

# **Multidisziplinäre Modellierung und Simulation eines Rolling Rotor Switched Reluktanz Antriebes**

## **Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

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

von Dipl.-Ing.(FH) Marco Franke

geb. am 10.10.1973 in Wippra

genehmigt durch die Fakultät Maschinenbau

der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper

Prof. Dr. sc. techn. Ulrich Schmucker

Prof. Dr.-Ing. Heike Mrech

Promotionskolloquium am 16.07.2012

# Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Hochschule Merseburg sowie als Doktorand an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg in Kooperation mit dem Fraunhofer-Institut für Fabrikbetrieb und -automatisierung IFF Magdeburg. Mein besonderer Dank gilt Frau Prof. Dr.-Ing. Heike Mrech, für die hervorragende Unterstützung und Betreuung sowie für das mir entgegengebrachte Vertrauen. Weiterhin gebührt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper, der mich in vollem Umfang bei meiner Promotion unterstützte und mir hilfreich bei allen Belangen zur Seite stand. Zudem möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. sc. techn. Ulrich Schmucker für die fachliche Betreuung der Arbeit sowie für die wertvollen Anregungen bedanken. Ein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Weinbrecher für die hilfreiche Unterstützung bei der Erstellung dieser Arbeit. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. Michael Brutscheck, der mich zur Promotion ermutigte und während meiner Arbeit immer für Diskussionen bereitstand. Zudem bedanke ich mich bei meinen Kollegen am Fraunhofer-Institut für Fabrikbetrieb und -automatisierung IFF in Magdeburg für die gute Zusammenarbeit und die vielen Diskussionsrunden. Nicht zuletzt möchte ich meiner Familie für den jederzeit guten Zuspruch und meiner Lebensgefährtin Eileen Sommer für Beistand, viel Geduld und dafür, mir stets den Rücken freigehalten zu haben, bedanken.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Stand der Technik . . . . .	2
1.2	Problemstellung und Zielsetzung der Arbeit . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Modellierung und Simulation von elektrischen Antrieben</b>	<b>7</b>
2.1	Grundlagen der Modellierung . . . . .	8
2.2	Multidisziplinäre Simulationssprachen und Simulationswerkzeuge . . . . .	12
2.2.1	Mechatronischer Systementwurf . . . . .	12
2.2.2	Modellierungssprachen . . . . .	16
2.2.3	Simulatorkopplung . . . . .	20
2.3	Modellierungsmethodik . . . . .	20
2.3.1	Modellhierarchie . . . . .	21
2.4	Modellierung und Simulation magnetischer Felder . . . . .	24
2.4.1	Grundlagen magnetischer Felder . . . . .	25
2.4.2	Eigenschaften ferromagnetischer Materialien . . . . .	27
2.4.3	Modellierung magnetischer Kreise . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor</b>	<b>34</b>
3.1	Reluktanzmotoren . . . . .	34
3.2	Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor . . . . .	36
3.2.1	Aufbau . . . . .	36
3.2.2	Stator . . . . .	38
3.2.3	Rotor . . . . .	42
3.3	Wirkungsweise . . . . .	44
3.3.1	Betriebsverhalten . . . . .	47
3.4	Mechanik . . . . .	50

<b>4</b>	<b>Modellierung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors</b>	<b>54</b>
4.1	Multiphysikalische Netzwerke . . . . .	55
4.2	Das magnetische Feld . . . . .	57
4.2.1	Überführung räumlich verteilter Systeme in Netzwerkelemente . . . . .	58
4.2.2	Magnetische Widerstände . . . . .	59
4.2.3	Jiles-Atherton Modell . . . . .	63
4.2.4	Magnetisches Reluktanznetzwerk . . . . .	69
4.3	Elektromagnetische Koppelungen . . . . .	81
4.4	Elektrische Ansteuerung . . . . .	92
4.4.1	Leistungselektronik für den RRSRM . . . . .	93
4.5	Modellverifikation . . . . .	101
4.5.1	Analyse des magnetischen Feldes . . . . .	103
4.5.2	Reluktanznetzwerk . . . . .	104
4.5.3	Untersuchung des Einflusses von Materialeigenschaften . . . . .	119
4.5.4	Magnetische Kraft . . . . .	121
4.5.5	Drehmoment . . . . .	122
4.5.6	Wirkungsgrad . . . . .	127
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>129</b>
5.1	Ausblick . . . . .	130
	<b>Literatur</b>	<b>132</b>

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Multidisziplinäre Modellierung eines elektrischen Antriebs mit Berücksichtigung des magnetischen Feldes . . . . .	5
2.1	System mit konzentrierten Parametern . . . . .	10
2.2	System mit verteilten Parametern . . . . .	10
2.3	Energieaustausch in Systemen . . . . .	14
2.4	Potenzial- und Flussgröße an einem Zweipol . . . . .	19
2.5	Modellhierarchie bei verschiedenen Modelltypen . . . . .	22
2.6	Hierarchische Zerlegung eines komplexen Gesamtsystems in Subsysteme . .	23
2.7	Hystereseschleife eines ferromagnetischen Materials mit charakteristischen Größen . . . . .	28
3.1	Charakteristischer Aufbau herkömmlicher Switched Reluktanzmotoren . . .	35
3.2	Wirkung der magnetischen Kraft beim RRSRM durch die dezentrale Lagerung des Rotors . . . . .	36
3.3	Aufbau eines 4–Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors . . . . .	37
3.4	Statorparameter an einem 4–Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor . .	39
3.5	Auswirkungen der Statorpolgeometrie auf den magnetischen Flusslinienverlauf	40
3.6	Dreidimensionale Darstellung der Statorgeometrie . . . . .	41
3.7	Charakteristische Parameter am Rotor . . . . .	42
3.8	Dezentrale Lagerung des Rotors gegenüber dem Stator . . . . .	43
3.9	Blockschaltbild des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors . . . . .	44
3.10	Arbeitsluftspalt am dezentral gelagerten Rotor . . . . .	46
3.11	Änderung des Arbeitsluftspaltes bei einem 4-Pol RRSRM . . . . .	47
3.12	Bewegung des Rotors durch das positionsabhängige Einprägen eines Stromes bei einem 4-Pol RRSRM . . . . .	48
3.13	Rotorbewegung am RRSRM von 0° auf 90° . . . . .	49

3.14	Wirkende Kräfte am waagrecht positionierten Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor . . . . .	51
4.1	Multiphysikalische Struktur des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors . . . . .	54
4.2	Knoten in einem allgemeinen Netzwerk mit dazugehörigem Knotenpunktsatz . . . . .	56
4.3	Allgemeine Masche in einem Netzwerk mit Verbraucher Zählpeilsystem und dazugehörigem Maschensatz . . . . .	57
4.4	Überführung räumlich verteilter Elemente in konzentrierte Elemente . . . . .	59
4.5	Charakteristischer Permeabilitätsverlauf im ferromagnetischen Material . . . . .	60
4.6	Grundlegender Zusammenhang zwischen den elektrischen und magnetischen Größen über die Eigenschaften des Magnetkreises . . . . .	61
4.7	Magnetischer Widerstand mit charakteristischen Kenngrößen zur Beschreibung des magnetischen Feldes . . . . .	63
4.8	Vergleich der unterschiedlich modellierten Jiles-Atherton Modelle in Modelica . . . . .	67
4.9	Vergleich der gemessenen Hysterese mit dem Jiles-Atherton Modell $JA_5$ . . . . .	68
4.10	Unverzweigter magnetischer Kreis mit Luftspalt . . . . .	70
4.11	Magnetischer Feldlinienverlauf an einem FEM-Modell . . . . .	71
4.12	Geschlossene Feldlinien in einem Wirbelfeld . . . . .	72
4.13	Modellierung der räumlichen Magnetfeldverteilung auf Basis der Netzwerkmethod . . . . .	72
4.14	Vergleich des Gesamtflusses in einem einfachen Eisenkreis bei verschiedener Unterteilung des Feldbereichs . . . . .	73
4.15	Berücksichtigung der magnetischen Flussdichte in markanten Abschnitten . . . . .	74
4.16	Modellierung von inhomogenen Bereichen im magnetischen Feld . . . . .	75
4.17	Vergleich des Gesamtflusses in einem einfachen Eisenkreis mit verschiedener Unterteilung und Berücksichtigung der Feldlinienänderung . . . . .	76
4.18	Feldlinienverlauf an einem verzweigten magnetischen Kreis . . . . .	77
4.19	Modellierung von Verzweigungen im magnetischen Kreis . . . . .	78
4.20	Vergleich der Ergebnisse zwischen FEM und Netzwerkmodell bei einem zeitveränderlichen Magnetfeld . . . . .	79
4.21	Feldlinien in einem Zahn bei einem bürstenlos permanent erregten Gleichstrommotor . . . . .	80
4.22	Modellierung des magnetischen Feldverlaufes in einem Statorzahn auf Grundlage eines Reluktanznetzwerkes . . . . .	81

4.23	Magnetisches Wirbelfeld verursacht durch den Stromfluss im Leiter . . . . .	83
4.24	Entstehung eines elektrischen Feldes durch ein zeitlich veränderliches Magnetfeld . . . . .	84
4.25	Spule als Koppelement zwischen den elektrischen und magnetischen Größen	85
4.26	Darstellung der statischen und differentiellen Induktivität . . . . .	88
4.27	Einprägen eines Stromes an einer Spule am Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor mit dem dazugehörigen elektrischen Ersatzschaltbild . . . . .	89
4.28	Simulationsergebnisse zur Untersuchung der Flussverkettung und des Induktivitätsverlaufes an einer Spule mit Eisenkern (differenzielle Induktivität – rot, resultierende Induktivität – blau) . . . . .	89
4.29	Stromverlauf in einer Spule mit Eisenkern beim Erreichen der Materialsättigung	90
4.30	Darstellung des Induktivitätsverlaufes einer Spule vom RRSRM in Abhängigkeit vom Winkel und vom Strom . . . . .	91
4.31	Zweiquadranten-Gleichstromsteller zur Ansteuerung des RRSRM . . . . .	94
4.32	Prinzip der Ansteuerung des RRSRM mit Positionssensor . . . . .	95
4.33	Stromverlauf bei einer Taktfrequenz von 20kHz . . . . .	97
4.34	Erreichen des Lückbetriebes bei 20kHz . . . . .	98
4.35	Vergleich der Stromwelligkeit bei 20 kHz und 40 kHz . . . . .	98
4.36	Stromverlauf bei Belastung des RRSRM . . . . .	99
4.37	Vergrößerung der Stromwelligkeit und Vermeidung des Stromlückens bei Belastung des RRSRM . . . . .	100
4.38	Stromverlauf im Lastkreis und der resultierende Drehmomentverlauf beim RRSRM mit Umschaltung in den zweiten Quadranten . . . . .	101
4.39	Darstellung der verwendeten Parameter . . . . .	102
4.40	Analyse der magnetischen Feldlinien an einem 4-Pol RRSRM bei unterschiedlichen Positionen des Rotors . . . . .	104
4.41	Homogener Flussverlauf im Stator mit Berücksichtigung der räumlichen Verteilung der Feldlinien . . . . .	105
4.42	Reluktanznetzwerk mit zwei magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM . . . . .	107
4.43	Reluktanznetzwerk mit drei magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM . . . . .	108
4.44	Reluktanznetzwerk mit vier magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM . . . . .	108

4.45	Verteilung der Reluktanzen im Luftspalt und im Rotor . . . . .	109
4.46	Vergleich einer dreifachen und einer fünffachen Unterteilung im Luftspalt . . .	110
4.47	Feldaufweitung beim Übergang der Feldlinien vom Statorpol zum Rotor . . .	111
4.48	Unterteilung des Materials und der resultierende verkettete magnetische Fluss	112
4.49	Magnetische Flussverkettung mit unterschiedlichen Unterteilungen des Material und eine Rotorbewegung von $360^\circ$ . . . . .	113
4.50	Anordnung der Rechteckspulen . . . . .	114
4.51	Vergleich der magnetischen Flussverkettung beim FEM- und Netzwerkmodell	116
4.52	Verteilung des magnetischen Flusses im Statorpol beim FEM-Modell . . . . .	117
4.53	Verteilung des magnetischen Flusses im Statorpol beim Netzwerkmodell . . .	118
4.54	Vergleich des Induktivitätsverlaufes zwischen FEM-Modell und Netzwerkmodell . . . . .	119
4.55	Stromanstieg in einer Spule bei Sättigung des Materials . . . . .	120
4.56	Kraft auf den Rotor beim Einschalten einer Spule . . . . .	121
4.57	Veränderung der magnetischen Kraft bei Annäherung des Rotors an eine Erregerspule . . . . .	122
4.58	Verlauf der Kraft und des dazugehörigen Drehmomentes bei einer Ansteuerung des Statorfeldes von $360^\circ$ . . . . .	123
4.59	Übersetzung des Drehmomentes und der Winkelgeschwindigkeit . . . . .	125
4.60	Verlauf des Drehmomentes und der Winkelgeschwindigkeit mit Berücksichtigung des Rotormasse bei waagerechter Lage des Motors . . . . .	126
5.1	Kräfte auf den Rotor . . . . .	131



# Tabellenverzeichnis

2.1 Potenzial- und Flussgrößen beim heterogenen Systementwurf eines elektrischen Antriebsstranges . . . . .	16
---	----

# Formelverzeichnis

$A$	[m <sup>2</sup> ]	Fläche
$A_R$	[m <sup>2</sup> ]	Fläche am Rotor
$A_S$	[m <sup>2</sup> ]	Fläche am Stator
$A_w$	[m <sup>2</sup> ]	Wickelfläche
$a$	[-]	Formfaktor
$\vec{a}_B$	[m/s <sup>2</sup> ]	Beschleunigung
$\alpha$	[-]	Materialkonstante
$\vec{B}$	[T]	magnetische Flussdichte
$B_r$	[T]	Remanenzflussdichte
$B_z$	[m]	Breite vom Statorpol
$\beta$	[rad]	Winkel
$C$	[-]	Reversibilitätskoeffizient
$\vec{D}$	[As/m <sup>2</sup> ]	elektrische Flussdichte
$div$	[-]	Divergenz
$\vec{E}$	[V/m]	elektrische Feldstärke
$e$	[m]	Exzentrizität
$\epsilon$	[-]	Vorzeichenfunktion
$\vec{F}$	[N]	Kraft

$\vec{F}_{mag}$	[N]	Magnetkraft
$\vec{F}_G$	[N]	Gewichtskraft
$\vec{F}_N$	[N]	Normalkraft
$\vec{F}_R$	[N]	Reibungskraft
$\vec{F}_Z$	[N]	Zentrifugalkraft
$f_k$	[-]	Flussgröße
$\vec{H}$	[A/m]	magnetische Feldstärke
$H_c$	[A/m]	Koerzitivfeldstärke
$H_e$	[A/m]	effektive magnetische Feldstärke
$H_{Joch}$	[m]	Höhe vom Statorjoch
$H_{Pol}$	[m]	Höhe vom Statorpol
$I, i$	[A]	elektrischer Strom
$\vec{J}$	[A/m <sup>2</sup> ]	Stromdichte
$\vec{J}_t$	[kgm <sup>2</sup> ]	Trägheitsmoment
$K$	[-]	Materialkonstante
$L$	[H]	Induktivität
$L_d$	[H]	differenzielle Induktivität
$l$	[m]	Länge
$l_{Rotor}$	[m]	Länge des Rotors
$l_{Stator}$	[m]	Länge des Stators
$\vec{M}$	[Nm]	Drehmoment
$\vec{M}_{an}$	[A/m]	Magnetisierung entlang der Neukurve

$M_S$	[A/m]	Sättigungsmagnetisierung
$\vec{M}$	[A/m]	Magnetisierung
$m$	[kg]	Masse
$P$	[W]	Leistung
$P_a$	[W]	Ausgangsleistung
$P_e$	[W]	Eingangsleistung
$p$	[-]	Anzahl der Pole
$p_k$	[-]	Potentialgröße
$Q$	[C]	elektrische Ladung
$R$	[ $\Omega$ ]	elektrischer Widerstand
$R_{Joch}$	[m]	Radius vom Statorjoch
$R_L$	[ $\Omega$ ]	magnetischer Widerstand des Arbeitsluftspaltes
$R_m$	[ $H^{-1}$ ]	magnetischer Widerstand
$rot$	[-]	Rotation
$R_{Rext}$	[m]	äußerer Rotorradius
$R_{Rint}$	[m]	innerer Rotorradius
$R_{Sext}$	[m]	äußerer Statorradius
$R_{Sint}$	[m]	innerer Statorradius
$r$	[m]	Radius
$s$	[m]	Weg
$T$	[s]	Periode
$T_a$	[s]	Ausschaltzeit

$T_e$	[s]	Einschaltzeit
$T_{th}$	[°]	Temperatur
$t$	[s]	Zeit
$t_s$	[Hz]	Taktfrequenz
$U, u$	[V]	elektrische Spannung
$u_{ind}$	[V]	induzierte elektrische Spannung
$V_m$	[A]	magnetische Spannung
$\vec{v}$	[m/s]	Geschwindigkeit
$W$	[J]	Energie
$W_{kin}$	[J]	kinetische Energie
$W_{mag}$	[J]	magnetische Energie
$W_{mag}^*$	[J]	magnetische Co-Energie
$W_{mech}$	[J]	mechanische Energie
$w$	[-]	Windungsanzahl
$\epsilon_0$	[F/m]	elektrische Feldkonstante
$\mu$	[H/m]	magnetische Permeabilität
$\mu_0$	[H/m]	magnetische Feldkonstante
$\mu_r$	[-]	magnetische Permeabilitätszahl
$\mu_{Kontakt}$	[-]	Reibungskoeffizient
$\vec{\omega}$	[rad/s]	Winkelgeschwindigkeit
$\vec{\omega}_S$	[rad/s]	Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes
$\vec{\omega}_R$	[rad/s]	Winkelgeschwindigkeit der Abrollbewegung

$\Phi$	[Wb]	magnetischer Fluss
$\Phi_{th}$	[W]	Wärmestrom
$\varphi$	[rad]	Winkel
$\Psi$	[Wb]	magnetische Flussverkettung
$\rho$	[ $\Omega\text{m}$ ]	spezifischer elektrischer Widerstand
$\rho_{el}$	[As/m <sup>3</sup> ]	Ladungsdichte
$\sigma$	[S/m]	elektrische Leitfähigkeit
$\Theta$	[A]	Durchflutung
$\tau_{Pol}$	[-]	Polteilung
$\tau$	[s]	Zeitkonstante
$\eta$	[-]	Wirkungsgrad
$\delta$	[m]	Arbeitsluftspalt
$\delta_{max}$	[m]	größter Arbeitsluftspalt
$\delta_{min}$	[m]	kleinster Arbeitsluftspalt
$\chi$	[-]	magnetische Suszeptibilität

# Abstract

Elektrische Maschinen sind Teil des Antriebsstranges. Durch ihr Grundprinzip und den damit verbundenen charakteristischen Merkmalen entstehen Interaktionen, die das Verhalten des gesamten Antriebsstranges beeinflussen [Mül94]. Aus diesem Grund müssen die Eigenschaften elektrischer Maschinen bei der Auslegung eines Antriebsstranges berücksichtigt werden. Ein kompletter Antriebsstrang besteht aus Komponenten, die unterschiedlichen physikalischen Fachdisziplinen zugeordnet werden. Damit eine Gesamtsystemuntersuchung durchgeführt werden kann, ist eine multidisziplinäre Simulationsumgebung notwendig [Kah04]. Diese Arbeit beschreibt die wissenschaftliche Analyse eines Antriebsstranges in einer multidisziplinären Simulationsumgebung. Dazu wird als Beispiel ein Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor (RRSRM) als Teil des Antriebsstranges untersucht. Der RRSRM gehört zu den geschalteten Reluktanzmotoren und wurde erstmals durch A. I. Moskwitin beschrieben [Rei+95]. Ein markantes Merkmal ist der zum Stator dezentral gelagerte Rotor. Aufgrund der dezentralen Lagerung wird eine Abrollbewegung des Rotors realisiert. Diese Bewegung verursacht ein zeit- und ortsveränderliches magnetisches Feld, welches Einfluss auf das Verhalten des gesamten Antriebsstranges hat. Aus diesem Grund muss bei der Systemanalyse des Motors das magnetische Feld berücksichtigt werden. Grundlage bildet hierbei eine für alle physikalischen Domänen einheitliche Methodik. Dazu wird eine Abstraktion der physikalischen Zusammenhänge in Netzwerkelemente durchgeführt. Diese Elemente werden durch domänenspezifische Potenzial- und Flussgrößen charakterisiert. Die Beschreibung wird mit der objektorientierten Modellierungssprache Modelica durchgeführt. Modelica ermöglicht durch die objektorientierte Beschreibung einen sehr guten strukturierten Entwurf von komplexen multidisziplinären Modellen. Im Rahmen der Modellentwicklung liegen die Schwerpunkte auf den elektromagnetischen Koppelungen, auf der Modellierung des magnetischen Feldes und auf der Beschreibung der Kräfte aufgrund des dezentral zum Stator gelagerten Rotors. Zudem wird der prinzipielle Entwurf der Leistungselektronik unter Berücksichtigung der Eigenschaften des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors, beschrieben.

# 1 Einleitung

Elektrische Maschinen sind Teil eines Antriebsstranges und bilden das Bindeglied zwischen den elektrischen und den mechanischen Elementen. Ihre Eigenschaften bestimmen maßgeblich die Energiewandlung und somit die Eigenschaften eines gesamten Antriebsstranges. Charakteristische Merkmale elektrischer Maschinen resultieren aus dem Aufbau, dem zugrundeliegenden Prinzip und den Interaktionen zwischen der Elektrik, dem magnetischen Feld und der Mechanik [Mül94]. Die Unterteilung elektrischer Maschinen kann nach verschiedenen Gesichtspunkten erfolgen. So ist zum Beispiel eine Unterteilung entsprechend der Energiewandlungsrichtung in elektrische Motoren und elektrische Generatoren möglich. Eine andere Art der Aufteilung kann zum Beispiel nach den Grundprinzipien erfolgen [Phi86].

Die Auslegung eines Antriebsstranges ist eine umfassende und komplexe Aufgabe, bei der die Eigenschaften elektrischer Maschinen eine bedeutende Rolle spielen. Der Elektromotor hat im Antriebsstrang die Aufgabe, zwischen dem informationsverarbeitenden Element und dem zu beeinflussenden Prozess zu agieren und nimmt dadurch eine zentrale Rolle ein. Das Wissen elektrischer, magnetischer und mechanischer Größen und deren Beziehungen untereinander sind dabei von Bedeutung. Die Energiewandlung zwischen der Elektrik über das magnetische Feld hin zur Mechanik stellt dabei den Schwerpunkt dar. Hierbei existieren verschiedene Merkmale, die die Eigenschaften des Motors beeinflussen. Charakteristische Merkmale sind hierbei zum Beispiel die Speicherung der Energie im Magnetfeld, die Verluste und die nichtlinearen magnetischen Eigenschaften. Wichtig sind in diesem Zusammenhang auch die angrenzenden Komponenten wie die Leistungselektronik und die mechanischen Elemente, weil diese durch Interaktionen das Verhalten des Magnetfeldes mit bestimmen. Damit also ein elektrischer Antriebsstrang entsprechend seiner Eigenschaften für einen bestimmten Verwendungszweck optimal ausgelegt werden kann, sind all diese Faktoren zu berücksichtigen.



## 1.1 Stand der Technik

Modelle bilden die Grundlage für verschiedenste Untersuchungen, die an einem realen System nicht oder nur schwer möglich sind. Dieser Vorteil hat dazu geführt, dass sich in vielen technischen Bereichen die Modellbeschreibung und die damit verbundene Simulation zum Standard entwickelt hat [Kah04]. Aufgrund der spezifischen physikalischen Beschreibung von technischen Systemen haben sich in den unterschiedlichen Bereichen sehr verschiedene Modellierungsmethoden durchgesetzt. So werden Untersuchungen an elektronischen Schaltungen anhand von Netzwerkmodellen und den zugrundeliegenden Kirchhoffschen Gesetzen durchgeführt. In anderen Bereichen, wie zum Beispiel der Mechanik, erfolgt die Modellbeschreibung auf Grundlage der Finiten Elemente Methode (FEM). Diese verschiedenen Beschreibungsmethoden haben dazu geführt, dass in den unterschiedlichen physikalischen Bereichen auch spezielle Simulationsumgebungen existieren [Bry+04]. Technische Systeme sind dadurch gekennzeichnet, dass verschiedene physikalische Bereiche vorhanden sind und miteinander in Verbindung stehen. Die heterogene Struktur und die Interaktionen haben Auswirkungen auf die Eigenschaften eines Gesamtsystems. Damit diese Koppelungen berücksichtigt werden können, sind multidisziplinäre Analysen notwendig. Seit einiger Zeit ist der Trend erkennbar, Gesamtsysteme in multidisziplinären Simulationsumgebungen zu untersuchen. Diese Herangehensweise ermöglicht die Analyse von Gesamtsystemen unter Berücksichtigung von Interaktionen zwischen den unterschiedlichen physikalischen Bereichen. Dabei haben sich zwei unterschiedliche Herangehensweisen etabliert. Eine Möglichkeit wird durch eine Simulatorkopplung realisiert. Hierbei werden die bereits existierenden spezifischen Simulationsumgebungen zur Modellierung verwendet. Die Gesamtsystemsimulation wird auf Basis von Datenaustausch zwischen gekoppelten Simulatoren durchgeführt. Eine andere Herangehensweise erfolgt durch Verwendung einer multidisziplinären Simulationsumgebung, bei der alle physikalischen Disziplinen auf Basis gleicher Notationen modelliert werden. Dazu erfolgt eine Transformations- beziehungsweise Abstraktion der unterschiedlichen physikalischen Teilmodelle in eine einheitliche Beschreibungsform [Völ+00]. Beide Ansätze bieten die Möglichkeit, Gesamtsysteme zu beschreiben und zu simulieren. Allerdings existieren aufgrund der verschiedenen Herangehensweisen auch Vor- und Nachteile. Die Simulatorkopplung hat den Vorteil, dass die existierenden und bewährten Simulationsumgebungen weiter verwendet werden können. Probleme entstehen bei Kopplung der Simulatoren. Durch die verschiedenen Lösungsalgorithmen ist eine Anpassung sehr

aufwendig [Jan10]. Die multidisziplinäre Simulationsumgebung bietet den Vorteil, dass alle physikalischen Größen auf Basis eines Gleichungssystems simuliert werden. Somit entfallen zusätzliche Anpassungen, die sich nachteilig auf die Simulationszeit auswirken. Ein entscheidendes Merkmal bei der Verwendung einer Simulationsumgebung ist das Lösen von großen und komplexen Gleichungssystemen. Dabei können aufgrund von Nichtlinearitäten und durch unterschiedlich große Zeitkonstanten Probleme beim Lösen von Gleichungssystemen und somit bei der Simulation auftreten [Zir02].

