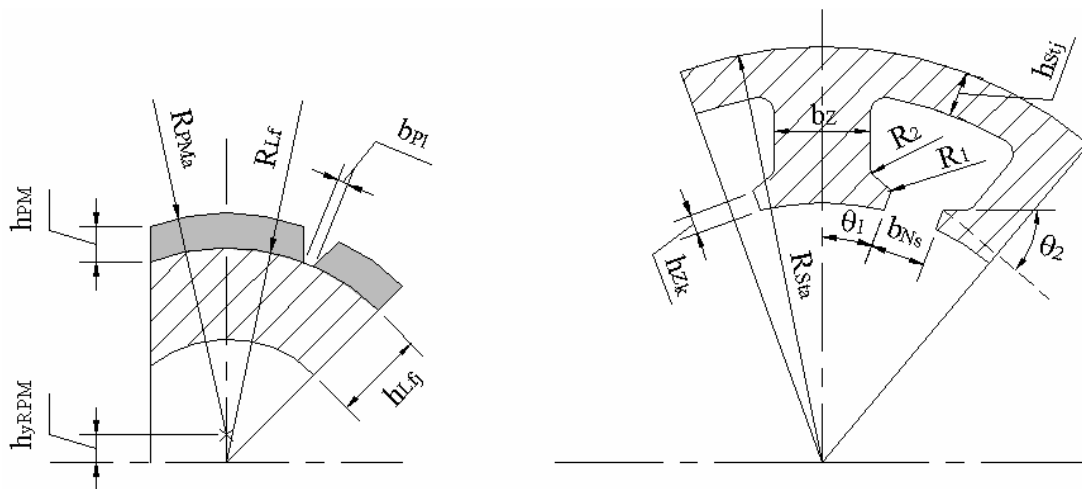


Bild 4.10: Läufer- und Ständerparameter

Zur exemplarischen Überprüfung der im analytischen Modul berechneten Drehmomente wird eine Magnethöhe $h_{PM} = 2,5$ mm gewählt und konstant gehalten. Der im Bild 4.3.a) dreidimensional dargestellte Drehmomentverlauf ist damit in zwei Dimensionen umzuwandeln ($M_{h_{PM}=2,5} = f(k_D)$). Für jeden Wert k_D wird im FEM-Programm mit Hilfe des parametrisierten Modells die Geometrie generiert, dann das Feldproblem gelöst und das Drehmoment berechnet. Die Ergebnisse aus dem analytischen Modul und aus der FEM-Berechnung sind als Funktion des Parameters k_D im Bild 4.11 dargestellt. Im interessierenden Bereich ($1,6 < k_D < 2,5$) unterscheiden sie sich um weniger als 5%.

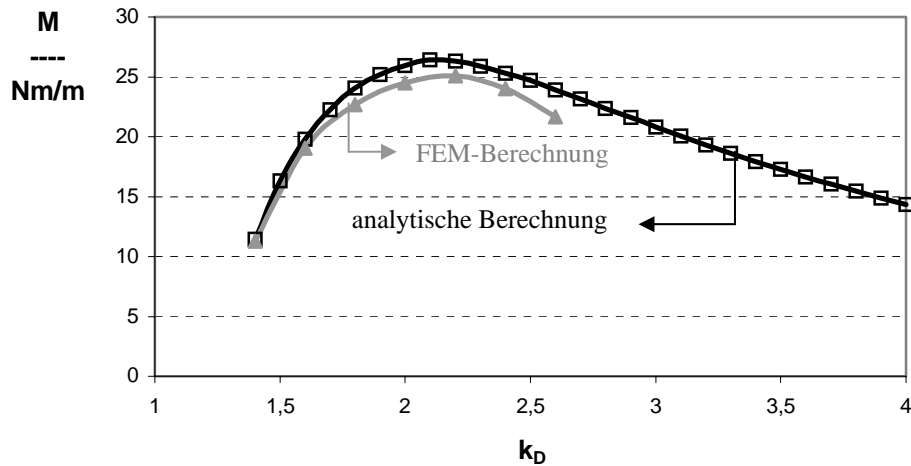
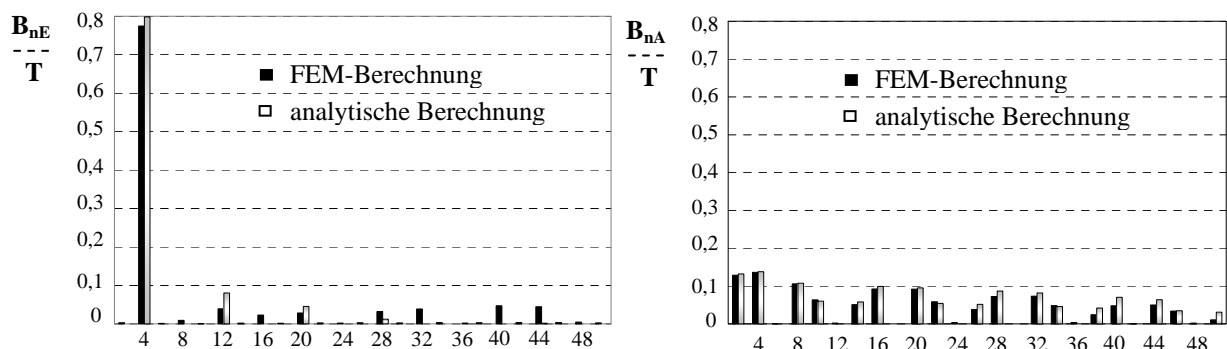


Bild 4.11: Vergleich zwischen den analytisch und mit FEM-Programm berechneten Drehmomente

Die Luftspaltinduktion, herrührend vom Erreger- und vom Ankerfeld, wird als weitere Vergleichsgröße herangezogen. Es werden die Amplituden der Harmonischen der Luftspaltinduktion, die aus den beiden Berechnungsverfahren resultieren, für $k_D = 1,7$ im Bild 4.12 verglichen. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung zu sehen.



a) Erregerfeld

b) Ankerfeld

Bild 4.12: Amplitudenspektrum der Luftspaltinduktionen herrührend vom Erreger- und Ankerfeld, Gegenüberstellung analytische und FEM-Berechnungen

Aus der Betrachtung der Bilder 4.11 und 4.12 ist zu schlussfolgern, dass mit dem im Kapitel 4.2 vorgestellten analytischen Modul, die im Motor existierenden magnetischen Felder und das vom Motor entwickelte Drehmoment gut berechnet werden können. Bild 4.11 zeigt auch, dass im Bereich des maximalen Drehmoments die Abhängigkeit vom k_D im analytischen Modul mit hinreichender Genauigkeit erfasst wird.

Der Einsatz der FEM-Berechnung ist deshalb nur dann erforderlich, wenn die Auswirkung von bestimmten Änderungen oder Asymmetrien am magnetischen Kreis, die sich nur schwer bzw. gar nicht analytisch berechnen lassen, untersucht werden soll. Das kann z.B. bei Optimierung der entworfenen Geometrie bezüglich stellungsabhängiger Drehmomente (siehe Kapitel 3) sinnvoll sein.

4.4 Wicklungsberechnung unter Berücksichtigung der geforderten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie

4.4.1 Allgemeines zur Wicklungsberechnung

In diesem Modul des Entwurfsverfahrens wird unter Berücksichtigung der geforderten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eine Wicklung für den Motor berechnet, dabei wird eine Reihenschaltung aller Spulen eines Stranges vorausgesetzt.

Der Ablauf der Berechnung ist Bild 4.13 dargestellt.

Die für die Wicklungsauslegung notwendigen Vorgabewerte sind entweder

- Randbedingungen
 - Zwischenkreisspannung,
 - maximal zulässiger Strangstrom,
 - maximal erreichbarer Kupferfüllfaktor,
 - maximal im Draht zulässige Stromdichte und
 - geforderte Wertepaare (n, M) der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie

oder

- Ergebnisse der bisherigen Berechnungen
 - Drehmoment je Meter Paketlänge,
 - maximal zulässige Durchflutung pro Spule,
 - auf Paketlänge und Windungszahl bezogene Stranginduktivität und
 - auf Paketlänge und Windungszahl bezogene induzierte Spannung.

Die erforderliche Mindestlänge des Blechpakets wird aus dem geforderten maximalen Drehmoment und dem mit maximal zulässiger Durchflutung ermittelten Drehmoment je Meter Paketlänge berechnet.

Mit der Durchflutung und dem Strangstrom wird die Windungszahl je Spule berechnet und aufgerundet. Diese muss größer als eine untere Grenze sein, die durch die maximale Durchflutung und den zulässigen maximalen Strangstrom bestimmt wird, darf aber gleichzeitig einen durch die induzierte Spannung bestimmten oberen Grenzwert nicht überschreiten. Der aus der zulässigen Stromdichte im Leiter berechnete Drahtdurchmesser wird gemäß der Norm EN 60317-0-1 für lackisolierte Drähte ausgewählt. Damit wird ein neuer Kupferfüllfaktor berechnet.

Ist dieser neue Füllfaktor größer als der aus technischen Gründen erreichbare, wird zunächst bei gleicher Durchflutung der Strom so weit reduziert, bis der nächst kleinere Drahtdurchmesser bei gleicher Stromdichte ausgewählt werden kann. Mit diesem kleineren Drahtdurchmesser und der entsprechend größeren Windungszahl kann die Bedingung $\varphi_{c_{neu}} < \varphi_{cu}$ evtl. erfüllt werden. Anderenfalls wird die Durchflutung reduziert und die Paketlänge vergrößert bis der vorgegebene Kupferfüllfaktor eingehalten wird.

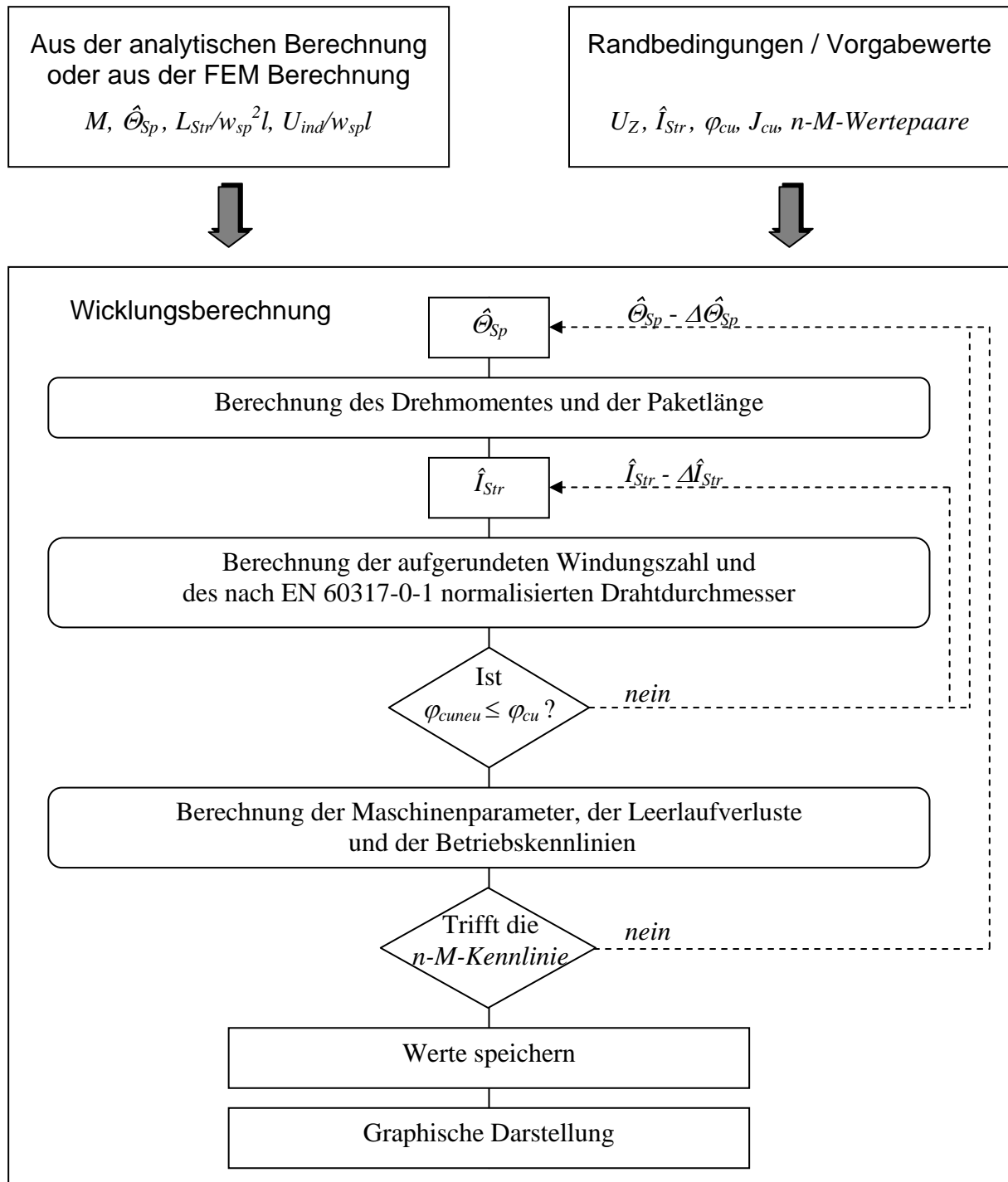


Bild 4.13: Ablauf der Wicklungsberechnung

Danach werden die Maschinenparameter (Strangwiderstand, Stranginduktivität, induzierte Spannung und Trägheitsmoment), die Leerlaufverluste und die Betriebskennlinie $n = f(M)$ berechnet. Auf die Berechnung der Betriebskennlinien wird im folgenden Kapitel eingegangen. Liegen die vorgegebenen Wertepaare (n, M) unterhalb der berechneten Kennlinie, werden die Kennwerte des entworfenen Motors gespeichert und graphisch dargestellt. Ansonsten wird die Durchflutung weiter reduziert.

4.4.2 Überprüfung der geforderten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie

Unter Vernachlässigung der Ummagnetisierungsverluste herrührend vom Ankerfeld (siehe Kap. 2.4.2) und mit Einführung des inneres Drehmomentes (M_i), das vom an der Welle wirksamen Drehmoment um das für die mechanisch gedeckten Verluste verantwortliche abweicht, lautet die Leistungsbilanz des Motors

$$mU_{Str} I_{Str} \cos \varphi = M_i \Omega + mR_{Str} I_{Str}^2 . \quad (4.38)$$

Im stromlosen Zustand ist bei konstanter Temperatur bzw. unter Vernachlässigung des Temperatureinflusses auf die Entmagnetisierungskennlinie der Permanentmagnete der Erregerfluss konstant. Die in der Ständerwicklung induzierte Spannung ist dann proportional der Drehzahl, so dass eine Drehzahlkonstante k_n eingeführt werden kann.

$$n = k_n U_{ind} \quad (4.39)$$

Werden die durch die Ankerdurchflutung bedingten Sättigungseffekte ebenfalls vernachlässigt, besteht ein lineares Verhältnis zwischen dem Strangstrom und dem innerem Drehmoment, so dass eine Drehmomentkonstante k_M definiert werden kann.

$$M_i = mk_M I_{Str} \quad (4.40)$$

Diese beiden Maschinenkonstanten sind nicht unabhängig voneinander, ihr Produkt ist konstant

$$k_n k_M = \frac{1}{2\pi} \quad (4.41)$$

Mit dieser Proportionalität kann die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie des Motors nach Gl. (4.38) dargestellt werden als

$$n = k_n U_{Str} \cos \varphi - \frac{k_n}{mk_M} R_{Str} M_i . \quad (4.42)$$

Aus dieser Gleichung werden die ideelle Leerlaufdrehzahl

$$n_0 = k_n U_{Str} \cos \varphi \quad (4.43)$$

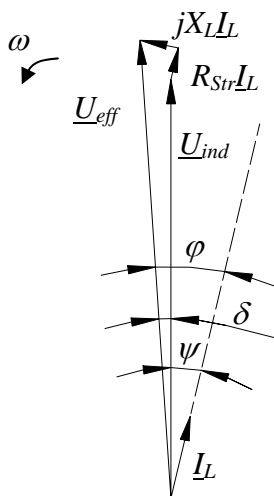


Bild 4.14: Zeigerdiagramm der Maschine im Leerlauf

und das Haltemoment

$$M_H = mk_M \frac{U_{Str}}{R_{Str}} \quad (4.44)$$

ermittelt.

Für die Berechnung der Leerlaufdrehzahl n_L wird zuerst ein Leistungsfaktor nahe eins angenommen und mit Gl. (4.43) die ideelle Leerlaufdrehzahl berechnet. Für diese Drehzahl werden die Ummagnetisierungs- und Reibungsverluste nach Gl. (2.1) bzw. Gl. (2.6) abgeschätzt. Aus diesen berechneten Verlusten wird der Leerlaufstrom I_L ermittelt. Die Wicklungsverluste im Leerlauf bleiben unberücksichtigt, da sie im Vergleich zu den anderen Verlustanteile verschwindend klein sind. Im Bild 4.14 ist das Zeigerdiagramm der Maschine im Leerlauf dargestellt.

Mittels Gl.(4.45) und Gl. (4.46)

$$\underline{U}_{eff} \cos \delta = \underline{U}_{ind} + R_{Str} \underline{I}_L \sin\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) + jX_L \underline{I}_L \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) \quad (4.45)$$

$$\underline{U}_{eff} \sin \delta = R_{Str} \underline{I}_L \cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) + jX_L \underline{I}_L \sin\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) \quad (4.46)$$

wird ein neuer $\cos\varphi$ berechnet. Die Iteration wiederholt sich bis die Differenz zwischen dem angenommenen und dem berechneten Leistungsfaktor kleiner als eine vorgegebene Schranke wird. Die Leerlaufdrehzahl kann nach

$$n_L = k_n U_{str} \cos \varphi - \frac{k_n}{mk_M} R_{Str} M_L \quad (4.47)$$

ermittelt werden.

Das Anlaufdrehmoment ergibt sich aus der Differenz zwischen dem nach Gl. (4.44) berechneten Haltemoment und dem aus den Leerlaufverlusten ermittelten Leerlaufdrehmoment.

Mit der berechneten Leerlaufdrehzahl und dem Anlaufdrehmoment ist die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der entworfenen Maschine bestimmt. Anhand dieser Kennlinie wird jedes der geforderten Wertepaare überprüft.

4.5 Dynamische Simulation

Die letzte Stufe des Entwurfsverfahrens besteht darin, die dynamischen Vorgänge der Maschine nachzubilden. Ein solche Simulation ist vor allem wichtig, wenn besonderer Wert auf die Dynamik des Systems gelegt wird. Dafür ist es notwendig, das gesamte System: Motor + Elektronik + Last zu modellieren und in ein Programm einzubeziehen.

4.5.1 Modellierung des Elektronikmotors ohne Berücksichtigung der Eisensättigung

Zur Modellierung eines Elektronikmotors mit oberflächemontierten Magneten wird angenommen, dass

- die Magnete hochohmig sind und deshalb keine dämpfenden Effekte durch Wirbelströme im Magnetenmaterial auftreten,
- die Induktivitäten von der Läuferstellung unabhängig sind,
- Sättigungseffekte zu vernachlässigen sind,
- der Anker eine symmetrische dreiphasige in Stern geschaltete Wicklung besitzt und
- der Sternpunkt nicht angeschlossen ist.

Die Spannungsgleichung eines Stranges lautet:

$$u_i = R_i i_i + \frac{d\psi_i}{dt} \quad (4.48)$$

Der mit der Spulen des Stranges i gesamte verkettete Fluss (ψ_i) wird in einen vom Erregerfeld (ψ_{PMi}) und einen vom Ankerfeld (ψ_{Sti}) herrührenden Teil zerlegt. Dem zweiten kann eine

Strang- bzw. Drehfeldinduktivität zugeordnet werden (siehe Kap. 4.2.4), so dass die Spannungsgleichung eines Stranges durch

$$u_i = R_{Str} i_i + L_{Str} \frac{di_i}{dt} + \frac{d\psi_{PM i}}{dt} \quad (4.49)$$

beschrieben wird. Das dazugehörige elektrische Ersatzschaltbild für die Maschine ist im Bild 4.15 dargestellt.