Mit beiden Simulationsumgebungen können technische Systeme mit einer heterogenen Struktur untersucht werden. Zu solchen Systemen gehören unter anderem auch elektrische Antriebe. Ihr Aufbau ist geprägt durch unterschiedliche physikalische Bereiche. Zur Untersuchung elektrischer Antriebe existieren verschiedene Ansätze. Liegt der Schwerpunkt der Untersuchungen auf physikalisch einheitlichen Teilmodellen, so wird eine spezifische Simulationsumgebung verwendet. Es erfolgen zum Beispiel die Untersuchungen des magnetischen Feldes durch Verwendung der Finiten Elemente Methode. Wird hingegen der komplette Antriebsstrang mit Ansteuerung, Regelung und mit mechanischer Last untersucht, dann interessieren hauptsächlich die Interaktionen zwischen den verschiedenen Komponenten sowie das Verhalten und die Auslegung des Gesamtsystems. Diese Simulationen erfolgen anhand konzentrierter Parameter und die Teilmodelle werden durch Verwendung bestimmter Parameter, wie zum Beispiel der Motorkonstanten, spezifiziert. Untersuchungen an elektrischen Maschinen haben gezeigt, dass Ausgleichsvorgänge über das magnetische Feld teilweise großen Einfluss auf das Betriebsverhalten haben und somit die Eigenschaften des gesamten Antriebsstranges bestimmen [Mir00]. Gründe hierfür sind die Eigenschaften des Materials, wie zum Beispiel die Sättigung und die nichtlineare Permeabilität. Aus diesem Grund werden zunehmend die magnetischen Eigenschaften elektrischer Maschinen in die Gesamtsystemuntersuchung integriert [Rob+20]. Die Beschreibung magnetischer Felder basiert auf den Maxwell'schen Gleichungen. Über diese Gleichungen werden die Entstehung, die Stärke und der Verlauf der magnetischen Feldlinien charakterisiert. Die Modellierung von Magnetfeldern kann auf unterschiedliche Arten erfolgen. Hierbei wird zwischen drei verschiedenen Verfahren unterschieden: die analytische Berechnung, die Netzwerkmethod (engl. Magnetic Equivalent Circuit MEC) und die Finite Elemente Methode [Stö+06]. Alle drei Methoden haben Vor- und Nachteile. Bei der Modellierung von elektrischen Maschinen ist aufgrund der dynamischen Vorgänge mit der analytischen Methode nur eine sehr einfache Berechnung möglich [Mül+08]. Die Netzwerkmethod und die Finite Elemente Methode

werden bei der Modellierung dynamischer magnetischer Vorgänge eingesetzt. Bei der FEM wird der Feldbereich in sehr kleine Abschnitte zerlegt, bis die einzelnen Bereiche ein homogenes und lineares Verhalten aufweisen. Diese feine Vernetzung ermöglicht eine sehr genaue Berechnung des Feldverlaufes, was allerdings einen hohen Rechenaufwand erfordert. Darüber hinaus existieren bei der FEM Einschränkungen bezüglich der Untersuchung beweglicher Elemente [Sch09]. Eine andere Art der Magnetfeldbeschreibung ist mithilfe der Netzwerkmethodemöglich. Diese basiert auf der Analogie zwischen den elektrischen und magnetischen Feldern. Der Feldverlauf wird dazu auf Basis von Netzwerkelementen wiedergegeben. Der Feldbereich wird dabei so unterteilt, dass diese Elemente den Verlauf der Feldlinien berücksichtigen. Mit dieser Methode wird das magnetische Feld als Netzwerk modelliert und ist anhand der Netzwerktheorie lösbar [Süß+06a]. Diese Art der Magnetfeldbeschreibung hat zudem den Vorteil, dass Bewegungsabläufe und dynamische Veränderungen im magnetischen Feld mit berücksichtigt werden können. Der Nachteil dieser Methode ist, dass der grundlegende Feldverlauf vor der Modellierung bestimmt werden muss und bei komplexen Strukturen die Modellierung sehr aufwendig werden kann. Zudem sind Effekte wie ein inhomogener Feldverlauf und lokale Sättigung im Material nur schwer modellierbar [Kal+08]. Beide Verfahren zeigen Vor- und Nachteile bei der Auslegung elektrischer Maschinen. So werden Programme, die auf der Finiten Elementen Methode basieren, zur Feindimensionierung genutzt. Der Anwender hat dabei keinen Zugang zur Theorie und den zugrundeliegenden Berechnungsverfahren. Die Netzwerkmethodemöglichkeit ermöglicht dem Anwender selbst, das Netzwerk entsprechend zu konfigurieren und die Elemente selbst zu definieren. Diese Methode wird hauptsächlich zum schnellen Entwurf elektrischer Antriebe eingesetzt, bei denen der Feldverlauf bekannt ist und zeitnahe Ergebnisse gefordert werden [Ost89].

## 1.2 Problemstellung und Zielsetzung der Arbeit

Es existiert ein erhebliches Interesse seitens der Industrie, die herkömmlichen Anwendungsfelder elektrischer Antriebe zu erweitern und die Antriebseigenschaften selbst zu verbessern [FG09] [Rob+20]. Damit diese Schwerpunkte sehr gut umgesetzt werden können, müssen Entwurfsmethoden und Strategien zur Verfügung stehen, die diese Aufgaben unterstützen. Die vorliegende Arbeit beschreibt die Modellierung eines elektrischen Antriebsstranges auf Grundlage einer einheitlichen Modellierungsmethodik. Neuartig sind

hierbei die Berücksichtigungen des magnetischen Feldes und dessen Nichtlinearitäten, wie die Sättigung und die Hystereseeffekte. Über diese Herangehensweise ist eine multidisziplinäre Analyse von Gesamtsystemen mit Betrachtung magnetischer Eigenschaften in einer gemeinsamen Simulationsumgebung möglich (siehe Abbildung 1.1).

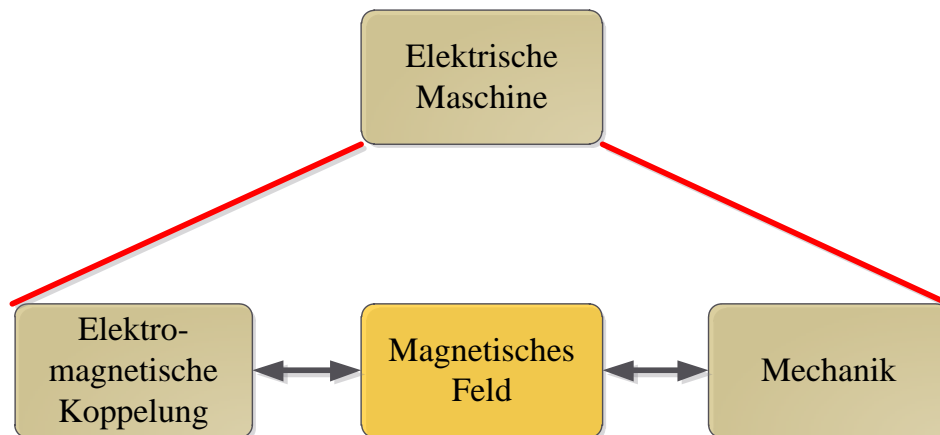


Abbildung 1.1: Multidisziplinäre Modellierung eines elektrischen Antriebs mit Berücksichtigung des magnetischen Feldes

Grundlage der Gesamtsystemmodellierung ist die explizite Berücksichtigung der magnetischen Vorgänge. Zu diesem Zweck wird beispielhaft ein elektrischer Antrieb untersucht. Dieser zeichnet sich durch starke Abhängigkeiten zwischen der elektrischen Ansteuerung, dem magnetischen Feld und der mechanischen Last aus. Der als Beispiel verwendete Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor besitzt aufgrund seines außergewöhnlichen Aufbaus starke Wechselwirkungen zwischen den eben genannten physikalischen Bereichen. Aus diesem Grund wird an diesem Motor die Vorgehensweise zur multidisziplinären Simulation mit Berücksichtigung des Magnetfeldes beschrieben. Die Modellierung erfolgt mit der objektorientierten Modellierungssprache Modelica [Mod10]. Diese hat den Vorteil, dass verschiedene physikalische Bereiche auf Grundlage einheitlicher mathematischer Zusammenhänge wiedergegeben werden können. Das bedeutet, dass die Modellierung des Magnetfeldes auf den gleichen mathematischen Grundlagen realisiert wird wie bei anderen physikalischen Elementen des Antriebsstranges. Deshalb wird hier der magnetische Feldverlauf durch die Netzwerkmethod nachgebildet. Anhand dieser Methode ist es möglich, das Verhalten des magnetischen Feldes mit den Koppelungen zur Elektrik und Mechanik in eine gemeinsame Simulationsumgebung zu integrieren. Als besondere Herausforderung werden hier die nichtlinearen Eigenschaften und die inhomogenen

Feldverläufe des magnetischen Feldes berücksichtigt. Das bedeutet, es wird ein Modell des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors vorgestellt, an dem entsprechende multidisziplinäre Analysen durchgeführt werden.

## 2 Modellierung und Simulation von elektrischen Antrieben

Elektrische Maschinen finden in unterschiedlichsten Bereichen der Antriebstechnik Verwendung. Dabei ist der Verwendungszweck vom Aufbau, dem Betriebsverhalten und den damit verbundenen Eigenschaften abhängig [Phi86]. Gegenwärtig ist das Interesse an elektrischen Antrieben wieder stark gestiegen, da seitens der Industrie Bedarf an weiteren und innovativen Antriebskonzepten besteht [Urs+10]. Derzeitige Untersuchungen beschäftigen sich mit Antriebskonzepten, bei denen neue Werkstoffe und spezielle Bauformen Berücksichtigung finden, um den veränderten Anforderungen gerecht zu werden. Aber auch bestehende Antriebslösungen sind Bestandteil von wissenschaftlichen Analysen, um diese zu optimieren und für bestimmte Anwendungen anzupassen. Damit Hersteller und Entwickler bei der Auslegung von Antrieben hinreichend Unterstützung finden, sind Analysemethoden notwendig, die eine zeitnahe und geeignete Antriebsentwicklung erlauben. Nur so ist ein schnelles Reagieren auf Markterfordernisse möglich [FG09].

Systementwicklung auf Basis von Modellen ist eine Herangehensweise, die sich verstärkt durchgesetzt hat. Damit können gezielt Experimente durchgeführt werden, die an realen Systemen nicht oder nur in begrenztem Umfang möglich sind [Kah04]. Die Rechentechnik hat in diesem Zusammenhang einen sehr hohen Stellenwert erlangt. Mit ihr sind Simulationen von Modellen zeitnah realisierbar und gleichzeitig kann eine Auswertung in Bezug auf das Verhalten durchgeführt werden. Die Modellerstellung ist in diesem Zusammenhang ein wichtiges Kriterium, weil diese die Grundlage für die anschließenden Untersuchungen bildet. Im Laufe der Zeit haben sich verschiedene Methoden (grafisch, Beschreibungssprache, mathematische Gleichungen) zur Systembeschreibung in technischen Bereichen etabliert [Jan10]. Der Grund hierfür sind zum einen die physikalischen Gesetze, auf denen die technischen Systeme beruhen und zum anderen die Untersuchungen, die durchgeführt werden. Die physikalischen Gesetzmäßigkeiten und die Art der Modellbeschreibung haben

dazu geführt, dass unterschiedliche Simulationsumgebungen existieren. So sind Simulatoren zum Beispiel für elektrische, mechanische und thermische Systeme vorhanden, die direkt auf die physikalischen Gesetze der jeweiligen Domäne zugeschnitten sind [No109].

Elektrische Maschinen sind gekennzeichnet durch das Zusammenwirken verschiedener Komponenten aus unterschiedlichen physikalischen Bereichen. Untersuchungen an Maschinen können domänenspezifisch oder multidisziplinär durchgeführt werden. So werden Analysen am Stromrichter, Untersuchung des Magnetfeldes und die mechanischen Berechnungen mit den dafür entwickelten und bereits etablierten Simulationsumgebungen realisiert. Untersuchungen an elektrischen Maschinen haben aber gezeigt, dass Koppelungen zwischen den einzelnen physikalischen Komponenten zum Teil erhebliche Auswirkungen auf das Gesamtverhalten zeigen. Deshalb sind derzeit große Bemühungen hinsichtlich einer multidisziplinären Systemanalyse zu beobachten [Urs+10].

Der multidisziplinäre Systementwurf ist ein weitreichendes Aufgabenfeld, welches sich neben den technischen Aspekten des Systems auch mit den zur Verfügung stehenden Simulationsumgebungen beschäftigt. Die in diesem Zusammenhang existierenden Anforderungen an multidisziplinäre Untersuchungen sind ein überschaubarer Modellierungsaufwand und realitätsnahe Simulationsergebnisse. Dieses Kapitel untersucht und beschreibt die Grundlagen der Modellierung und Simulation. Dabei werden speziell die Möglichkeiten multidisziplinärer Systemuntersuchungen erläutert. Im Hinblick auf die Untersuchung elektromagnetischer Vorgänge bei elektrischen Maschinen sind die Grundlagen magnetischer Felder und deren Modellierung ein Schwerpunkt.

## 2.1 Grundlagen der Modellierung

Die Modellierung beschäftigt sich mit der Erstellung von Modellen. An diesen können Analysen durchgeführt werden, die Rückschlüsse auf das Verhalten eines realen Systems ermöglichen. Anhand dieser Modelle werden Aufgaben durchgeführt, die an realen Systemen entweder nicht oder nur schwer möglich sind. Modelle stellen somit ein Abbild eines zu untersuchenden oder zu entwickelnden realen Produktes dar [Sch06]. Zu Beginn der Aufgabenstellung muss ein geeignetes Modell gewählt werden. Dieses soll das zu untersuchende Objekt am besten qualitativ nachbilden, damit die gestellten Ziele bearbeitet

werden können. Untersuchungen an Modellen sind teilweise auf unterschiedliche Ziele ausgerichtet, sodass die Modellbeschreibung auch von der gestellten Aufgabenstellung abhängig ist. Grundsätzlich lässt sich die Modellierung von Systemen folgendermaßen untergliedern:

- Multi-Level
- Multi-Domäne
- Multi-Signal

Die Herangehensweise bei der Modellierung steht immer im engen Verhältnis zur Aufgabe und zum beschreibenden System. Technische Systeme sind gekennzeichnet durch physikalische Vorgänge. Somit wird bei der Modellierung technischer Systeme das Verhalten auf Grundlage physikalischer Gesetzmäßigkeiten wiedergegeben. Das Modell dient zur Veranschaulichung des Systemverhaltens mit seinen Eigenschaften in Bezug auf Komplexität, linearem und nichtlinearem Verhalten sowie den Zustandsgrößen. Deshalb wird das System in ein entsprechendes mathematisches Modell transformiert, welches unter anderem folgende physikalische Gesetzmäßigkeiten verwendet [Sch07a]:

- Energie- und Impulserhaltungssatz
- Maschen- und Knotensatz
- Prinzip von d'Alembert
- Lagrangesche Gleichungen 2. Art

Die hier dargestellten Gesetzmäßigkeiten werden durch Differenzialgleichungen, Funktionen und Kennlinienfelder wiedergegeben und können ein System hinreichend genau beschreiben. Das bedeutet, dass ein zu simulierendes Modell aus verschiedenen Gleichungstypen besteht und zur Simulation dieses mathematische Gleichungssystem berechnet werden muss. Zum Lösen komplexer Gesamtsysteme werden Vereinfachungen herangezogen. Zum Beispiel können Systeme vereinfacht werden, indem Zustandsvariablen nur von einer Größe abhängig sind. Dadurch entsteht ein mathematisches Gleichungssystem mit gewöhnlichen Differenzialgleichungen, die zum Beispiel nur noch von der Zeit abhängig sind. Wenn dynamische Systeme auf diese Art und Weise mathematisch beschrieben werden,



dann handelt es sich um ein System mit konzentrierten Parametern. Elektrische Netzwerke werden auf dieser Grundlage modelliert. Diese Beschreibungsmöglichkeit findet auch bei elektromechanischen Antrieben Verwendung. Ein Antriebsmodell aus einem elektrischen und mechanischen Teil, welches durch gewöhnliche Differenzialgleichungen beschrieben wird, zeigt die Abbildung 2.1. Bei diesem Modell sind die Zustandsgrößen des elektrischen Netzwerkes und des mechanischen Systems allein von der Zeit abhängig [Bos04].

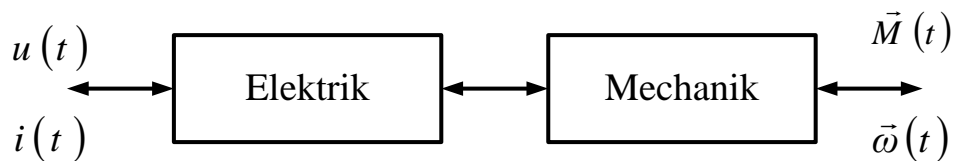


Abbildung 2.1: System mit konzentrierten Parametern

Im Gegensatz dazu existieren Systeme, bei denen die Zustandsgrößen neben der Zeit auch von anderen Variablen, wie zum Beispiel dem Ort oder dem Druck abhängig sind. Solche Systeme werden mathematisch mit partiellen Differenzialgleichungen beschrieben. Mit solchen Gleichungen werden zum Beispiel elektromagnetische Antriebe mit ortsveränderlichen Parametern modelliert. Diese Art der Modellbeschreibung stellt hohe Anforderungen an den Simulator in Bezug auf das Lösen des mathematischen Gleichungssystems während der Simulation.

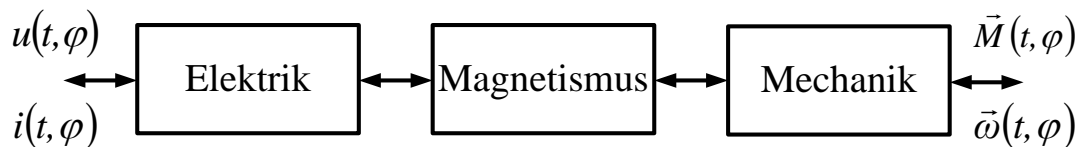


Abbildung 2.2: System mit verteilten Parametern

Abbildung 2.2 zeigt die Struktur eines elektromagnetischen Antriebes, der durch verteilte Parameter gekennzeichnet ist. Dabei ist das System abhängig von der Zeit und vom Winkel. Die Abhängigkeit vom Winkel beschreibt die Ortsabhängigkeit. Das ist zum Beispiel bei elektrischen Antrieben der Fall, bei dem das magnetische Feld aufgrund der Rotorbewegung ortsabhängig ist. Die Modellierung mit verteilten Parametern ist nicht immer möglich. In einem solchen Fall wird versucht, ein Modell mit verteilten Parametern in ein System mit konzentrierten Parametern zu überführen. Diese Vereinfachungen werden zum Beispiel bei komplexen Systemen durchgeführt, um die Simulation zu vereinfachen und somit zu

beschleunigen. Diese Herangehensweise ist nicht bei jeder Modellbeschreibung realisierbar [Sch07a].

Differenzialgleichungen ermöglichen die mathematische Formulierung von physikalischen Zusammenhängen. Dabei wird die Beziehung zwischen einer Systemgröße und ihren Änderungen beschrieben [Bos04]. Eine gewöhnliche Differenzialgleichung hat die Form wie in (2.1) gezeigt.

$$F\left(t, y, \frac{dy}{dt}, \frac{d^2y}{dt^2}, \dots, \frac{d^ny}{dt^n}\right) = 0 \quad (2.1)$$

Diese Form der Differenzialgleichung wird als implizite Form bezeichnet, da sie noch nicht nach der höchsten Ableitung aufgelöst ist. Im Gegensatz dazu wird eine Differenzialgleichung als explizit bezeichnet, wenn sie schon nach der höchsten darin vorkommenden Ableitung aufgelöst ist. Eine solche Gleichung ist in (2.2) zu sehen.

$$f\left(t, y, \frac{dy}{dt}, \frac{d^2y}{dt^2}, \dots, \frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}}\right) = \frac{d^ny}{dt^n} \quad (2.2)$$

Die Systembeschreibung basiert auf Differenzialgleichungen, algebraischen Gleichungen und auf Funktionen. Da das Verhalten von Systemen teilweise sehr komplex ist, entstehen auch sehr umfangreiche Gleichungssysteme. Die Problematik der dynamischen Simulation beschäftigt sich mit dem Lösen von Differenzialgleichungssystemen. Die Beschreibung von physikalischen Vorgängen wird durch verschiedene Ansätze bei der Modellbildung realisiert. Dabei existieren auch verschiedene Grundtypen von Differenzialgleichungssystemen, die während der Simulation gelöst werden müssen. Wie hier bereits gezeigt, existieren Modelle mit verteilten und konzentrierten Parametern, die mit partiellen und gewöhnlichen Differenzialgleichungen beschrieben werden. Zudem können Systeme mit expliziten oder impliziten Differenzialgleichungssystemen charakterisiert werden. Deshalb müssen vor der Modellbeschreibung schon die Eigenschaften des zu beschreibenden Systems und die Merkmale der Simulationsumgebung untersucht werden [Kah04].

Nach [Sch02] sind Modelleinteilungen auf Grundlage der zu beschreibenden Systemparameter, den beteiligten physikalischen Domänen und den Abstraktionsebenen möglich. So werden die Modelle mathematisch unterschieden, ob die Systemwerte ein kontinuierliches oder diskretes Verhalten aufweisen. Systeme mit wertkontinuierlichem

Verhalten werden anhand von Gleichungen, Funktionen und Differenzialgleichungen beschrieben. Die Automatentheorie charakterisiert das Modellverhalten bei diskreten Systemen. Die physikalische Einteilung erfolgt nach den verwendeten physikalischen Domänen. Somit wird eine Zuordnung zum Beispiel nach Mechanik, Elektrik oder Magnetismus durchgeführt. Die Unterteilung nach Abstraktionsebenen wiederum vereinfacht zum Beispiel Systeme, indem bestimmte Komponenten einzeln beschrieben und anschließend zu einem Gesamtsystem zusammengesetzt werden. Dabei ist die detaillierte Beschreibung von der Abstraktionsebene abhängig und domänenspezifisch sowie multidisziplinär durchführbar [Jan10].

## **2.2 Multidisziplinäre Simulationssprachen und Simulationswerkzeuge**

Technische Systeme multidisziplinär zu simulieren hat den Vorteil, dass Abhängigkeiten zwischen den verschiedenen physikalischen Domänen mit untersucht und berücksichtigt werden können. Aus diesem Grund besteht die Notwendigkeit, technische Systeme multidisziplinär zu beschreiben. Eine durchgängige multidisziplinäre Modellbildung und Simulation ist nur möglich, wenn Systemumgebungen existieren, die diese Herangehensweise hinreichend unterstützen. Damit das möglich ist, muss die Simulationsumgebung bestimmte Kriterien erfüllen. Dazu zählen unter anderem eine domänenübergreifende Modellerstellung und das Lösen von komplexen Gleichungssystemen, damit eine zeitnahe Simulation möglich ist [Bry+04].

### **2.2.1 Mechatronischer Systementwurf**

Der mechatronische Systementwurf nach VDI Richtlinie 2206 beschäftigt sich mit der interdisziplinären Modellerstellung von technischen Systemen. Der Aufbau und die interagierenden Wirkungen eines Systems haben entscheidenden Einfluss auf die

Simulationsumgebung. Der elektrische Antriebsstrang besitzt als multidisziplinäres System folgende interagierende physikalische Fachdisziplinen:

- die elektrische Ansteuerung
- das magnetische Feld
- die thermischen Vorgänge
- die Steuerung und Regelung
- die mechanischen Komponenten

Die hier dargestellten Domänen existieren in einem elektrischen Antriebsstrang und sind über Energie-, Stoff- und Informationsflüsse miteinander gekoppelt. Die Energieflüsse sind vom Einsatz des elektrischen Antriebsstranges abhängig. Das bedeutet, dass der Antriebsstrang als Generator oder als Motor verwendet werden kann. Im Motorbetrieb wird die bereitgestellte elektrische Energie in mechanische Energie umgesetzt. Im Generatorbetrieb steht mechanische Energie zur Verfügung und elektrische Energie wird erzeugt. Das bedeutet, die Wirkrichtung zwischen den Teilsystemen ist nicht festgelegt. Somit fungieren beide Elemente gleichzeitig als Energiesenke. Dieser bidirektionale Energieaustausch wird als akausal beziehungsweise als konservativ bezeichnet. Bei solchen Interaktionen gelten die Energieerhaltungssätze, die über die Kirchhoffschen Gesetze definiert werden. Neben diesen bidirektionalen Beziehungen existieren auch gerichtete Abhängigkeiten. Dabei ist eine feste Richtung zwischen Energiequelle und Energiesenke vorhanden. Solche Systembeziehungen werden als kausal oder nichtkonservativ bezeichnet. Ein weiteres Unterscheidungskriterium beim Energieaustausch ist die Signalform. Hierbei wird zwischen diskreten und kontinuierlichen Signalen unterschieden. Die genannten Abhängigkeiten sind in technischen Systemen vorhanden und müssen bei der Modellerstellung berücksichtigt werden. In Abbildung 2.3 sind die unterschiedlichen Energieabhängigkeiten zwischen den Komponenten dargestellt.

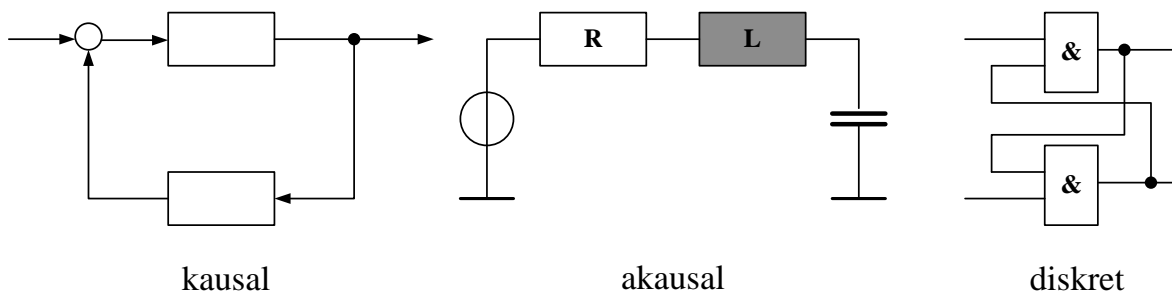


Abbildung 2.3: Energieaustausch in Systemen

Diese hier gezeigten Wirkungen zwischen den einzelnen Teilsystemen verursachen unterschiedliche Abhängigkeiten zueinander, die wiederum das Gesamtverhalten eines Systems beeinflussen. Der elektrische Antrieb besitzt diese verschiedenen Signalverläufe. Somit müssen diese bei der Modellierung mit berücksichtigt werden.

Gleichungssysteme bilden die Grundlage für die Simulation. In den letzten Jahrzehnten sind domänenspezifische Modellierungsumgebungen entwickelt worden. Dabei wurde die Modellbeschreibung an die zugrundeliegenden physikalischen Gesetzmäßigkeiten angepasst. Das bedeutet, sie verfügen über eine festgelegte Methodik, um domänenspezifische physikalische Vorgänge zu beschreiben. Diese domänenspezifische Beschreibung erschwert eine Erweiterung auf andere physikalische Fachdisziplinen. Als Beispiel wird das Simulationsprogramm PSpice genannt. Dieses Programm wurde an der Universität Berkeley für die Schaltungssimulation mit kontinuierlichen und diskreten elektrischen Bauelementen entwickelt. Bei dieser Simulationsumgebung sind die mathematischen Grundlagen der Bauelemente festgelegt. Der Anwender nutzt bestimmte grafische Elemente, Netzlisten und Parameter, um ein Modell zu beschreiben. Der Simulator generiert daraus ein mathematisches Gleichungssystem und verarbeitet dieses. Diese Methodik ist sehr stark an die Modellbeschreibung elektrischer Schaltungen angepasst. Eine Erweiterung auf andere physikalische Systeme ist durch die existierende Methodik nur in begrenztem Umfang möglich. Dafür bietet diese Art der Simulation sehr gute Möglichkeiten, domänenspezifische Systeme schnell und sehr genau auszuwerten und anschließend grafisch darzustellen.

Eine Vielzahl dieser leistungsfähigen Simulationsumgebungen existiert in verschiedenen physikalischen Bereichen und nur einige sind hier beispielhaft aufgezählt.

- Matlab/Simulink mit Toolboxen: allgemeine kontinuierliche Systeme - Regelungen/Steuerungen
- ADAMS: Mehrkörpersimulation
- ModelSim: Digitale Systeme - VHDL/Verilog Simulator
- Dymola: Mechatronische Systeme
- PSpice, Simplorer: Elektrische Schaltungen / IC

Diese Werkzeuge haben sich als eigenständige Simulationsumgebungen in vielen Bereichen der Industrie und Forschung etabliert. Dabei nutzen die Simulationswerkzeuge verschiedene Herangehensweisen zur Modellbeschreibung.

Die Eigenschaften technischer Systeme werden durch mathematische Gleichungen wiedergegeben. In den physikalisch unterschiedlich ausgerichteten Fachdisziplinen existieren komplexe Zusammenhänge, die mathematisch mit berücksichtigt werden müssen. Dazu gehören zum Beispiel folgende Faktoren, die auch entscheidenden Einfluss auf die Lösbarkeit haben:

- Nichtlinearitäten
- unterschiedliche Zeitkonstanten
- schaltende Elemente
- Hystereseverhalten
- räumlich verteilte Elemente

Diese Merkmale haben Einfluss auf das Modellverhalten. Bei der Erstellung multidisziplinärer Systeme wirken sich diese Eigenschaften stark auf die Lösbarkeit und die Simulationsgeschwindigkeit aus und müssen deshalb auf geeignete Weise beschrieben werden.

Grundlage zur Beschreibung multidisziplinärer Systeme sind die Informationen, Energien oder Stoffe, die zwischen den Elementen ausgetauscht werden. Energie charakterisiert die Leistung, die in einer bestimmten Zeit zwischen zwei Systemen ausgetauscht wird. Die übertragene Leistung entspricht dem Produkt aus dem vorhandenen Potenzial *engl. effort* und der Flussgröße *engl. flow*. Die Leistung ist eine universelle Größe, die unabhängig von der physikalischen Fachdisziplin ist. Die Potenzial- und Flussgrößen sind in den physikalischen Domänen unterschiedlich definiert, wie Tabelle 2.1 zeigt. Durch Verwendung dieser Größen wird eine Leistung definiert, die domänenunabhängig ist. Diese Herangehensweise ermöglicht die Modellierung von Interaktionen zwischen den verschiedenen Teilsystemen. Dadurch können Ausgleichsvorgänge in technischen Systemen mit berücksichtigt werden.