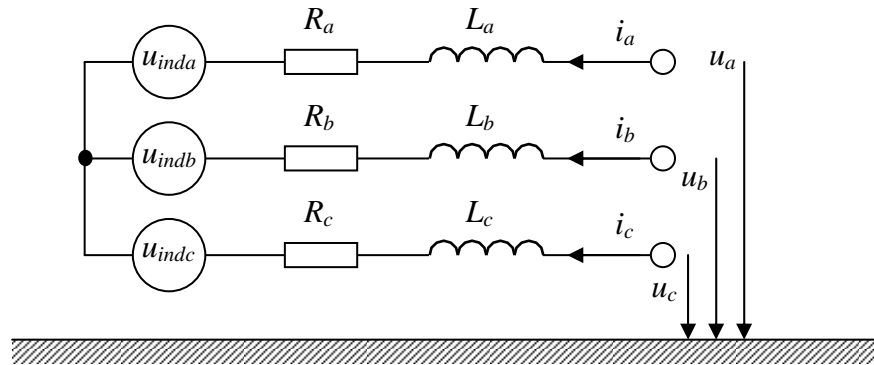


Bild 4.15: elektrisches Ersatzschaltbild des dreiphasigen Elektronikmotors

Das Drehmoment wird aus einem der rotorisch induzierten Spannung herrührenden Anteil und einem dem Nutztmoment des Motors zugeordneten berechnet.

$$M_i(\vartheta) = \sum_{i=1}^m \frac{d\psi_{PM i}}{d\vartheta} i_i + M_{Nut}(\vartheta) \quad (4.50)$$

Das an der Welle abgegebene Drehmoment (M) unterscheidet sich von dem inneren Drehmoment (M_i) durch das Leerlaufmoment (M_L), das durch die Reibung und die Ummagnetisierungsverluste bedingt ist.

$$M(\vartheta) = M_i(\vartheta) - M_L \quad (4.51)$$

Für die Nachbildung der mechanischen Verhältnisse wird eine drehsteife Kupplung zwischen Motor und Last angenommen, so dass dadurch keine zusätzlichen mechanischen Schwingungen auftreten. Die gesamte rotierende Masse wird als ein starrer Körper mit dem Massenträgheitsmoment J_{Sys} betrachtet. Mit Einführung des Belastungsdrehmoments M_{Last} lautet die Bewegungsgleichung

$$M(\vartheta) = J_{Sys} \frac{d^2 \vartheta}{dt^2} + M_{Last} \quad (4.52)$$

Im folgenden werden zwei unterschiedliche Motormodelle betrachtet, mit denen die dynamischen Vorgänge der Maschine simuliert werden. Vor- und Nachteile werden dabei erläutert.

4.5.1.1 Grundwellenmodell

Ein Grundwellenmodell zeichnet sich dadurch aus, dass nur die Harmonische $\nu = p$ des Luftspaltfeldes, herrührend vom Erregerfeld, berücksichtigt wird, d.h. die Luftspaltinduktion, herrührend von den Permanentmagneten, wird als sinusförmig angenommen und alle anderen Harmonischen werden vernachlässigt.

Um die Maschine durch ein einfaches Modell nachbilden zu können und dadurch kürzere Rechenzeiten zu erreichen, werden darüber hinaus das Leerlauf- und das Nutlastmoment nicht berücksichtigt. Die Einspeisung der Ankerwicklung erfolgt ebenfalls mit sinusförmigen Strömen.

Da die Maschine mit sinusförmiger Kommutierung und feldorientierter Regelung arbeiten soll, empfiehlt es sich, zuerst das dreisträngige Wicklungssystem in ein zweisträngiges umzuformen (α - β) und dann alle im Ständerkoordinatensystem (α - β) dargestellten Wechselgrößen in das Rotorkoordinatensystem (d - q) zu transformieren, wobei die d -Achse der Polachse des Motors entspricht. Dieses Koordinatensystem rotiert gegenüber dem Ständer mit der Winkelgeschwindigkeit $\Omega = d\vartheta/dt$, wobei ϑ der Winkel zwischen dem Ständer- und dem Rotorkoordinatensystem ist. Die genauere Herleitung kann [11, 12] entnommen werden. Die Spannungsgleichungen des zweisträngigen Systems lauten:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Str} & -\omega L_{Str} \\ \omega L_{Str} & R_{Str} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{Str} & 0 \\ 0 & L_{Str} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Andererseits können u_d und u_q direkt mit der Transformationsmatrix (C^T) aus den Strangspannungen durch

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = [C^T] \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \vartheta & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

gewonnen werden.

Für das Drehmoment gilt:

$$M = \frac{3}{2} p \psi_{PM} i_q \quad (4.55)$$

und mit der Bewegungsgleichung Gl. (4.52) ergibt sich der Signalflussplan nach Bild 4.16.

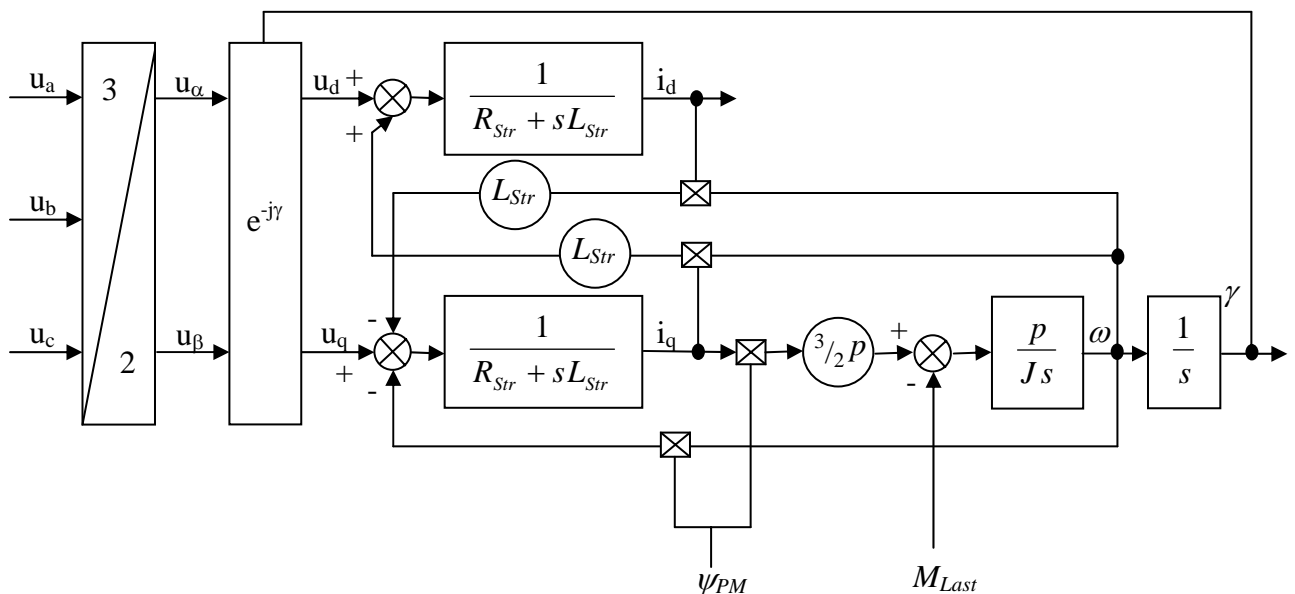


Bild 4.16: Signalflussplan des Elektronikmotors, Grundwellenmodell

Mit dem *Grundwellenmodell* erhält man ein einfaches und übersichtliches Motormodell, das zu kurzen Rechenzeiten führt. Mit der Transformation der Strangströme in das Rotorkoordinatensystem ist eine gute Integration mit der Regelung gegeben. Seine Schwachpunkte bestehen darin, dass Spannungen, Ströme und Flüsse sinusförmig angenommen und Leerlauf- sowie Nutrastrmomente vernachlässigt werden. Dadurch ist für manche Fragestellungen die Genauigkeit des Modells nicht ausreichend.

4.5.1.2 Verbessertes Simulationsmodell

Einer besseren Annäherung der dynamischen Vorgänge der Maschine dient der im Bild 4.17 dargestellte Signalflussplan. In diesem Modell werden alle Harmonischen des verketteten Flusses sowie Leerlauf- und Nutrastrmomente berücksichtigt, Sättigungseffekte werden jedoch wie im Grundwellenmodell vernachlässigt.

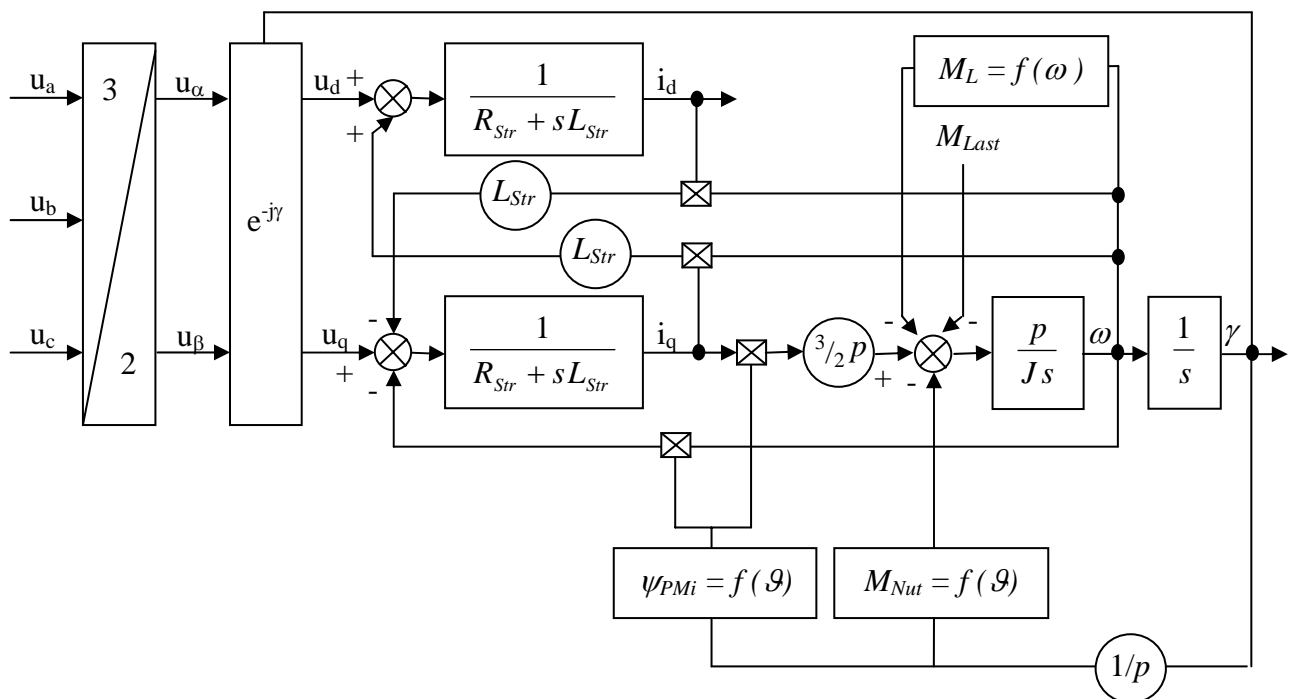


Bild 4.17: Signalflussplan unter Berücksichtigung der Oberwellen, des Nutrastr- und des Leerlaufmomentes

Die für die Simulation notwendigen Abhängigkeiten sowohl des Nutrastrmomentes und des verketteten Flusses von der Rotorlage ($M_{Nut} = f(\vartheta)$, $\psi_{PMi} = f(\vartheta)$) als auch des Leerlaufdrehmoments von der Winkelgeschwindigkeit ($M_L = f(\omega)$) werden in Form von Tabellen oder als Fourierreihen in die Simulation einbezogen. Sie sind vorab durch Berechnung (analytisch oder FEM) oder Messung zu ermitteln.

Die Unterschiede zum *Grundwellenmodell* sind:

- Alle Harmonischen der vom Erregerfeld herrührenden Luftspaltinduktion werden berücksichtigt.
- Das Nutrastrmoment der Maschine ist in die Simulation einbezogen.
- Das Leerlaufdrehmoment wird berücksichtigt.

4.5.2 Modellierung des Elektronikmotors mit Berücksichtigung der Eisensättigung

Wenn Sättigungseffekte berücksichtigt werden, darf der gesamte Luftspaltfluss nicht in einen vom Erreger- und einen vom Ankerfeld herrührenden Anteil aufgeteilt werden.

Die Spannungsgleichung eines Stranges lautet:

$$u_i = R_{Str} i_i + \frac{d\psi_i}{dt} \quad (4.56)$$

Die Flussverkettung ist eine Funktion von zwei Variablen, dem Strom und der Rotorlage ($\psi_i = f(i, \vartheta)$).

Um das maximale Drehmoment zu erreichen, werden die Strangströme durch die feldorientierte Regelung stets in Phase mit den entsprechenden induzierten Spannungen eingespeist (Ausnahme: Feldschwächungsbetrieb). Dadurch wird die Phasenverschiebung zwischen der Harmonische $\nu = p$ (entspricht die Polpaarzahl der Maschine) der Normalkomponente der Induktion, herrührend vom Anker- und vom Erregerfeld, konstant bei 90° (elektrisch) gehalten. Das bedeutet, dass der Winkel der Strangströme (ωt) fest mit der Rotorlage (ϑ) verbunden ist. Es gilt also

$$\omega t = p(\vartheta + \vartheta_0), \quad (4.57)$$

wobei ϑ_0 die Rotorlage zum Zeitpunkt $t = 0$ ist.

Nach dieser Überlegung ist es möglich, die verketteten Flüsse und das Drehmoment als Funktion der Rotorlage und des Stromes mit einem FEM-Programm zu berechnen. Für diese Berechnung werden aber sinusförmige Strangströme vorausgesetzt. Die Ergebnisse fließen dann in Form von Tabellen in die Simulation ein. Der Signalflussplan des Simulationsmodells für einen Strang ist im Bild 4.18 dargestellt.

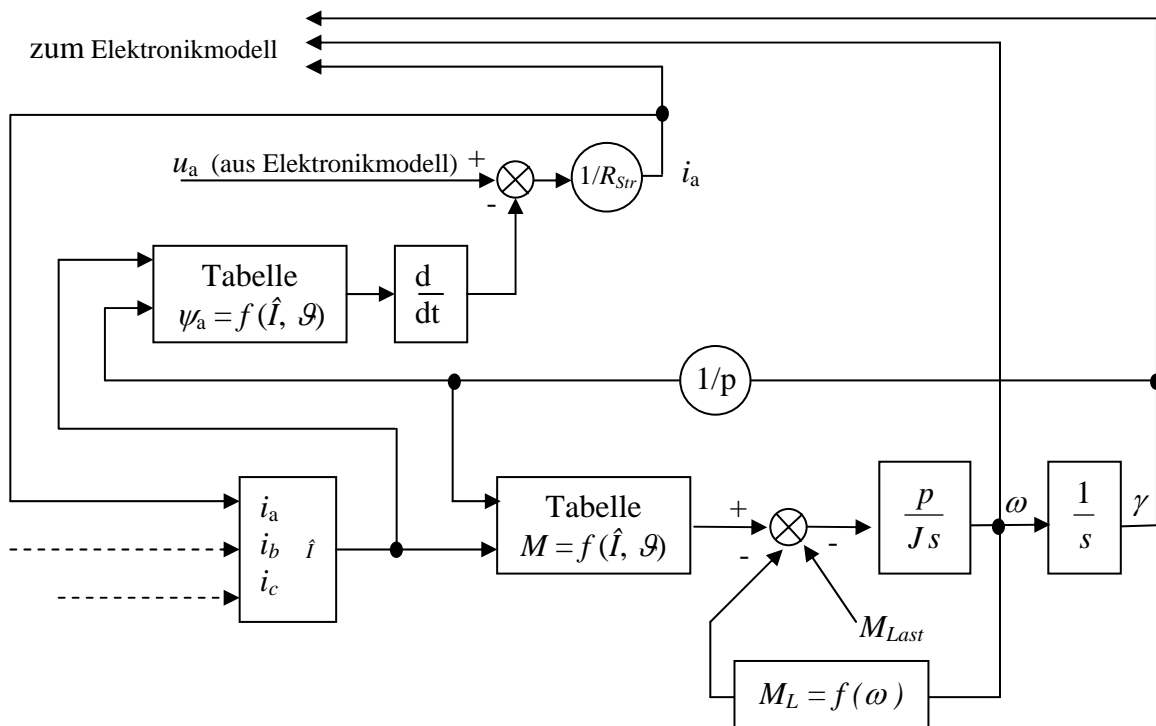


Bild 4.18: Signalflussplan eines Stranges zur Simulation unter Berücksichtigung der Eisensättigung

Dieses Modell erfordert einen erheblichen Rechenaufwand, da die Verläufe sowohl des Drehmoments als auch des verketteten Flusses über eine Umdrehung des Läufers für unterschiedlichen Strangströme berechnet werden müssen.

Die Ergebnisse der beiden Simulationsmodelle ohne Berücksichtigung der Sättigung liefern so gute Übereinstimmung mit den gemessenen Werten (siehe Kapitel 6), dass auf eine weitere Behandlung der in diesem Unterkapitel vorgestellten Simulation verzichtet wird.

4.5.3 Digitale Nachbildung der Regelung und des Wechselrichters

Für die digitale Nachbildung der Elektronik wird das an der TU Ilmenau entwickelte Modell für feldorientierte Regelung übernommen [54].

Das entsprechende Blockschaltdiagramm ist im Bild 4.20 dargestellt. Es wird mit konstanter Zwischenkreisspannung gerechnet. Sowohl der n - als auch der i -Regler sind mit P+I-Gliedern ausgestattet, deren Parameter frei gewählt werden können. Andere frei wählbaren Größen sind die Pulsfrequenz, die Zweigverriegelungszeit und der maximal zulässige Strangstrom.

Der Wechselrichter ist entsprechend Bild 2.11.a) mit idealen Schaltern nachgebildet. Das setzt einen idealen Kommutierungsvorgang und die Vernachlässigung sowohl der Durchlass- als auch der Schaltspannungsabfälle voraus. Die Durchlassspannungsabfälle in den Leistungshalbleitern werden jedoch durch eine reduzierte Zwischenkreisspannung näherungsweise berücksichtigt.

Die Simulation des Wechselrichters kann nach zwei unterschiedliche Verfahren erfolgen:

- Das *Mittelwertmodell*, in dem das Schalten der Transistoren nicht berücksichtigt wird, so dass sich ideale sinusförmige Strangspannungen ergeben.
- Das *pulsierende Modell*, in dem alle aufgrund des Schaltens der Transistoren mit der Taktfrequenz der Pulsweitenmodulation auftretenden Frequenzen berücksichtigt werden (siehe Bild 4.19).

Mit dem Mittelwertmodell ergeben sich kürzere Simulationszeiten. Hingegen kann in manchen Fällen die Treffsicherheit der dadurch gewonnenen Ergebnisse nicht ausreichend sein.

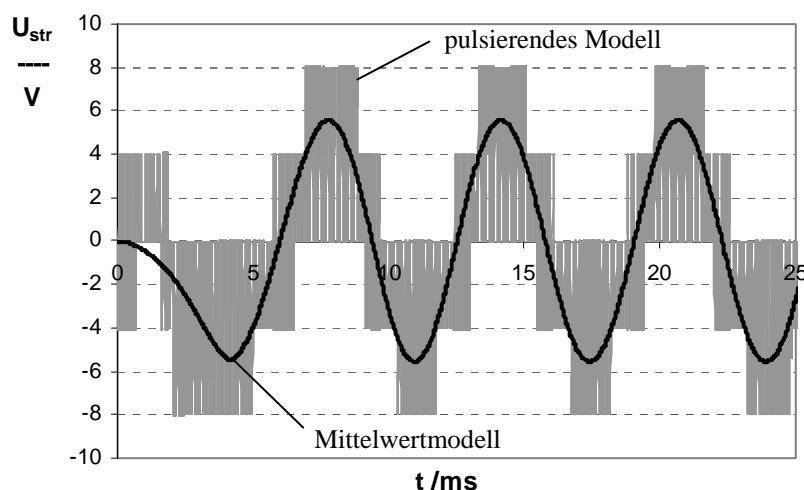


Bild 4.19: Strangspannung bei unterschiedlicher Modellierung des Wechselrichters

Im Kapitel 6 werden die durch die vorgestellten Simulationsmodelle ermittelten Verläufe den Messergebnissen (Kapitel 5) gegenübergestellt.

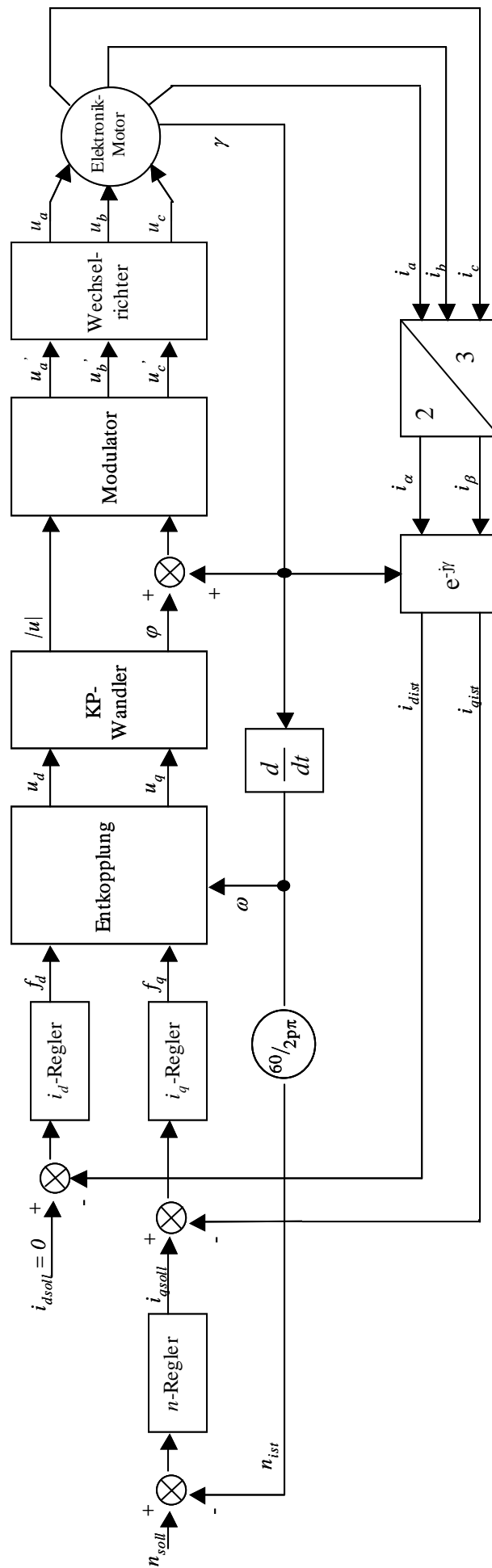


Bild 4.20: Blockschaltbild der feldorientierten Regelung ohne Feldschwächung

5. Messtechnische Untersuchungen

5.1 Beschreibung des Versuchsstandes

Eine schematische Darstellung der zur Durchführung der messtechnischen Untersuchungen verwendeten Versuchsanlage zeigt Bild 5.1. Der Elektronikmotor ist über eine Messwelle mit einer Gleichstrommaschine gekuppelt, die durch einen mit übergeordneter Drehzahlregelung versehenen Umrichter eingespeist wird. Die Bemessungsleistung und das Trägheitsmoment der Gleichstrommaschine sind groß im Vergleich zum Elektronikmotor, so dass die Drehzahl durch die Ansteuerung des Gleichstrommotors eingepreßt wird. Sie ist von Null bis 6000 min^{-1} einstellbar.

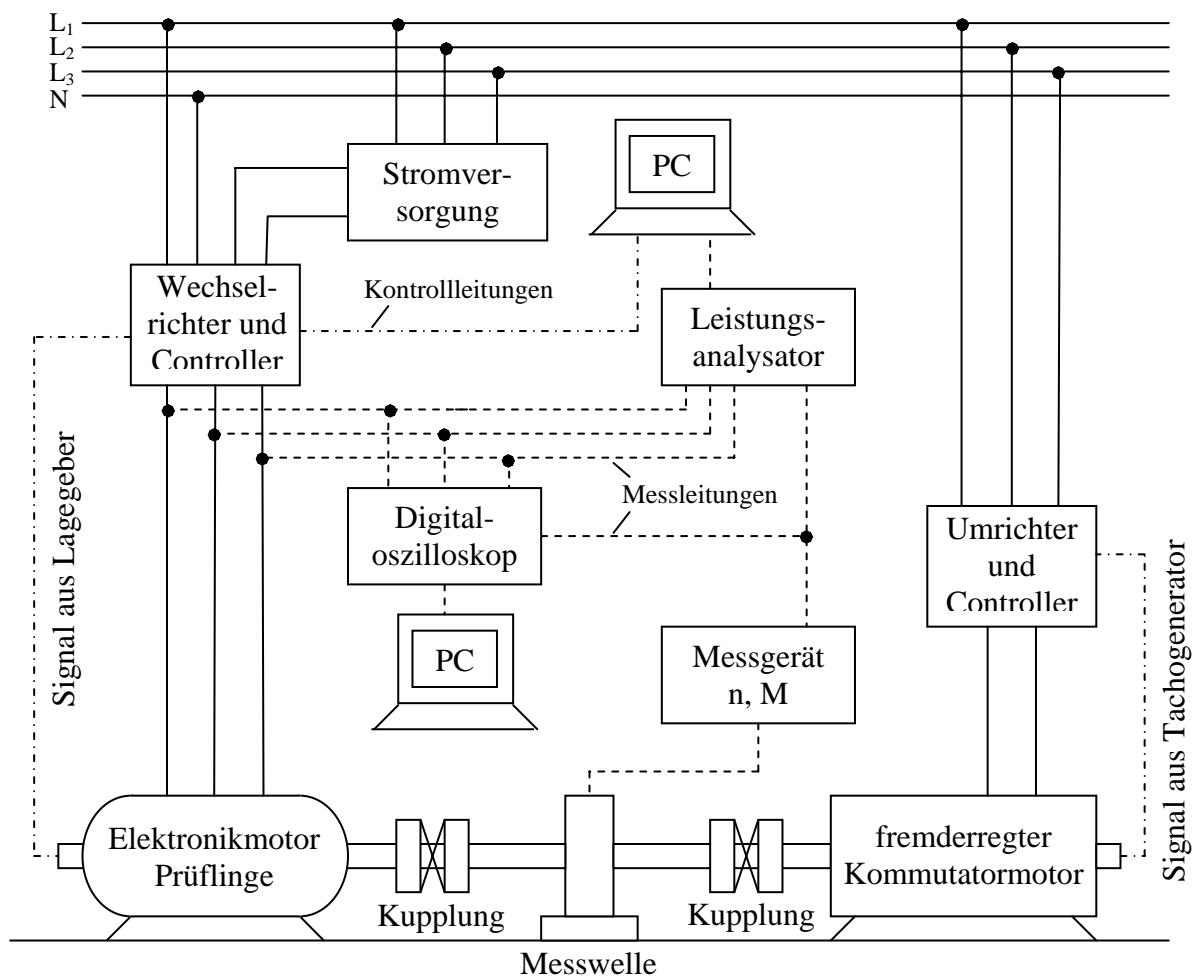


Bild 5.1: Schematische Darstellung der Versuchsanlage

Die Erfassung sowohl der elektrischen- als auch der mechanischen Größen erfolgt durch ein Leistungsmessgerät, das über eine serielle Schnittstelle am Rechner angeschlossen ist. Zur Visualisierung und Speicherung der zeitlichen Verläufe der gemessenen Signale wird ein Digitaloszilloskop verwendet, dessen Ausgabewerte ebenfalls in einem PC gespeichert werden.

Der für den Elektronikmotor erforderliche Wechselrichter wird von einer Gleichstromquelle eingespeist, während die dazugehörige Ansteuerung direkt am Netz angeschlossen wird, so dass die Verluste in den Leistungshalbleitern und in der Ansteuerung getrennt gemessen

werden. Die Einspeisung des Wechselrichters erfolgt mit konstanter Spannung über ein geregeltes Stromversorgungsgerät mit bis zu 60 V Ausgangsspannung und bis zu 150 A Ausgangsstrom. Die Kenndaten der untersuchten Maschinen sind im Anhang A2 enthalten.

5.2 Fremdantriebsmessungen

5.2.1 Polradspannungen

Im stromlosen Zustand ist bei konstanter Temperatur bzw. unter Vernachlässigung des Temperatureinflusses auf die Entmagnetisierungskennlinie der Permanentmagneten der Fluss konstant. Die in der Ständerwicklung induzierte Spannung ist dann proportional der Drehzahl, so dass gemäß Gl.(4.40) eine Drehzahlkonstante definiert werden kann. Die lineare Abhängigkeit der Polradspannung als Funktion der Drehzahl für die gemessenen Maschinen ist im Bild 5.2 ersichtlich. Die Drehzahlkonstanten der beiden untersuchten Motoren unterscheiden sich nur um 2,5% ($k_n = 613,32 \text{ min}^{-1}/\text{V}$ für den 9-nutigen Anker und $k_n = 598,4 \text{ min}^{-1}/\text{V}$ für die 12-nutige Maschine).

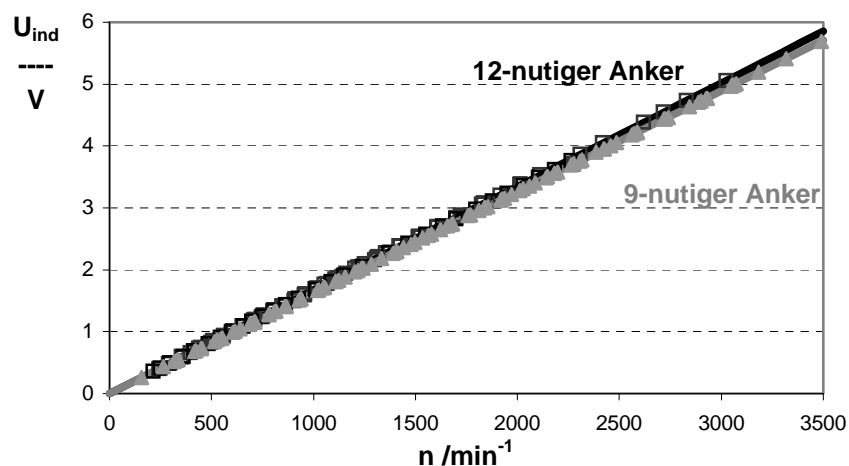


Bild 5.2: Effektivwert der Polradspannung als Funktion der Drehzahl

Mit den aus der Fourieranalyse der induzierten Spannungen erhaltenen Amplituden der Harmonischen wird der Klirrfaktor (Total Harmonic Distortion) gemäß Gl.(5.1)

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v}}{U_1} \times 100 \quad (5.1)$$

berechnet, der für beide Anordnungen kleiner als 1% ist, was die gute Annäherung der Polradspannungen an die Sinusform zum Ausdruck bringt.

5.2.2 Mechanische Verluste und Ummagnetisierungsverluste bei stromlosem Anker

Die mechanischen Verluste und die Ummagnetisierungsverluste können bei dauermagneterregten Maschinen nur getrennt ermittelt werden, wenn ein Läufer mit nicht aufmagnetisierten Magneten eingesetzt wird. Darauf wird in der vorliegenden Arbeit wegen des sehr kleinen Wertes der beiden Verlustanteile und des relativ hohen Aufwandes verzichtet. Die gemessenen gesamten Verluste sind im Bild 5.3 zusammengestellt.

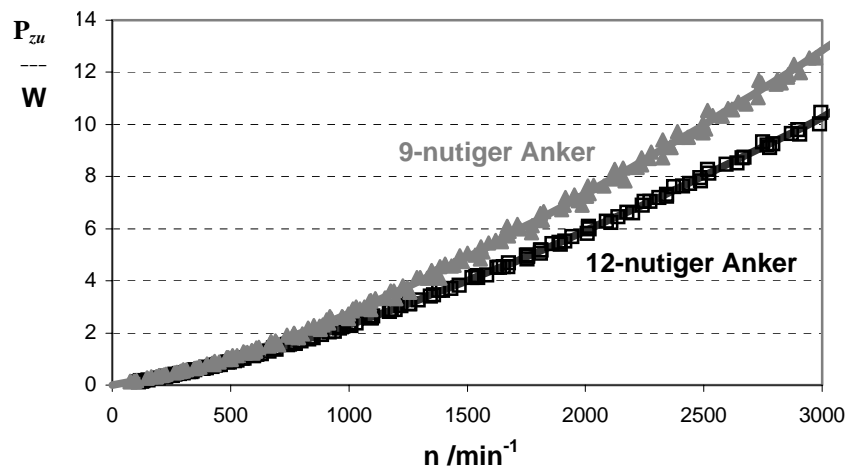


Bild 5.3: Zugeführte mechanische Leistung als Funktion der Drehzahl beim Fremdantrieb

Die um ca. 20% größeren Verluste der 9-nutigen Maschine können gemäß Gl.(2.16) auf höhere Reibungsverluste, die durch den größeren Läuferdurchmesser bedingt sind, zurückgeführt werden (siehe hierzu Kapitel 6.1).

5.3 Messungen mit am Wechselrichter angeschlossenen Motor

5.3.1 Leerlaufverluste

Die im Leerlauf auftretenden Verluste werden beim Betrieb am Wechselrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung ($U_z = 12 \text{ V}$) ermittelt. Die für die Regelung erforderliche Drehzahlvorgabe wird in Schritten ($\Delta n = 50 \text{ min}^{-1}$) geändert. Im Bereich zwischen Stillstand und Leerlauf werden mehrere Messungen mit steigender und sinkender Drehzahl durchgeführt und daraus Mittelwerte gebildet.

Wenn der Elektronikmotor mit dem Wechselrichter und dem Controller als eine Einheit betrachtet wird, können die Leerlaufverluste als der Summe der Einzelverluste ermittelt werden

$$P_L = P_{m+U} + P_W + P_{WR} + P_{An} \quad (5.2)$$

mit

P_L - Leerlaufverluste

P_{m+U} - mechanische Verluste und Ummagnetisierungsverluste bei stromlosem Anker

P_W - Wicklungsverluste

P_{WR} - Wechselrichterverluste

P_{An} - umgesetzte Leistung in der Ansteuerung.

Wird direkt an den Motorklemmen gemessen, bekommt man die im Bild 5.4 mit \times dargestellte Kurve, die sich von den im Unterkapitel 5.2.2 gemessenen Verlusten (P_{m+U}) durch die im Ständer auftretenden Wicklungsverluste (P_W) unterscheidet. Die aufgenommene Leistung, gemessen an den Wechselrichterklammern, ist im Bild 5.4 mit \bullet dargestellt. Die Verluste in diesem Teil der Elektronik können direkt aus der Differenz zwischen dieser und voriger Messung ermittelt werden. Sie betragen etwa 1 W bei 2400 min^{-1} und sie steigen mit dem Strom und der Frequenz. Die umgesetzte Leistung im Ansteuerteil der Elektronik (P_{An}) ist strom- und drehzahlunabhängig. Sie stellt mit ca. 8 Watt einen erheblichen Anteil der gesamten Leerlaufverluste dar (siehe Bild 5.4). Die verwendete Elektronik ist für Laborzwecke entwickelt worden und deshalb nicht speziell für diese kleinen Motoren ausgelegt. Mit einer angepassten Elektronik können die Ansteuerungsverluste verkleinert werden.

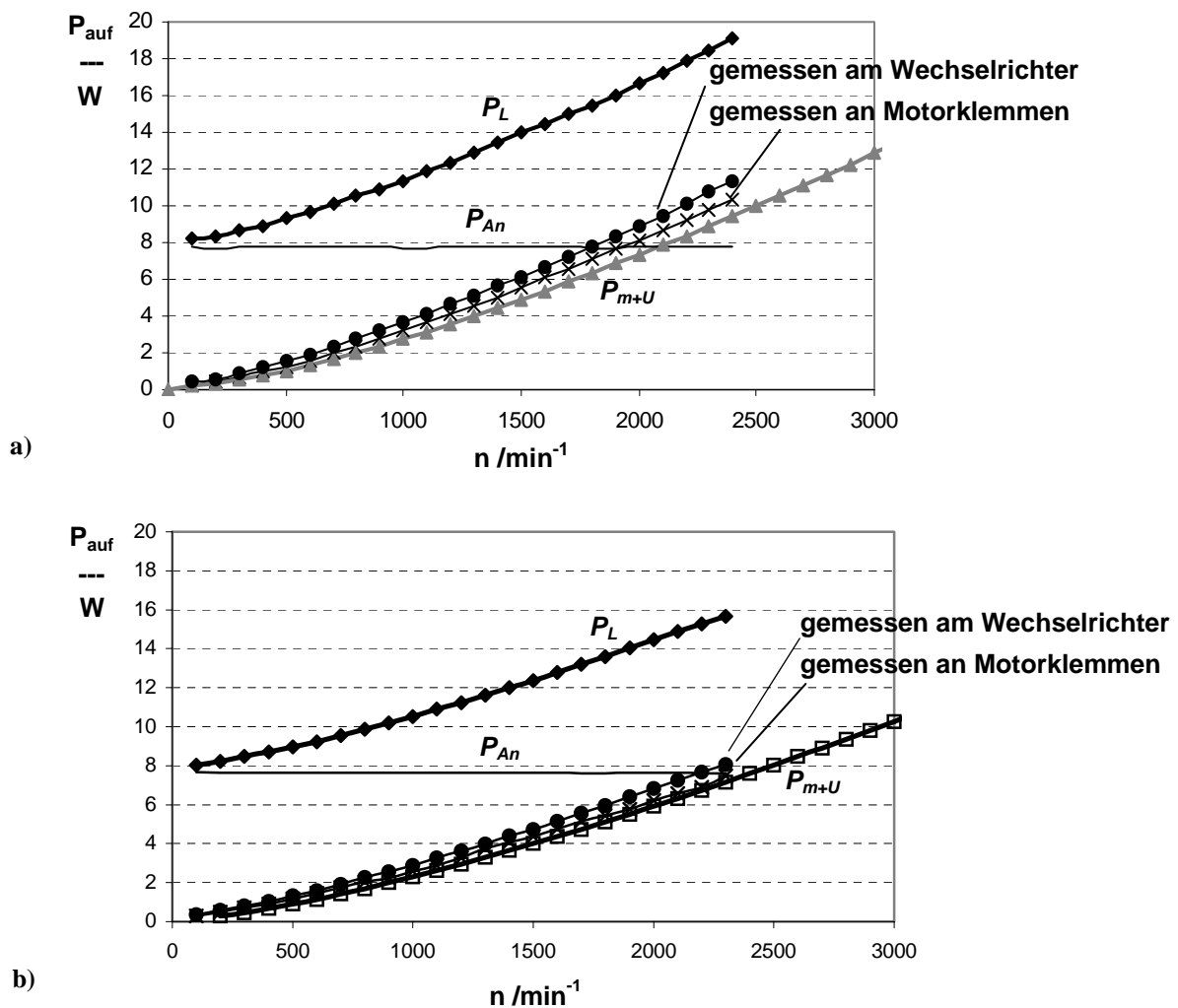


Bild 5.4: Leerlaufverluste als Funktion der Drehzahl. a) 9-nutiger Anker, b) 12-nutiger Anker

5.3.2 Stationäre Betriebskennlinien

Bei der Messung der Betriebskennlinien wird kein Feldschwächungsbetrieb berücksichtigt, so dass durch die feldorientierte Regelung die Phasenverschiebung zwischen Strangstrom und induzierter Spannung mit Null Grad konstant gehalten wird. Damit kann bei gegebenem Strom das maximale Drehmoment erreicht werden. Die Zwischenkreisspannung wird wie bei der Leerlaufmessung konstant gehalten ($U_z = 12 \text{ V}$).