	Potenzialgröße <i>effort</i>	Flussgröße <i>flow</i>
Elektrik	Spannung $U$	Strom $I$
Mechanik, translatorisch	Position $s$	Kraft $F$
Mechanik, rotatorisch	Winkelgeschwindigkeit $\omega$	Drehmoment $M$
Magnetismus	magnetische Spannung $\Theta$	magnetischer Fluss $\Phi$
Wärme	Temperatur $T_{th}$	Wärmestrom $\Phi_{th}$

Tabelle 2.1: Potenzial- und Flussgrößen beim heterogenen Systementwurf eines elektrischen Antriebsstranges

Es existieren bereits Simulationsumgebungen, die diesen Ansatz verwenden und eine multidisziplinäre Simulation ermöglichen. Der Anwender wird bei der Modellierung durch verschiedene Herangehensweisen unterstützt. Ein wichtiger Aspekt hierbei ist die domänenunabhängige Beschreibung physikalischer Vorgänge auf Basis einer festen Methodik.

## 2.2.2 Modellierungssprachen

Beim Systementwurf heterogener Systeme auf Basis einer fest definierten Methodik werden Modellierungssprachen verwendet. Mit ihnen ist eine domänenunabhängige Beschreibung von Vorgängen in Systemen möglich. Dabei werden auch die unterschiedlichen Signale in einem System berücksichtigt. Diese Herangehensweise unterstützt sehr gut die multidisziplinäre

Modellierung und Simulation eines Gesamtsystems.

Auf Basis von Modellierungssprachen werden physikalische Vorgänge in Systemen charakterisiert. Aus diesem Grund sind diese Sprachen so konzipiert, dass mit ihnen die zugrundeliegenden physikalischen Gesetzmäßigkeiten durch mathematische Formulierungen wiedergegeben werden. Dieser Ansatz ermöglicht eine mathematische Modellbeschreibung auf Grundlage bestehender physikalischer Gesetzmäßigkeiten [Sch07a]. Beispiele hierfür sind Modelica, VHDL-AMS und Simscape. Modelica und VHDL-AMS sind unabhängig von der verwendeten Simulationsumgebung entwickelt worden. Dadurch ist ein einfacher Modellaustausch möglich. Aufgrund dieser Vorteile haben sich diese Modellierungssprachen mittlerweile sehr stark im Bereich multidisziplinärer Modellbeschreibung etabliert. Simscape ist eine Sprache, die speziell für die Simulationsumgebung Matlab/Simulink entwickelt wurde. Sie verfügt über spezielle Sprachelemente und somit ist die Verwendung in anderen Simulationsumgebungen nur schwer möglich. Hierbei wird eine spezielle Beschreibungsform verwendet, die an die Eigenschaften des Simulators angepasst ist. Diese Art der Modellierung ermöglicht keinen Modellaustausch zwischen verschiedenen Simulationsumgebungen.

### **VHDL-AMS**

Die Hardwarebeschreibungssprache VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) existiert bereits seit Anfang der 80er Jahre. Sie wird zur Beschreibung von Vorgängen in digitalen Schaltungen verwendet. Ende der 90er Jahre wurde der VHDL-Standard zu VHDL-AMS erweitert. Ziel ist es, die analogen und digitalen Vorgänge in einer Simulationsumgebung zu beschreiben. Auf diese Art können Systeme mit kontinuierlichen und diskreten Signalen zusammen modelliert und analysiert werden. Die Erweiterung AMS steht für Analog and Mixed Signal. Außerdem ermöglicht die Ausweitung des Sprachstandards eine multiphysikalische Beschreibung. Somit können zum Beispiel mechanische, hydraulische oder thermische Systeme mit modelliert werden. Der Schwerpunkt von VHDL-AMS liegt eindeutig in der Simulation von elektrischen Schaltungen. VHDL ist im Bereich der digitalen Schaltungsentwicklung sehr weit verbreitet. Deshalb ist der Einstieg für Anwender, die bereits einschlägige Erfahrung mit VHDL besitzen, recht einfach. Die Standardisierung von VHDL-AMS umfasst viele verschiedene Sprachmerkmale. Dem Anwender steht eine breite Palette von mathematischen Formulierungen zur Verfügung,



sodass physikalische Zusammenhänge sehr gut wiedergegeben werden können. Derzeit existieren verschiedene leistungsfähige Simulationsumgebungen.

- Ansys - Simplorer
- Mentor Graphics - Systemvision
- DOLPHIN Integration - SMASH

Die hier erwähnten Simulationsumgebungen sind nur einige Beispiele von kommerziellen Programmen, die momentan am Markt verfügbar sind. Die gesamten Merkmale von VHDL-AMS werden zurzeit von keiner dieser Simulationsumgebungen unterstützt.

Die Modellbeschreibung mit VHDL-AMS basiert auf der Verwendung von digitalen, konservativen und nichtkonservativen Ports. Die konservativen Ports werden über die Bezeichnung *NATURE* den verschiedenen physikalischen Domänen zugeordnet. Die nichtkonservativen Ports werden durch *QUANTITY* charakterisiert und beschreiben das Verhalten von zeitkontinuierlichen gerichteten Signalen. Darüber hinaus können in einem System digitale Signale vorhanden sein und diese werden durch die Bezeichnung *SIGNAL* gekennzeichnet.

Die Modellbeschreibung mit VHDL-AMS erfolgt gleichungsorientiert. Die Teilsysteme werden über die Schnittstellen zu einem Gesamtsystem vereint. Diese Vorgehensweise ermöglicht eine übersichtliche Struktur und somit eine Transparenz von Modellen. Dadurch sind Veränderungen und Erweiterungen realisierbar. Ein Gesamtmodell kann analoge und digitale Signale auf unterschiedlichen Abstraktionsebenen besitzen.

## **MODELICA**

Die Modellierungssprache Modelica hat sich in der jüngeren Vergangenheit erfolgreich zur Beschreibung multiphysikalischer Vorgänge etabliert. Diese Sprache ist im Bereich der Mechatronik und der Regelungstechnik entstanden und unterstützt in hohem Maße den Aufbau von Bibliotheken. Modelica basiert auf einer gleichungsorientierten Modellbeschreibung. Dabei wird das physikalische Verhalten mit differenzial-algebraischen Gleichungen und den entsprechenden Nebenbedingungen beschrieben. Bedingt durch die Möglichkeit, verschiedene Teilsysteme gleichungsbasierend und multidisziplinär

als Gesamtsystem zu entwerfen, findet Modelica als Modellierungssprache im multiphysikalischen Entwurfsprozess immer mehr Verwendung. Darüber hinaus ist Modelica an moderne Programmiersprachen angelehnt und verwendet einen objektorientierten Modellierungsansatz. Diese Herangehensweise ermöglicht einen sehr guten und strukturierten Systementwurf. Die frei erhältlichen und kommerziellen Bibliotheken unterstützen und vereinfachen zudem die Modellbildung und den Modellaustausch. Durch die zunehmende Akzeptanz von Modelica in der Industrie und Forschung sind verschiedene Simulationsumgebungen erhältlich. Im Folgenden sind einige aufgeführt.

- Dynasim - Dymola
- MathCore - MathModelica
- Maplesoft - MapleSim

Das Verhalten von Systemen erfolgt bei Modelica innerhalb eines *equation*-Bereichs. Dieser Bereich wird zur Beschreibung analoger und digitaler Vorgänge auf Basis von Gleichungen verwendet. Die Ein- und Ausgangsgrößen werden über *connector*-Klassen definiert. Dabei werden die Klassen unterschieden in Bezug auf die verwendeten Signale. Es sind konservative, nicht konservative und digitale *connector*-Klassen vorhanden. Die Klasse für konservative Klemmen wird durch eine Potenzial- und eine Flussgröße definiert. Die Flussgröße wird mit dem Zusatz *flow* gekennzeichnet und beschreibt eine Größe, die in einen Zweipol hinein- und wieder herausfließt. Die Potenzialgröße ist zwischen der Eingangs- und Ausgangsklemme vorhanden, wie Abbildung 2.4 zeigt.

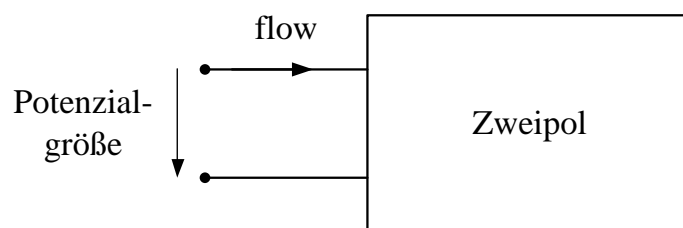


Abbildung 2.4: Potenzial- und Flussgröße an einem Zweipol

Das Verbinden mehrerer Teilsysteme ist nur auf Basis identischer *connector*-Klassen möglich. Eine weitere Unterteilung der *connector*-Klassen erfolgt nach der zugrundeliegenden physikalischen Domäne.

### 2.2.3 Simulatorkopplung

Die Simulatorkopplung ist eine andere Möglichkeit, multidisziplinäre Systeme zu modellieren. Bei dieser Herangehensweise wird auf Wissen und Erfahrungen von bereits etablierten Simulationsumgebungen zurückgegriffen. Die Simulatorkopplung wird durch die Verwendung von domänenspezifischen Simulationsumgebungen realisiert. Dabei werden über Schnittstellen Daten ausgetauscht. Bei dieser Art der Modellierung können bestimmte Einschränkungen und Probleme auftreten, die im Folgenden zusammengefasst sind.

- Signale werden unterschiedlich interpretiert und müssen dementsprechend angepasst werden
- gerichtete Interfaces zwischen den Simulationsumgebungen
- Wandlung von einem Signalfluss in konventionelle Größen mit sehr hohem Aufwand verbunden
- Verarbeitung der Daten zwischen verschiedenen Simulationsumgebungen
- Probleme bei unterschiedlichen Lösungsalgorithmen

Die Simulatorkopplung beruht auf dem Prinzip der Co-Simulation. Dabei müssen die Daten zwischen den beiden Simulationsumgebungen entsprechend organisiert werden, damit ein System die Daten des anderen entsprechend verarbeiten kann. Diese Art der multidisziplinären Modellierung nutzt die Vorteile von existierenden Systemumgebungen. Bei Verwendung von nicht mehr als zwei Simulatoren sind sehr gute Simulationen möglich. Bei Verwendung mehrerer Simulatoren entstehen Probleme in Bezug auf die Stabilität und die Geschwindigkeit. Dadurch ist eine Simulatorkopplung nur beschränkt realisierbar [Ise06].

## 2.3 Modellierungsmethodik

Es existieren unterschiedliche Ansätze, mit denen ein technisches System in ein entsprechendes Modell umgesetzt werden kann. Die Modellierungsmethodik beschäftigt sich dabei mit der Umsetzung und somit mit der Vorgehensweise während des Modellierungsprozesses. Verschiedene Aspekte sind dabei zu beachten, wie der Aufbau, die Struktur, die Komplexität des Systems und die physikalischen Eigenschaften. Des Weiteren hat die Aufgabenstellung, die in Bezug auf das Modell bearbeitet werden soll, in hohem

Maße Einfluss auf die Modellierungsmethodik. Es ist wichtig, dass der Bezug zwischen Problem- und Modellierungsmethodik deutlich erkennbar ist [Jan10]. Es muss klar definiert sein, unter welchen Voraussetzungen die Methodik anwendbar ist und dass die vorhandenen Werkzeuge diese unterstützen. Zu Beginn der Modellerstellung werden Modelleigenschaften beziehungsweise Anforderungen analysiert und definiert. Dazu zählen unter anderem die im System vorkommenden Energie-, Stoff- und Informationsflüsse, die domänenspezifischen Merkmale und die zu erwartenden Ergebnisse. Anhand dieser Eigenschaften wird die am besten geeignete Modellierungsmethodik ausgewählt.

Technische Systeme sind gekennzeichnet durch eine heterogene und komplexe Systemstruktur. Aus diesem Grund ist es notwendig, dass die Methodik diese Merkmale umfassend unterstützt. Dabei obliegt es dem Anwender, wie er den Modellierungsprozess gestaltet. Die Methodik orientiert sich an der Aufgabe, dem Gesamtsystem und an der Sichtweise des Anwenders. Wenn das Verhalten im Vordergrund steht, dann wird die Modellierung auf Basis von Verhaltensmodellen realisiert. Dazu werden die physikalischen Eigenschaften anhand ihres Verhaltens mathematisch implementiert. Das kann auf Basis von Gleichungen, Funktionen, Algorithmen oder anderen mathematischen Zusammenhängen realisiert werden und erfolgt zum Beispiel anhand einer Programmiersprache oder einer simulatorspezifischen Sprache [Bry+04]. Die verhaltensorientierte Modellierung ist sehr aufwendig und erfordert umfassende Systemkenntnisse [Jan10]. Eine andere Möglichkeit ist der strukturorientierte Entwurf. Da komplexe technische Systeme sehr unübersichtlich sind, wird diese Methode verwendet, um ein Modell hierarchisch zu entwerfen. Dabei entsteht ein Konstrukt aus Teilmodellen, die zu weiteren Modellen zusammengefasst werden, um daraus ein komplexes Gesamtsystem zu entwickeln. Der Anwender hat so die Möglichkeit, Gesamtsysteme hierarchisch strukturiert auf Basis von bereits vordefinierten Teilmodellen zu implementieren. Der Vorteil dieser Methode besteht darin, dass Teilmodelle für verschiedene Analysen zur Verfügung stehen und dass Systeme sehr übersichtlich dargestellt werden können. Zudem ist das physikalische Verhalten der Modelle für den Anwender zweitrangig, da diese bereits implementiert und verifiziert worden sind.

### 2.3.1 Modellhierarchie

Bei der Beschreibung von Modellen wird oft von einer Modellhierarchie gesprochen [Jan10]. Dieser Begriff kann zum einen im Zusammenhang mit der Organisation beim strukturierten

Entwurf verwendet werden, und zum anderen im Bezug zur Sichtweise auf das Modell. Wenn die Sichtweise im Vordergrund steht, dann beschäftigt sich die Modellhierarchie mit Modelltypen [Zir02]. Diese Typen können für verschiedene Aufgaben verwendet werden. So existieren Modelle, an denen zum Beispiel die Analysen im Bezug zur Struktur und Funktion des Systems durchgeführt werden können. Dabei liegen die qualitativen Merkmale des Systems im Vordergrund. Eine andere Modellbeschreibung erlaubt die Untersuchung von quantitativen Merkmalen. Dabei werden explizit die innere Struktur, die dynamischen Wirkungen im System und die physikalischen Interaktionen analysiert (Abbildung 2.5) [No109].

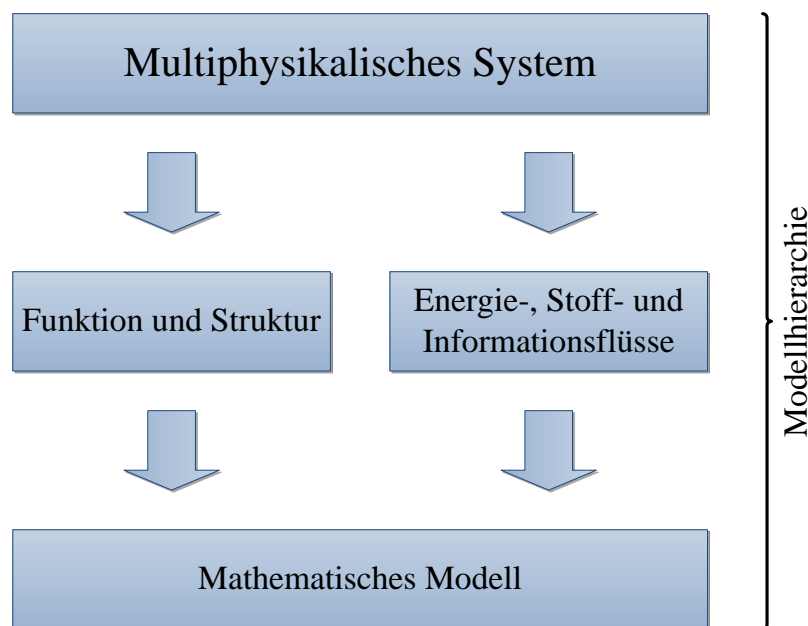


Abbildung 2.5: Modellhierarchie bei verschiedenen Modelltypen

Eine andere Art der Modellhierarchie beschäftigt sich mit der Unterteilung des Gesamtsystems in Subsysteme, um eine einfachere und effizientere Modellbeschreibung zu ermöglichen. Dabei wird das Modell, wie in Abbildung 2.6 dargestellt, nach bestimmten Kriterien vertikal strukturiert zerlegt [Völ+00]. Durch diese Vorgehensweise werden komplexe Gesamtsysteme vereinfacht, und das Erkennen und Beschreiben von Zusammenhängen werden verständlicher. Ein überschaubarer Modellentwurf wird gewährleistet, indem die Problembeschreibung vom Gesamtsystem auf die Teilsysteme übertragen wird. Die hierarchische Aufteilung in Teilsysteme kann nach unterschiedlichen Kriterien erfolgen. Bei der mathematischen Modellbeschreibung von multidisziplinären

Systemen hat sich die physikalisch orientierte Unterteilung als sehr anschaulich erwiesen [Kah04]. Eine andere Unterteilung kann aufgrund von signifikanten Eigenschaften durchgeführt werden. Zu diesen Eigenschaften zählen unter anderem das innere Verhalten und die Schnittstellendefinitionen. Über die Schnittstellen steht ein System in Kontakt mit anderen Systemen und der Umwelt und tauscht Informationen, Energien oder Stoffe aus. Aus diesem Grund ist es wichtig, die Schnittstelleneigenschaften mit zu berücksichtigen [Sch07a]. Die inneren Merkmale eines Systems sind von außen nicht erkennbar. Deshalb müssen neben den Schnittstelleneigenschaften auch die charakteristischen Besonderheiten von Systemen berücksichtigt werden.

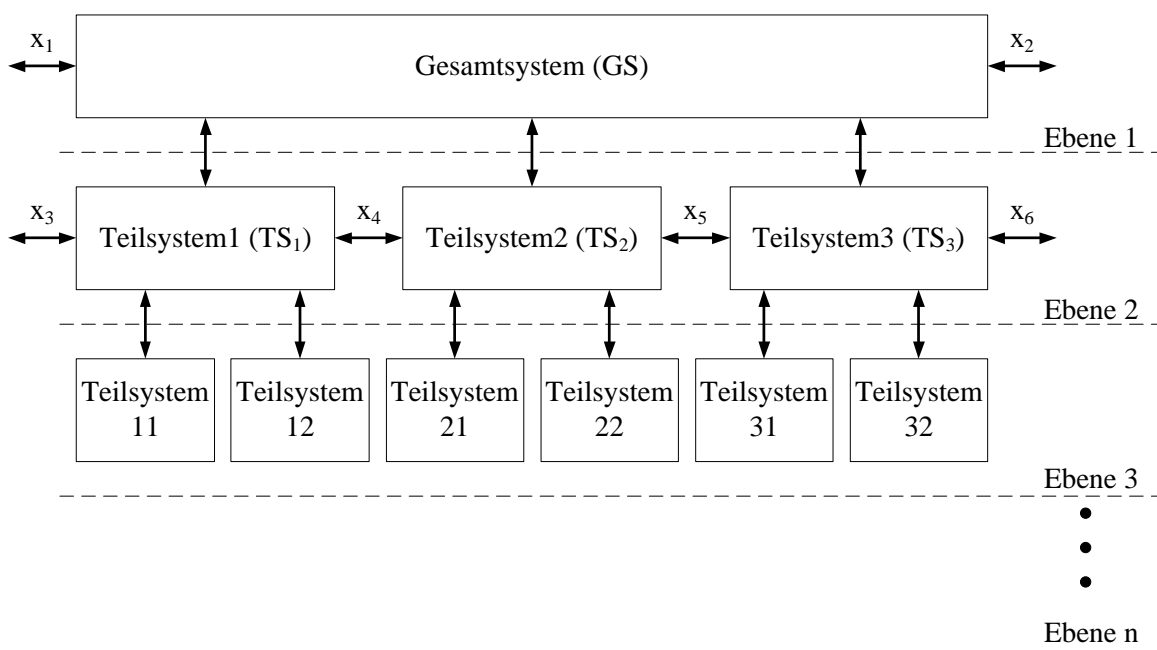


Abbildung 2.6: Hierarchische Zerlegung eines komplexen Gesamtsystems in Subsysteme

Die Unterteilung des Systems wird zu Beginn der Modellbeschreibung durchgeführt. Dabei entstehen mehrere Ebenen, die hierarchisch angeordnet sind und Abhängigkeiten zueinander aufweisen (Abbildung 2.6). Auf einer Ebene sind meist Teilmodelle angeordnet, die durch verschiedene Eigenschaften charakterisiert werden, aber vom Abstraktionsgrad her gleich sind und unabhängig voneinander bearbeitet werden können. Diese Unterteilung wird entsprechend der Komplexität des Systems so lange durchgeführt, bis nicht mehr weiter zerlegbare Elemente vorhanden sind. Aufgrund dieser hierarchischen Strukturierung sind vertikale und horizontale

Abhängigkeiten zwischen den einzelnen Hierarchieebenen vorhanden. Diese Abhängigkeiten lassen sich mathematisch wie folgt beschreiben:

$$GS = f [x_1, x_2, TS_1(x_3, x_4), TS_2(x_4, x_5), TS_3(x_5, x_6)] \quad (2.3)$$

Das Verhalten des *Gesamtsystems* ( $GS$ ) in Abbildung 2.6 ist abhängig von den Eingangs-, den Ausgangs- und den Systemgrößen. Weiterhin existieren Koppelungen zwischen dem Gesamtsystem und den untergeordneten Teilsystemen, sodass dort ebenfalls Abhängigkeiten vorhanden sind. Das Verhalten von *Teilsystem 1* ( $TS_1$ ), *Teilsystem 2* ( $TS_2$ ) und *Teilsystem 3* ( $TS_3$ ) ist abhängig von den Größen  $x_3$  bis  $x_6$ . Diese Beziehungen zwischen den Einzelsystemen haben Einfluss auf das Gesamtsystem. Deshalb ist es wichtig, die Zusammenhänge eines komplexen Systems genau zu analysieren, damit bei der Modellierung alle Eigenschaften des Systems berücksichtigt werden können.

Bei der Modellbeschreibung werden die Teilmodelle beschrieben und zu einem Gesamtsystem zusammengesetzt. Bei dieser Art der Modellbeschreibung sind die Anzahl der Ebenen und die Vorgehensweise nicht festgelegt. Vielmehr obliegt es dem Anwender und der Modellierungsmethodik, wie viele Ebenen letztendlich entstehen und wie die Teilsysteme miteinander interagieren.

## 2.4 Modellierung und Simulation magnetischer Felder

Bei elektrischen Antrieben werden die elektrischen und mechanischen Domänen über das magnetische Feld gekoppelt. Somit werden die Energiewandlungen und die Energiewirkungen durch das Magnetfeld beeinflusst. Zudem werden unterschiedliche Eigenschaften des Magnetfeldes bei der Wandlung zwischen magnetischer und mechanischer Energie ausgenutzt. Bei elektrischen Antrieben finden die Lorentzkraft und das Reluktanzprinzip Anwendung. Diese Prinzipien haben unterschiedlich starke Wirkungen auf ein Gesamtsystem. Aus diesem Grund ist es notwendig, vor der Modellbeschreibung den Einfluss des magnetischen Feldes auf das Gesamtsystem zu analysieren.

Das magnetische Feld hat in ferromagnetischem Material ein stark nichtlineares Verhalten. Diese Eigenschaft hat Auswirkungen auf die Arbeitsweise elektrischer Antriebe. Werden also elektrische Antriebe so ausgelegt, dass das nichtlineare Verhalten des Magnetfeldes

Auswirkungen auf das Betriebsverhalten hat, muss es bei der Modellierung mit berücksichtigt werden.

### 2.4.1 Grundlagen magnetischer Felder

Das physikalische Verhalten magnetischer Felder kann auf Grundlage mathematischer Formeln wiedergegeben werden. Von hohem Interesse ist in diesem Zusammenhang auch die Beschreibung dynamischer Vorgänge. Diese zeitlich veränderlichen Größen beschreiben die magnetischen und elektrischen Abhängigkeiten zueinander. Die mathematischen Grundlagen zur Beschreibung dieser Vorgänge bilden die Maxwell'schen Gleichungen. Diese Gleichungen existieren in integraler und differenzieller Form. Die Integralform beschreibt global alle relevanten physikalischen Vorgänge. Die differenzielle Form der Gleichungen erlaubt gezielte Aussagen über lokale Größen. Die vier Grundgleichungen in differenzieller Form sind wie folgt definiert [Sim93][Cas02]:

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

- **1. Durchflutungsgesetz**

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

- **2. Induktionsgesetz**

$$\operatorname{div}\vec{D} = \rho_{el} \quad (2.6)$$

- **3. Gauß'sches Gesetz**

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0 \quad (2.7)$$

- **4. Quellenfreiheit des magnetischen Flusses**

Die Maxwell'schen Gleichungen (2.4) bis (2.7) sind die Grundlagen der elektromagnetischen Feldtheorie. Die zeitliche Änderung magnetischer Felder ist ein



Merkmal, welches bei der mathematischen Beschreibung berücksichtigt wird. Auf Grundlage dieser Zeitabhängigkeit werden magnetische Felder unterteilt in stationäres, quasistationäres und schnell veränderliches Verhalten [Kal+08]. Bei statischen und stationären magnetischen Feldern werden die elektrischen und magnetischen Phänomene unabhängig voneinander betrachtet und die mathematische Beschreibung vereinfacht sich. Liegt ein zeitlich und örtlich veränderliches magnetisches Feld vor, werden die Vorgänge durch partielle Differenzialgleichungen beschrieben. Die Maxwellschen Gleichungen beschreiben die elektromagnetischen Vorgänge. Die Grundgrößen sind dabei die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$ , die elektrische Feldstärke  $\vec{E}$ , die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  und die elektrische Flussdichte  $\vec{D}$  [Geo99]. Mit diesen Größen sind Aussagen über Feldpotenziale, elektromagnetische Ausgleichsvorgänge und über das Feldverhalten möglich. Darüber hinaus werden diese Gleichungen als Grundlage zur analytischen Modellbeschreibung von Feldern verwendet. Das Verhalten von Feldern wird auch durch das Material, indem sie sich ausbreiten, beeinflusst. Die Materialeigenschaften werden die durch die Größen Permittivität  $\varepsilon$ , Permeabilität  $\mu$  und Leitfähigkeit  $\sigma$  beschrieben. Die Abhängigkeiten zwischen den Feldgrößen werden über die Materialeigenschaften, wie folgt definiert.

$$\vec{B} = \mu_r \vec{H} \quad (2.8)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.9)$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (2.10)$$

Die Beziehungen zwischen den Feldgrößen werden durch die Materialeigenschaften definiert. Neben diesen Eigenschaften können die Temperatur und die Frequenzen, die Abhängigkeiten zwischen den Feldgrößen beeinflussen [Cas02].

Die Permeabilität charakterisiert das Verhalten von Stoffen, die im Einfluss von einem magnetischen Feld stehen. Diese Permeabilität hat wiederum Einfluss auf das Verhalten des Magnetfeldes. Verschiedene Materialien verändern ihre magnetische Leitfähigkeit, wenn sie durch ein Magnetfeld beeinflusst werden. Im Material wird eine magnetische Polarisation  $\vec{J}$  hervorgerufen. Diese wird verursacht durch eine Ausrichtung magnetischer Dipole im atomaren Bereich. Das hat zur Folge, dass sich die magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  im Material

verändert. Diese Polarisation entspricht der im Material bereits existierenden magnetischen Flussdichte und wird deshalb auch als intrinsische Flussdichte bezeichnet. Das bedeutet, dass im magnetischen Material gegenüber dem Vakuum bereits eine Magnetisierung  $\vec{M}_\mu$  vorhanden ist.

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M}_\mu \quad (2.11)$$

Die Polarisation und die Magnetisierung im Material stehen in einem festen Verhältnis, dass über die Permeabilitätskonstante definiert wird.