Der zeitliche Verlauf der Strangströme ist für unterschiedliche Belastungen im Bild 5.5 dargestellt. Gute Annäherung an die Sinusform ist in allen Fällen gegeben.

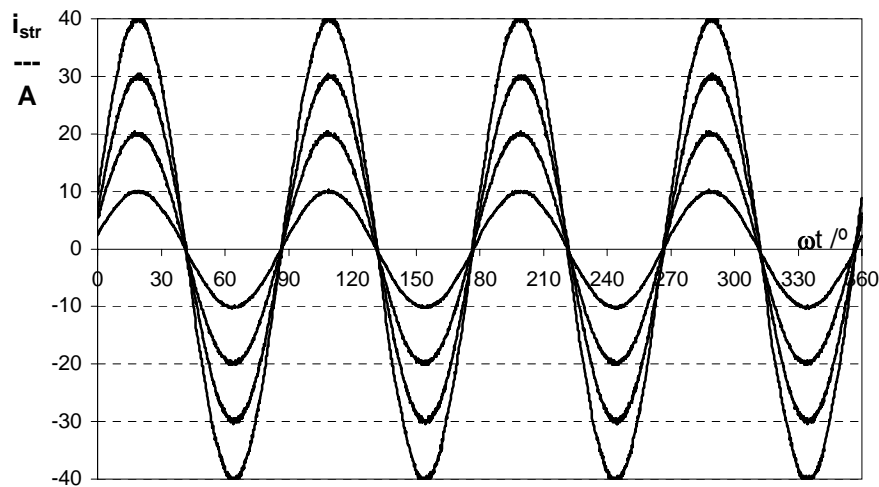


Bild 5.5: Zeitlicher Verlauf der Strangströme bei unterschiedlicher Belastung

Da die Drehzahlkonstanten beider Motoren sich um nur 2,5% unterscheiden (siehe Bild 5.2), liegen nach Gl.(4.42) auch die Strom-Drehmoment-Kennlinien nahe beieinander (siehe Bild 5.6). Die natürliche Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eines Elektronikmotors entspricht dem Nebenschlussverhalten einer Gleichstromkommutatormaschine. Die Abweichung vom idealen geraden Verlauf ist auf den temperaturabhängigen Strangwiderstand zurückzuführen. Die Leerlaufdrehzahl entspricht für den 9-nutigen Anker $n_L = 2460 \text{ min}^{-1}$ und für den 12-nutigen Anker $n_L = 2360 \text{ min}^{-1}$, das Anlaufdrehmoment beträgt, unter Annahme gerader Kennlinien, d.h. unter Vernachlässigung des Temperatureinflusses, $M_H = 3,4 \text{ Nm}$ für die 9-nutige Maschine und $M_H = 2,35 \text{ Nm}$ für die 12-nutige.

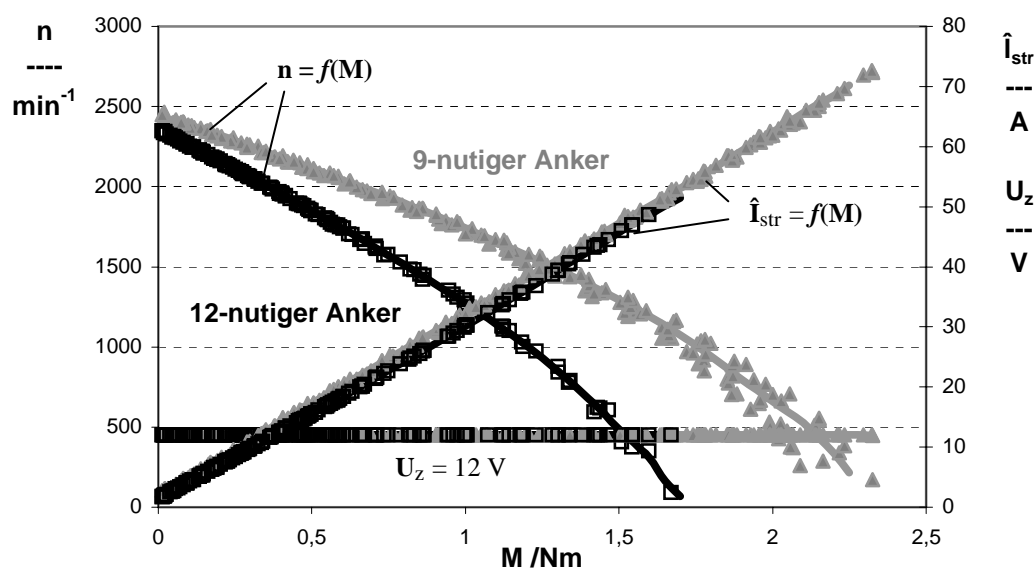


Bild 5.6: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie und Strom-Drehmoment-Kennlinien

Die im Bild 5.7 dargestellten mechanischen Leistungen sind aus dem gemittelten n-M-Kennlinie (Bild 5.6) berechnet. Der Wirkungsgrad des Motors η_M ergibt sich aus der so erhaltenen mechanischen Leistung und dem Mittelwert der an den Motorklemmen gemessenen Leistung. Der maximale Wirkungsgrad beträgt $\eta_{\max} = 85\%$ für den 9-nutigen bzw. $\eta_{\max} = 79\%$ für den 12-nutigen Anker.

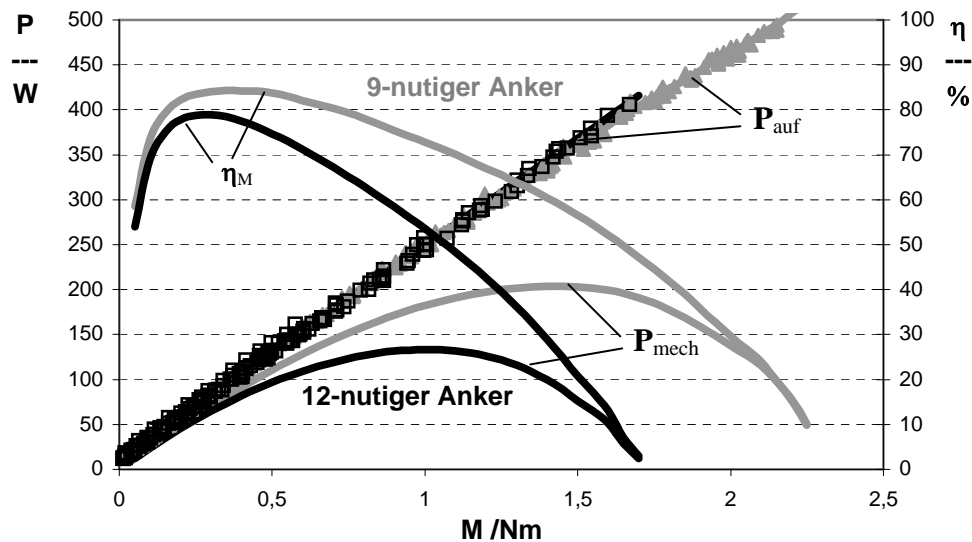


Bild 5.7: Aufgenommene elektrische Leistung, abgegebene mechanische Leistung und Wirkungsgrad

Die bisher dargestellten Kurven beruhen auf direkt an den Motorklemmen gemessenen Werten, d.h. die Elektronik ist dabei nicht berücksichtigt. Betrachtet man aber den Motor und die Elektronik als eine Einheit, so sind die im Wechselrichter und in der dazu gehörigen Ansteuerung umgesetzten Leistungsanteile zu berücksichtigen. Im Bild 5.8 ist die gesamte aufgenommene Leistung und der Wirkungsgrad der Elektronik η_E dargestellt. Der maximal erreichte Wirkungsgrad der Einheit (Motor + Elektronik) beträgt ca. $\eta_{M+E} = 74\%$ für den 9-nutigen und ca. $\eta_{M+E} = 68\%$ für den 12-nutigen Anker.

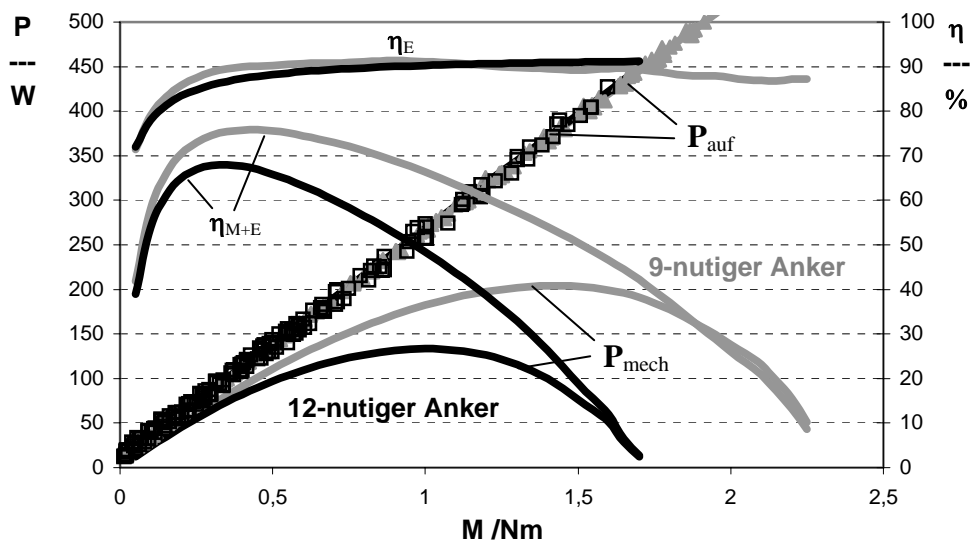


Bild 5.8: Aufgenommene elektrische Leistung, abgegebene mechanische Leistung und Wirkungsgrad

5.3.3 Dynamisches Verhalten

In diesem Unterkapitel wird der Anlauf der unbelasteten Motoren untersucht. Beim Einschalten des Motors am Wechselrichter erfolgt zuerst eine definierte Ausrichtung des Läufers, d.h. durch Einspeisung eines Gleichstroms wird der Läufer in eine bestimmte Position gebracht, die von der Elektronik als Nullstellung registriert wird. Durch dieses Verfahren kann der Motor mit dem maximalen Drehmoment, das sich aus dem vorgegebenen zulässigen Strangstrom ergibt, gestartet werden.

Die Erfassung der Läuferposition erfolgt durch einen optischen Lagegeber, der 500 Impulse pro Umdrehung liefert. Durch die Ableitung der Läuferlage nach der Zeit kann prinzipiell die Drehzahl der Maschine gewonnen werden. Die digitalisierten Signale liefern aber keine differenzierbare Kurve. Die Differenzenquotienten zwischen aufeinanderfolgenden Messreihen (siehe graue Kurve im Bild 5.10) sind nicht direkt als Drehzahl verwendbar. Deshalb wird zunächst die aus dem Lagegeber erhaltene Läuferlage durch ein Polynom angenähert (siehe Bild 5.9). Obwohl die gemessene und die Approximationsfunktion im Bild 5.9 als deckungsgleich erscheinen, ist der prozentuale Fehler zwischen den beiden Kurven vor allem im Anfangsbereich groß. Die Verwendung des Polynoms für die Berechnung der Drehzahl und des entwickelten Drehmoments im Anfangsbereich ist mit einer großen Unsicherheit verbunden. Dieser Bereich kann entweder direkt aus der Betrachtung der Lagegebersignale (wenn möglich) oder aus einem als ideal angenommenen linearen Anstieg der Drehzahl nachgebildet werden (siehe Bild 5.10), so dass sich zwei unterschiedlich zu behandelnde Bereiche in der Drehzahl- und Drehmomentkurve ergeben: Der Anfangsbereich und der restliche Verlauf, in dem die Drehzahl- und Drehmomentwerte aus einer Approximationsfunktion für die Läuferlage berechnet werden (siehe Bild 5.10 und 5.11).

Das vorgestellte Verfahren stellt einen einfachen und übersichtlichen Weg mit ausreichender Genauigkeit dar, um auf die Drehzahl und das Drehmoment der Maschine zu schließen. Es handelt sich hierbei aber um eine Approximationsrechnung, so dass zu erwarten ist, dass die tatsächlichen Kurvenverläufe nur näherungsweise berechnet werden.

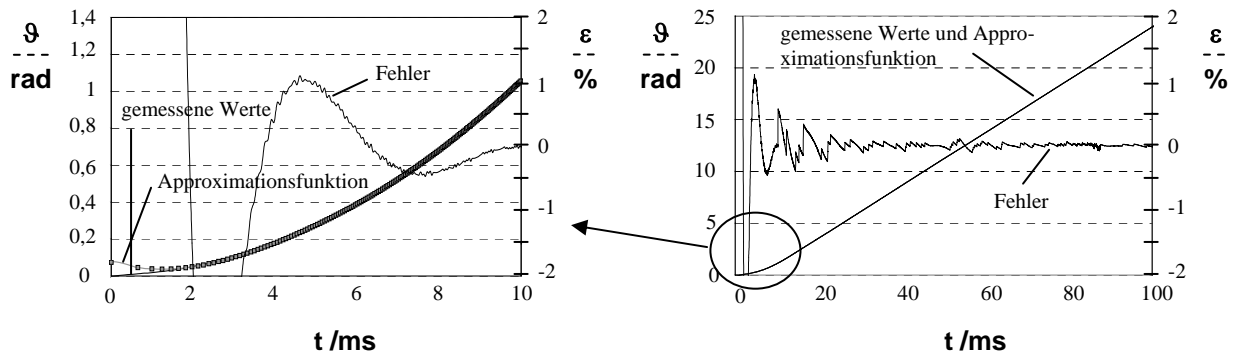


Bild 5.9: Läuferlage aus dem Lagegeber, Approximationsfunktion und relative Abweichung zwischen beiden

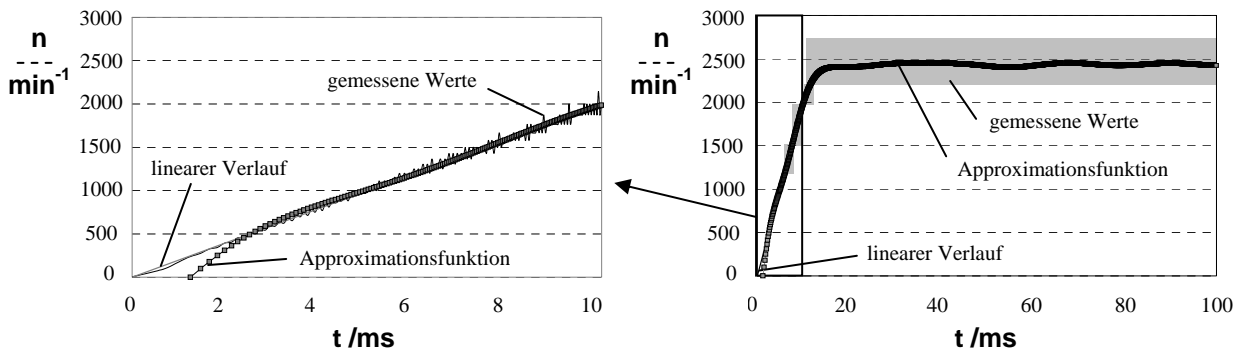


Bild 5.10: Drehzahl aus den Digitalsignalen des Lagegebers und aus der Approximationsfunktion

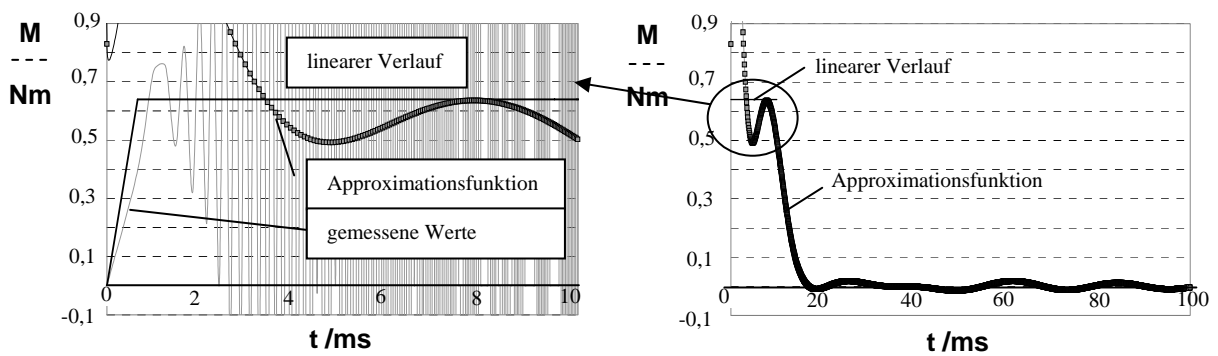
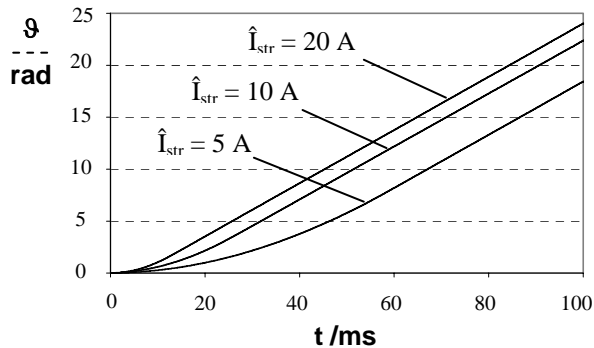
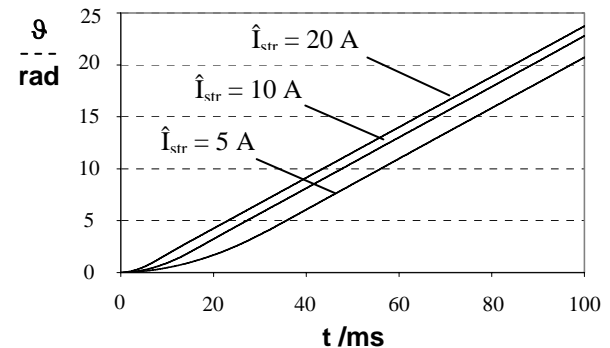


Bild 5.11: Drehmoment berechnet aus den Lagebersignalen bzw. aus der Approximationsfunktion

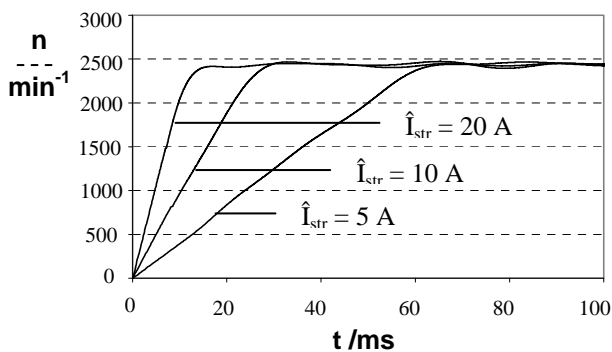
Unter diesen Voraussetzungen wird der Anlauf der betrachteten Motoren für drei unterschiedliche Maximalströme untersucht. Bild 5.12 fasst die gemessenen Werte der ersten 100 ms nach dem Einschalten zusammen.



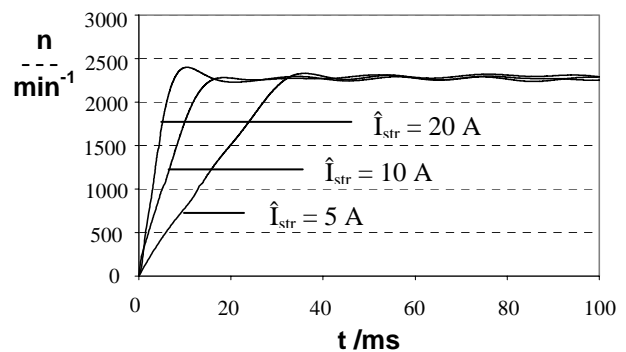
a) Läuferlage, 9-nutiger Motor



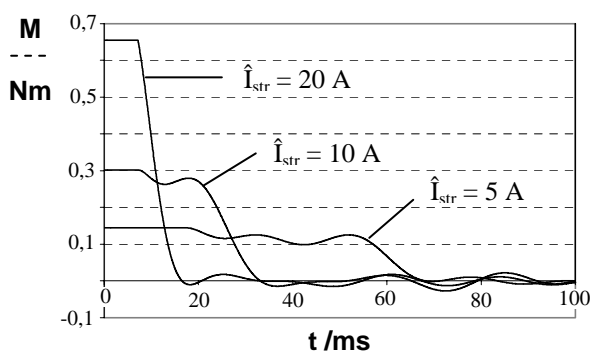
b) Läuferlage, 12-nutiger Motor



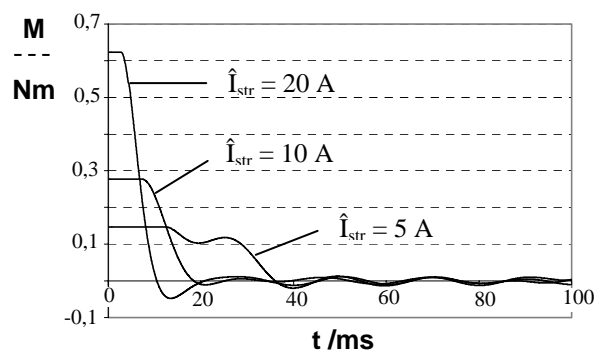
c) Drehzahl, 9-nutiger Motor



d) Drehzahl, 12-nutiger Motor



e) Drehmoment, 9-nutiger Motor



f) Drehmoment, 12-nutiger Motor

Bild 5.12: Läuferlage, Drehzahl und Drehmoment beim Anlauf der untersuchten Motoren

Im Vergleich zum 9-nutigen Motor besitzt der 12-nutige eine größere elektrische Zeitkonstante ($\tau_{el-9N} = 1,17 \text{ ms}$; $\tau_{el-12N} = 1,47 \text{ ms}$). Der Anlauf der Maschinen ist jedoch praktisch nur von ihren mechanischen Zeitkonstanten $\tau_{mech} = J/D$ bestimmt. Wenn der drehzahlabhängige Dämpfungskoeffizient D aus den Leerlaufverlusten (Gl.(2.1) und Gl.(2.6)) berechnet wird, ergibt sich, dass D sich mit der dritten Potenz des Radius $D \sim R_L^3$ ändert, wobei R_L für den Radius der drehenden Masse steht, während das Trägheitsmoment mit der vierten Potenz des Radius wächst $J \sim R_L^4$, so dass zwischen der mechanischen Zeitkonstante und dem Radius der rotierenden Masse eine lineare Abhängigkeit besteht. Mit dieser einfachen Überlegung kann erklärt werden, dass der 12-nutige Motor mit einem kleineren Läuferdurchmesser für einen bestimmten vorgegebenen Maximalstrom (d.h. für ein bestimmtes maximal erreichbares Drehmoment) bis zum Erreichen der Leerlaufdrehzahl nur ca. die halbe Zeit gegenüber dem 9-nutigen Motor benötigt.

5.4 Gegenüberstellung der Versuchsmuster

In diesem Kapitel werden die aus den Messungen und den technischen Kennwerten abzuleitenden Vor- und Nachteile der beiden untersuchten Mustermotoren gegenübergestellt.

Im Bild 5.13 sind charakteristischen Daten der Motoren zusammengefasst.

Nutzahl	9	12
Polzahl	8	8
Gesamtes Motorvolumen	$\approx 77 \text{ cm}^3$	$\approx 64 \text{ cm}^3$
Bohrungsvolumen	$\approx 30 \text{ cm}^3$	$\approx 24 \text{ cm}^3$
Wicklungsart	Zweischichtwicklung	Einschichtwicklung
Wicklungsfaktor der Grundwelle (ξ_{v-p})	0,945	0,866
Strangwindungszahl	24 (3x8)	36 (2x18)
Drahtdurchmesser	1,2 mm	1,12 mm
Axiale Länge der Wicklungsköpfe	12 mm	20 mm
Strangwiderstand	$\approx 38 \text{ m}\Omega$	$\approx 65 \text{ m}\Omega$

Bild 5.13: Zusammenstellung wesentlicher Kenngrößen

Den Vorteilen des 12-nutigen Ankers

- einfachere Bewicklung (nur 2 Spulen pro Strang),
- weniger eingesetztes Magnet- und Blechmaterial,
- besseres dynamisches Verhalten,
- kleineres und hinsichtlich Fertigungstoleranzen unempfindliches stellungsabhängiges Drehmoment,
- kein Radialzug und
- weniger Geräusche

stehen die Nachteile

- schlechterer Wirkungsgrad,
- kleinere mechanische Leistung,
- kleineres Haltemoment,
- höhere Stromdichte,
- schlechtere Wärmeableitung und
- längere Wicklungsköpfe

gegenüber.

Obwohl die beiden Mustermotoren nicht die gleichen Abmessungen haben (siehe Bild 5.13 und Anhang A2), sind ihre Maschinenkonstanten nahezu identisch (siehe Bild 5.2 und 5.6). Das bedeutet, dass die eingesetzten Materialien unterschiedlich ausgenutzt sind. Deshalb ist die Verlustdichte im kleineren Motor (12-nutig) wesentlich höher als im 9-nutigen. Die sich daraus ergebenden thermischen Verhältnisse beeinflussen die Einsatzmöglichkeiten. Sie werden auch durch die Differenzen zwischen den Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien (siehe Bild 5.6), die wegen der Strangwiderstände unterschiedliche Verläufe aufweisen, bestimmt.

Für eine endgültige Entscheidung zugunsten einer der beiden Motoren sind in erster Linie, neben den obengenannten Vor- und Nachteilen, die Anforderungen bzw. Randbedingungen für den Einsatzfall zu berücksichtigen.

6. Vergleich von Messung und Rechnung

6.1 Mechanische Verluste und Ummagnetisierungsverluste beim stromlosen Anker

Die Ermittlung der Hysterese- und Wirbelstromverluste herrührend vom Erregerfeld beim stromlosen Anker wird gemäß Gl.(2.1) im Zahnbereich und im Ständerjoch abschnittsweise durchgeführt. Dafür werden die im Anhang A3 aufgeführten Faktoren und die durch die analytische Berechnung ermittelten maximalen Induktionswerte verwendet. Sie sind mit den Werten aus der FEM-Berechnung im Bild 6.1 zusammengefasst.

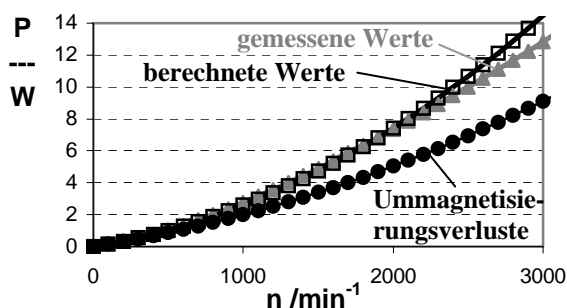
	9-nutiger Anker			12-nutiger Anker		
	Analytisch	FEM	Unterschied	Analytisch	FEM	Unterschied
Zahnbereich	1,17 T	1,19 T	-2,2 %	1,63 T	1,56 T	4,4 %
Ständerjoch	1,26 T	1,29 T	-2,2 %	1,21 T	1,16 T	4,3 %

Bild 6.1: Zusammenfassung der im magnetischen Kreis berechneten Induktionen

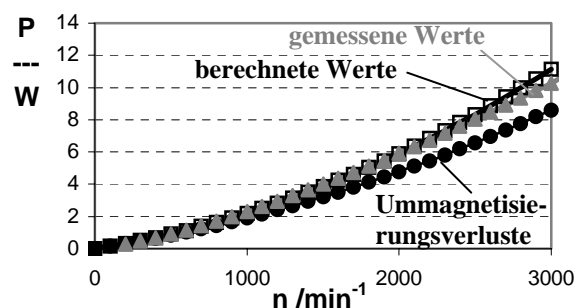
Die durch Luft- und Lagerreibung bedingten Verluste werden nach Gl.(2.6) mit dem angenommenen Faktor $k_{rb} = 12$ abgeschätzt und zu den Ummagnetisierungsverlusten addiert. Damit ergeben sich die gesamten Verluste, die zusammen mit dem aus mehreren Messungen abgeleiteten Mittelwert im Bild 6.2 dargestellt sind.

Für beide untersuchten Motoren beträgt die maximale Abweichung zwischen Messung und Rechnung etwa 10%. In Anbetracht der für die Berechnung getroffenen Vereinfachungen und der Unsicherheit in der Wahl der beteiligten Faktoren ist dies eine akzeptable Differenz.

Im Bild 6.2 ist auch zu erkennen, dass die Ummagnetisierungsverluste der beiden Motoren etwa gleich groß sind, so dass die höheren Verluste des 9-nutigen Ankers nur auf die durch den größeren Läuferdurchmesser bedingten höheren Reibungsverluste zurückgeführt werden können.



a) 9-nutiger Anker



b) 12-nutiger Anker

Bild 6.2: Vergleich zwischen gemessenen und berechneten Leerlaufverlusten, mechanische und erregerfeldbedingte Verluste

6.2 Maschinenparameter und Betriebskennlinien

In den Bildern 6.3 und 6.4 sind die gemessenen und berechneten Maschinenparameter für den 9- bzw. 12-nutigen Anker zusammengestellt. Aus der Tabellen ist ersichtlich, wie gut gemessene und berechnete Werte übereinstimmen.

	Einheit	Messung	Analytische Berechnung		FEM Berechnung
			gemäß Gl.	Werte	
Strangwiderstand (20°C)	mΩ	37,7	(2.4)	35,3	-
Stranginduktivität	μH	40,2	(4.28) – (4.29)	40,4	44,75
Drehzahlkonstante	min ⁻¹ /V	613,32	(4.40)	596,3	607,51

Bild 6.3: Maschinenparameter des 9-nutigen Ankers

	Einheit	Messung	Analytische Berechnung		FEM Berechnung
			gemäß Gl.	Werte	
Strangwiderstand (20°C)	mΩ	65	(2.4)	59,6	-
Stranginduktivität	μH	121,5	(4.28) – (4.29)	144,8	141,6
Drehzahlkonstante	min ⁻¹ /V	598,4	(4.40)	565,3	588,2

Bild 6.4: Maschinenparameter des 12-nutigen Ankers

Mit den Werten aus den analytischen Berechnungen werden die Betriebskennlinien der Maschinen ermittelt. Die Abhängigkeit sowohl des Strangwiderstands als auch der Magneteigenschaften von der Temperatur wird dabei nicht berücksichtigt, so dass ein linearer Zusammenhang zwischen der Drehzahl und dem Drehmoment existiert. Für beide untersuchten Maschinen sind die gemessenen und berechneten Kennlinien im Bild 6.5 dargestellt.

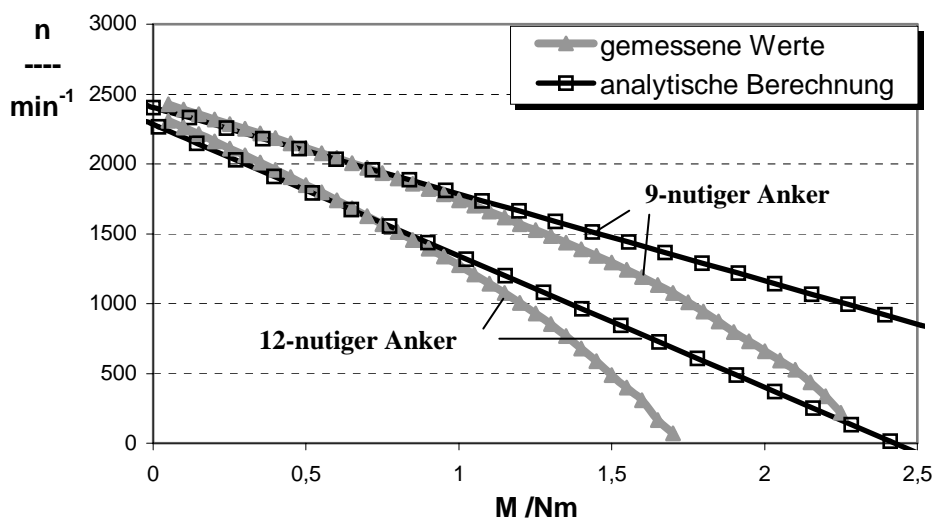
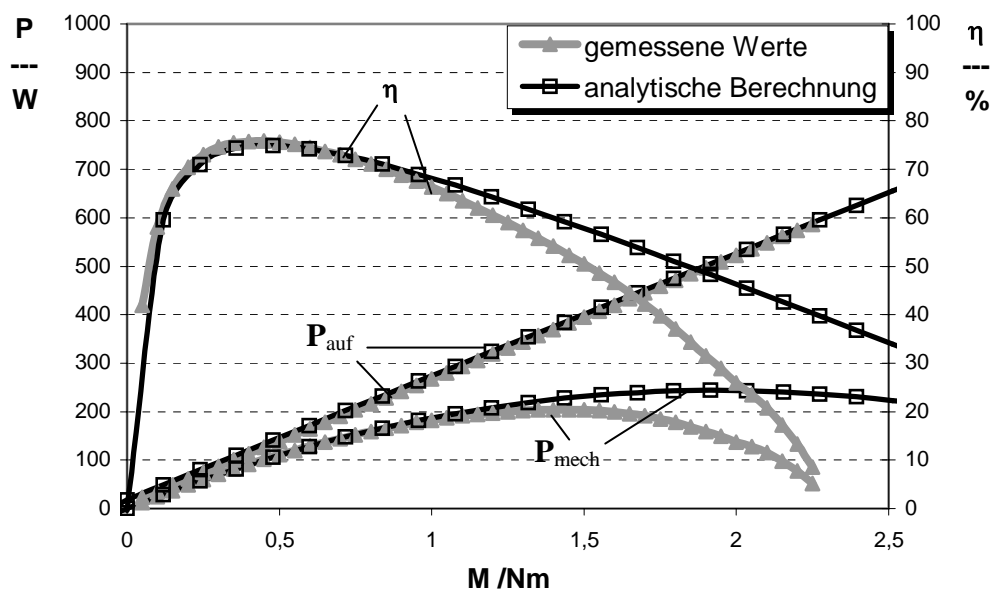


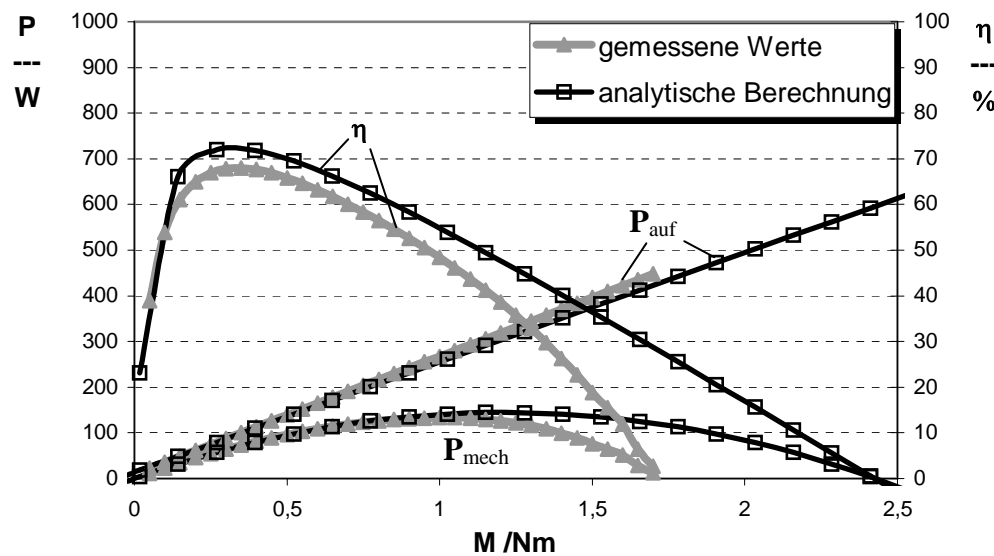
Bild 6.5: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien - gemessen und berechnet

Die kleinen Abweichungen im Anfangsbereich sind auf die Differenzen zwischen den gemessenen und berechneten Strangwiderständen und Drehzahlkonstanten zurückzuführen (siehe Bildern 6.3 und 6.4). Im Bereich des Stillstands Drehmomentes treten die größten Abweichungen zwischen Messung und Rechnung auf. Ursache hierfür ist die Vernachlässigung der Erwärmung in der analytisch berechneten Kennlinie. Ist die maximale Arbeitstemperatur des Motors bekannt, dann können die Maschinenparameter für diese Temperatur unter Berücksichtigung der temperaturabhängigen Materialeigenschaften abgeschätzt werden. Mit diesen Parametern werden neue Kennlinien berechnet, so dass sich ein Toleranzfeld ergibt, in dem die Kennlinien in Abhängigkeit von der Temperatur liegen. Zugunsten der Übersichtlichkeit wird hier auf die graphische Darstellung der für die erhöhten Temperaturen durchgeführten Berechnungen verzichtet.

Im Bild 6.6 sind der Wirkungsgrad, die aufgenommene elektrische Leistung und die an der Welle abgegebene mechanische Leistung für den 9-nutigen bzw. den 12-nutigen Motor dargestellt. Bei dem 9-nutigen Anker (siehe Bild 6.6.a) werden die kleineren berechneten Wicklungsverluste durch die etwas größer abgeschätzten mechanischen Verluste ausgeglichen, so dass der berechnete und der gemessene maximale Wirkungsgrad sehr gut übereinstimmen. Für den 12-nutigen Anker findet dieser Ausgleich nicht statt (siehe Bild 6.6.b). Die berechnete aufgenommene Leistung ist kleiner und deshalb ist ein Unterschied von ca. 5% zwischen berechnetem und gemessenem maximalen Wirkungsgrad zu verzeichnen.



a) Kennlinien des 9-nutigen Ankers



b) Kennlinien des 12-nutigen Ankers

Bild 6.6: Aufgenommene elektrische Leistung, mechanische Leistung und Wirkungsgrad. Gemessene und berechnete Kennlinien.

6.3 Dynamische Vorgänge

Im Abschnitt 4.5 sind unterschiedliche Simulationsmodelle für den Elektronikmotor bzw. für die dazugehörige Elektronik vorgestellt. Das gesamte System (Motor + Elektronik) kann durch unterschiedliche Kombinationen von diesen Modellen simuliert werden. Unter den Gesichtspunkten Treffsicherheit und Rechenzeit werden zwei Kombinationen untersucht, die im Bild 6.7 dargestellt sind.