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \quad (2.12)$$

Die Magnetisierung beschreibt die Volumendichte der magnetischen Momente im Material. Das entspricht einem Feldvektor, der durch ein von außen angelegtes magnetisches Feld hervorgerufen wird [Rei07]. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen wird über die magnetische Suszeptibilität (2.13) beschrieben. Dieses Verhältnis charakterisiert die materielle Magnetisierung zur makroskopischen Magnetisierung.

$$\chi = (\mu_r - 1) = \frac{\vec{M}_\mu}{\vec{H}} \quad (2.13)$$

Die makroskopische Magnetisierung wird durch die wirkende magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  erzeugt und das lässt sich zusammenhängend wie folgt beschreiben:

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{M}_\mu + \vec{H}) = \vec{J} + \mu_0 \vec{H} = \mu_0 (\chi + 1) \vec{H} \quad (2.14)$$

Die Magnetisierung  $\vec{M}_\mu$  und die Polarisation  $\vec{J}$  dienen zur Beschreibung und zum allgemeinen Verständnis der Magnetisierungsvorgänge im Material. Darüber hinaus werden diese Größen zur Herleitung und Anwendung nichtlinearer Hystereseeffekte verwendet.

## 2.4.2 Eigenschaften ferromagnetischer Materialien

Die Permeabilität bei ferromagnetischen Stoffen zeigt ein stark nichtlineares Verhalten. Dadurch ist kein linearer Zusammenhang zwischen der angelegten magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  und der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  vorhanden. Die Permeabilitätszahl bei ferromagnetischen Materialien ist somit eine Funktion der angelegten magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  (2.15).

$$\mu_r = f(\vec{H}) \quad (2.15)$$

Darüber hinaus haben ferromagnetische Materialien die Eigenschaft, dass die Dipole nach einer äußeren Erregung nicht wieder vollständig in ihre Ausgangslage zurückkehren. Dieses Merkmal verursacht im Material eine Restmagnetisierung  $\vec{M}_\mu$ . Das Verhalten von ferromagnetischem Material wird durch die Beziehung zwischen der magnetischen Flussdichte  $\vec{B}$  und der magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  beschrieben. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen ist stark nichtlinear und wird durch eine Hysteresekurve charakterisiert, wie sie in Abbildung 2.7 dargestellt ist.

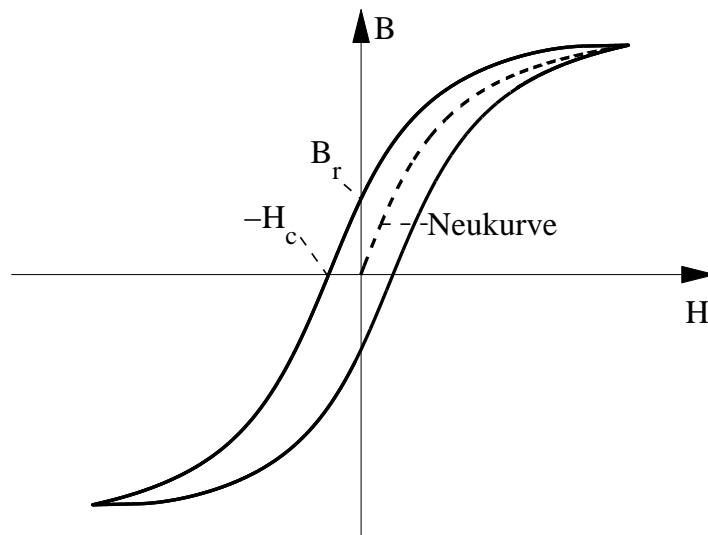


Abbildung 2.7: Hystereseschleife eines ferromagnetischen Materials mit charakteristischen Größen

Wird entmagnetisiertes ferromagnetisches Material durch ein magnetisches Feld erregt, wird die Beziehung zwischen  $\vec{H}$  und  $\vec{B}$  durch eine Neukurve charakterisiert. Bei Erhöhung der magnetischen Feldstärke steigt die magnetische Flussdichte entlang dieser Kurve an. Ab einer bestimmten magnetischen Feldstärke sind alle Dipole im Material ausgerichtet. Das magnetische Material befindet sich nun in Sättigung. Der Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte und der magnetischen Feldstärke ist bei ferromagnetischen Stoffen materialabhängig. Wird die magnetische Feldstärke wieder reduziert, so sinkt auch die magnetische Flussdichte. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen wird jetzt durch einen weiteren Kurvenverlauf charakterisiert. Wenn die magnetische Feldstärke

$\vec{H} = 0$  erreicht, dann ist eine Restmagnetisierung vorhanden. Diese materialabhängige Restmagnetisierung wird als Remanenz  $B_r$  bezeichnet. Bei weiterer Reduzierung der magnetischen Feldstärke wird der Wert  $\vec{B} = 0$  erreicht. Dieser Punkt charakterisiert die Koerzitivfeldstärke. Bei weiterer Reduzierung der magnetischen Feldstärke wird wiederum die Sättigung des Materials erreicht, sodass  $\vec{B}$  nur bis zu einem bestimmten negativen Wert sinkt. Aufgrund der Dipolausrichtung im Material wird der Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke und der magnetischen Flussdichte bei ferromagnetischen Stoffen durch eine materialabhängige Hysteresekurve beschrieben.

Diese hier dargestellten Eigenschaften und Merkmale von ferromagnetischen Materialien haben entscheidenden Einfluss auf den Aufbau, das Verhalten und die Wirkungen eines Magnetfeldes. Wenn diese Merkmale Einfluss auf ein Gesamtsystem haben, ist es notwendig, das magnetische Feld in den Modellierungsprozess zu integrieren. Die Auslegung und der Wirkungsgrad elektrischer Antriebe werden grundlegend durch das magnetische Feld und dessen Wirkungen zu anderen physikalischen Domänen beeinflusst. Darüber hinaus finden zwischen den einzelnen Domänen Ausgleichsvorgänge statt, die ebenfalls durch die Eigenschaften des magnetischen Materials mit bestimmt werden. Wenn diese Faktoren starken Einfluss auf das Gesamtverhalten von elektrischen Antrieben haben, muss das Verhalten des Magnetfeldes mit berücksichtigt werden [Fra+09].

### 2.4.3 Modellierung magnetischer Kreise

Das magnetische Feld ist das Koppellement zwischen den elektrischen und mechanischen Komponenten in der Antriebstechnik. Das Verhalten und die Eigenschaften des Magnetfeldes werden dabei grundlegend durch die Materialeigenschaften, die Ortsabhängigkeiten und durch die physikalischen Wechselwirkungen beeinflusst. Die Untersuchung der Eigenschaften und Wirkungen kann auf Basis von Modellen erfolgen. Diese bilden die komplexen

physikalischen Effekte des Magnetfeldes nach. In diesem Zusammenhang existieren verschiedene Modellbeschreibungen, die sich durch folgende Eigenschaften unterscheiden:

- Beschreibungsgrundlagen
- Anschaulichkeit des Magnetfeldes
- Berechnungsmethoden
- Modellierungsaufwand
- Rechenintensität und Simulationsgeschwindigkeit

Die Grundlagen zur Beschreibung magnetischer Felder beziehen sich auf die primären Größen, wie zum Beispiel die Potenzialverteilung und den Feldverlauf. Die dabei entstehenden Kräfte und der Induktivitätsverlauf spiegeln die sekundären Größen wider. Eine recht einfache Herangehensweise beruht auf analytischen Berechnungen beziehungsweise Näherungsbeziehungen. Diese Art der Modellbeschreibung nutzt gemessene und teilweise auch abgeleitete Größen oder Diagramme zur Beschreibung magnetischer Eigenschaften. Eine klassische Anwendung ist bei der Auslegung einfacher magnetischer Kreise zu finden, bei denen dynamische Effekte keine große Rolle spielen. Diese Art der Modellbeschreibung ist durch Vereinfachungen und durch empirische Werte relativ ungenau [Jon97]. Der Vorteil liegt in den praxisnahen Berechnungen, die sich im Laufe der Jahre etabliert und bestätigt haben.

Zwei weitere Methoden, die durch die Leistung von Computern grundlegend unterstützt werden, sind die Finite Elemente Methode und die Netzwerkmethod. Beide Verfahren sind zur Beschreibung und Analyse magnetischer Felder geeignet und besitzen durch ihre unterschiedlichen Ansätze verschiedene Anwendungsgebiete [Süß+06b].

### **Finite Elemente Methode**

Die Grundidee der Finiten Elemente Methode ist die Zerlegung komplexer Gesamtstrukturen in endlich kleine Elemente. Verwendung findet diese Methode hauptsächlich bei sehr genauen Untersuchungen. Dabei kann das zu untersuchende System sehr komplexe Strukturen aufweisen. Der Einsatzbereich der Finiten Elemente Methode erstreckt sich auf verschiedene Bereiche wie zum Beispiel mechanische, thermische und elektromagnetische Systeme. Dabei

können Systeme analysiert werden, die durch räumlich verteilte Effekte und somit über partielle Differenzialgleichungen gekennzeichnet sind [Kal+08].

Die Finite Elemente Methode basiert auf der Beschreibung durch Potenzialfunktionen (Laplace, Poisson). Die anschließende Berechnung erfolgt numerisch auf Basis von Feldgrößen, die durch entsprechende Näherungslösungen wiedergegeben werden. Jedes Element wird durch einen geeigneten Lösungsansatz beschrieben, der unter anderem auf dem Variationsansatz oder der Methode der gewichteten Residuen basiert [Küp+08]. Mit diesen Ansätzen lässt sich ein Gleichungssystem generieren, welches zur Berechnung von Vektorpotenzialwerten genutzt wird. Die Lösung mithilfe der FEM beruht auf der Approximation des Potentials, dem Aufstellen von Gleichungen und deren numerische Lösung. Das entstehende Gleichungssystem ist durch die hohe Genauigkeit sehr komplex und hat so viele Freiheitsgrade, wie Knoten vorhanden sind. Zur Vereinfachung werden bei der FEM Randbedingungen definiert. Dadurch werden die numerischen Berechnungen beschleunigt [Sch09].

Die Finite Elemente Methode hat sich speziell in Bereichen der Feldanalyse und der mechanischen Spannungsberechnungen durchgesetzt. Der Einsatzbereich erstreckt sich dabei von stationären Vorgängen bis hin zu harmonischen Anregungen und transienten Analysen. Eine wichtige Rolle spielt in dem Zusammenhang die Analyse von Bewegungsabläufen. Diese sind mit der FEM unter bestimmten Voraussetzungen möglich, aber nur in begrenztem Umfang und mit deutlich höherem Aufwand [Her08]. Dadurch sind effektive Simulationen umfangreicher Modelle nur durch bestimmte Annahmen und Vereinfachungen in einem zeitlich vertretbaren Rahmen realisierbar. Die FEM bietet aber bei begrenzten Informationen zum Feldverlauf, dem thermischen Verhalten oder den mechanischen Spannungen sehr gute Möglichkeiten, Untersuchungen durchzuführen [Sch09].

### **Netzwerkmethode**

Die Netzwerkmethode basiert auf der Analogie zwischen dem Magnetfeld und dem elektrischen Strömungsfeld, wobei die Maxwellschen Gleichungen die physikalischen Grundgrößen bilden. Das gesamte magnetische Feld wird in homogene Abschnitte unterteilt. Diese homogenen Bereiche werden durch magnetische Widerstände beschrieben. Durch Verbinden dieser Widerstände entsteht ein Netzwerk, das den Feldverlauf widerspiegelt. Diese

magnetischen Ersatzwiderstände bilden zusammen mit magnetischen Spannungsquellen ein Netzwerk, welches auf analytischen Beschreibungen und Näherungsformeln basiert [Jan10]. Den Netzwerkelementen werden Spannungen und Ströme zugeordnet und somit sind bekannte Methoden der Netzwerktheorie anwendbar. Für die Verwendung der Netzwerkmethod sind einige Kriterien zu beachten, die im Folgenden aufgelistet sind [Her08]:

- eine räumliche Überlagerung von magnetischen Feldern ist auszuschließen
- Energiekopplungen sind räumlich konzentriert oder gleich verteilt vorhanden
- Abschnitte zwischen magnetischer Quelle und Senke müssen Leitfähigkeit aufweisen
- Einteilung des Feldes in Abschnitte mit identischem und homogenen Materialverhalten

Die Netzwerkmethod beruht auf der Grobdimensionierung von magnetischen Feldern und findet vielfach Verwendung bei der Auslegung von Elektromagneten und elektrischer Maschinen [Jon97]. Die Vorteile dieser Method sind die zügige Modellerstellung und eine zeitnahe Simulation. Die Grundlagen der Netzwerkmethod können auch zur Beschreibung anderer physikalischen Fachdisziplinen verwendet werden. Aus diesem Grund ist mit Verwendung der Netzwerkmethod eine multidisziplinäre Systemanalyse realisierbar [Zir02].

Die Modellierung auf Basis der Netzwerkmethod verwendet magnetische Widerstände  $R_m$ , die im Feldverlauf sogenannte Flussröhren darstellen. Diese charakterisieren die Eigenschaften des Materials und die im magnetischen Feld gespeicherte Energie. Mit ihnen werden die energetischen Wirkungen zwischen den angrenzenden Domänen berücksichtigt. Weiterhin können durch ihr Verhalten die Materialeigenschaften, das Hystereseverhalten und die Wirbelstromeffekte beschrieben werden [Süß+06b].

Bei elektrischen Antrieben wird die Netzwerkmethod verwendet, um zeitnahe Untersuchungen zu realisieren. Dazu wird der Feldbereich in Abschnitte unterteilt, die gleiches Verhalten und Eigenschaften besitzen. Somit wird sichergestellt, dass der zu beschreibende Feldverlauf im Material homogen ist und die Ein- und Austrittsfeldlinien senkrecht zur Fläche verlaufen. Bei sehr komplexen Feldverläufen ist es teilweise notwendig, durch vorherige Untersuchungen, wie zum Beispiel eine statische FEM-Analyse, das Verhalten und die Eigenschaften des Magnetfeldes zu untersuchen. Dadurch werden Fehler

bei der Erstellung des Netzwerkes vermieden.

Magnetische Widerstände beschreiben den Flussverlauf im Magnetfeld. Die Entstehung des magnetischen Feldes wird durch magnetische Spannungsquellen  $\Theta$  im Netzwerk charakterisiert. Diese werden als Durchflutung oder als magnetomotorische Kraft (MMK) bezeichnet. Das Vorhandensein einer magnetischen Spannung hat magnetische Ströme zur Folge. Bei der Modellbeschreibung des Magnetfeldes sind somit Potenzial- und Flussgrößen vorhanden. Aus diesem Grund können die Berechnungsmethoden aus der Elektrotechnik, wie zum Beispiel das ohmsche Gesetz, der Maschensatz und der Knotensatz verwendet werden.

Die Netzwerkmethodete bietet dem Anwender eine recht zeitnahe und einfache Methode zur Modellierung und Analyse magnetischer Felder. Die Genauigkeit dieser Methode ist immer abhängig von der Beschreibung des Feldverlaufes. Ist der Feldverlauf über weite Bereiche sehr homogen, kann das Netzwerk sehr grob dimensioniert werden. Bei Feldverläufen, die sich sehr stark ändern, muss eine feinere Unterteilung durchgeführt werden. Die Modellbeschreibung des Feldverlaufes mit der Netzwerkmethodete muss immer im Zusammenhang mit den zu erwartenden Ergebnissen durchgeführt werden. Das bedeutet, dass die Genauigkeit der Ergebnisse von der Modellbeschreibung abhängig ist. Ein weiterer Vorteil dieser Methode zeigt sich bei der Optimierung von Modellen. Da hier sehr kurze Rechenzeiten möglich sind und Modelländerungen schnell realisiert werden können, werden auch kurze Optimierungszeiten erreicht. Außerdem verwendet die Netzwerkmethodete eine Herangehensweise, mit der auch multidisziplinäre Gesamtsysteme modelliert werden. Diese Eigenschaften und die Vorteile im Bereich multiphysikalischer Systembeschreibungen zeigen, dass die Netzwerkmethodete sehr gut zu Gesamtsystemanalysen geeignet ist.



## **3 Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor**

Die Modellierung eines multidisziplinären Gesamtsystems mit Berücksichtigung des magnetischen Feldes ist der Schwerpunkt dieser Arbeit. Als Modell wird hierzu ein Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor verwendet. Aufgrund seines außergewöhnlichen Aufbaus und der damit verbundenen Funktionsweise sind bei diesem Motor die Koppelungen über das magnetische Feld sehr stark ausgeprägt. In diesem Kapitel werden wissenschaftliche Untersuchungen am Motor durchgeführt. Diese bilden die Grundlage für die mathematische Beschreibung des Simulationsmodells.

### **3.1 Reluktanzmotoren**

Reluktanzmotoren sind gekennzeichnet durch einen nicht erregten und vollständig aus Eisen bestehenden Rotor. Aufgrund dieses Merkmales sind Reluktanzmotoren bürstenlos und haben keine bewegten Wicklungen. Dadurch besitzen diese Motoren einen einfachen Aufbau und sind somit sehr robust. Der einfache konstruktive Aufbau und die damit verbundenen geringeren Fertigungskosten sind Faktoren, die entscheidenden Einfluss auf die Marktfähigkeit haben. Zudem führt das Fehlen der Schleifkontakte dazu, dass diese Motoren wartungsfrei und frei von elektromagnetischen Störungen sind. Die Entwicklungen auf dem Halbleitersektor und in der Mikroelektronik haben dazu geführt, dass geeignete elektrische Leistungsschaltungen für Reluktanzmotoren zur Verfügung stehen. Mit diesen Ansteuerungen ist eine Anpassung des Motors für verschiedene Anwendungen möglich. Dadurch haben diese Motoren an Bedeutung gewonnen. Weitere Vorteile von Reluktanzmotoren sind das hohe Drehmoment über einen weiten Drehzahlbereich und bei geschalteten Motoren die sensorlose Positionierung bei entsprechender Auslegung [Hop97]. Diesen Vorteilen stehen auch entscheidende Nachteile gegenüber. So produzieren Reluktanzmotoren auf

den Umfang bezogen ein ungleichmäßig verteiltes Drehmoment. Diese charakteristische Drehmomentwelligkeit wirkt sich auf den Arbeitsprozess des Motors aus, verursacht starke Koppelungen zu den angrenzenden Domänen und verursacht zusätzliche Geräusche [Sch07b].

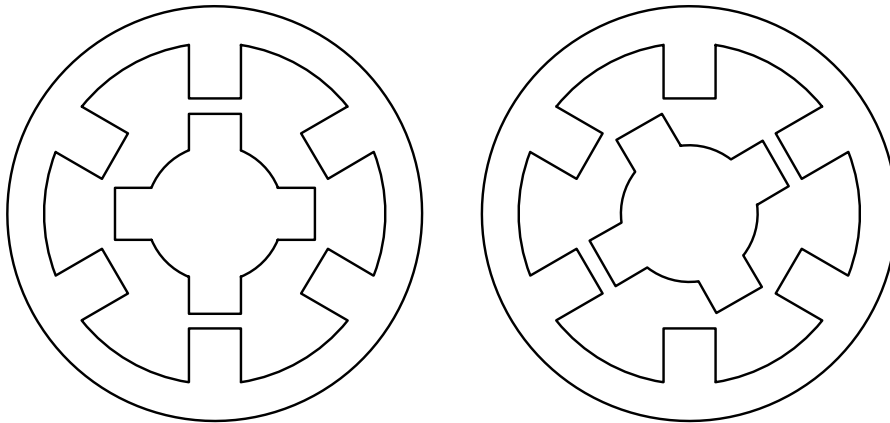


Abbildung 3.1: Charakteristischer Aufbau herkömmlicher Switched Reluktanzmotoren

Magnetfelder sind immer bestrebt, den Zustand einzunehmen, bei dem der geringste magnetische Widerstand vorhanden ist. Dieses Merkmal bildet die Grundlage von Reluktanzmotoren. Der Aufbau dieser Motoren wird so realisiert, dass ein unsymmetrischer Luftspalt zwischen Rotor und Stator vorhanden ist. Dieser unsymmetrische Luftspalt wird bei herkömmlichen Switched Reluktanzmotoren durch ausgeprägte Pole an Rotor und Stator bewerkstelligt, wie in Abbildung 3.1 dargestellt. Der Stator bildet zusammen mit dem Rotor und dem Arbeitsluftspalt den magnetischen Kreis. Durch das Anlegen eines magnetischen Feldes versucht der Rotor, die Position mit dem geringsten Widerstand einzunehmen. Die dadurch entstehende Kraft wird als Drehmoment genutzt. Die Kraftentstehung über das Reluktanzmoment charakterisiert Reluktanzmotoren.

1. Synchroner Reluktanzmotoren werden mit einem klassischen Drehfeld im Stator erregt
2. Reluktanzschrittmotoren sind gekennzeichnet durch sehr viele Pole am Stator und Rotor, damit definierte Schrittwinkel erreicht werden
3. geschaltete Reluktanzmotoren beziehungsweise Switched Reluktanz Motoren mit Gleichstromspeisung

Bei Reluktanzmotoren existieren verschiedene Möglichkeiten der Ansteuerung, des Aufbaus und der Arbeitsweise. Deshalb haben sich verschiedene Typen von Reluktanzmotoren herauskristallisiert, die sich, wie oben dargestellt, unterteilen lassen [Stö+06].

## 3.2 Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor

Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor gehört zur Gruppe der geschalteten Reluktanzmotoren. Sein Aufbau unterscheidet sich aber grundlegend von herkömmlichen Reluktanzmotoren, sodass er ein anderes Betriebsverhalten aufweist. Reluktanzmotoren besitzen einen unsymmetrischen Arbeitsluftspalt zwischen Stator und Rotor. Dieses Merkmal wird beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor durch einen dezentral gelagerten Rotor gegenüber dem Stator realisiert. Durch die Bewegung des Rotors verändert sich der Arbeitsluftspalt und es ist ein zeitlich und örtlich veränderliches Magnetfeld vorhanden.

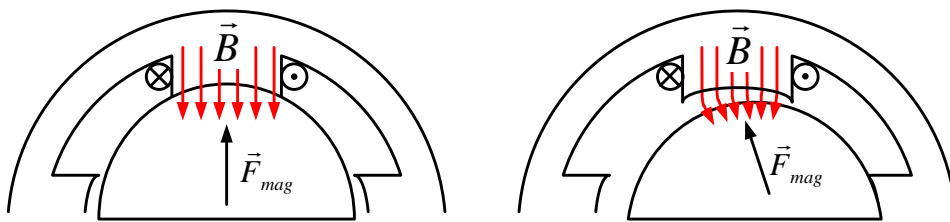


Abbildung 3.2: Wirkung der magnetischen Kraft beim RRSRM durch die dezentrale Lagerung des Rotors

Durch das Einschalten einer Spule entsteht ein Magnetfeld. Von diesem magnetischen Feld wird eine Kraft verursacht, die auf den Rotor wirkt. Die Kraft, die auf den Rotor infolge des magnetischen Feldes wirkt, ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

### 3.2.1 Aufbau

Beim Aufbau unterscheidet sich der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor von herkömmlichen Reluktanzmotoren grundlegend. Die kreisrunde Form und die dezentrale Positionierung des Rotors sind die charakteristischen Merkmale. Durch die Verschiebung des Rotors wird ein Abrollen des Rotors im Stator realisiert. Ein direkter Kontakt zwischen diesen beiden Elementen ist jedoch nicht vorhanden. Vielmehr wird durch geeignete konstruktive

Gestaltung von Rotor und Stator, wie zum Beispiel durch Laufschienen, ein gleichmäßiges Abrollen des Rotors gewährleistet.

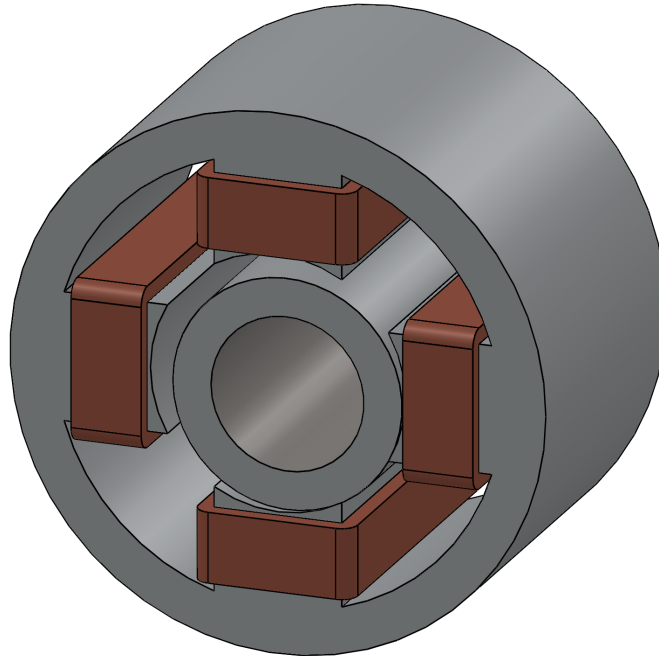


Abbildung 3.3: Aufbau eines 4-Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors

In Abbildung 3.3 ist der prinzipielle Aufbau eines 4-Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors dargestellt. Hierbei sind die dezentrale Lagerung und die kreisrunde Form des Rotors zu erkennen. Durch den Kontakt zwischen Rotor und Stator wird eine Abrollbewegung realisiert, die entgegen der Einschaltreihenfolge der Spulen verläuft. Die verschiedenen Radien von Rotor und Stator verursachen bei der Abrollbewegung eine Übersetzung. Das Übersetzungsverhältnis wird bei der Konstruktion des Motors über die Radien festgelegt. Das Verhältnis von Statorradius zu Rotorradius verursacht eine Vergrößerung des Drehmomentes und eine Verringerung der Winkelgeschwindigkeit. Dieses Merkmal ermöglicht den Einsatz des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors als getriebelosen Direktantrieb. Aufgrund dieser Besonderheit werden die Vorteile von allgemeinen Reluktanzmotoren mit denen von Direktantrieben kombiniert.

Das Betriebsverhalten des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors wird sehr stark durch seinen Aufbau bestimmt. Dazu gehören unter anderem die Anzahl der Pole und somit die Anzahl der konzentriert angebrachten Spulen, die Parameter vom Aufbau, wie Durchmesser von Rotor und Stator, und die Bewegung des Rotors. Weitere Faktoren, die das Betriebsverhalten bestimmen, sind die verwendeten Materialien und der Verlauf des magnetischen Feldes. Aus diesem Grund ist es wichtig, die verschiedenen Faktoren und ihre Abhängigkeiten untereinander bei der Modellbeschreibung zu berücksichtigen.

### 3.2.2 Stator

Der Stator gehört mit dem an ihm befestigten Spulen zum magnetischen Kreis. Das bedeutet, dass die Befestigung, die Anzahl der Spulen und seine Geometrie den magnetischen Feldlinienverlauf bestimmen. Abbildung 3.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Stators mit vier Polen. Die eingezeichneten Größen sind folgendermaßen definiert:

$B_Z$  – Breite des Statorpols

$\tau_{Pol}$  – Polteilung

$R_{S_{ext}}$  – Außenradius des Stators

$R_{S_{int}}$  – Innenradius des Stators

$R_{Joch}$  – Radius des Statorjochs

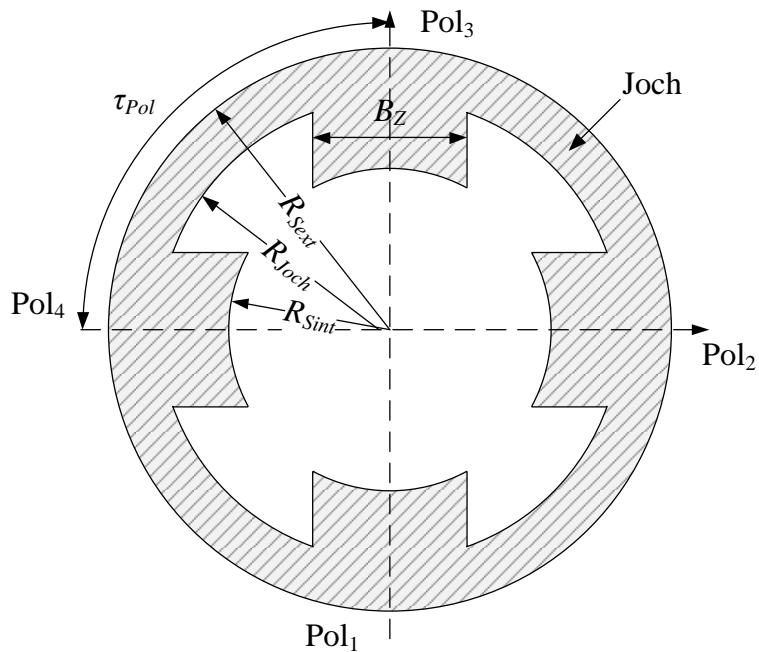


Abbildung 3.4: Statorparameter an einem 4-Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor

Wichtige Merkmale bei der geometrischen Auslegung des Stators sind die Anzahl und die räumliche Anordnung der Statorpole, die Breite der Pole und die Höhe des Statorjochs. Über die Statorparameter werden die Abmessungen des Motors, der Verlauf der Feldlinien und somit das Betriebsverhalten beeinflusst.