	Motor-Modell	Elektronik-Modell	Eigenschaft
Simulation 1	Grundwellenmodell (siehe 4.5.1.1)	Mittelwertmodell (siehe 4.5.3)	kürzeste Rechenzeiten
Simulation 2	verbessertes Modell (siehe 4.5.1.2)	pulsierendes Modell (siehe 4.5.3)	höchste Treffsicherheit

Bild 6.7: Simulationsmodelle des Systemes (Motor + Elektronik)

In den Bildern 6.8 und 6.9 sind die gemessenen und die mit den beiden Simulationsmodellen berechneten Zeitverläufe für den 9-nutigen bzw. 12-nutigen Anker bei einem vorgegebenen maximalen Strangstrom $\hat{I}_{Str} = 20$ A zusammengefasst. In den Diagrammen sind die Läuferlage, die Drehzahl, das Drehmoment und der Strangstrom dargestellt. Die Gegenüberstellung zwischen gemessenen und berechneten Werten für andere Strangströme sind im Anhang A5 enthalten.

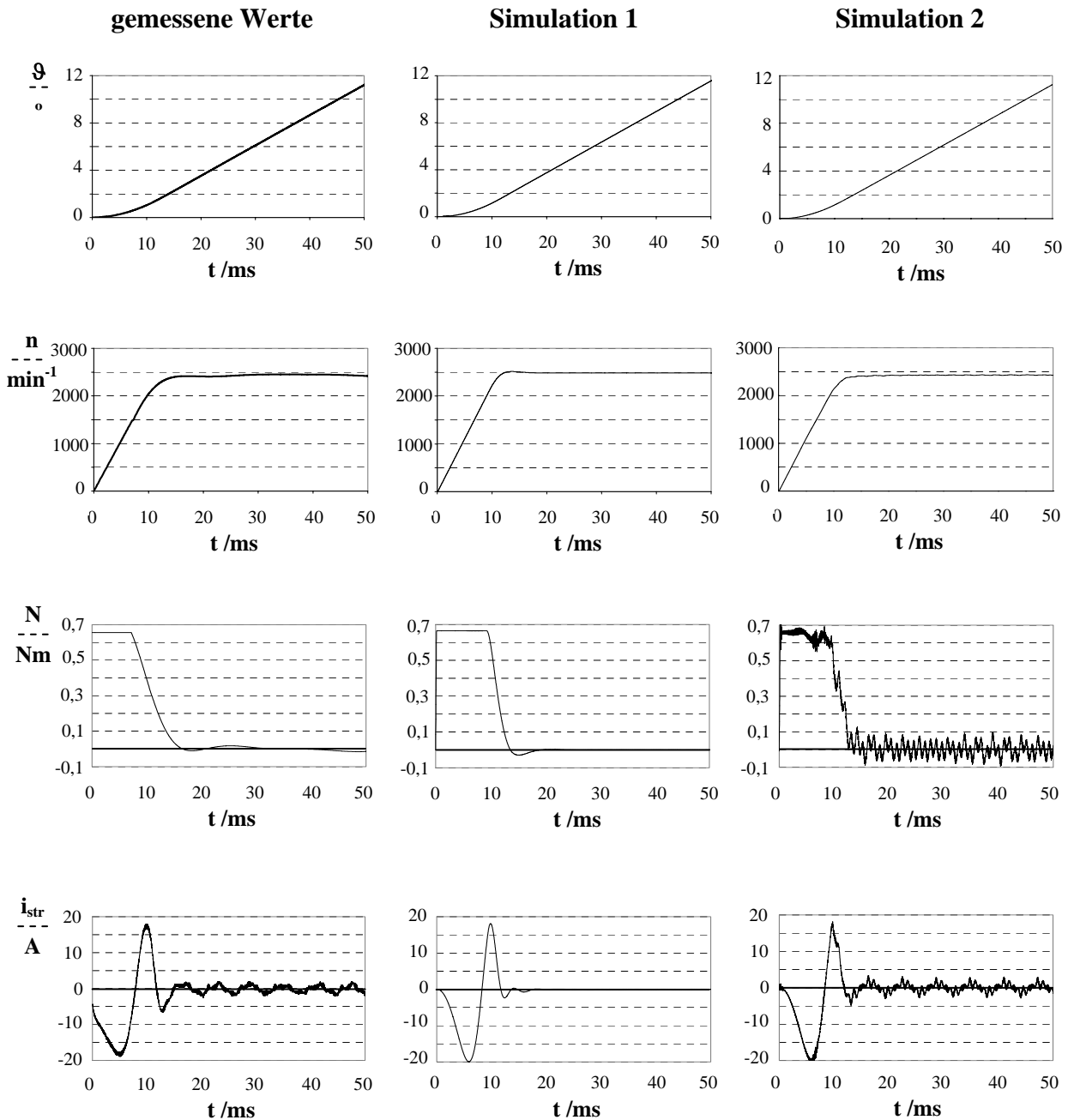


Bild 6.8: Vergleich der gemessenen und berechneten Zeitverläufe für den 9-nutigen Anker, a) Läuferlage, b) Drehzahl, c) Drehmoment, d) Strangstrom

Mit den beiden Simulationsmodellen können die Zeitverläufe der gemessenen Signale näherungsweise nachgebildet werden. Das Simulationsmodell 1 ermöglicht kürzere Rechenzeiten. Aufgrund der angenommenen Vereinfachungen treten hierbei, vor allem bei kleinen Strangströmen, größere Abweichungen zwischen Messung und Rechnung auf (siehe Anhang A5).

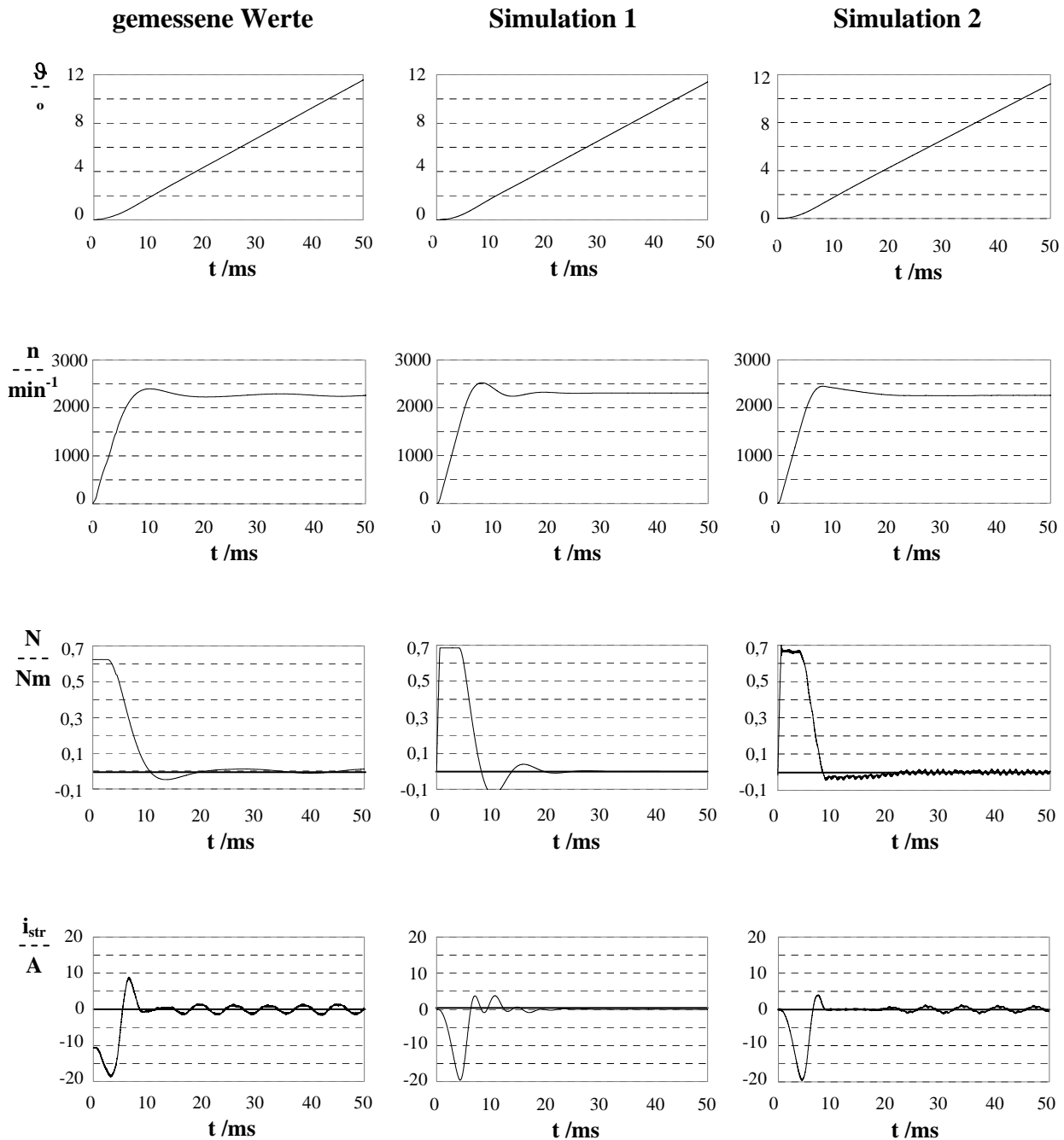


Bild 6.9: Vergleich der gemessenen und berechneten Zeitverläufe für den 12-nutigen Anker, a) Läuferlage, b) Drehzahl, c) Drehmoment, d) Strangstrom

Der gemessene Strangstrom zum Zeitpunkt $t=0$ ist der Gleichstrom, der zur definierten Ausrichtung des Läufers eingespeist wird (siehe Kap. 5.3.3). Die Abweichungen zwischen berechneten und gemessenen Drehmomentkurven sind darauf zurückzuführen, dass das „gemessene“ Drehmoment als die zweite Ableitung einer für die Läuferlage angenäherten Funktion berechnet wird (siehe Kap. 5.3.3). Dieser Nachteil der digitalen Lageerfassung kann mit einer analogen Messung der Läuferlage bzw. der Drehzahl beseitigt werden.

7 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit kleinen bürstenlosen permanentmagneterregten Elektronikmotoren in Innenläuferausführung, die mit oberflächenmontierten Magneten ausgestattet sind. An solche Motoren werden hohe Anforderungen bezüglich dynamischer Vorgänge, der Leistungsdichte, des Gleichlaufs und der Kosten gestellt.

Eine hohe Leistungsdichte wird durch den Einsatz von Hochenergie-Dauermagnet-Materialien erreicht. Gegenwärtig werden überwiegend NdFeB-Magnete eingesetzt. Aus Kostengründen werden Maschinen mit kleinen Nutzahlen und mit einem einfachen Bewicklungsverfahren (Motoren mit Einzelzahnbewicklung) bevorzugt.

Durch die Untersuchung der erreichbaren Wicklungsfaktoren für Zweischichtwicklungen, die mit Einzelzahnbewicklung ausgeführt sind, wird gezeigt, dass Maschinen mit $N = 2p \pm 1$ die größten Wicklungsfaktoren haben. Bei solchen Maschinen tritt eine vom Ankerfeld abhängige radiale Zugkraft auf, die Geräusche hervorrufen kann und die Lager zusätzlich belastet, sodass die Lebensdauer eines Elektronikmotors, die praktisch nur von den Lagern begrenzt ist, dadurch verkürzt wird. Bei identischer Nut- und Polzahlkonfiguration können mit der Einschichtwicklung höhere Wicklungsfaktoren erreicht werden als mit der Zweischichtwicklung. Dem stehen aber größere Wicklungsköpfe und Stranginduktivitäten gegenüber, die sich in höheren Verlusten und größerer axialer Länge auswirken.

Die Wahl der Pol- und Nutzahlkombination spielt bezüglich Nutrastmoment und Drehmomentwelligkeit eine wesentliche Rolle. Mit Maschinen, die die Forderung $N = 2p \pm 1$ erfüllen, wird theoretisch der kleinste Wert dieser Schwankungen erreicht. Solche Maschinen reagieren aber sehr empfindlich gegenüber Abweichungen von der idealen symmetrischen Geometrie, die im Rahmen der Fertigungstoleranzen nicht zu vermeiden sind. Die Empfindlichkeit gegenüber Abweichungen vom idealen symmetrischen magnetischen Kreis wird in allgemeinen geringer, wenn der Wicklungsfaktor verkleinert wird. Andere Strategien zur Reduzierung des Nutrastmomentes und der Welligkeit des Drehmomentes, wie z.B. eine gezielte Wahl des Verhältnisses Nutschlitz- zu Magnetbreite oder die Einspeisung der Strangströme mit einer kleinen Phasenverschiebung zu den entsprechenden induzierten Spannungen werden untersucht und es wird gezeigt, wie sich sowohl die Amplitude als auch die Grundfrequenz der auftretenden Drehmomentschwankungen beeinflussen lassen.

Ausgehend von den normalerweise zum Entwurf einer Maschine bekannten bzw. abzuschätzenden Randbedingungen, wie z.B. das maximale Bauvolumen, der maximal zulässige Strangstrom, die vorgesehene Arbeitstemperatur, die Zwischenkreisspannung, die geforderte Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie, die gewünschte Dynamik u.a., wird ein Entwurfsprogramm entwickelt, das aus einer analytischen Berechnung des stationären magnetischen Feldes, einer Nachrechnung bzw. Überprüfung durch ein FEM-Programm, einer Wicklungsberechnung und einem Simulationsmodul zur Nachbildung der dynamischen Vorgängen besteht. Die Verbindung des FEM-Programms zu den übrigen mit gemeinsamer Datenbasis entwickelten Programmteilen ist mit einem parametrisierten Modell gewährleistet. Damit wird ein Programmpaket vorgelegt, das den Entwurf eines Motors unter Berücksichtigung aller an ihn gestellten Anforderungen ermöglicht.

Die Treffsicherheit dieses Verfahrens wird durch messtechnische Untersuchungen an zwei unterschiedlichen Maschinen, einer 12-nutigen, 8-poligen mit Einschichtwicklung und einer 9-nutigen, 8-poligen mit Zweischichtwicklung, nachgewiesen. Stationäre und dynamische

Messungen bestätigen, dass die entwickelten Berechnungs- und Simulationsmodule die Eigenschaften und das Betriebsverhalten des Elektronikmotors mit hinreichender Genauigkeit nachbilden. Sie stellen deshalb ein brauchbares Werkzeug zum Entwurf dauermagneterregter bürstenloser Motoren dar.

8 Anhang

A1. Herleitung des Strangfaktors

Bei Maschinen mit Einzelzahnwicklung kann die Wicklungsanordnung und Verschaltung durch konsequente Anwendung des auf dem Nutenspannungsstern basierenden Verfahrens entwickelt werden [5, 7]. Nachfolgend soll dies am Beispiel einer dreisträngigen, 9-nutigen, 8-poligen Maschine ($m = 3$, $N = 9$, $p = 4$) demonstriert werden (siehe Bild 8.2.a).

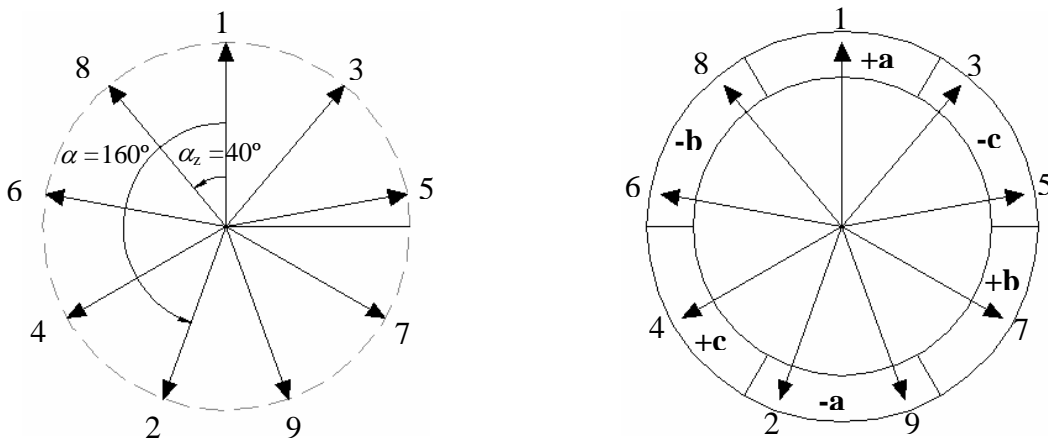
Die Phasenverschiebung zwischen den Nutenspannungen zweier benachbarter Nuten erhält man zu

$$\alpha = (p360^\circ) / N = 160^\circ \quad (8.1)$$

Der größte gemeinsame Teiler von N und p ist 1 ($t = \text{ggT}[N, p] = 1$), der Nutenspannungsstern besteht also nur aus einem Umlauf. Damit kann zunächst ein Nutenspannungsstern gezeichnet und mit der fortlaufenden Nummerierung der Nuten versehen werden (siehe Bild 8.1.a).

Die Zuordnung der Nuten zu den Strängen erfolgt nach gleichmäßiger Aufteilung der Nuten auf die Stränge – es entfallen pro Strang $N/m = 3$ Nuten (siehe Bild 8.1.b).

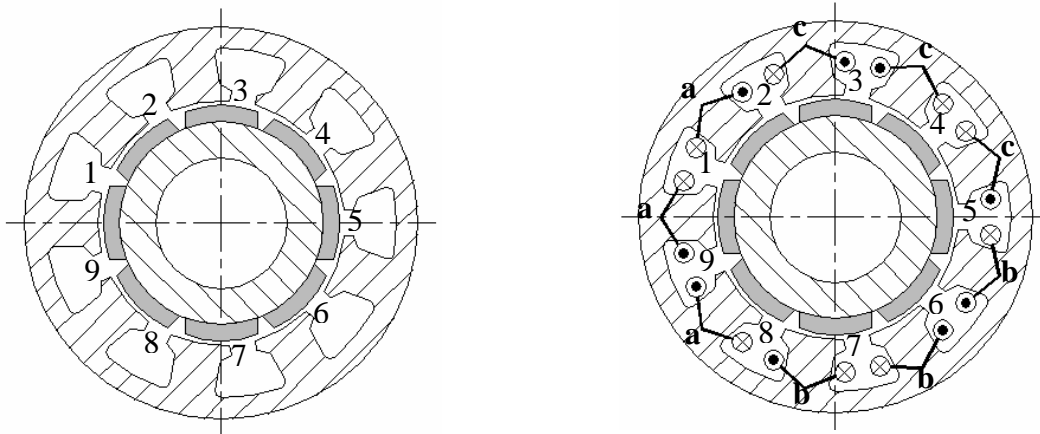
Dass dabei in diesem Falle unterschiedlich viele positive und negative Spulenseiten je Strang auftreten, stellt bei der Zweischichtwicklung kein Problem dar. Der vorliegende Nutenspannungsstern kann als der einer Schicht angesehen werden. Jeder Spulenseite der Oberschicht wird eine der Unterschicht zugeordnet. Damit erhält man die vollständige Wicklungsverteilung im Anker mit den Zählrichtungen und der Zuordnung zu den Strängen (Bild 8.2.b).



a) Zeiger des Nutenspannungssterns

b) Nutenspannungsstern mit Verteilung auf die drei Stränge

Bild 8.1: Darstellung des Nutenspannungssterns



a) Querschnitt und Nutnummerierung

b) Vollständige Wicklungsverteilung

Bild 8.2: 9-nutige, 8-polige Maschine

Unter Berücksichtigung des Sehnungsfaktors $\xi_{se\nu} = \left| \sin\left(\nu \frac{\pi}{N}\right) \right|$ lässt sich der Nutenspan-

nungsstern in den Spulenspannungsstern überführen. Durch geometrische Addition der zum Strang gehörenden Zeiger im Spulenspannungsstern (siehe Bild 8.1.b) wird der Strangfaktor der Hauptharmonischen ($\nu = p$) berechnet.

$$\xi_{Sp} = \frac{1}{3} \left[1 + 2 \cos\left(\frac{\alpha_z}{2}\right) \right] \quad (8.2)$$

Der Winkel zwischen nebeneinanderliegenden Zeigern im Nutenspannungsstern α_z errechnet sich aus

$$\alpha_z = t \frac{360^\circ}{N} = 2 \frac{180^\circ - \alpha}{N - 2p} = 40^\circ. \quad (8.3)$$

Bei Zweischichtwicklungen gehören zu einem Strang $N/3$ Spulen bzw. Zeiger im Nutenspannungsstern, die sich aus der Betrachtung des Nutenspannungssterns ergeben. Nach der im Bild 8.1.b dargestellten Zuordnung gehören zum Strang *a* alle die Zeiger, die die Gleichung

$$-30^\circ < k\alpha \leq 30^\circ \quad \text{oder} \quad 150^\circ < k\alpha \leq 210^\circ \quad (8.4)$$

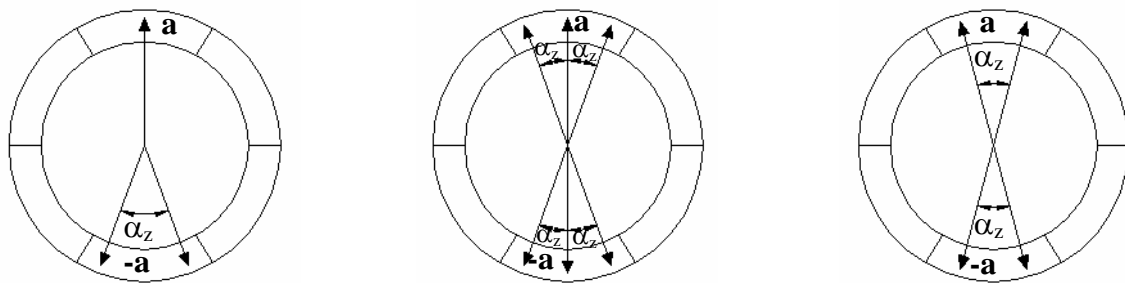
mit $k = 1, 2, 3 \dots, N$ erfüllen.

Die erste Bedingung $-30^\circ < k\alpha \leq 30^\circ$ liefert die Zeiger der positiven Zählrichtung, deren Anzahl mit Z^+ bezeichnet wird. Im Bereich $150^\circ < k\alpha \leq 210^\circ$ befinden sich die Z^- Zeiger der negativen Zählrichtung. Das Verhältnis zwischen Z^+ und Z^- wird von der Nut- und der Polzahl bzw. von der Lochzahl ($q = \frac{N}{2pm} = \frac{z}{n}$) bestimmt und liefert nach Bild 8.3 eine Aussage zur Systematisierung der Nutenspannungssterne.

Anzahl der Zeiger im Nutenspannungsstern	Zähler der Lochzahl z	Nenner der Lochzahl n	
$Z^+ = Z^- - 1$	ungerade	gerade	Grundform 1
$Z^+ = Z^- = \text{ungerade}$		ungerade	Grundform 2
$Z^+ = Z^- = \text{gerade}$	gerade	ungerade	Grundform 3

Bild 8.3: Anzahl der Zeiger im Nutenspannungsstern als Funktion der Lochzahl ($q = z/n$)

Nach dieser Überlegung entstehen drei Grundformen des Nutenspannungssterns. Für drei ausgewählte Beispiele sind die entsprechenden Nutenspannungssterne der unterschiedlichen Grundformen im Bild 8.4 dargestellt. Die aus diesem Bild berechneten Strangfaktoren der Hauptharmonische sind im Bild 8.5 zusammengefasst.



a) Grundform 1. 9 Nuten – 8 Pole b) Grundform 2. 18 Nuten–14 Pole c) Grundform 3. 12 Nuten–10 Pole

Bild 8.4: Nutenspannungssterne für Beispiele unterschiedlicher Grundformen

Grundform	z	n	Beispiel	siehe Bild	Strangfaktoren
1	ungerade	gerade	9 Nuten, 8 Pole $q = 3/8$	Bild 8.4.a) $\alpha_z = 40^\circ$	$\xi_{stp} = \frac{1}{3} \left[1 + 2 \cos \left(\frac{\alpha_z}{2} \right) \right]$
2		ungerade	18 Nuten, 14 Pole $q = 3/7$	Bild 8.4.b) $\alpha_z = 20^\circ$	$\xi_{stp} = \frac{1}{6} [2 + 4 \cos \alpha_z]$
3	gerade	ungerade	12 Nuten, 10 Pole $q = 2/5$	Bild 8.4.c) $\alpha_z = 30^\circ$	$\xi_{stp} = \frac{1}{4} \left[4 \cos \left(\frac{\alpha_z}{2} \right) \right]$

Bild 8.5: Strangfaktor der Hauptharmonische für Beispiele unterschiedlicher Grundformen

Diese Gleichungen für die ausgewählten Beispiele lassen sich für dreisträngige Wicklungen ($m = 3$) verallgemeinern zu

z ungerade		z gerade
n gerade	n ungerade	
$\xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[1 + 2 \sum_{k_1=1,2,3\dots}^{k_1=\frac{1}{2}(z-1)} \cos k_1 \frac{\alpha_z}{2} \right]$	$\xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[2 + 4 \sum_{k_1=1,2,3\dots}^{k_1=\frac{1}{2}(z-1)} \cos k_1 \alpha_z \right]$	$\xi_{Stp} = \frac{mt}{N} \left[4 \sum_{k_1=1,3,5\dots}^{k_1=z-1} \cos k_1 \frac{\alpha_z}{2} \right]$

Für die Berechnung des Strangfaktors der Harmonische ν muss α_z (siehe Gl.(8.3)) durch

$$\alpha_{z\nu} = 2 \frac{(180^\circ - \alpha_\nu)}{N - 2p} \quad (8.5)$$

ersetzt werden, wobei

$$\alpha_\nu = (\nu 360^\circ) / N \quad (8.6)$$

ist (siehe Gl.(8.1)).

Einschichtwicklungen entstehen aus den betrachtenden Zweischichtwicklungen, wenn jede zweite Spule entfernt wird. Deshalb gehören zu einem Strang $N/6$ Spulen bzw. Zeiger im Nutenstern, wobei N nur gerade sein kann. Ist der Zähler der Lochzahl z eine ungerade Zahl, dann sind die Strangfaktoren der Einschicht- und der Zweischichtwicklung gleich. Wenn z eine gerade Zahl ist, sind die Strangfaktoren für Maschinen mit Einschichtwicklung je nach dem ob $z/2$ eine gerade oder ungerade Zahl ist, nach den folgenden Beziehungen zu berechnen.

z gerade	
$\frac{z}{2}$ gerade	$\frac{z}{2}$ ungerade
$\xi_{Stp} = \frac{2mt}{N} \left[4 \sum_{k_1=1,3,5\dots}^{k_1=\frac{z}{2}-1} \cos k_1 \alpha_{z\nu} \right]$	$\xi_{Stp} = \frac{2mt}{N} \left[2 + 4 \sum_{k_1=2,4,6\dots}^{k_1=\frac{z}{2}-1} \cos k_1 \alpha_{z\nu} \right]$

A2. Technischen Daten der Versuchsmaschinen

9 Nuten – 8 Pole 12 Nuten – 8 Pole

Ständer

Ständeraußendurchmesser	D_{Sta}	60 mm	52 mm
Bohrungsdurchmesser	D_{Sti}	37.5 mm	32 mm
Ständerjochbreite	b_{Stj}	3.25 mm	2.5 mm
Zahnbreite	b_Z	7 mm	3.7 mm
Nutslitzweite	b_{Ns}	4 mm	1.2 mm
Axiale Länge	l_{St}	27.3 mm	30 mm

Läufer

Läuferaußendurchmesser	D_{Lfa}	31 mm	25 mm
Läuferjochbreite	b_{Lff}	3.5 mm	3 mm
Welledurchmesser	D_W	12 mm	10 mm
Axiale Länge	l_{Lf}	28 mm	30.5 mm

Permanentmagneten

Magnetmaterial		NdFe	NdFe
Magnetisierungsrichtung		parallel	parallel
Remanenzinduktion bei 20 °C	B_r	1.2 T	1.2 T
Koerzitivfeldstärke bei 20 °C	H_c	915 kA/m	915 kA/m
Magnetbreite	b_{PM}	11.1 mm	9.2 mm
Magnetvolumen	V_{PM}	6.1 cm ³	5.5 cm ³
Bandagierungsdicke	d_{ba}	0.35 mm	0.4 mm
Axiale Länge	l_{PM}	27.6 mm	30 mm

Wicklung

Einzelzahn		Zweischichtwicklung	Einschichtwicklung
Windungszahl jeder Spule	w_{sp}	8	18
Drahtdurchmesser	d_n	1.2 mm	1.12 mm
Anzahl paralleler Drähte	z_{cu}	1	1
Axiale Länge der Wickelköpfe	l_{wk}	12 mm	20 mm

Allgemein

Luftspaltlänge	δ	0.75 mm	1 mm
Bohrungsvolumen	V	30 cm ³	24 cm ³

A3. Vorgabewerte für die Berechnung der Ummagnetisierungsverluste

	σ_{h-IT}	σ_{w-IT}	k_h	k_{wb}
	W/kg	W/kg	-	-
Joch	1,8	0,4	1,5	1,8
Zähne	1,8	0,4	1,2	1,5

A4. Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetmaterial

Zur Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetmaterial [25, 26] wird ein zweidimensionales Mehrschichtmodell (siehe Bild 8.6) verwendet, in dem eine Polteilung im kartesischen Koordinatensystem betrachtet wird. Die Rückwirkung der Wirbelströme auf das Erregerfeld wird vernachlässigt. Die nutungsbedingten Harmonischen des Polradfeldes werden in ihrer Wirkung durch einen äquivalenten Strombelag an der Ständeroberfläche ersetzt.

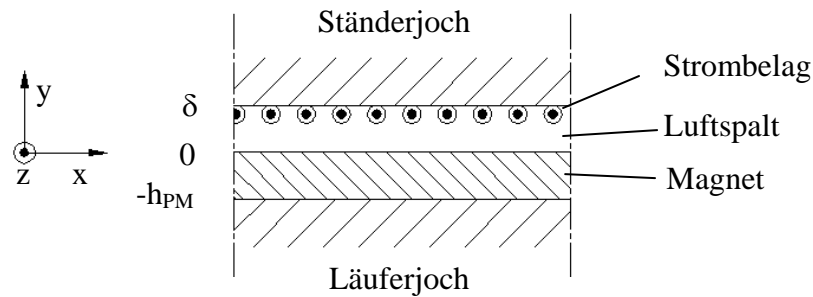


Bild 8.6: Modell zur Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetmaterial

Unter der Voraussetzung unendlicher Permeabilität des Eisens wird das Feldproblem für das nur in z-Richtung auftretende magnetische Vektorpotential \vec{A}_z im Luftspalt

$$\nabla^2 A_{Iz} = 0 \quad (8.7)$$

und im Magnetbereich

$$\nabla^2 A_{IIz} = j\omega \mu \kappa A_{IIz} \quad (8.8)$$

gelöst, wobei ω die Kreisfrequenz der induzierten Ströme, κ die elektrische Leitfähigkeit und μ die magnetische Permeabilität des Magnetmaterials ist.

Die für die Lösung der Differenzialgleichungen notwendigen Randbedingungen lauten:

$$H_{xI}(x, y)|_{y=\delta} = a \quad (8.9)$$

$$H_{xI}(x, y)|_{y=0} = H_{xII}(x, y)|_{y=0} \quad (8.10)$$

$$B_{yI}(x, y)|_{y=0} = B_{yII}(x, y)|_{y=0} \quad (8.11)$$

$$H_{xII}(x, y)|_{y=-h_{PM}} = 0 \quad (8.12)$$

Wobei a der erregende Strombelag ist, der bei sinusförmigem Verlauf als

$$a(x, t) = \Re(\hat{a} e^{jpx} e^{j\omega t}) \quad (8.13)$$

dargestellt wird.

Ist das Feldproblem für den Vektorpotential gelöst, dann lassen sich die elektrische und magnetische Feldstärke im Magnetbereich durch

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \vec{A} \quad (8.14)$$

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (8.15)$$

bestimmen.

Die Berechnung der in der betrachteten Polteilung von den Wirbelströme herrührenden Verlustleistung erfolgt über das geschlossene Integral des Poynting-Vektors über die Fläche S (x-z Ebene)

$$P_{wb\tau_p} = -\frac{1}{2} \Re \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) dS \quad (8.16)$$

Mit der Addition der in jeder Polteilung auftretenden Verlustanteile ergeben sich die gesamten Wirbelstromverluste in den Magneten durch

$$P_{wbPM} = 2 p l_i \hat{a}^2 \Re \{F\} \quad (8.17)$$

mit der komplexen Funktion

$$F = f \mu \tau_p^2 \frac{j(p + q \tanh(qh_{PM}) \tanh(p\delta))}{p \tanh(p\delta) + q \tanh(qh_{PM})} \quad (8.18)$$

Wobei q die komplexe Wellenzahl

$$q = \sqrt{p^2 + j\omega \mu \kappa} \quad (8.19)$$

ist.