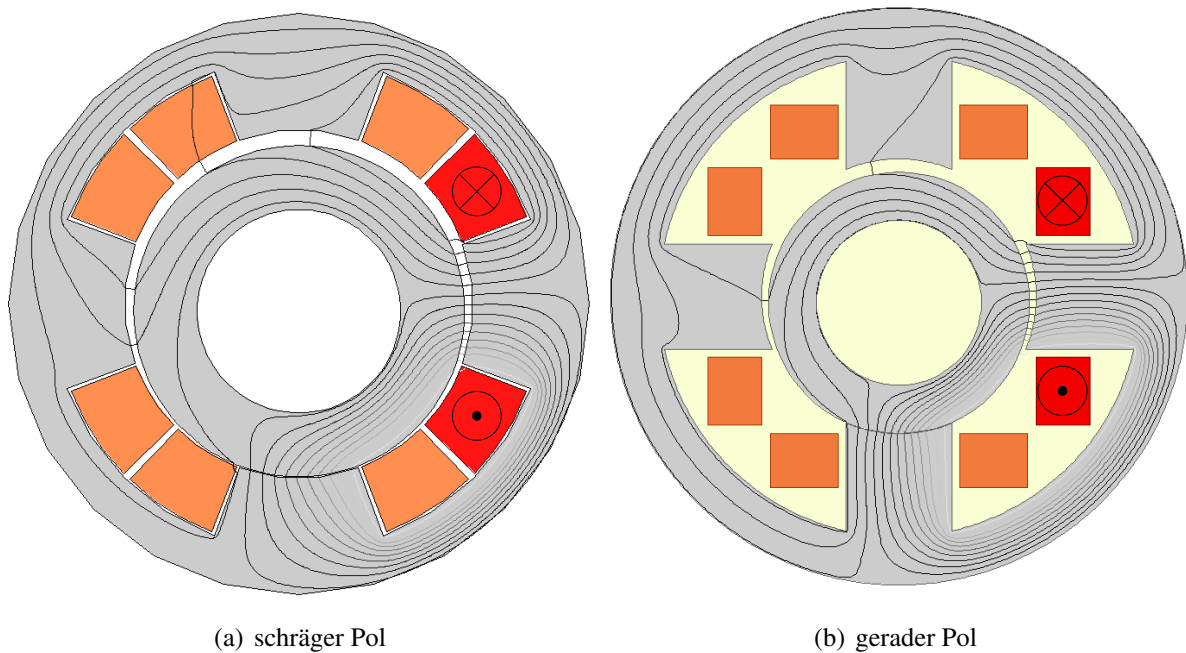


Abbildung 3.5: Auswirkungen der Statorpolgeometrie auf den magnetischen Flusslinienverlauf

Den Einfluss der Polgeometrie auf den magnetischen Feldlinienverlauf zeigen die beiden Abbildungen in 3.5. Hier ist der Feldlinienverlauf zwischen einem geradlinigen und einem schräg verlaufenden Pol dargestellt. Auch andere Polgeometrien sind bei der Auslegung des Motors möglich. Außerdem ist in der Abbildung zu erkennen, dass die Form des Polschuhes auch den Raum für die Wicklungen beeinflusst. Der Wickelraum zwischen den Statorpolen wird durch die Höhe und die Breite und die Anzahl der Pole bestimmt. Die Statorpole sind symmetrisch über den Umfang verteilt. Die Polteilung  $\tau_{Pol}$  ist durch die Anzahl der Pole  $p$  festgelegt (3.1).

$$\tau_{Pol} = \frac{2\pi}{p} \quad (3.1)$$

Bei der Modellierung von Motoren sind die Flächen von Bedeutung, die vom Magnetfeld durchsetzt werden. Aus diesem Grund ist eine Untersuchung von Motoren im dreidimensionalen Raum notwendig.

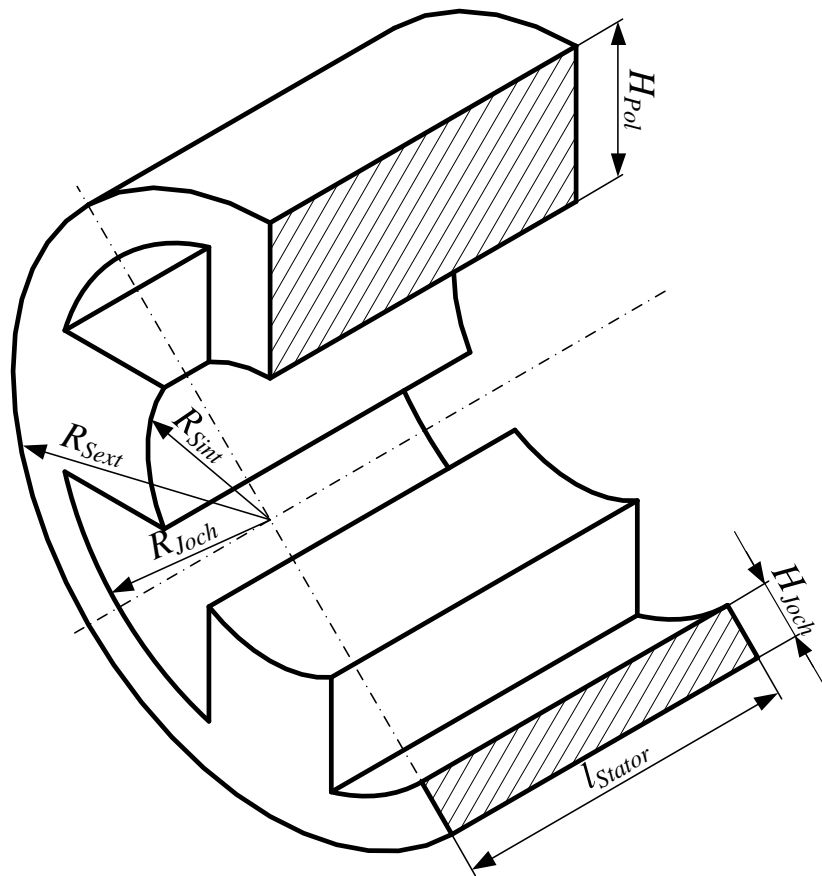


Abbildung 3.6: Dreidimensionale Darstellung der Statorgeometrie

Abbildung 3.6 zeigt eine dreidimensionale Zeichnung eines 4-Pol RRSRM. An dieser Zeichnung sind die Flächen dargestellt, die vom Magnetfeld durchsetzt werden. Zur Berechnung der Flächen sind folgende Größen notwendig:

$H_{Joch}$  - Höhe des Statorjochs

$l_{Stator}$  - Länge des Stators

$H_{Pol}$  - Höhe der Pole.

Die hier dargestellten Parameter am Stator werden bei der Modellbeschreibung berücksichtigt. Dabei sind die Abhängigkeiten zwischen den Parametern ein entscheidendes Merkmal, welches das Betriebsverhalten des Motors bestimmt.



### 3.2.3 Rotor

Eine Besonderheit von Reluktanzmotoren ist der nicht erregte und vollständig aus Eisen bestehende Rotor. Bei herkömmlichen Reluktanzmotoren sind am Rotor über den Umfang verteilt Pole vorhanden. Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor zeichnet sich durch einen Rotor aus, der eine kreisrunde Form besitzt. Damit ein Moment erzeugt werden kann, ist das Zentrum des Rotors gegenüber dem Statormittelpunkt verschoben. Dadurch existieren ein unsymmetrischer Arbeitsluftspalt und ein Kontaktpunkt zwischen Rotor und Stator.

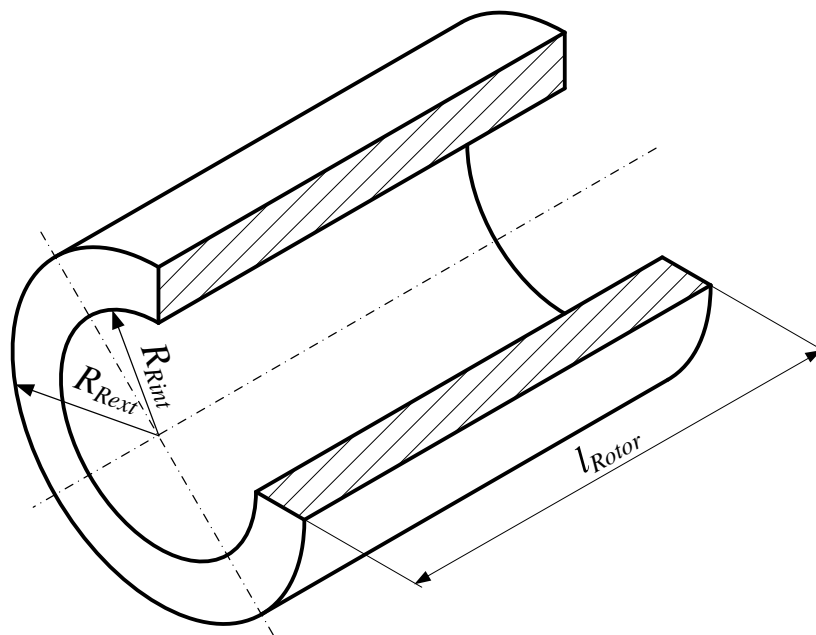


Abbildung 3.7: Charakteristische Parameter am Rotor

Die folgenden Größen charakterisieren den Aufbau und werden zur Modellbeschreibung verwendet:

$R_{Rint}$  - der Innenradius des Rotors

$R_{Rext}$  - der Außenradius des Rotors

$l_{Rotor}$  - die Länge des Rotors

Die Verschiebung des Rotormittelpunktes gegenüber dem Statormittelpunkt wird durch den Außenradius des Rotors  $R_{Rext}$  und den Innenradius des Stators  $R_{Sint}$  bestimmt. Aufgrund der

dezentralen Lagerung des Rotors hat dieser Kontakt zum Stator. Der Kontakt zwischen diesen beiden Elementen wird über Laufschiene realisiert, damit eine gleichmäßige Bewegung des Rotors möglich ist und keine Beschädigungen auftreten. Durch diese Verschiebung und dem Kontaktpunkt vollzieht der Rotor eine Abrollbewegung auf der Laufschiene. Die Differenz zwischen den beiden Mittelpunkten wird als Exzentrizität  $e$  bezeichnet und ist in Abbildung 3.8 eingezeichnet.

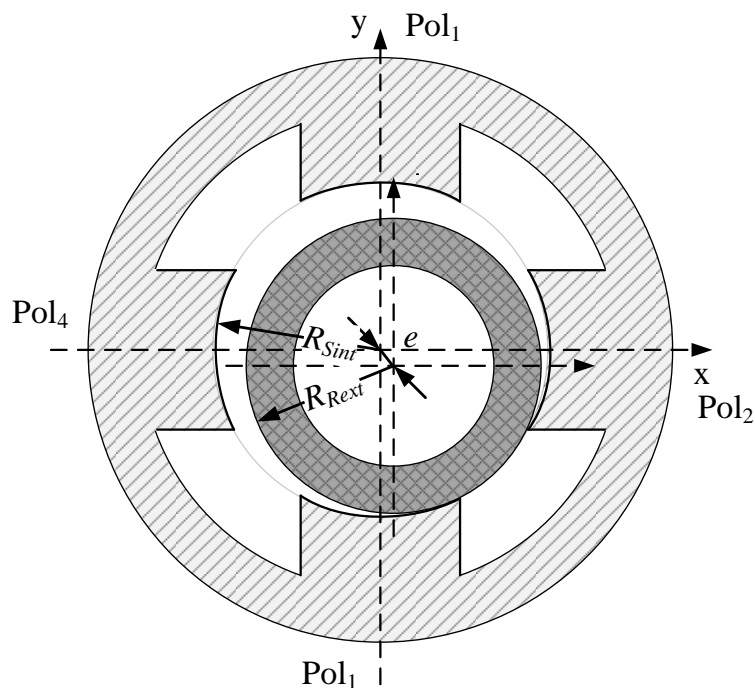


Abbildung 3.8: Dezentrale Lagerung des Rotors gegenüber dem Stator

Durch die vorhandenen Parameter von Stator und Rotor ist die Exzentrizität wie folgt definiert:

$$e = R_{Sint} - R_{Rext} \quad (3.2)$$

Aufgrund der Rollbewegung des Rotors um seine eigene Achse und der Rotation um die Mittelachse des Stators existieren beim RRSRM zwei überlagerte Bewegungen. Die Abrollbewegung des Rotors erzeugt eine Drehrichtung, die entgegengesetzt zur Rotation um die Statorachse verläuft. Die Drehrichtung, mit der sich der Rotor um die Statormittelachse bewegt, wird durch die Einschaltreihenfolge der Spulen bestimmt. Mathematisch lässt sich

die Geschwindigkeit des Rotors um sich selbst und die Geschwindigkeit des Rotors um die Statorachse auf Basis der verschiedenen Radien herleiten. Mit der Annahme, dass der Rotor schlupflos rollt, kann der Zusammenhang zwischen den Radien von Stator und Rotor und den Geschwindigkeiten mathematisch formuliert werden [Rog11]. In Gleichung (3.3) ist dieses Verhältnis dargestellt.

$$\frac{\omega_{\text{Rotor}}}{\omega_{\text{Stator}}} = \frac{R_{\text{Sint}} - R_{\text{Rext}}}{R_{\text{Rext}}} \quad (3.3)$$

Die Bewegung des Rotors auf der Innenseite des Stators erfolgt mit der Geschwindigkeit  $\omega_{\text{Stator}}$  des Statorfeldes. Dabei rotiert der Kontaktpunkt zwischen Stator und Rotor mit der Frequenz der Statorspeisespannung. Das Abrollen des Rotors erfolgt mit der Rotorgeschwindigkeit  $\omega_{\text{Rotor}}$ .

### 3.3 Wirkungsweise

Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor basiert auf dem gleichen Grundprinzip wie herkömmliche Switched Reluktanz Motoren. Durch das positionsabhängige Schalten der Spulen wird der Rotor bewegt. Damit die Spulen entsprechend der Position des Rotors einbeziehungsweise ausgeschaltet werden können, muss die Lage des Rotors bestimmt werden. Eine einfache Möglichkeit, die Rotorposition zu bestimmen, ist über einen Positionssensor möglich (Abbildung 3.9).

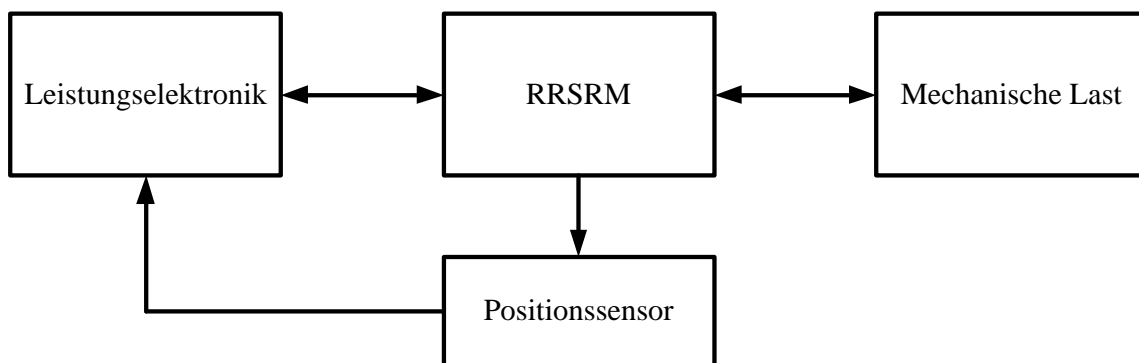


Abbildung 3.9: Blockschaltbild des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors

Die Wirkungsweise des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor basiert auf dem Ein- und Ausschalten der Spulen infolge der Informationen vom Positionssensor. Das dadurch

verursachte und fortschreitende magnetische Feld erzeugt eine Kraft auf den Rotor. Die dadurch entstehende Rotorbewegung verändert den Arbeitsluftspalt  $\delta$ . Dadurch weist der Luftspalt eine Abhängigkeit von der Position des Rotors und von der Zeit auf, wie in Gleichung (3.4) dargestellt.

$$\delta = f(\varphi, t) \quad (3.4)$$

Die Ortsabhängigkeit charakterisiert die Position des Rotors zu den einzelnen Statorpolen. Aufgrund der Bewegung verändert sich der Arbeitsluftspalt zwischen dem Rotor und den Statorpolen zwischen einem Minimalwert  $\delta_{\min}$  und einem Maximalwert  $\delta_{\max}$ . Diese Veränderung entspricht der bereits erwähnten Exzentrizität  $e$  und diese kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$e = \delta_{\max} - \delta_{\min} \quad (3.5)$$

Die Abrollbewegung verursacht eine dynamische Änderung des Arbeitsluftspaltes. Hierbei werden der Minimalwert durch den geringsten Abstand und der Maximalwert durch den größtmöglichen Abstand zwischen dem Rotor und den Statorpolen bestimmt. Zur Berechnung der Luftspaltänderung wird eine Beziehung zwischen der Rotorposition und den verschiedenen Statorpolen aufgestellt. Mathematisch kann der Arbeitsluftspalt zur aktuellen Lage des Rotors auf Basis eines Dreiecks definiert werden. Über dieses Dreieck wird die dynamische Änderung des Arbeitsluftspaltes berechnet. In Abbildung 3.10 ist das Dreieck zur Bestimmung eines Luftspaltes dargestellt.

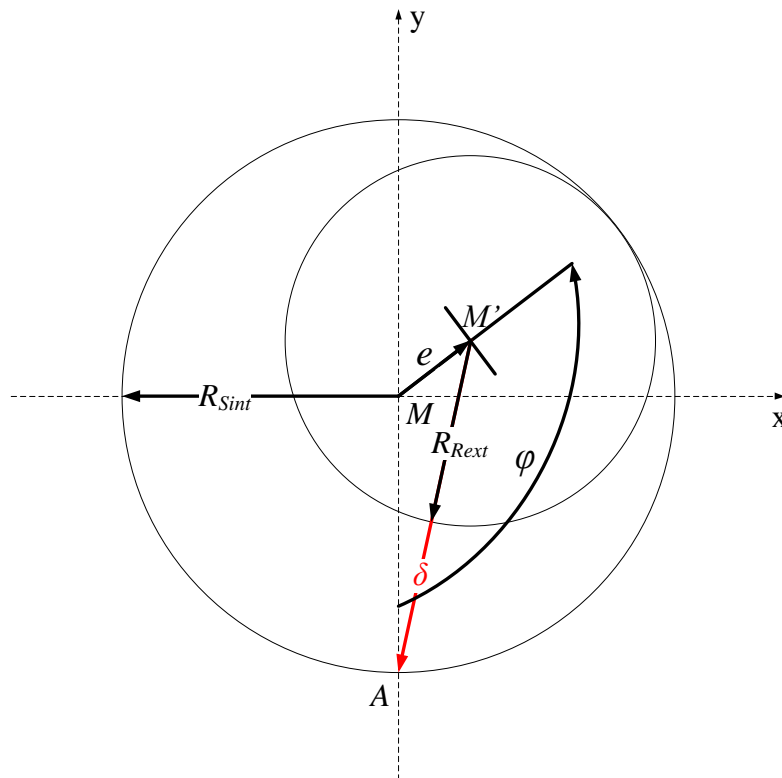


Abbildung 3.10: Arbeitsluftspalt am dezentral gelagerten Rotor

Das dargestellte Dreieck  $AMM'$  wird durch den inneren Statorradius  $R_{Sint}$ , der Exzentrizität  $e$  und durch den äußeren Rotorradius  $R_{Rext}$  aufgespannt. Als unbekannte Größe bleibt die Verlängerung vom Rotorradius zum Punkt A, was dem gesuchten Arbeitsluftspalt  $\delta$  entspricht. Damit diese Größe in Abhängigkeit zum Winkel bestimmt werden kann, wird Gleichung (3.6) als Ansatz verwendet [Rog11].

$$(R_{Rext} + \delta)^2 = e^2 + R_{Sint}^2 - 2 \cdot e \cdot R_{Sint} \cdot \cos(\varphi) \quad (3.6)$$

$$\delta(\varphi) = \sqrt{e^2 + R_{Sint}^2 - 2 \cdot e \cdot R_{Sint} \cdot \cos(\varphi)} - R_{Rext} \quad (3.7)$$

Durch Umstellung von (3.6) nach der gesuchten Größe  $\delta$  ergibt sich der Ausdruck in Gleichung (3.7). Dadurch wird die Änderung des Arbeitsluftspaltes über den Winkel  $\varphi$  und somit von der Position des Rotors bestimmt.

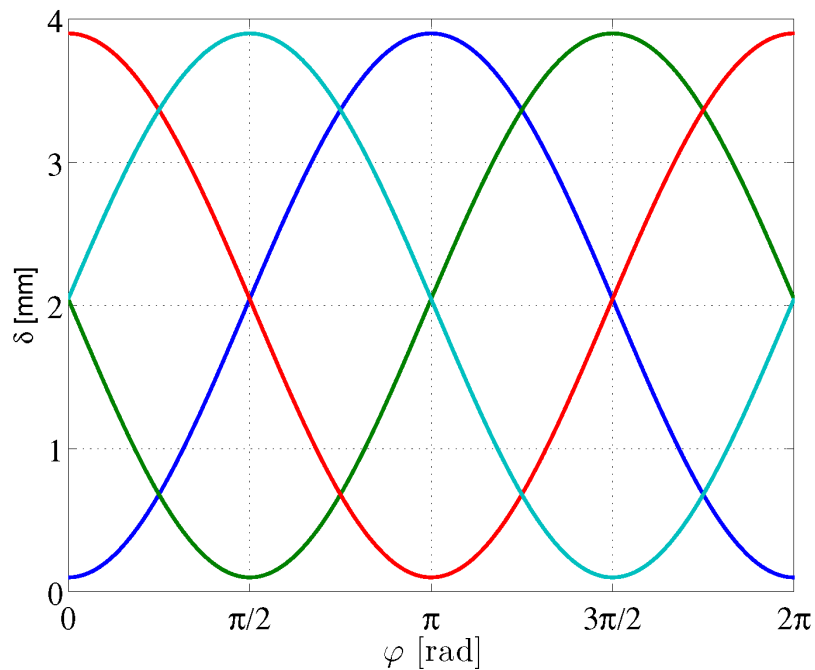


Abbildung 3.11: Änderung des Arbeitsluftspaltes bei einem 4-Pol RRSRM

In Abbildung 3.11 sind die mathematischen Zusammenhänge der Gleichung (3.7) grafisch wiedergegeben. Der Verlauf der Kurven zeigt eine Luftspaltänderung zwischen den verschiedenen Statorpolen und dem Rotor. Deutlich ist dabei der symmetrische Kurvenverlauf zu erkennen, da bei der Berechnung eine gleichmäßige Veränderung des Winkels realisiert wurde.

### 3.3.1 Betriebsverhalten

Das Betriebsverhalten des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors wird bestimmt durch seinen markanten Aufbau. Durch das Einprägen eines elektrischen Stromes wird ein magnetisches Feld erzeugt. Dieses Feld verursacht eine magnetische Kraft, die auf den aus weichmagnetischem Material bestehenden Rotor wirkt und diesen anzieht. Somit wird der Rotor durch das Ein- und Ausschalten der Spulen weiter bewegt. Durch den Kontakt zwischen Rotor und Stator ist eine Rollbewegung des Rotors vorhanden. Dieses Prinzip ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Hierbei ist das positionsabhängige Ein- und Ausschalten der Spulen und die magnetische Kraft, die mittig auf den Rotor wirkt, erkennbar.

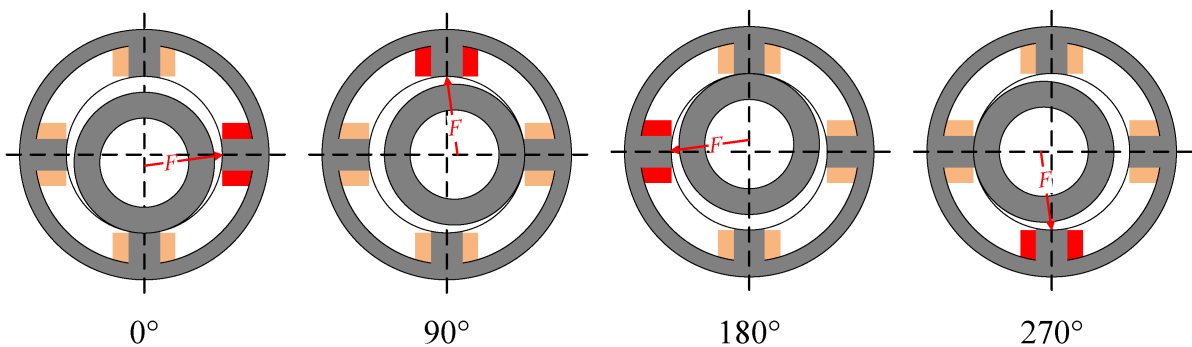


Abbildung 3.12: Bewegung des Rotors durch das positionsabhängige Einprägen eines Stromes bei einem 4-Pol RRSRM

Die Bewegung des Rotors hat Auswirkungen auf den magnetischen Feldlinienverlauf. Das bedeutet, das magnetische Feld ist neben dem Strom auch von der Rotorposition abhängig. Zur Beschreibung dieser Vorgänge werden Differenzialgleichungen verwendet. Diese berücksichtigen die unterschiedlichen Abhängigkeiten. Die Differenzialgleichung (3.8) beschreibt allgemein diese Vorgänge an einer Spule.

$$u_1 = i_1 R_1 + \frac{d\Psi(\varphi, i_1 \dots i_n)}{dt} \quad (3.8)$$

Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor entstehen über das magnetische Feld Koppelungen zwischen den einzelnen Spulen. Diese Koppelungen müssen berücksichtigt werden, wenn sie Auswirkungen auf das Betriebsverhalten haben.

Das Betriebsverhalten des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors wird durch die Einflüsse bestimmt, die die einzelnen Domänen zueinander aufweisen. Deshalb ist es von Bedeutung, die Vorgänge im Motor als Gesamtsystem zu betrachten. Diese Vorgänge können auf Grundlage von Energien untersucht werden. Ein entscheidendes Merkmal bei dieser Herangehensweise sind die Vorgänge im magnetischen Feld.  $W_m$  charakterisiert die im Magnetfeld gespeicherte Energie bei konstanter Rotorposition ( $\varphi = \text{konstant}$ ) und konstantem Strom ( $i = \text{konstant}$ ). Die magnetische Co-Energie  $W_{mag}^*$  ist eine Teilmenge der Feldenergie. Bei Verwendung von weichmagnetischen Materialien setzt sich die im magnetischen Feld gespeicherte Energie aus zwei ungleichmäßigen Anteilen zusammen – der magnetischen Energie und der magnetischen Co-Energie (Gleichung 3.9) [Süß+06a].

$$W_{mag}^* \neq W_{mag} \quad (3.9)$$

Die Berechnung der magnetischen Co-Energie erfolgt durch Gleichung (3.10). Sie hat keine physikalische Bedeutung und wird nur zur Bestimmung der mechanischen Energie verwendet [Kal+08].

$$W_m^*(\varphi, i) = \int_0^i \Psi(\varphi, i) di \quad (3.10)$$

Elektrische Energie wird in magnetische Energie gewandelt. Das magnetische Feld dient hierbei als Energiespeicher. Das Magnetfeld verursacht eine Kraft auf den Rotor. Durch die Kraft entsteht eine Rotorbewegung und die magnetische Energie wird in mechanische Energie gewandelt.