A5. Gegenüberstellung der gemessenen und gerechneten dynamischen Vorgängen

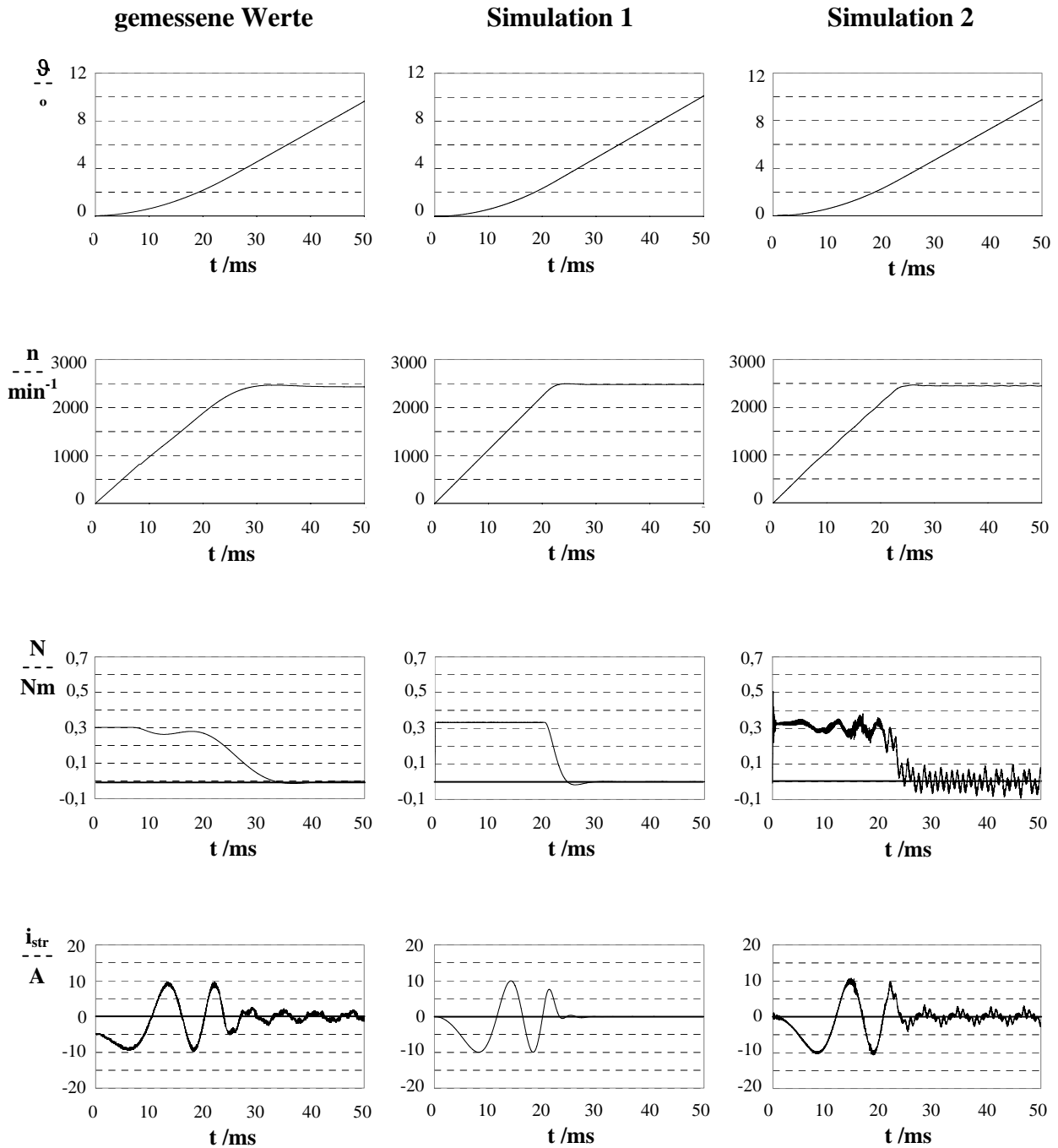


Bild 8.7: Anlauf des 9-nutigen Motors bei $\hat{I}_{str} = 10$ A

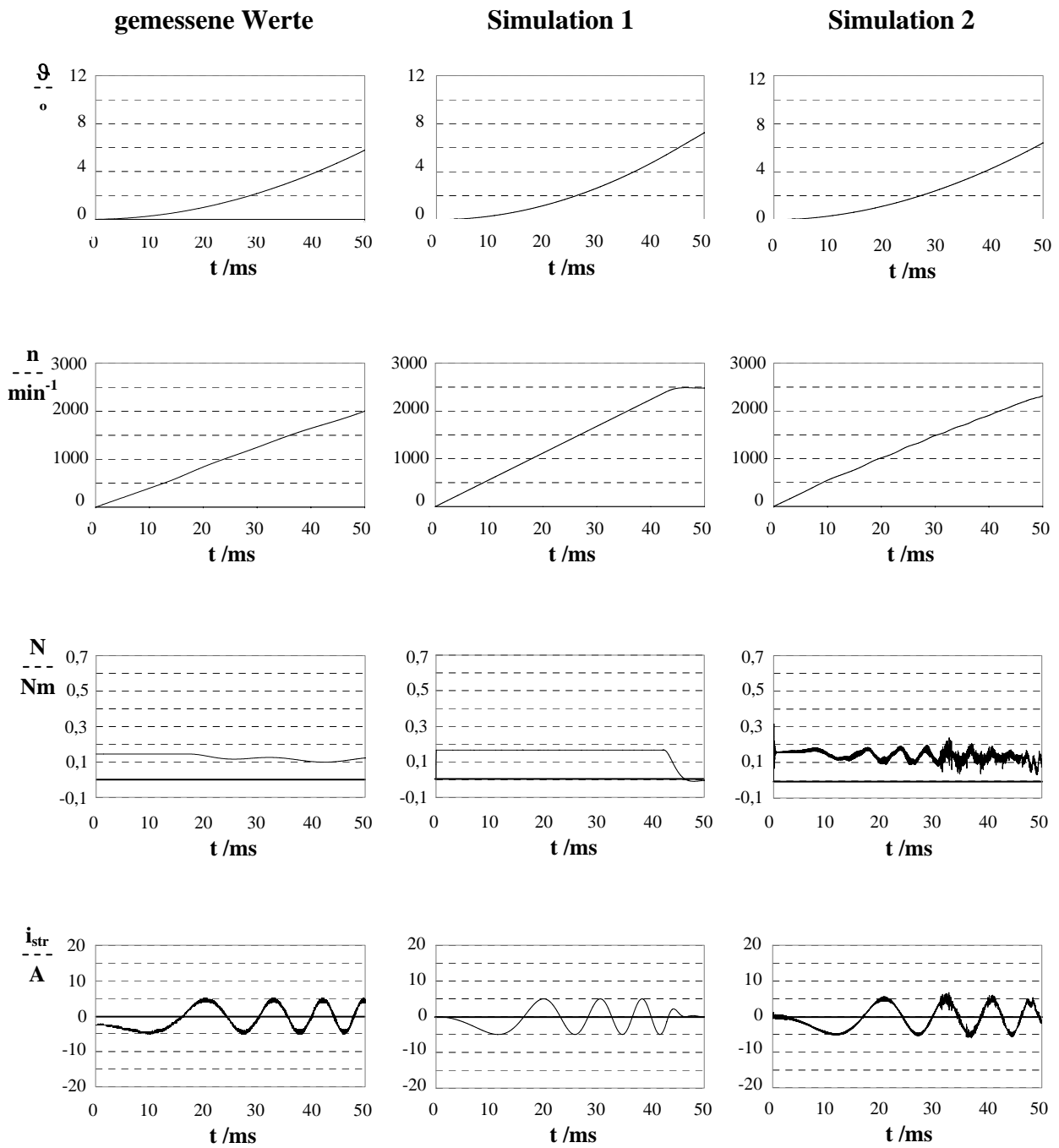


Bild 8.8: Anlauf des 9-nutigen Motors bei $\hat{I}_{\text{str}} = 5 \text{ A}$

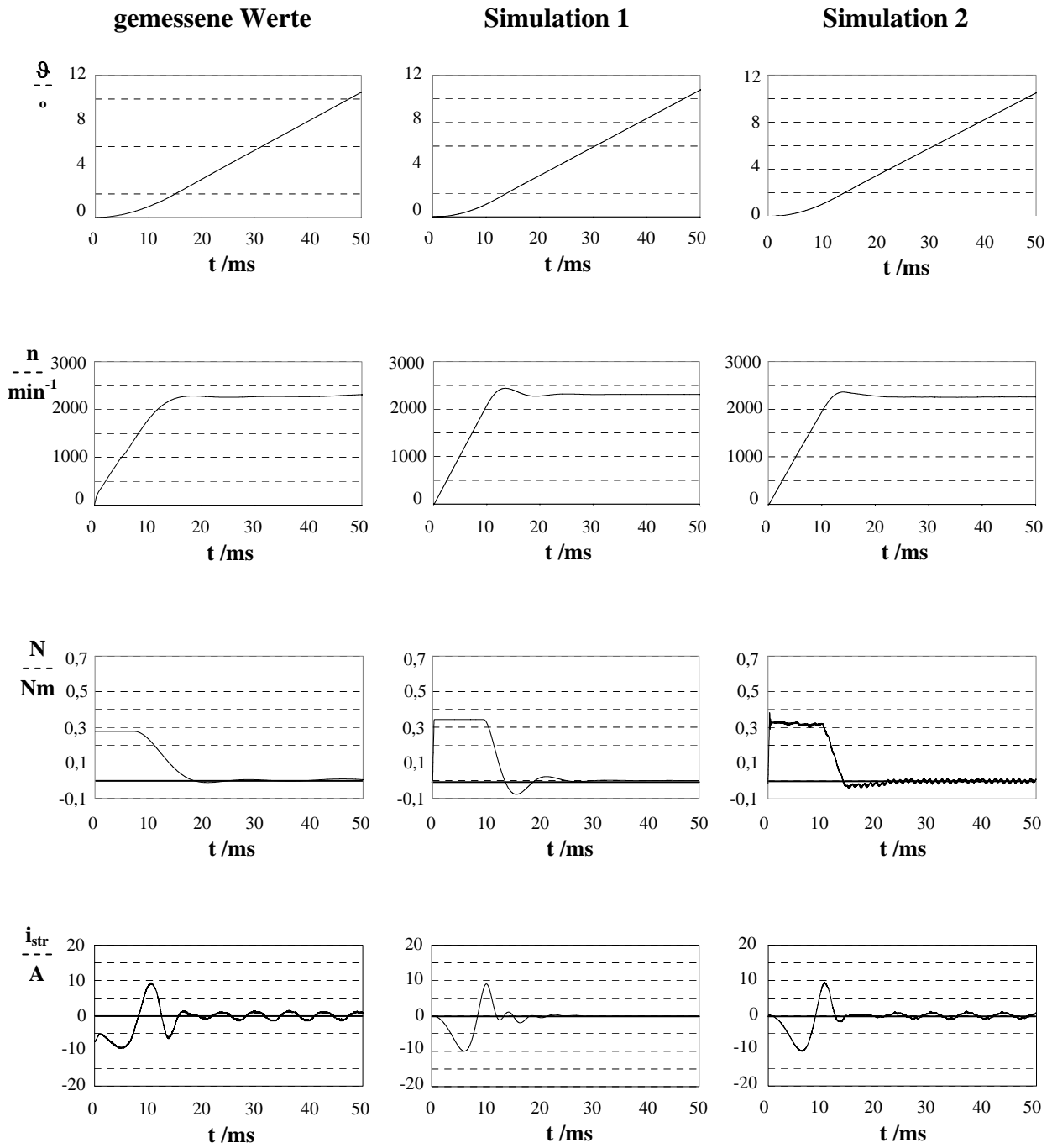


Bild 8.9: Anlauf des 12-nutigen Motors bei $\hat{I}_{str} = 10 \text{ A}$

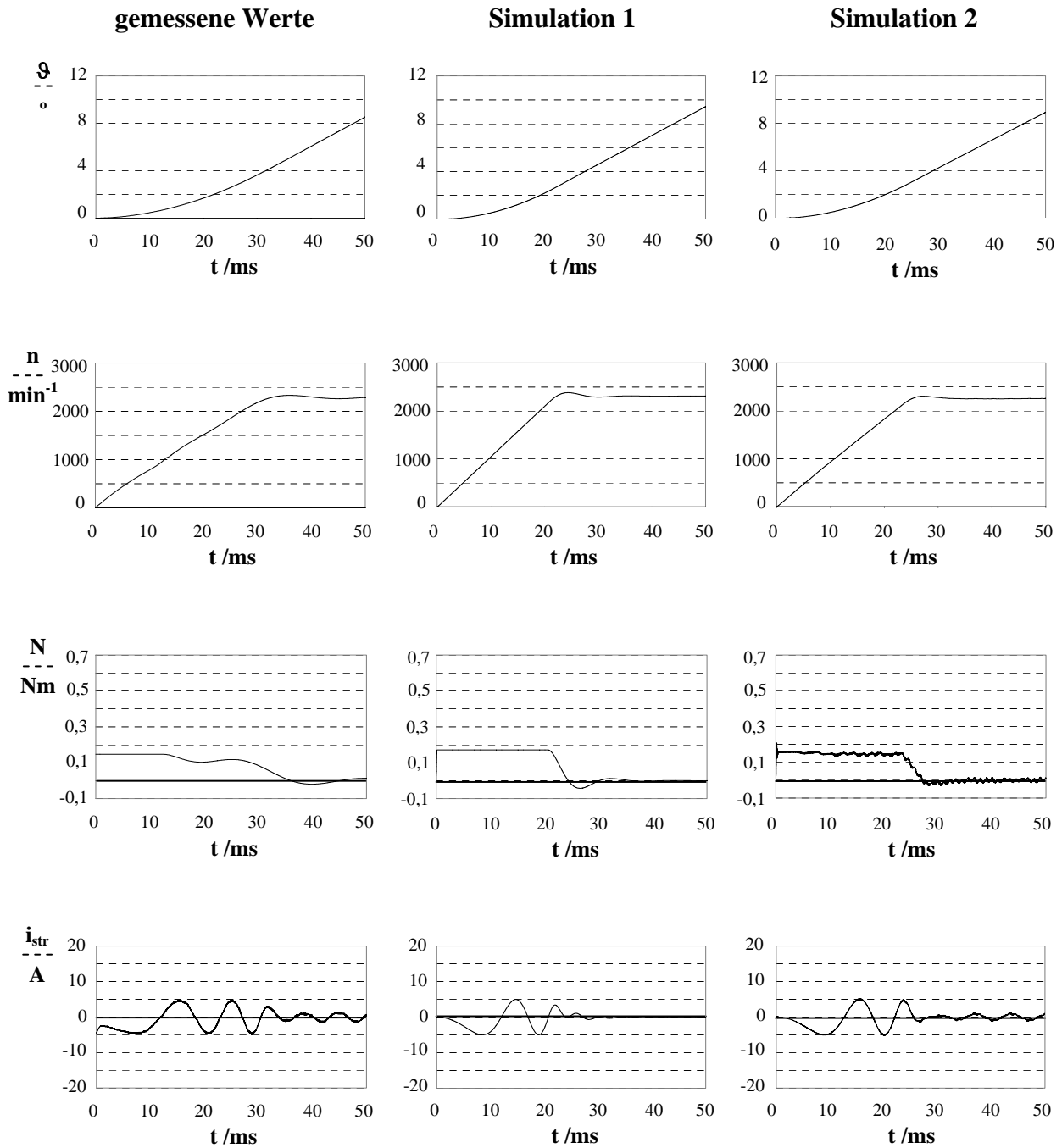


Bild 8.10: Anlauf des 12-nutigen Motors bei $\hat{I}_{\text{str}} = 5 \text{ A}$

9. Literaturverzeichnis

- [1] **Stölting, H. – Kallenbach, E.**
Handbuch Elektrische Kleinantriebe
Carl Hanser Verlag, München, Wien, 2001
- [2] **Hendershot, J. – Miller, T.**
Design of brushless Permanent-Magnet Motors
Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994
- [3] **Hanselman, D.**
Brushless Permanent-Magnet Motor Design
McGraw-Hill, Inc. Verlag, 1994
- [4] **Yeadon, W.H. – Yeadon, A.W.**
Handbook of small electric motors
McGraw-Hill, 2001
- [5] **Müller, G.**
Theorie elektrischer Maschinen
VCH Verlagsgesellschaft mbH, Weinheim, 1995
- [6] **Müller, G.**
Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen
VEB Verlag Technik, Berlin, 1985
- [7] **Vogt, K.**
Berechnung rotierender elektrischer Maschinen
VEB Verlag Technik, Berlin, 1983
- [8] **Richter, R.**
Elektrische Maschinen. Band I
Verlag Birkhäuser AG, Basel, 1951
- [9] **Nasar, S – Boldea, I – Unnewehr, L.**
Permanent magnet, reluctance, and self-synchronous motors
CRC Press, 1993.
- [10] **Nürnberg, W. – Hanitsch R.**
Die Prüfung elektrischer Maschinen
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2001
- [11] **Chee-Mun Ong**
Dynamic Simulation of Electric Machinery
Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 1997

- [12] **Bose, B.**
Modern Power Electronics and AC Drives
Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2002
- [13] **Salon, S.**
Finite Element Analysis of Electrical Machines
Kluwer Academic Publishers, New York, 1995
- [14] **Oesingmann, D.**
Dauermagneterregte Motoren kleiner Leistung
Vorlesungsmanuskript TU Ilmenau, 2002
- [15] **Großmann, R.**
Theoretische und experimentelle Untersuchungen an Elektronikmotoren
Dissertation Technische Universität Ilmenau, 1997
- [16] **Hemead, E.**
Theoretische und experimentelle Untersuchungen an einer permanenterregten Synchronmaschine mit Luftspaltwicklung
Dissertation Technische Universität Berlin, 1995
- [17] **Rattei, F.**
Modulare Dauermagnetmaschine mit optimierten Feldführung
Dissertation. Universität der Bundeswehr München, 2001
- [18] **Kraßer, B.**
Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug
Dissertation. Universität der Bundeswehr München, 2000
- [19] **Friedrich, J.**
Bauformen und Betriebsverhalten Modularer Dauermagnetmaschinen
Dissertation. Universität der Bundeswehr München, 1991
- [20] **Kolletschke, H.**
Die Modulare Dauermagnetmaschine - Aufbau und Eigenschaften –
Dissertation. Universität der Bundeswehr München, 1987
- [21] **Kanelis, K.**
Die feldorientierte Kennliniensteuerung der stromerregten Synchronmaschine – ein Antriebssystem für Elektrofahrzeuge –
Dissertation. Universität der Bundeswehr München, 1994
- [22] **Schätzer, C.**
Ein Verfahren zur Optimierung bei elektrischen Maschinen mit Hilfe der numerischen Feldberechnung
Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2001

- [23] **Frenzel, B.**
Entwurf und Aufbau einer bürstenlosen Gleichstrommaschine für ein Herzunterstützungssystem
Dissertation. Technische Universität Berlin, 1997
- [24] **Weschta, A.**
Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-Servomotoren
Dissertation. Technische Universität Erlangen-Nürnberg, 1983
- [25] **Bad König, J.**
Auslegung und Betriebsverhalten von permanenterregten Synchronmaschinen mit maschinenkommutiertem Frequenzumrichter
Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt, 1990
- [26] **Demel, W.**
Baugroße und Verluste von permanenterregten Synchronmaschinen bei unterschiedlichen Verlauf des Stromes
Dissertation. Technische Hochschule Aachen, 1987
- [27] **Greifenstein, E.**
Entwurf, Konstruktion und experimentelle Untersuchungen von hochtourigen Drehstrommaschinen mit Käfigläufer und mit Permanentmagnetläufer
Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 1999
- [28] **Schröder, M.**
Hochtouriger bürstenloser Positionierantrieb mit extrem geringer Momentenwelligkeit
Dissertation, Universität Stuttgart, 1983
- [29] **Lange, A.**
Analytische Methoden zur Berechnung elektromagnetischer und thermischer Probleme in elektrischen Maschinen
Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2000
- [30] **Pereira, L.**
Vergleichende Betrachtung zwischen der Gleichstrommaschine und der elektronisch kommutierten Synchronmaschine
Dissertation, Universität Kaiserslautern, 1997
- [31] **Sun, L. – Geo, H. – Song, Q. – Nei, J.**
Measurement of Torque Ripple in PM Brushless Motors
Industry Applications Conference. Vol. 4, 2002, S. 2567 – 2571.
- [32] **Hanselman, D.**
Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF
IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, N° 5, 1997, S. 325 - 330.
- [33] **Cros, J. – Viarouge, P.**
Synthesis of High Performance PM Motors with Concentrated Winding
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, N° 2, 2002, S. 248 - 253.

- [34] **Deodhar, R. – Staton, D. – Jahns, T. – Miller, T.**
Prediction of Cogging Torque Using the Flux-MMF Diagram Technique
IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 32, N° 3, 1996, S. 569 - 576.
- [35] **Zhu, Z. – Howe, D.**
Analytical Prediction of the Cogging Torque in Radial-field Permanent Magnet Brushless Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, N° 2, 1992, S. 1371 - 1375.
- [36] **Zhu, Z. – Howe, D. – Bolte, E. – Ackermann, B.**
Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc motors, Part I: Open-Circuit Field
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, N° 1, 1993, S. 134 - 135.
- [37] **Zhu, Z. – Howe, D.**
Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc motors, Part II: Armature-reaction Field
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, N° 1, 1993, S. 136 - 144.
- [38] **Zhu, Z. – Howe, D.**
Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc motors, Part III: Effect of Stator Slotting
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, N° 1, 1993, S. 144 - 152.
- [39] **Zhu, Z. – Howe, D.**
Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc motors, Part IV: Magnetic Field on Load
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, N° 1, 1993, S. 152 - 158.
- [40] **Wang, X. – Li, Q. – Wang, S. – Li, Q.**
Analytical Calculation of Air-Gap Manetic Field Distribution and Instantaneous Characteristics of Bruschless DC Motors
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, N° 3, 2003, S. 424 - 432.
- [41] **Schroedl, M.**
Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. An Overview
EPE-PEMC Tagungen, Riga, 2004.
- [42] **Huth, G. – Qian, K.**
Permanentmagneterregte AC-Servomotoren mit vereinfachten Wicklungssysteme
Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik, Darmstadt, 3. und 4. März, 2004, S. 15 - 21.
- [43] **Jurisch, F.**
Erfahrungsbericht: Fertigungsoptimierte geschränkte Schale
Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik, Darmstadt, 3. und 4. März, 2004, S. 29 - 34.
- [44] **Bianchi, N. – Bolognani, S.**
Design Techniques for Reducing the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors
IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 38, N° 5, 2002, S. 1259 - 1265.

- [45] **Hwang, S. – Eom, J. – Jung, Y. – Lee, D. – Kang, B.**
Various Design Techniques to Reduce Cogging Torque by Controlling Energy Variation in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, N° 4, 2001, S. 2806 - 2809.
- [46] **Slemon, G. – Touzhu, L.**
Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, N° 6, 1988, S. 2901 - 2903.
- [47] **Koh, C. – Seol, J.**
New Cogging-Torque Reduction Method for Brushless Permanent-Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, N° 6, 2003, S. 3503 - 3506.
- [48] **Hwang, S. – Lieu, D.**
Design Techniques for Reduction of Reluctance Torque in Brushless Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, N° 6, 1994, S. 4287 - 4290.
- [49] **Chen, S. – Low, T. – Bruhl, B.**
The Robust Design Approach for Reducing Cogging Torque in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, N° 4, 1998, S. 2135 - 2138.
- [50] **Yao, Y. – Huang, D. – Wang, J. – Liou, S. – Wang, S. – Ying, T. – Chiang, D.**
Simulation Study of the Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, N° 5, 1997, S. 4095 - 4098.
- [51] **Jahns, T. – Soong, W.**
Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, N° 2, 1996, S. 321 - 330.
- [52] **Hung, J. – Ding, Z.**
Design of Currents to Reduce Torque Ripple in Brushless Permanent Magnet Motors
IEE Proceeding-B, Vol. 140, N° 4, 1993, S. 260 - 267.
- [53] **Clenet, S. – Lefèvre, Y. – Sadowski, N. – Astier, S. – Lajoie-Mazenc, M.**
Compensation of Permanent Magnet Motors Torque Ripple by Means of Current Supply Waveshapes Control Determined by Finite Element Methode
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, N° 2, 1993, S. 2019 - 2023.
- [54] **Rädel, U. – Perassi, H.**
Simulinkmodell des Wechselrichters mit feldorientierter Regelung
Unveröffentlichte Arbeit. Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerung. TU Ilmenau.
- [55] **Magnetfabrik Schramberg**
Firmenkatalog, 2003.

[56] **Magnet Applications Limited**
Firmenkatalog, 2004.

[57] **Vacuumschmelze**
Firmenkatalog, 2005.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name, Vorname: Cravero, Leandro Guillermo
Geburtsdatum: 29.01.1977 in Sunchales, Santa Fe, Argentinien
Staatsangehörigkeit: argentinisch
Familienstand: verheiratet seit 11.2002 mit María Mercedes geb. Daga

Schulbildung

03/1983 – 12/1989 Grundschule in Sunchales, Santa Fe, Argentinien.
03/1990 – 12/1994 Gymnasium in Sunchales, Santa Fe, Argentinien.

Studium

03/1995 – 08/2001 Studium der Elektrotechnik an der Universidad Tecnológica Nacional.
Santa Fe, Argentinien.

04/1997 – 12/2000 Stipendiat des Fachgebiets G.E.S.E. (Studiengruppe Energie) an der Universidad Tecnológica Nacional.
Santa Fe, Argentinien.

03/2000 – 11/2000 Hilfsassistent im Labor. Fach: Elektrische Maschinen II.
Universidad Tecnológica Nacional.
Santa Fe, Argentinien.

09/2001 – 04/2002 Praktikum an der TU Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet für Kleinmaschinen.
Arbeitsthema: „*Berechnungsmodell eines Magnetkreises und messtechnische Überprüfung der Ergebnisse*“.
Ilmenau, Deutschland.

11/2002 – 11/2005 Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet für Kleinmaschinen. Arbeitsthema: „*Berechnung und Simulation von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren*“.
Ilmenau, Deutschland.

10/2005 Auszeichnung mit dem DAAD-Preis.