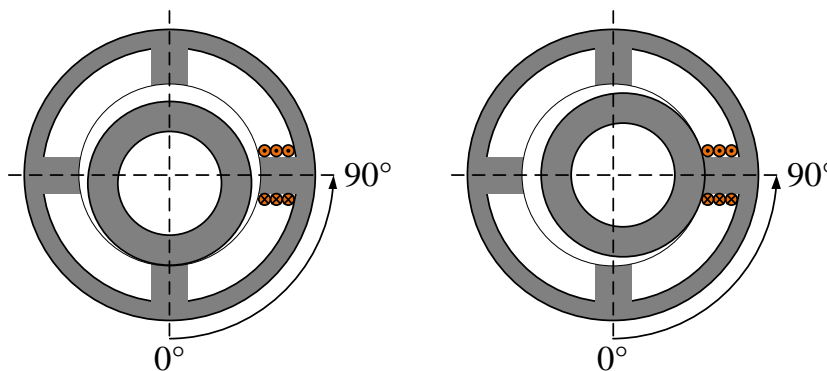


Abbildung 3.13: Rotorbewegung am RRSRM von 0° auf 90°

In Abbildung 3.13 ist die Bewegung des Rotors dargestellt. Die eingezeichnete Spule wird elektrisch angesteuert. Der Rotor befindet sich um 90° versetzt zu dieser Spule. Aufgrund der Kraft, die das Magnetfeld verursacht, verändert der Rotor seine Position in Richtung der Spule. Wenn er sich exakt an der Spule befindet, hat er seine Position um 90° verändert. Dieser Vorgang beschreibt den Wandlungsprozess von elektrischer in mechanische Energie. Das bedeutet, dass bei der Rotorbewegung die gespeicherte magnetische Feldenergie in mechanische Energie gewandelt wird. Dieser Vorgang wird durch Gleichung (3.11) beschrieben.

$$dW_{mech} = dW_{mag}^* \quad (3.11)$$



Die Änderung der magnetischen Co-Energie im Luftspalt ist gleich der Änderung der mechanischen Energie, wenn der Strom  $I$  konstant gehalten wird. Die Veränderung der magnetischen Co-Energie beziehungsweise der mechanischen Energie in Bezug zum Winkel charakterisiert das dadurch entstehende Drehmoment  $M$  [Kal+08].

$$M(i, \varphi) = \frac{\partial W_m^*(i, \varphi)}{\partial \varphi} = \int_0^I \frac{\partial \Psi(i, \varphi)}{\partial \varphi} di \quad (3.12)$$

Diese Beschreibung auf Basis von Energien berücksichtigt die Ausgleichsvorgänge zwischen den verschiedenen physikalischen Domänen. Somit ist die Berechnung des entstehenden Drehmomentes infolge der Änderung der magnetischen Feldenergie möglich. Dabei werden Streuungen beziehungsweise Streuwiderstände ebenso wie die Sättigung des Eisens mit berücksichtigt [Bac95].

### 3.4 Mechanik

Die Mechanik des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors unterscheidet sich grundlegend von herkömmlichen Motoren. Der Grund hierfür ist die dezentrale Lagerung des Rotors im Stator. Durch die Verschiebung der Rotorachse gegenüber der Statorachse ist ein Kontakt zwischen dem Rotor und dem Stator vorhanden. Durch diesen Kontakt vollzieht der Rotor im Stator eine Abrollbewegung. Die dezentrale Lagerung und das Abrollen des Rotors bilden zusammen eine rotatorische und eine translatorische Bewegung. Die Rotation charakterisiert die Drehung um den Schwerpunkt des Rotors. Die Translation beschreibt die Bewegung der Rotormasse mit einer Geschwindigkeit entlang einer Bahn. Die beiden Bewegungsarten können zusammenfassend über die kinetische Energie beschrieben werden, wie Gleichung (3.13) zeigt.

$$W_{kin} = \frac{1}{2}mv^2 + \frac{1}{2}J_t\omega^2 \quad (3.13)$$

Die Variablen sind wie folgt definiert:

$\omega$  - die Winkelgeschwindigkeit

$v$  - die Geschwindigkeit

$m$  - die Masse

$J_t$  - das Trägheitsmoment

Auf den Rotor wirken magnetische und mechanische Kräfte, die eine rotatorische und translatorische Bewegung des Rotors verursachen. Diese Kräfte beeinflussen den Drehmomentverlauf des Motors. Die Rotorbewegung ist abhängig vom mechanischen Aufbau, der Einbaulage des Motors und vom Magnetfeldverlauf. Aus diesem Grund wird der Drehmomentverlauf beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor maßgeblich durch diese Faktoren bestimmt.

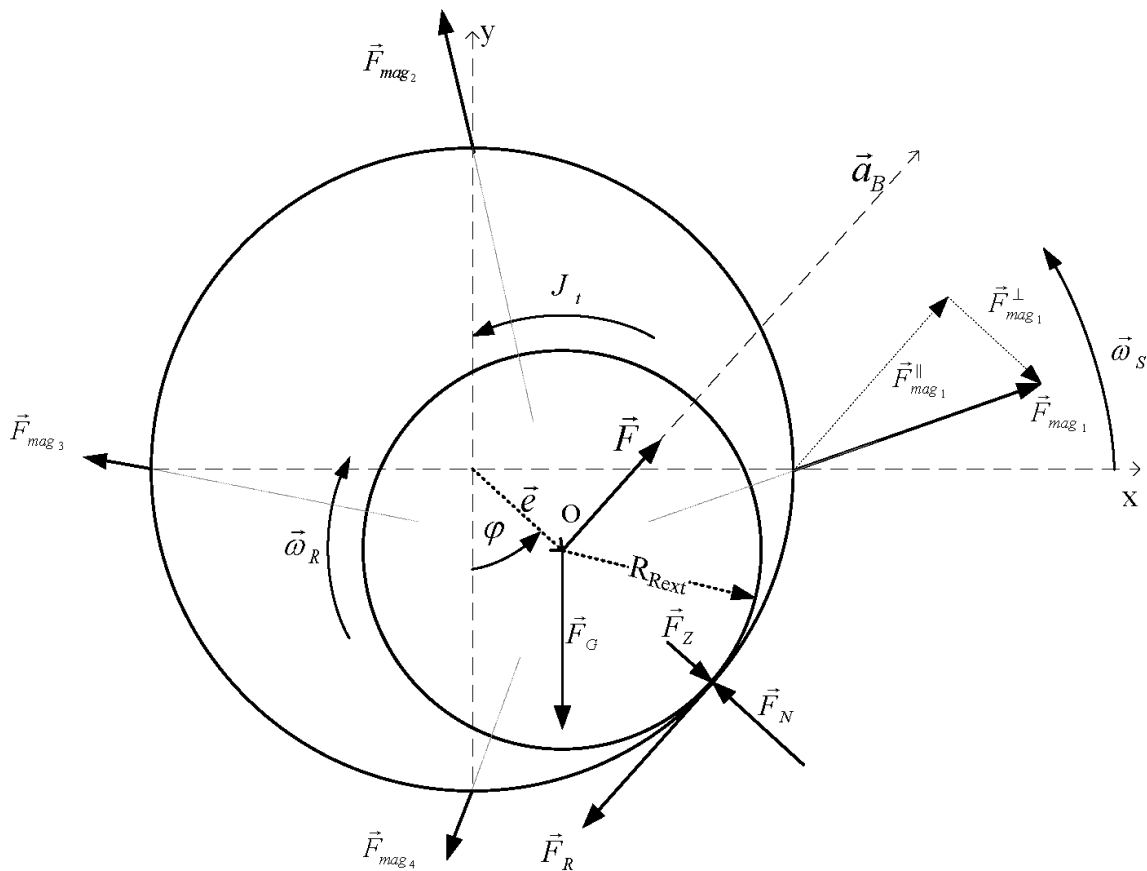


Abbildung 3.14: Wirkende Kräfte am waagrecht positionierten Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor

In Abbildung 3.14 sind die auftretenden Kräfte an einem Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor dargestellt. Die Einbaulage ist in dem Beispiel so gewählt, dass sich die Rotationsachse des Rotors senkrecht zur  $x-y$ -Ebene befindet und die Gewichtskraft  $\vec{F}_G$  parallel zur  $y$ -Achse

verläuft. Bei der Beschreibung der Kräfte wird eine zweidimensionale Rotorbewegung zugrunde gelegt. Die eingezeichneten Größen sind wie folgt definiert:

$\vec{a}_B$  - momentane Beschleunigung

$\vec{\omega}_S$  - Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes

$\vec{\omega}_R$  - Winkelgeschwindigkeit des Rotors

$\vec{e}$  - Exzentrizität des Rotors

$R_{Ext}$  - äußerer Radius des Rotors

$J_t$  - Trägheitsmoment des Rotors

$\vec{F}_N$  - Normalkraft

$\vec{F}_Z$  - Zentrifugalkraft

$\vec{F}_R$  - Reibungskraft zwischen Rotor und Stator

$\vec{F}_G$  - Gewichtskraft des Rotors

$\vec{F}_{mag_i}$  - magnetische Kraft vom Pol  $i$

Die auf den Rotor wirkende magnetische Kraft wird durch das Magnetfeld verursacht. Dabei verursachen alle im magnetischen Feld vorhandenen Pole eine Kraft  $\vec{F}_{mag_i}$  auf den Rotor. Aus diesem Grund ist es notwendig, alle auftretenden Kräfte mit zu berücksichtigen. Der Pol mit der erregten Spule verursacht dabei eine Kraft, die um ein Vielfaches höher ist, als von den anderen Polen.

Die wirkenden Kräfte werden in einen radialen und in einen tangentialen Anteil zerlegt. Die magnetische Kraft wird deshalb ebenfalls in einen  $F_{mag_i}^\perp$  Anteil, der in radialer Richtung und ein  $\vec{F}_{mag_i}^\parallel$  Anteil der in translatorischer Richtung wirkt, aufgeteilt. Die Wirkung der magnetischen Kraft in radialer Richtung steht senkrecht zur jeweiligen translatorischen Bewegungsrichtung des Rotors. In radialer Richtung wirken  $F_{mag_i}^\perp$  zusammen mit einem Anteil der Gewichtskraft und der Zentrifugalkraft entgegen der Normalkraft. Dieser Zusammenhang wird durch Gleichung (3.14) wiedergeben.

$$F_N = F_Z + F_G \cos(\varphi) + \sum_i F_{mag_i}^\perp \quad (3.14)$$

Hierbei ist  $F_Z$  wie folgt definiert:

$$F_Z = m\omega_s^2 e \quad (3.15)$$

In Gleichung (3.16) sind die Kräfte beschrieben, welche in translatorische Bewegungsrichtung wirken. Wenn der Rotor sich direkt an einem Pol mit erregter Spule befindet, wirkt seine Kraft nicht mehr in translatorische Richtung. Die magnetische Kraft dieses Poles wirkt dann nur in radialer Richtung.

$$F = ma_B = -F_G \sin(\varphi) - F_R + \sum_i F_{mag_i}^\parallel \quad (3.16)$$

Hierbei wird die Reibungskraft über den Reibungskoeffizienten  $\mu_{Kontakt}$  aus der Normalkraft hergeleitet.

$$F_R = \mu_{Kontakt} F_N \quad (3.17)$$

Das resultierende Drehmoment des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors ist abhängig von der Kraft  $F$  und dem  $R_{Rext}$  Radius des Rotors. Weiterhin haben das Trägheitsmoment  $J_t$  und die Winkelbeschleunigung Einfluss auf das erzeugte Drehmoment. Diese Zusammenhänge sind in Gleichung (3.18) dargestellt.

$$M = R_{Rext} F - J_t \frac{d\omega_R}{dt} \quad (3.18)$$

Diese hier dargestellten Kräfte und Momente werden zur Beschreibung der dynamischen Vorgänge am Rotor herangezogen. Dabei sind zur Vereinfachung der Modellbeschreibung, die Kräfte im zweidimensionalen Raum betrachtet worden.

## 4 Modellierung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors

Die Ansätze zur Beschreibung komplexer Zusammenhänge von physikalisch gekoppelten Systemen sind vielfältig, wobei sich nur einige in den letzten Jahren durchsetzen konnten [Ise06]. Eine vielversprechende Möglichkeit bietet ein strukturierter Entwurf von heterogenen Systemen in einer gemeinsamen Simulationsumgebung auf Grundlage einer einheitlichen Notation. Diese Herangehensweise wird sehr gut durch die multidisziplinäre Modellierungssprache Modelica unterstützt [Mod10]. Zur wissenschaftlichen Untersuchung der multidisziplinären Modellbeschreibung wird als Beispiel der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors verwendet. Schwerpunkte sind dabei die Beschreibung des magnetischen Feldes, der Mechanik, der Elektrik und der Koppelungen zwischen diesen verschiedenartigen Domänen. Als Ansatz zur Modellierung solcher heterogener Systeme wird die abstrakte Abbildung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors in ein Netzwerkmodell realisiert. Zu diesem Zweck müssen die verschiedenen physikalischen Teilgebiete als Netzwerkelemente beschrieben werden.

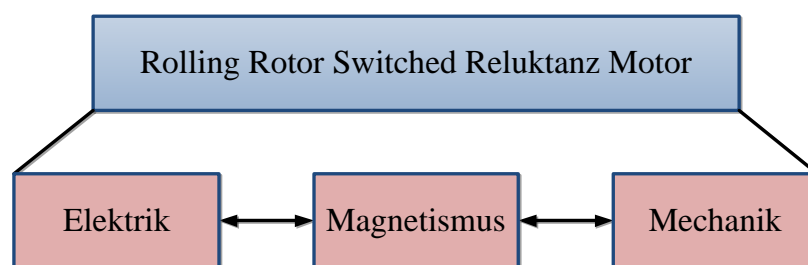


Abbildung 4.1: Multiphysikalische Struktur des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors

Aufgrund der Verwendung von Modelica können bei der Modellierung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors die Vorteile der objektorientierten Beschreibung genutzt werden. Der RRSRM besitzt eine multiphysikalische Systemstruktur. Deshalb ist es vorteilhaft im

ersten Schritt das Gesamtsystem in domänenspezifische Teilsysteme zu unterteilen, wie in Abbildung 4.1 zu sehen ist. Eine weitere Unterteilung erfolgt anschließend auf Grundlage von verschiedenen Aspekten, welche hauptsächlich die Modellierungsmethodik, die Komplexität, die Energieflüsse und die inneren Wirkungen des Systems betreffen. Somit wird die Überschaubarkeit eines Modells gewährleistet und ermöglicht eine deutliche Transparenz aller Zusammenhänge.

## 4.1 Multiphysikalische Netzwerke

Die abstrakte Nachbildung technischer Systeme auf Basis von Netzwerken erlaubt die multidisziplinäre Modellbeschreibung. Dazu werden die domänenspezifischen Vorgänge auf Grundlage konzentrierter Elemente modelliert. Diese bilden örtlich und funktionell eine Einheit und tauschen über Schnittstellen mit anderen Netzwerkelementen Energie-, Stoffe oder Informationen aus. Anschließend werden die verschiedenen Elemente zu einem Gesamtsystem zusammengefasst. Dieser Modellierungsansatz wird sehr gut durch die objektorientierte Beschreibung von Modelica unterstützt und wird bei der Beschreibung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors verwendet.

Grundlage der wissenschaftlichen Untersuchungen am Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor sind die Beschreibungen der Vorgänge auf Basis von Netzwerkelementen. Diese Art der Modellbeschreibung ist im Bereich der Elektrotechnik entwickelt worden und wird durch mathematische Lösungsverfahren sehr gut unterstützt [Jan10]. Die Methode beruht auf dem Ansatz, physikalische Vorgänge als konzentrierte Elemente zu beschreiben. Die Netzwerkelemente stehen über konservative Knoten miteinander in Beziehung. Konservative Systeme sind gekennzeichnet durch einen wechselseitigen Energieaustausch. Die Grundlage bilden dabei die Potenzial- und Flussgrößen [Fra+08]. Die Tatsache, dass diese Größen nicht domänenspezifisch sind und somit auch andere physikalische Domänen über diese Größen charakterisiert werden können, ermöglicht eine multidisziplinäre Systembeschreibung. Dabei gelten allgemein die aus der Elektrotechnik bekannten Kirchhoffschen Gesetze. Das erste Kirchhoffsche Gesetz (Knotenpunktsatz) beschreibt die Ladungserhaltung. Das bedeutet, dass Ladungen nicht aus dem "Nichts" entstehen und nicht verschwinden können. Dieses Gesetz wird allgemein für Flussgrößen in einem System verwendet. Dabei ist es gleichgültig, welche physikalische Domäne die Grundlage bildet. Es muss lediglich die Flussgröße vorher definiert

sein.

Die hinein- und hinausfließenden Flussgrößen kompensieren sich in einem Punkt. Schematisch ist das in Abbildung 4.2 abgebildet und die entsprechenden Flussgrößen  $f_k$  sind eingezeichnet.

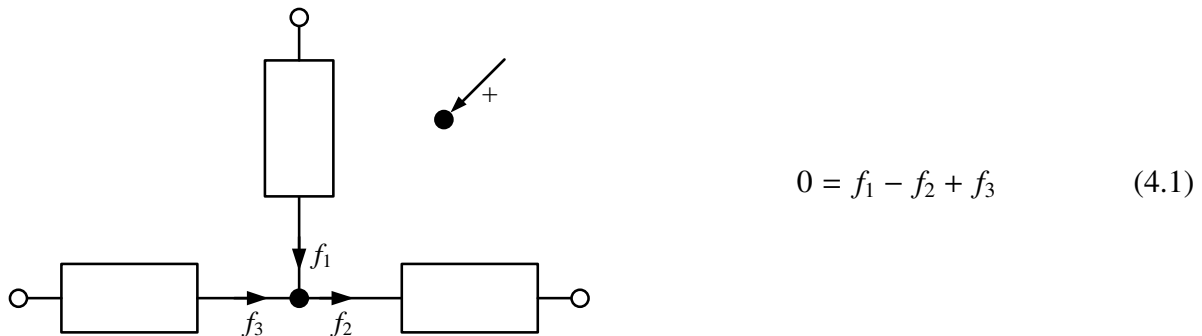
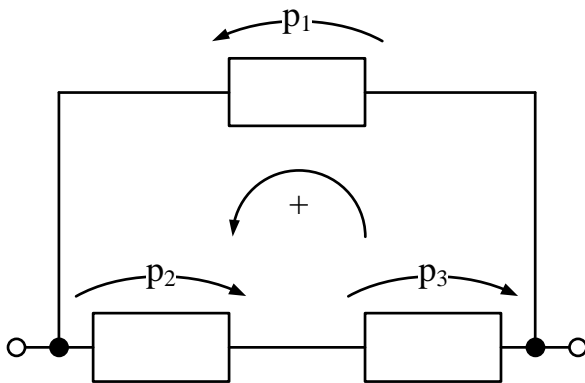


Abbildung 4.2: Knoten in einem allgemeinen Netzwerk mit dazugehörigem Knotenpunktsatz

Das zweite Kirchhoffsche Gesetz beschreibt den Maschensatz. Dieses charakterisiert die Potenzialdifferenz  $p_k$  zwischen zwei beliebigen Punkten in einem Netzwerk. Diese Potenzialdifferenz lässt sich aus dem Energieerhaltungssatz ableiten. Somit ist die Potenzialdifferenz ein Maß für die Energie, die zwischen zwei Punkten umgesetzt wird.

$$\sum_{k=1}^K p_k = 0 \quad (4.2)$$

Bei einem beliebigen geschlossenen Netzwerkpfad, wie in Abbildung 4.3 zu sehen ist, existieren verschiedene Potentiale  $p_k$ . Durch Verwendung eines Verbraucher-Zählpfeilsystems wird den Potenzialgrößen ein Vorzeichen zugeordnet. Die Summe aller Potentiale in einer Masche ist null. Die Maschengleichung in Abbildung 4.3 ist durch Annahme des eingezeichneten Umlaufsinnns hergeleitet.



$$0 = p_1 + p_2 + p_3 \quad (4.3)$$

Abbildung 4.3: Allgemeine Masche in einem Netzwerk mit Verbraucher Zählfeilsystem und dazugehörigem Maschensatz

Die Parameter, mit denen die Schnittstellen beschrieben werden, müssen physikalische Systemgrößen sein, die einen Zusammenhang zum inneren Verhalten herstellen. Die Beschreibung auf Grundlage der Fluss- und Potenzialgrößen zwischen den Netzwerkelementen charakterisiert dabei eine Leistung  $P(t)$  (siehe Gleichung (4.4)).

$$P(t) = f_k(t) \cdot p_k(t) \quad (4.4)$$

Ebenso kann die Leistung über die Änderung der Energie berechnet werden, wie Gleichung (4.5) zeigt. Das bedeutet, dass die Beziehungen im Netzwerk auf den Grundlagen des Energieerhaltungssatzes beruhen.

$$P(t) = \frac{dW(t)}{dt} \quad (4.5)$$

Bei der Zuordnung der Fluss- und Potenzialgrößen muss berücksichtigt werden, dass bei der Energiewandlung die physikalischen Gesetze und Zusammenhänge ihre Bedeutung behalten. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor werden drei unterschiedliche physikalische Domänen implementiert. Das sind die elektrische Ansteuerung, das magnetische Feld und die Mechanik.

## 4.2 Das magnetische Feld

Die Magnetfeldeigenschaften werden beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor auf Grundlage der Netzwerkmethodologie modelliert. Die Beschreibung basiert auf der Äquivalenz



zwischen dem elektrischen Strömungsfeld und dem Magnetfeld [Ost89]. Diese Methode beschreibt anhand von Ersatznetzwerken (Reluktanznetzwerk) das Verhalten und die Eigenschaften des magnetischen Feldes. Diese Herangehensweise bringt einige Vor- und Nachteile mit sich, die im Folgenden aufgelistet sind.

- Vorteile:
  - schnelle Implementierung
  - einfach zu beschreiben
  - Nichtlinearitäten können berücksichtigt werden
- Nachteile:
  - nur für einfache Feldverläufe geeignet
  - Feldverläufe müssen bekannt sein
  - Kraftberechnung mit hohem Aufwand verbunden

Die in einem Netzwerk vorhandenen Elemente charakterisieren die Eigenschaften eines bestimmten Abschnitts als Widerstand oder als Quelle. Durch das Verbinden dieser Elemente werden Netzwerkgleichungen erstellt, die über Gleichungslöser berechnet werden.

#### 4.2.1 Überführung räumlich verteilter Systeme in Netzwerkelemente

Physikalisch ist das magnetische Feld durch räumlich verteilte Parameter gekennzeichnet. Diese Eigenschaft besitzen physikalische Systeme, wenn Variablen eine Ortsabhängigkeit aufweisen, wie es zum Beispiel beim Magnetfeld vorkommt. Damit die Magnetfeldverläufe auf Basis der Netzwerkmethod beschrieben werden können, ist es notwendig, die Parameter in einzelnen Raumpunkten als konzentriert zu betrachten. Das wird durch eine Unterteilung des Feldbereichs in Abschnitte mit homogenen Feldverläufen erreicht, die keine Ortsabhängigkeit und auch keine Überlagerung von Feldverläufen mehr aufweisen. Dadurch wird das System mit verteilten Parametern in ein System mit konzentrierten Parametern überführt [Mro03].

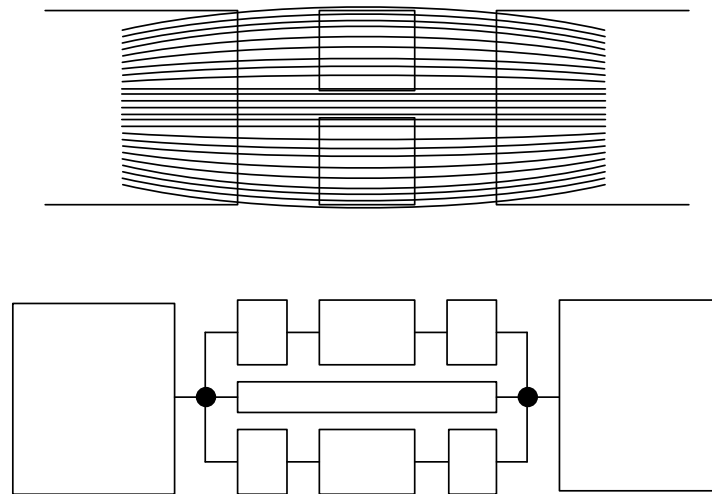


Abbildung 4.4: Überführung räumlich verteilter Elemente in konzentrierte Elemente

In Abbildung 4.4 ist diese Herangehensweise beispielhaft dargestellt. Die mathematische Beschreibung wird vereinfacht, weil somit physikalische Systeme nicht mehr durch partielle, sondern durch gewöhnliche Differenzialgleichungen charakterisiert werden. Bei den gewöhnlichen Differenzialgleichungen besitzen die Zustandsgrößen nur noch eine Abhängigkeit von der Zeit und sind somit einfacher zu lösen.

## 4.2.2 Magnetische Widerstände

Magnetische Widerstände charakterisieren bei der Netzwerkmethod die Materialeigenschaften und den Verlauf der magnetischen Feldlinien. Deshalb kommt ihnen bei der Modellierung besondere Bedeutung zu. Der magnetische Widerstand bildet ein Grundelement in Analogie zum elektrischen Feld. Über diesen Widerstand existiert die Beziehung zwischen der magnetischen Spannung und dem magnetischen Fluss. Aufgrund der Materialeigenschaften kann der Zusammenhang zwischen dem magnetischen Fluss und der magnetischen Spannung lineares oder nichtlineares Verhalten aufweisen. Des Weiteren stellt der Feldlinienverlauf ein Problem bei der Verschaltung der verschiedenen Widerstände zu einem Netzwerk dar, weil Feldüberlagerungen die Nachbildung erschweren. Aus diesem Grund ist es notwendig, die Unterteilung des Feldverlaufes so vorzunehmen, dass homogene Abschnitte berücksichtigt werden. Bei homogenen Verhalten vereinfacht sich die Beschreibung des magnetischen Widerstandes, wie Gleichung (4.6) zeigt.

$$R_m = \frac{V_m}{\Phi} = \frac{\int \vec{H} d\vec{l}}{\int_A \vec{B} d\vec{A}}, \text{ bei homogenem Verhalten } \rightarrow R_m = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (4.6)$$

Die Permeabilität  $\mu$  ist eine charakteristische Materialgröße. Im Vakuum wird diese über die magnetische Feldkonstante  $\mu_0$  definiert. Ferromagnetische Materialien besitzen ein stark nichtlineares Permeabilitätsverhalten. In Abbildung 4.5 ist dieses allgemein dargestellt. Der Kurvenverlauf zeigt, dass das Material eine Anfangspermeabilität besitzt, die durch verschiedene Bearbeitungsmerkmale und durch das Material selbst bestimmt wird [Wet98]. Das Materialverhalten und somit die Permeabilität sind abhängig von der äußeren magnetischen Feldstärke. Zuerst steigt die Permeabilität sehr stark an und ab einem bestimmten Wert fällt sie wieder ab. Der Maximalwert der Permeabilität, der Beginn der Steigung und der Zeitpunkt, bei dem die Permeabilität kleiner wird, sind somit charakteristische Materialgrößen. Dieser Kennlinienverlauf muss bei der Modellierung von magnetischen Feldern berücksichtigt werden, da dieser Auswirkungen auf den Feldverlauf, die elektromagnetischen Koppelungen und die entstehenden Kräfte hat.

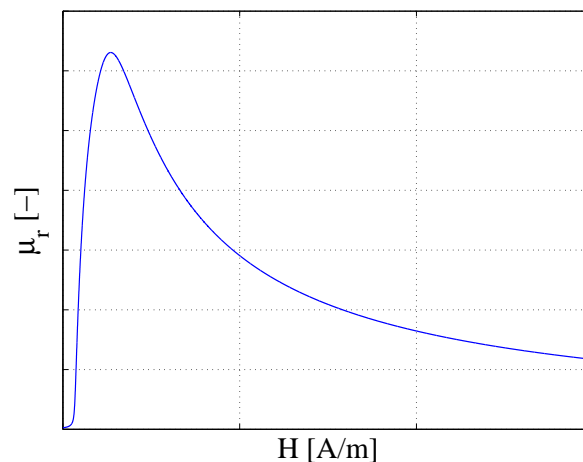


Abbildung 4.5: Charakteristischer Permeabilitätsverlauf im ferromagnetischen Material

Die Permeabilität charakterisiert das Verhalten von Materialien, wenn diese von magnetischen Feldern beeinflusst werden. Dadurch ist der magnetische Widerstand von der magnetischen Feldstärke abhängig. Die Modellierung mit Modelica erfolgt auf Grundlage der Fluss und Potenzialgrößen im System. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen kennzeichnet die Eigenschaften eines Objektes. Somit ist es wichtig, eine geeignete

Möglichkeit zu finden, die den Zusammenhang zwischen dem nichtlinearen Materialverhalten und den zur Beschreibung notwendigen Größen charakterisiert.

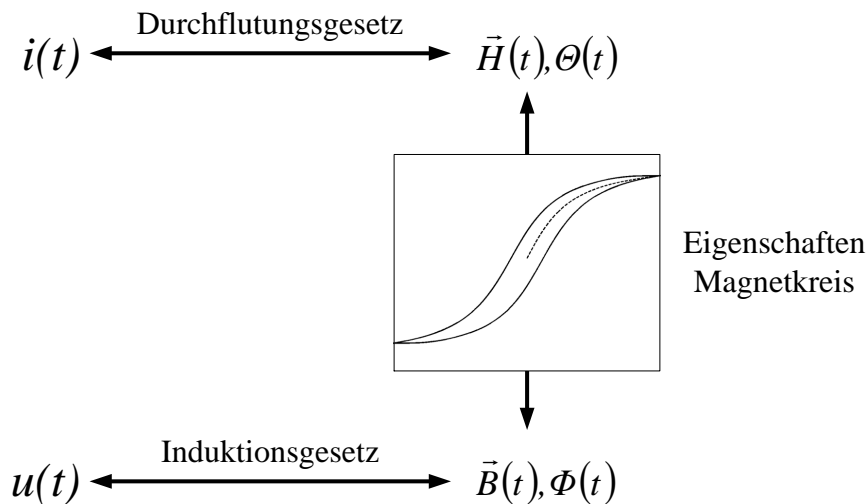


Abbildung 4.6: Grundlegender Zusammenhang zwischen den elektrischen und magnetischen Größen über die Eigenschaften des Magnetkreises

Abbildung 4.6 zeigt die Abhängigkeiten zwischen den Fluss- und Potenzialgrößen. Wie deutlich zu erkennen ist, hat die Charakteristik des Eisenkreises maßgeblich Einfluss auf die elektrischen und magnetischen Größen. Diese Beziehungen müssen bei der Modellierung mit Modelica berücksichtigt werden. Dazu werden die nichtlinearen Zusammenhänge im magnetischen Widerstand über die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  und die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$  beschrieben. Die Entstehung der magnetischen Feldstärke beruht auf elektrischer Ladungsbewegung und ist auf Grundlage des Durchflutungsgesetzes definiert. Das Vorhandensein der Feldstärke charakterisiert Quellen und Senken im magnetischen Feld.

$$V_m = \int_l \vec{H} d\vec{l} \quad (4.7)$$

Die magnetische Feldstärke ist eine vektorielle Größe und besitzt an den Stellen, wo sie austritt, Quellen und Senken. Der Betrag des Vektors beschreibt die Stärke des magnetischen Feldes. Auf Grundlage von Gleichung (4.7) wird das Vorhandensein einer Durchflutung charakterisiert. Dabei werden nur magnetische Feldstärkevektoren berücksichtigt, die eine identische Richtung zum Integrationsweg aufweisen. Wird der Abschnitt entsprechend klein

gewählt, besitzt die magnetische Feldstärke im Material einen homogenen Verlauf. Dann kann Gleichung (4.7) vereinfacht werden zu:

$$V_m = H \cdot l \quad (4.8)$$

Eine weitere Größe zur Beschreibung der magnetischen Zusammenhänge ist die magnetische Flussdichte  $\vec{B}$ . Diese Größe charakterisiert die Dichte der Feldlinien, die in einem Flächenelement vorhanden sind. Somit wird eine Beziehung zwischen dem magnetischen Fluss  $\Phi$  und der Feldlinien bezogen auf die Fläche  $A$  hergestellt.

$$\Phi = \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (4.9)$$

Magnetische Feldlinien sind in sich geschlossen. Das Magnetfeld ist quellenfrei  $\text{div}(\vec{B}) = 0$  und besitzt demnach keine Quellen und Senken. Das kennzeichnet das magnetische Feld als Wirbelfeld. Ist ein homogener Feldverlauf vorhanden, so verläuft der Vektor senkrecht durch die Fläche, und der Betrag aller Vektoren ist gleich groß. Diese Annahme kann getroffen werden, wenn das magnetische Feld in Abschnitte mit homogenem Verhalten unterteilt wird. Dann kann die Beschreibung des magnetischen Flusses durch (4.10) erfolgen.

$$\Phi = B \cdot A \quad (4.10)$$

Die Gleichungen (4.8) und (4.10) kennzeichnen die Potenzial- und Flussgrößen im magnetischen Feld. Dabei wird mithilfe dieser Größen das Feldverhalten unter der Annahme eines homogenen Feldverlaufes charakterisiert. In Abbildung 4.7 sind die Größen zur Beschreibung eines magnetischen Widerstandes eingezeichnet. Dabei sind der homogene Feldverlauf, der magnetische Fluss und der Spannungsabfall über dem Element dargestellt.

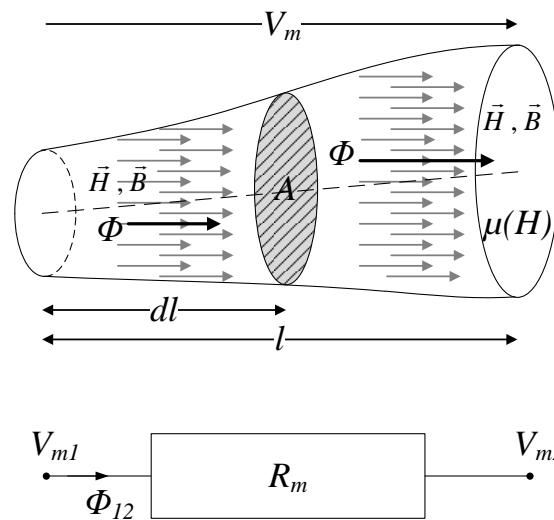


Abbildung 4.7: Magnetischer Widerstand mit charakteristischen Kenngrößen zur Beschreibung des magnetischen Feldes

Damit diese Gleichungen ihre Gültigkeit besitzen, muss bei der Modellierung des magnetischen Feldes darauf geachtet werden, dass homogene Feldverläufe beschrieben werden. Der Zusammenhang zwischen der Potenzial- und Flussgröße wird über die Feldbeziehungen zwischen  $\vec{H}$  und  $\vec{B}$  hergeleitet. Die magnetische Flussdichte ist eine Größe, die abhängig von den Materialeigenschaften ist. Über diese Materialeigenschaften stehen die Feldgrößen  $\vec{H}$  und  $\vec{B}$  wie folgt in Beziehung:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.11)$$

Auf Grundlage dieser Gleichungen erfolgt die Modellbeschreibung der magnetischen Widerstände mit Modelica und berücksichtigt dabei die Charakteristik des Materials über die Permeabilität.

### 4.2.3 Jiles-Atherton Modell

Bei der Modellierung von magnetischen Kreisen werden mathematische Modelle verwendet. Mit diesen Modellen können die nichtlinearen Zusammenhänge und die Verluste, welche durch die Hysterese entstehen, nachgebildet und analysiert werden. Der Einsatz der Modelle richtet sich sehr stark nach dem zu untersuchenden System. So sind zum Beispiel die magnetische Erregung und die zeitliche Änderung des Feldes wichtige Faktoren, welche

die Anwendbarkeit teilweise stark einschränken. Ein Modell, das die physikalischen Effekte sehr gut beschreibt, wurde von Jiles und Atherton 1983 publiziert [Jil+84]. Das Modell beschreibt anhand von partiellen Differenzialgleichungen die Vorgänge im magnetischen Feld und orientiert sich dabei an der physikalischen Beschreibung der magnetischen Wirkungen im ferromagnetischen Material. Außerdem werden praxisbezogene Werkstoffparameter verwendet, sodass Simulationsergebnisse mit realen Messergebnissen leicht verifizierbar sind. Die Bestimmung der Parameter kann auf unterschiedliche Arten erfolgen. Dazu sei hier auf zahlreiche Veröffentlichungen verwiesen [Izy06], [SC+10], [Ful+05], [Pet+03]. Die Vorteile dieses Modells haben zu einer breiten Akzeptanz beigetragen und aus diesem Grund findet es bei verschiedenen Untersuchungen und Simulationen Anwendung [Wet98]. Der Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte und der magnetischen Feldstärke wird durch Gleichung (4.12) wiedergegeben. Bei dieser Gleichung wird das Verhalten des Materials durch die Magnetisierung  $\vec{M}_\mu$  charakterisiert. Diese Größe beschreibt das Verhalten im Material in Abhängigkeit von der Permeabilität. Das Jiles-Atherton Modell verwendet  $\vec{M}_\mu$  zur Beschreibung der mathematischen Zusammenhänge im Material.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} = \mu_0 (\vec{M}_\mu + \vec{H}) \quad (4.12)$$

Als Grundfunktion verwenden Jiles und Atherton die Langevin-Funktion, wobei zur Beschreibung des Modells skalare Größen verwendet werden. Die Langevin-Funktion bildet die Grundlage zur Beschreibung der Magnetisierungskurve entlang der Neukurve. Da diese Kurve identisch zur Neukurve ist und kein Hystereseverhalten zeigt, wird sie auch als Anhysteresekurve bezeichnet. Die Berechnung dieser Kurve erfolgt auf Grundlage von Gleichung (4.13).

$$M_{an} = M_S \left[ \coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right] \quad (4.13)$$

Die Größen  $a$  und  $M_S$  sind Materialgrößen, wobei die Letztgenannte die Sättigungsmagnetisierung im Material repräsentiert. Dieser Parameter ist materialabhängig und beschreibt die Eigenschaft, dass sich alle Dipole im ferromagnetischen Material gleichmäßig ausrichten, wenn die Feldstärke entsprechend hoch ist. Der Parameter  $a$  wird in der Literatur als Formfaktor bezeichnet und charakterisiert die Interaktionen im Material zwischen den einzelnen Dipolen [Rei07]. Eine weitere Größe ist  $H_e$ . Diese beschreibt das im magnetischen Material effektiv existierende Feld in Abhängigkeit von der äußeren magnetischen Feldstärke  $H$ .

$$H_e = H + \alpha M \quad (4.14)$$

Das effektive Feld  $H_e$  ist abhängig von der Größe  $\alpha$ . Diese Materialgröße charakterisiert die Wechselwirkungen beim Ausrichten der Dipole im Werkstoff. Die eben beschriebenen Vorgänge kennzeichnen die Abläufe beim Vorhandensein eines magnetischen Feldes im ferromagnetischen Material ohne Hystereseeffekte. Deshalb haben Jiles und Atherton den Magnetisierungsprozess unterteilt, in einen reversiblen und in einen irreversiblen Vorgang.

$$M_\mu = M_{rev} + M_{irr} \quad (4.15)$$

Der irreversible Vorgang beschreibt das Entstehen der Hystereseschleife und ist mit  $M_{irr}$  gekennzeichnet. Dieser Prozess ist hauptsächlich von der äußeren magnetischen Feldstärke und der Anhysterese abhängig. Den materialabhängigen Verlauf der Hystereseurve spezifizieren zusätzliche Parameter. Zu ihnen gehören die Konstante  $K$  und  $C$ . Der Parameter  $K$  charakterisiert die Energieverluste pro Volumeneinheit. Die Konstante  $C$  wird in der Literatur als Reversibilitätskoeffizient bezeichnet [Süß+06b].

$$\frac{dM_\mu}{dH} = (1 - C) \frac{M_{an} - M_\mu}{\epsilon K - \alpha (M_{an} - M_\mu)} + C \frac{dM_{an}}{dH} \quad (4.16)$$

Die Richtung der magnetischen Flussdichte ist abhängig von der Richtung der angelegten äußeren magnetischen Feldstärke. Aus diesem Grund wird  $\epsilon$  in Gleichung (4.16) eingeführt. Diese Größe spezifiziert die Richtung des Verlaufes der Hystereseschleife in Abhängigkeit von der zeitlichen Ableitung von  $H$ .

$$\epsilon = \text{sign} \left( \frac{dH}{dt} \right) \quad (4.17)$$

Diese hier beschriebenen mathematischen Zusammenhänge zum Jiles-Atherton Modell bilden die Grundlage bei der Modellierung des magnetischen Feldes mit Hilfe von Modelica. Bei der Implementierung werden im Hinblick auf die Simulationsgeschwindigkeit und die möglichen Anwendungsbereiche unterschiedliche mathematische Modelle verwendet. Somit besteht die Möglichkeit, unterschiedliche Modelle zu verwenden, die sich in ihrer mathematischen Beschreibungsform unterscheiden. Die Grundlage für alle Modelle bildet Gleichung (4.12). Die darin verwendete Größe zur Charakterisierung der Magnetisierung  $M_\mu$  kann je nach Modell unterschiedlich berechnet werden. Das einfachste



Modell  $JA_1$  berücksichtigt weder nichtlineare Eigenschaften des magnetischen Feldes noch Hystereseeffekte. Deshalb wird hier die Permeabilität als konstant angenommen. Die Berechnung von  $M_\mu$  erfolgt durch den Ausdruck in (4.18). Dabei ist zu erkennen, dass die Gleichung einen linearen Zusammenhang zwischen  $B$  und  $H$  beschreibt.

$$M_\mu = (\mu_r - 1)H \quad (4.18)$$

Die weiteren Modelle berücksichtigen die Merkmale des magnetischen Feldes auf unterschiedliche Art mit verschiedenen Parametern. Eine wichtige Eigenschaft ist die Sättigung des Materials. Dieses Merkmal wird bei allen weiteren Modellen durch die Sättigungsmagnetisierung  $M_S$  berücksichtigt. Bei der Beschreibung des Modells  $JA_2$  in (4.19) wird die Sättigung auf Basis einer Hyperbelfunktion und dem Materialparameter  $a$  berücksichtigt.

$$M_\mu = M_S \frac{H}{|H| + a} \quad (4.19)$$

Ein anderer Ansatz zur Berechnung der Magnetisierungskurve wird bei dem Modell  $JA_3$  verwendet. Hier wird die Langevin-Funktion von (4.13) benutzt. Diese Funktion wird als Ansatz zur Bestimmung der Magnetisierung im Material verwendet und dient im Modell  $JA_3$  als Grundlage zur Beschreibung der Magnetisierungskennlinie, wie Gleichung (4.20) zeigt.

$$M_\mu = M_S \left[ \coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right] \quad (4.20)$$

Die weiteren Modellbeschreibungen sind komplexer und orientieren sich an dem realitätsnahen Verhalten im magnetischen Feld. Dazu gehört auch die Modellierung der Hystereseschleife. In den Modellen  $JA_4$  und  $JA_5$  werden die Hystereseeffekte mit berücksichtigt, sodass Verlustbetrachtungen möglich sind. Im Modell  $JA_4$  wird eine modifizierte und dadurch einfachere Beschreibung vom Jiles-Atherton Modell verwendet. Dabei erfolgt die Berechnung der Anhysterese auf Gleichung (4.19). Die vereinfachte Gleichung, die zur Bestimmung von  $M_\mu$  Verwendung findet, ist in (4.21) dargestellt. Hierbei ist zu erkennen, dass deutlich mehr Parameter zur Charakterisierung des Materials benötigt werden als bei den vorher beschriebenen Modellen.

$$\frac{dM_\mu}{dH} = (1 - C) \frac{M_{an} - M_\mu}{\epsilon K} + C \frac{dM_{an}}{dH} \quad (4.21)$$

Das komplette und sehr umfangreiche Jiles-Atherton Modell von (4.16) ist in dem Modell  $JA_5$  implementiert. Dieses Modell ist sehr komplex und berücksichtigt die physikalischen Effekte am umfangreichsten. Deshalb werden auch hier die meisten Materialparameter verwendet. Die beiden zuletzt beschriebenen Modelle mit Hystereseschleife sind so implementiert, dass der Anwender Restmagnetisierungswerte vorgeben kann. Diese Startwerte sind notwendig, damit zum Beispiel das Verhalten von Material mit Restmagnetismus untersucht werden kann. Alle hier implementierten Modelle unterscheiden sich hinsichtlich der Genauigkeit. Ein Modell ist nicht für alle Anwendungen geeignet. Aus diesem Grund werden die Modelle von Jiles-Atherton in Modelica mit unterschiedlichen mathematischen Ansätzen implementiert. Somit kann der Anwender zwischen den verschiedenen Modellen wählen. Die beschriebenen Unterschiede zeigen bei der Simulation mit identischen Parametern auch verschiedene charakteristische Kurvenverläufe, wie in Abbildung 4.8 zu sehen.

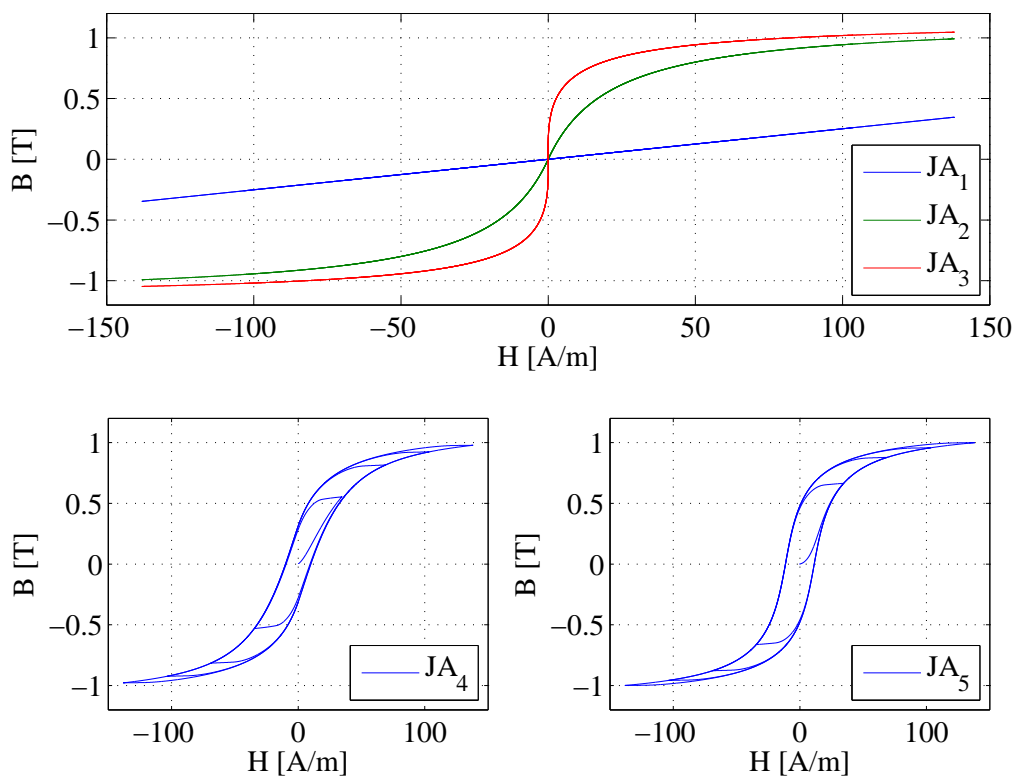


Abbildung 4.8: Vergleich der unterschiedlich modellierten Jiles-Atherton Modelle in Modelica

Alle Modelle zeigen Vor- und Nachteile und können für unterschiedliche Anwendungen benutzt werden. Das Modell (4.16) beschreibt durch seine komplexen Gleichungen und durch Verwendung der meisten Parameter das Verhalten des Materials am genauesten. Zur Validierung wird das Jiles-Atherton Modell mit einer real gemessenen Hystereseurve verglichen. Die Messung des realen Kurvenverlaufs wurde an einer Ringspule mit einem Eisenkern durchgeführt. Das Material des Eisenkerns ist C45 und die Messung wurde mit einer Frequenz von 1Hz realisiert. Die Bestimmung der Parameter für das Jiles-Atherton Modell erfolgt auf Grundlage der gemessenen Kurve und durch Anwenden des in [Izy06] beschriebenen Verfahrens.

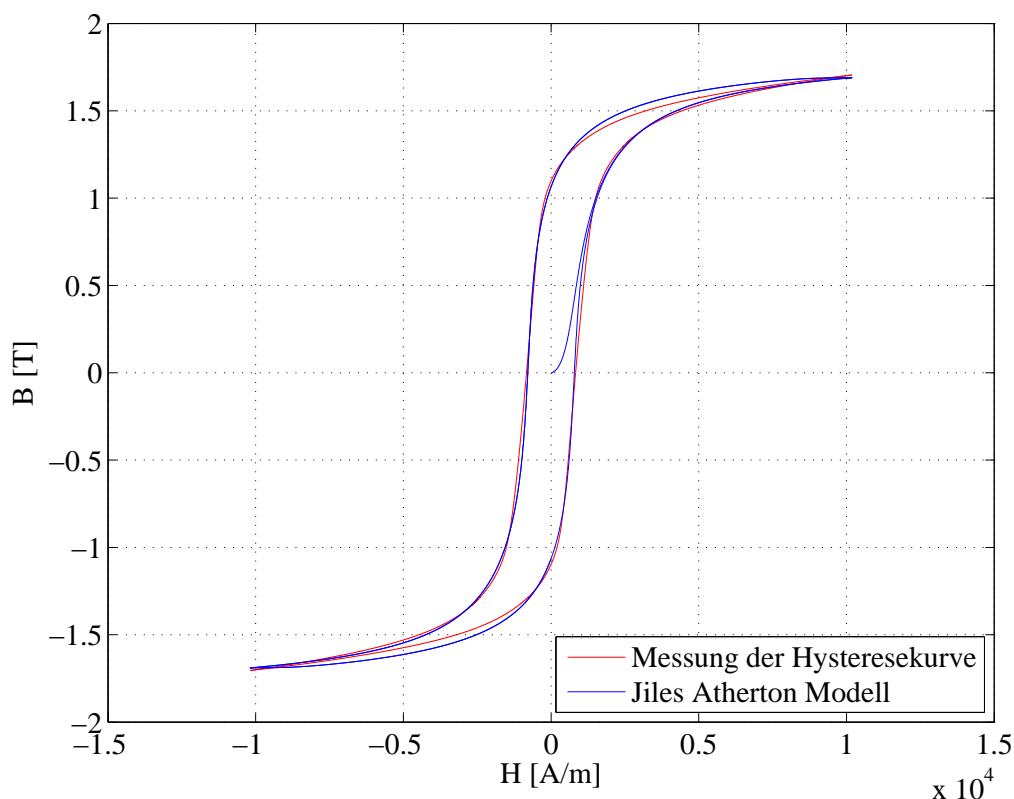


Abbildung 4.9: Vergleich der gemessenen Hysterese mit dem Jiles-Atherton Modell  $JA_5$

Der Vergleich zwischen den beiden dargestellten Hysteresekurven in Abbildung 4.9 zeigt einen nahezu identischen Verlauf. Die geringen Abweichungen zwischen den beiden Verläufen sind auf Ungenauigkeiten bei der Parameterbestimmung zurückzuführen. Die Bestimmung der Parameter erfolgt durch das Ablesen charakteristischer Werte, wie der Remanenzflussdichte  $B_r$  und der Koerzitivfeldstärke  $H_c$ . Weiterhin ist die

Anfangspermeabilität ein Faktor, der bei der Berechnung der Parameter berücksichtigt werden muss. Der Startwert der Permeabilität ist abhängig von der Temperatur und der Bearbeitung des Werkstoffs. Dadurch entstehen Ungenauigkeiten, die zu einer geringen Abweichung führen können.

#### 4.2.4 Magnetisches Reluktanznetzwerk

Magnetische Felder werden durch Feldlinien im Raum charakterisiert. Dabei wird der Verlauf der Feldlinien maßgeblich durch Materialeigenschaften beeinflusst. Bei der Existenz von Eisen und Luft verlaufen die Feldlinien größtenteils im Eisen. Der Grund hierfür ist der deutlich geringere magnetische Widerstand. In Luftabschnitten breiten sich die Feldlinien nur aus, wenn diese zum Hauptfluss gehören (Arbeitsluftspalt) oder wenn die Magnetfeldlinien streuen. Über die magnetischen Feldlinien werden die Richtung und die Stärke des Magnetfeldes bestimmt. Die mathematische Beschreibung des magnetischen Feldes erfolgt auf Grundlage verschiedener Größen. Diese Größen werden auch bei der Modellbeschreibung eines Reluktanznetzwerkes verwendet. In Reluktanznetzwerken stehen Fluss- und Potenzialgrößen zur Beschreibung der Zusammenhänge zur Verfügung. Deshalb ist es wichtig die Vorgänge, die durch Feldgrößen wiedergegeben werden, mit Fluss- und Potenzialgrößen zu beschreiben. Die Modellierung auf Basis der Netzwerkmethodologie erfolgt durch Widerstände (Reluktanzen), Quellen und Verbindungen. Dabei bildet die Netzstruktur den Verlauf und die Wirkungen des magnetischen Feldes nach. Somit ist auf Grundlage von Reluktanznetzwerken die Modellierung von magnetischen Feldern möglich. Folgende Annahmen müssen dabei berücksichtigt werden [Jan04]:

- Überführung von annähernd homogenen Bereichen in magnetische Widerstände
- jede Veränderung des Feldverlaufes und Materialänderung muss im Netzwerk berücksichtigt werden
- der magnetische Widerstand kennzeichnet den Zusammenhang zwischen dem magnetischen Fluss und der magnetischen Spannung
- die magnetische Feldstärke ist in jedem Punkt eines magnetischen Widerstandes gleich und somit auch die Flussdichte  $B$  und der Fluss  $\Phi$  bezogen auf die von ihm charakterisierte Fläche



Die magnetische Flussdichte ist materialabhängig. Im Beispiel 4.10 verläuft das Magnetfeld größtenteils im Eisen und in einem kleinen Luftabschnitt. Dieser Luftspalt ist klein gegenüber der Querschnittsfläche. Dadurch existiert im Luftspalt keine beziehungsweise nur eine geringe Feldaufweitung und die magnetischen Feldlinien haben einen nahezu homogenen Verlauf. Die magnetische Flussdichte ist somit nahezu identisch im Eisen und im Luftspalt  $B_{FE} \approx B_L$  vorhanden. Das führt dazu, dass der magnetische Fluss auch überall gleich ist. Aufgrund dieser Annahme ist es möglich, das magnetische Feld von Abbildung 4.10 in das nebenstehende Reluktanznetzwerk zu überführen [Süß+06b].

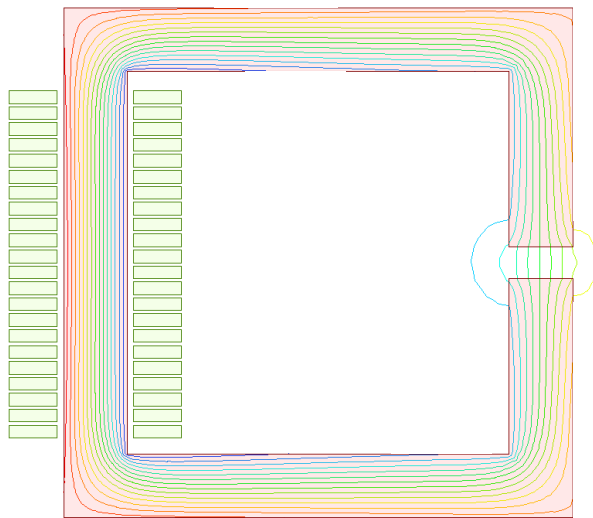


Abbildung 4.11: Magnetischer Feldlinienverlauf an einem FEM-Modell

In Abbildung 4.11 ist eine FEM-Untersuchung des einfachen Eisenkreises dargestellt. Der typische Verlauf der Feldlinien charakterisiert die Intensität des Feldes und somit die Stärke des magnetischen Flusses. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Feldlinien ungleichmäßig im Material verteilt sind. Aufgrund der unterschiedlichen Längen durch das Material sind die Feldlinien an bestimmten Punkten sehr dicht. Das wiederum führt dazu, dass die magnetische Flussdichte in diesen Bereichen höher ist und somit eher die Sättigung erreicht wird. Diese Eigenschaft muss bei der Modellierung des Feldes auf Grundlage eines Netzwerkes auf geeignete Weise berücksichtigt werden. Den Ansatz dazu liefern die Maxwell'schen Gleichungen. Diese charakterisieren das magnetische Feld durch  $\operatorname{div}B = 0$  als ein Wirbelfeld. Daraus resultiert, dass die magnetischen Feldlinien kein Anfang und kein Ende besitzen und somit geschlossen sind, wie in Abbildung 4.12 dargestellt.

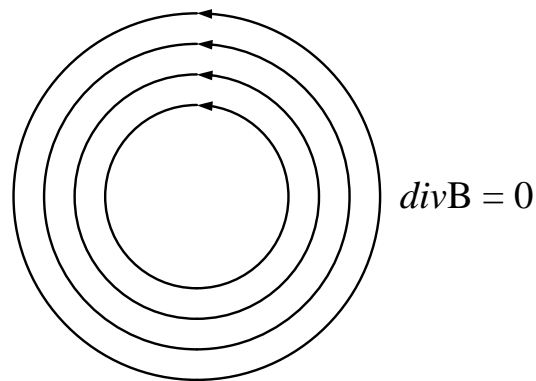


Abbildung 4.12: Geschlossene Feldlinien in einem Wirbelfeld

Der charakteristische Verlauf des Wirbelfeldes ist im Material anhand von Feldlinien zu erkennen. Deshalb werden die Feldlinien hier als Grundlage zur Beschreibung des Magnetfeldes mit der Netzwerkmethod verwendet. Die magnetischen Feldlinien breiten sich im Raum aus, und das Vorhandensein von verschiedenen Materialien beeinflusst deren Verlauf. In ferromagnetischen Materialien ist der magnetische Widerstand um ein Vielfaches kleiner als in Luft, sodass der Feldlinienverlauf größtenteils nur im Eisen berücksichtigt werden muss. Bei der Netzwerkmethod werden die Körper, in denen sich die Feldlinien ausbreiten, durch Widerstände beschrieben. Diese Widerstände berücksichtigen über ihre Abmessungen den Verlauf des magnetischen Feldes.

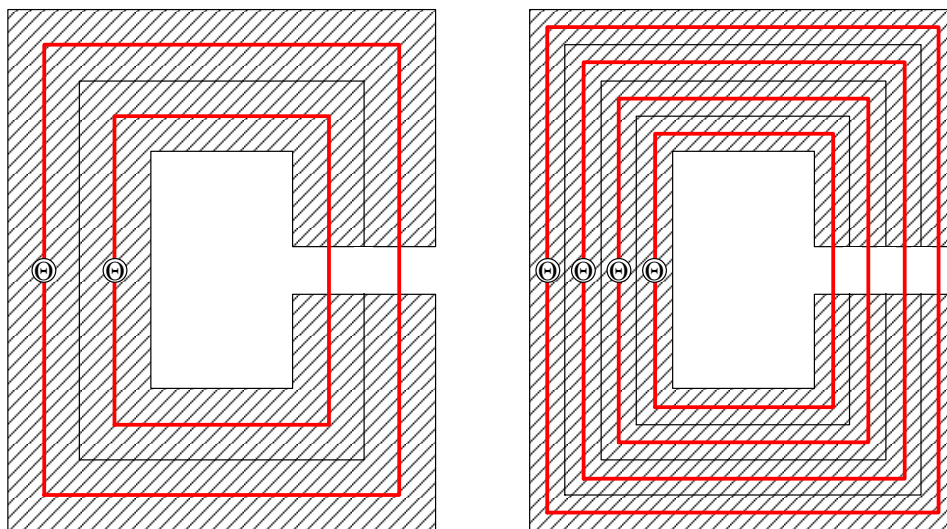


Abbildung 4.13: Modellierung der räumlichen Magnetfeldverteilung auf Basis der Netzwerkmethod

Die Feldlinien sind in einem Körper räumlich verteilt. Diese Eigenschaft hat maßgeblichen Einfluss auf die Wirkungen des magnetischen Feldes. Aus diesem Grund ist es bei der Modellierung des magnetischen Feldes wichtig, diese räumliche Verteilung in den Körpern zu berücksichtigen. Diese Eigenschaft wird bei der Erstellung des Reluktanznetzwerkes durch Verwendung von Maschen nachgebildet. Diese Maschen besitzen eine magnetische Durchflutung  $\Theta$  und spezifizieren über die magnetischen Widerstände  $R_m$  den räumlich verteilten Verlauf des Feldes. Diese Herangehensweise beschreibt in den Maschen einen unterschiedlichen magnetischen Fluss infolge von verschiedenen Widerstandswerten. Diese Modellierungsmethode ist am Beispiel des Eisenkreises von Abbildung 4.11 verdeutlicht. Eine zweifache und vierfache räumliche Verteilung des magnetischen Feldes wird durchgeführt. Es ist zu erkennen, dass durch diese Methode unterschiedlich lange Feldlinienwege berücksichtigt werden. Die Maschen besitzen verschiedene Widerstandswerte, was zu einer veränderten Flussdichte führt. Der magnetische Gesamtfluss im Material resultiert aus der Summe der einzelnen Maschenflüsse.

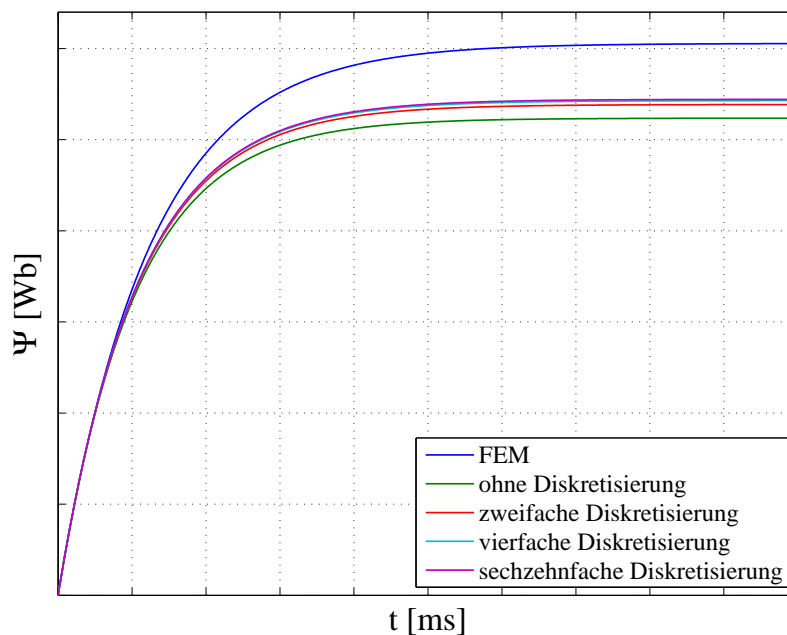


Abbildung 4.14: Vergleich des Gesamtflusses in einem einfachen Eisenkreis bei verschiedener Unterteilung des Feldbereichs

Die Simulationsergebnisse zeigen die Vorteile dieser Methode. Es ist erkennbar, dass durch die räumliche Verteilung sich die magnetische Flussverkettung verändert. Die Simulationsergebnisse werden mit den Ergebnissen eines FEM-Modells verglichen, weil



die Finite Elemente Methode sehr realitätsnahe Ergebnisse liefert [Bur+05]. Es ist zu erkennen, dass sich durch die räumliche Verteilung des magnetischen Feldes die Ergebnisse mit denen eines FEM-Modells vergleichbar sind. Durch die zweifache Unterteilung ist schon eine Annäherung zum Referenzmodell erkennbar. Bei einer weiteren Unterteilung des Feldbereichs ist zu sehen, dass keine großen Verbesserungen mehr auftreten. Deshalb ist bei dem hier gezeigten Beispiel eine zweifache oder eine maximal vierfache Unterteilung des Feldes ausreichend. Diese Aussagen beziehen sich auf das hier beschriebene Beispiel. Bei komplexeren Feldverläufen, in denen sich die Feldlinien sehr stark ändern, muss die räumliche Feldverteilung entsprechend angepasst werden. Diese räumliche Aufteilung kann mehrfach erfolgen und ist immer abhängig von der Feldausbreitung. Ein markantes Merkmal, welches zur Abschätzung der Feldverteilung genutzt werden kann, ist die Dichte der Feldlinien. Diese Feldliniendichte ist abhängig von der Magnetfeldstärke in den verschiedenen Bereichen und den Materialien, in denen sich das Feld ausbreitet. Aus diesem Grund ist es notwendig, den Feldlinienverlauf vor der Modellierung zu untersuchen. Bei einfachen Strukturen ist die Bestimmung über eine Abschätzung oder durch Erfahrungswerte realisierbar. Bei komplexeren Feldverläufen muss in den meisten Fällen eine vorherige Analyse auf Basis eines FEM-Modells oder durch Messungen durchgeführt werden [Ost89].

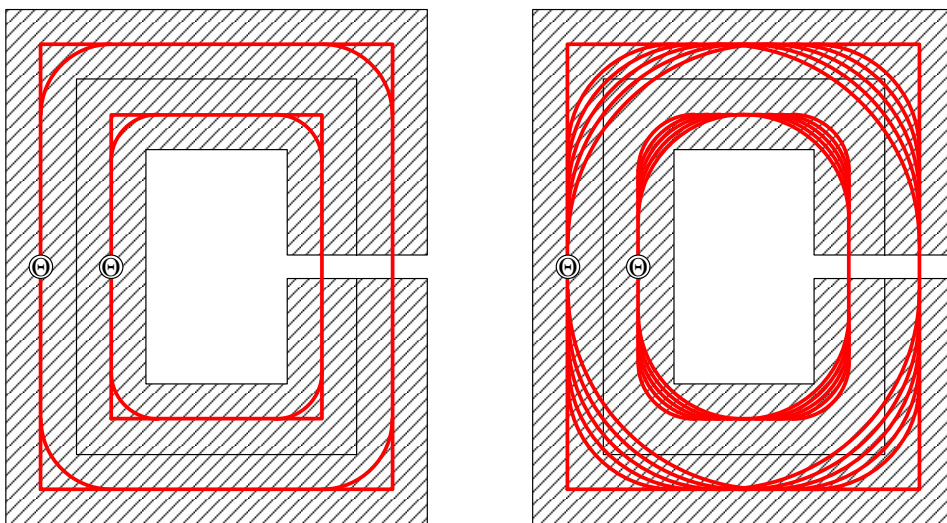


Abbildung 4.15: Berücksichtigung der magnetischen Flussdichte in markanten Abschnitten

Damit die Netzwerkmethodete vergleichbare Ergebnisse zur FEM liefert, ist ein weiterer Schritt notwendig. Dieser Schritt muss die Dichte der Feldlinien in bestimmten Bereichen

berücksichtigen.

Die Beschreibung des Feldes erfolgt über magnetische Widerstände, die ein homogenes Verhalten haben. Diese Homogenität ist aber nicht in jedem Bereich des Magnetfeldes gegeben. Also muss eine Möglichkeit gefunden werden, die den inhomogenen Verlauf bei der Netzwerkmethodem berücksichtigt. Dazu wird in den Bereichen, in denen sich die Feldlinien sehr stark ändern, eine zusätzliche Unterteilung durchgeführt. In den inhomogenen Abschnitten ist deshalb die Dichte der Feldlinien ausschlaggebend für den Grad der Aufteilung. Die Realisierung dieser Herangehensweise wird in Abbildung 4.15 verdeutlicht. Inhomogene Bereiche treten hauptsächlich bei Richtungsänderung der Feldlinien auf. Diese Richtungsänderung wird durch parallel verschaltete Widerstände mit unterschiedlichen Längen modelliert. Die verschiedenen Längen haben unterschiedliche Widerstandswerte zur Folge. Das bedeutet, dass die magnetische Flussdichte in den Widerständen unterschiedlich stark ist. Das Widerstandsverhalten wird durch das Jiles-Atherton Modell beschrieben. Dadurch wird die magnetische Sättigung im Material berücksichtigt. Diese Eigenschaft führt dazu, dass die magnetische Flussdichte nur bis zu einem bestimmten Wert ansteigt und das begrenzt den magnetischen Fluss. Somit verteilt sich der magnetische Fluss auf die parallelen Widerstände infolge der Materialsättigung. Diese Modellierungsmethode spiegelt das Verhalten des magnetischen Flusses in realem Material wider und ist in Abbildung 4.16 dargestellt.

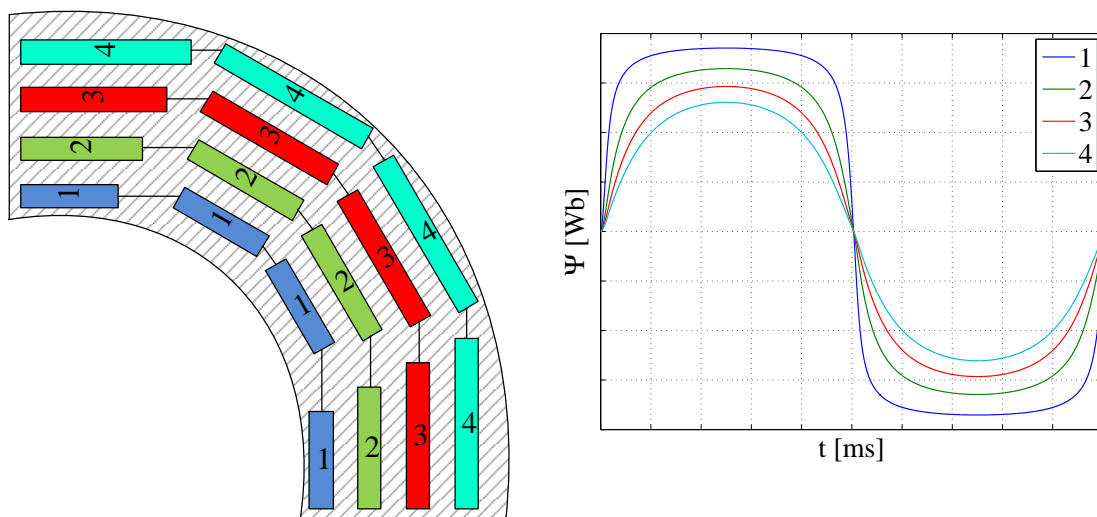


Abbildung 4.16: Modellierung von inhomogenen Bereichen im magnetischen Feld

Die Anwendung dieser Methode zeigt am Beispiel des Eisenkreises, dass sich die Ergebnisse vom Reluktanzmodell an die des FEM-Referenzmodells annähern (4.17). Eine entscheidende Verbesserung wird durch Verwendung beider Verfahren erreicht. Hierbei ist zu sehen, dass die Netzwerkmethod vergleichbare Ergebnisse wie die Finite Elemente Methode zeigt. Das bedeutet, dass bei Beachtung verschiedener Kriterien die Netzwerkmethod eine sehr gute Method ist, um Magnetfelder zu modellieren. Ein weiterer Vorteil, den diese Method bietet, ist eine kürzere Simulationszeit. Allein bei diesem einfachen Beispiel und bei nahezu identischen Simulationsparametern beträgt die Zeiteinsparung 85% gegenüber einem zweidimensionalen FEM-Modell.

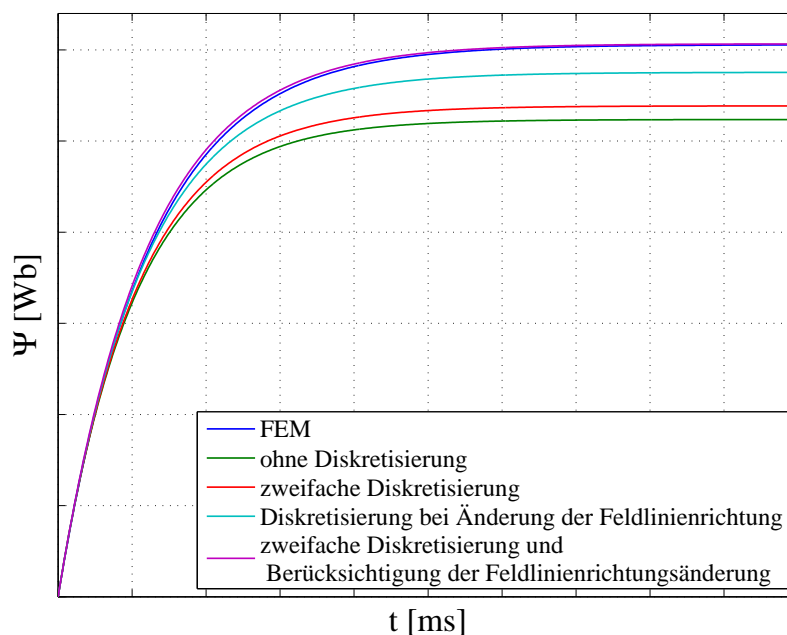


Abbildung 4.17: Vergleich des Gesamtflusses in einem einfachen Eisenkreis mit verschiedener Unterteilung und Berücksichtigung der Feldlinienänderung

Ein wichtiger Punkt, der bei der Netzwerkmethod beachtet werden muss, ist die räumliche Verteilung der Feldlinien. Insbesondere an markanten Punkten, wie zum Beispiel an Verzweigungen oder bei bewegten Elementen. Damit diese Eigenschaft richtig modelliert werden kann, ist in diesen Bereichen eine sehr feine Unterteilung notwendig. Deshalb ist es wichtig, die Netzwerkstruktur so anzupassen, dass der magnetische Fluss durch alle Materialien berücksichtigt wird. Als Beispiel wird der verzweigte Eisenkreis von Abbildung 4.18 untersucht.

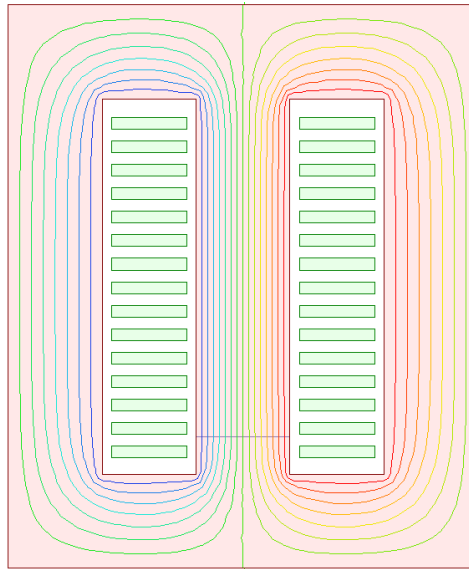


Abbildung 4.18: Feldlinienverlauf an einem verzweigten magnetischen Kreis

Die Entstehung von Magnetfeldern im Material wird durch räumlich verteilte Quellen im Netzwerk charakterisiert. Die Unterteilung des Feldes führt dazu, dass unterschiedliche Wege durch das Material berücksichtigt werden. Diese Wege werden durch Widerstände mit unterschiedlichen Widerstandswerten modelliert und daraus resultieren auch verschiedene Flüsse in den Zweigen. Diese Beschreibungsmöglichkeit wird auch an Verzweigungen des Magnetfeldes verwendet. Der magnetische Fluss wird auf verschiedene Zweige aufgeteilt. Die Modellierung einer Verzweigung im Magnetkreis ist in Abbildung 4.19 zu sehen. Dabei werden Veränderungen im magnetischen Kreis, wie zum Beispiel durch eine Vergrößerung eines Luftspaltes mit berücksichtigt. Der Widerstandswert wird so groß, dass der magnetische Fluss in einen anderen Zweig umgelenkt wird.

$$\Phi_{ges} = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_{L1} + \Phi_{L2} \quad (4.22)$$

Der Gesamtfluss im Netzwerk setzt sich zusammen aus  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$  und die beiden Streuflüsse  $\Phi_{L1}, \Phi_{L2}$ . Besitzen der linke und der rechte Zweig annähernd gleiche Widerstandswerte, dann teilt sich der Fluss gleichmäßig auf. Der Hauptfluss wird größtenteils durch  $\Phi_{11}, \Phi_{21}, \Phi_{12}$  und  $\Phi_{22}$  gebildet. Aufgrund der längeren Wege im Material sind die Flüsse  $\Phi_{31}$  und  $\Phi_{32}$  verschwindend klein. Wird der Widerstand in einem Zweig größer als der gestrichelte Widerstand des Materials, dann fließt der Fluss über den gestrichelt gezeichneten

Widerstand zum anderen Zweig. Durch diese Widerstände im Reluktanznetzwerk werden Veränderungen mit berücksichtigt.

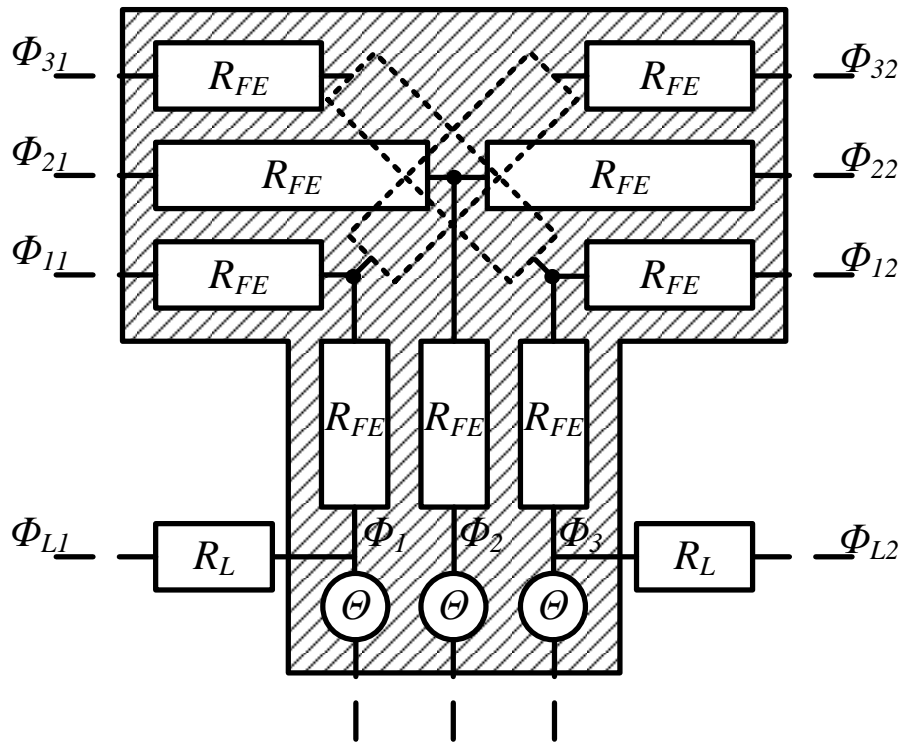


Abbildung 4.19: Modellierung von Verzweigungen im magnetischen Kreis

Zur Untersuchung dieses verzweigten Magnetkreises von Abbildung 4.18 wird ein zeitveränderliches Magnetfeld verwendet. Die Wicklung wird mit einem niederfrequenten sinusförmigen Strom erregt, der von einem weiteren dreieckförmigen Strom überlagert wird. Durch die Annahme, dass die Wirbelströme vernachlässigt werden können, zeigen beide Modelle einen vergleichbaren Kennlinienverlauf der magnetischen Flussverkettung  $\Psi$ . Die Abweichung zwischen dem FEM-Modell und der Modellierung auf Basis der Netzwerkmethodene beträgt 8,7%.

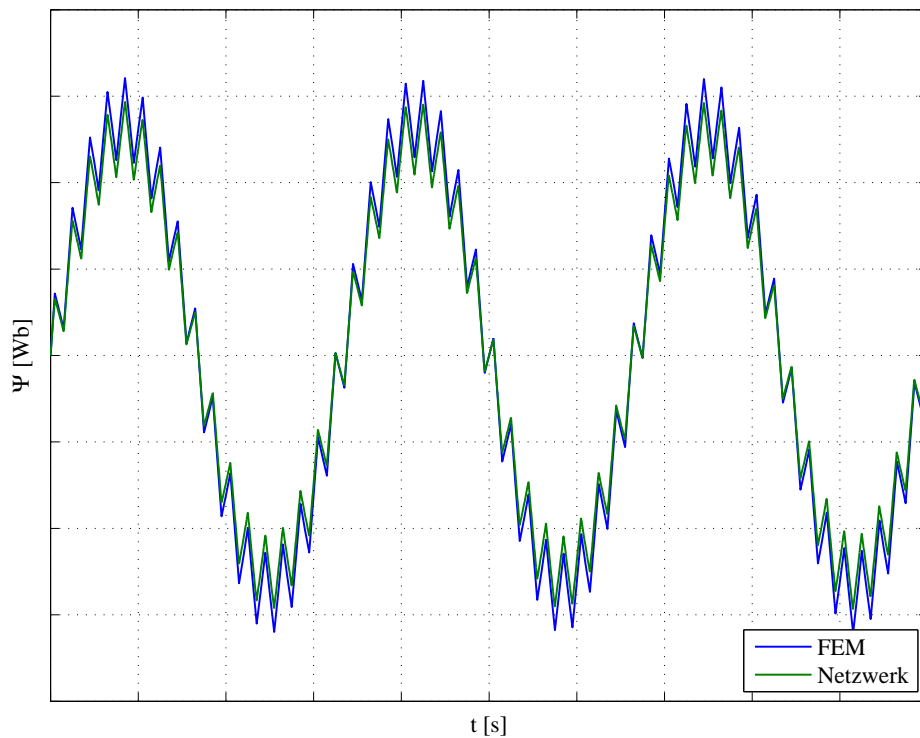


Abbildung 4.20: Vergleich der Ergebnisse zwischen FEM und Netzwerkmodell bei einem zeitveränderlichen Magnetfeld

Das folgende Beispiel zeigt, dass durch die Verschaltung der Elemente auf Grundlage des Feldlinienverlaufes auch komplexere Feldbereiche modelliert werden können. Dazu wird das magnetische Feld an einem Gleichstrommotor mit Permanenterregung untersucht. Die Form des Statorzahnes hat Einfluss auf den Feldlinienverlauf. Deshalb ist es notwendig, diesen Verlauf zu bestimmen. Das erfolgt anhand eines FEM-Modells. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.21 dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass sich die Feldlinien in den Bereichen des Statorzahnes unterschiedlich ausbreiten. Im Zahnhalbs ist das Magnetfeld nahezu homogen. Die Form des Zahnfußes verbreitert den Feldlinienverlauf, sodass eine Aufteilung der Feldlinien im Luftspalt erfolgt.

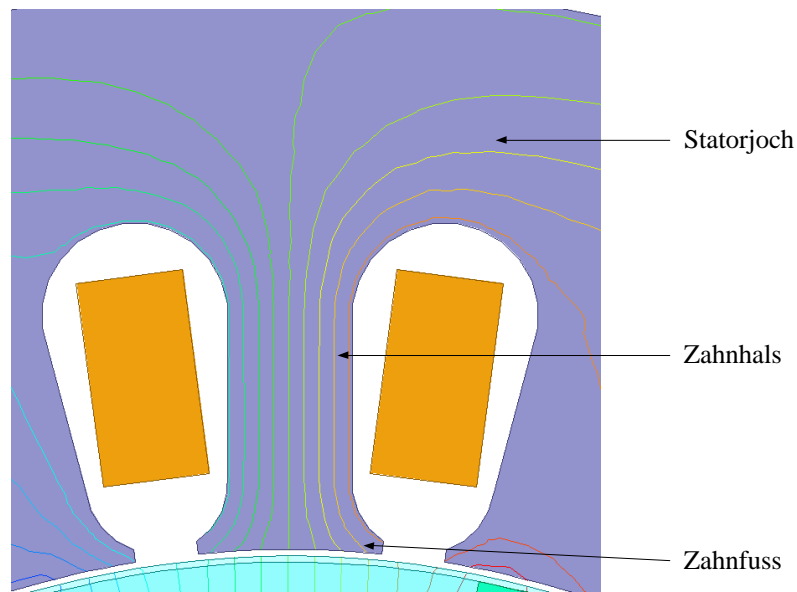


Abbildung 4.21: Feldlinien in einem Zahn bei einem bürstenlos permanent erregten Gleichstrommotor

Über den Stator verteilt sind Wicklungen angeordnet, die unterschiedlich geschaltet werden können. Somit können die beiden Wicklungen, die sich rechts und links neben dem Zahn befinden, zu unterschiedlichen Zeitpunkten und mit unterschiedlichen Strömen erregt werden. Diese Eigenschaft wird berücksichtigt durch eine Aufteilung der magnetischen Quellen im Zahn. Somit können beide Wicklungen unabhängig voneinander ein Magnetfeld erzeugen. Realisiert wird diese Herangehensweise durch Verwendung von zwei magnetischen Quellen, die in Reihe geschaltet werden. Das entstehende Magnetfeld ist abhängig von der Stromrichtung in den Wicklungen. Sind die Stromverläufe in der linken und rechten Wicklung entgegengesetzt, dann addieren sich die magnetischen Quellen anderenfalls sind sie entgegengerichtet.

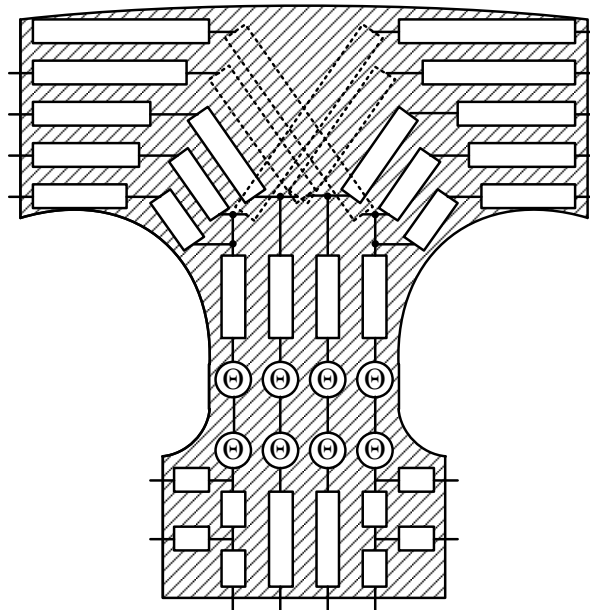


Abbildung 4.22: Modellierung des magnetischen Feldverlaufes in einem Statorzahn auf Grundlage eines Reluktanznetzwerkes

Bei der Anordnung der Widerstände müssen die Feldlinienverläufe und gleichzeitig die Abmessungen des Statorzahns berücksichtigt werden. Es ist zu erkennen, dass im mittleren Bereich die Feldlinien homogen verlaufen. Deshalb wird dieser Bereich durch parallele Widerstände ohne Verzweigungen modelliert. Die Rundungen im oberen Bereich zeigen, dass die Feldlinien unterschiedlich lange Wege durch das Material haben. Dieses Merkmal wird durch parallele Widerstände mit verschiedenen Längen modelliert. Dadurch werden unterschiedliche Flussverläufe und somit auch lokale Sättigungen im Material mit berücksichtigt. Die Geometrie von Objekten bestimmt die Verzweigungen und Richtungsänderungen im Material. Deshalb sind diese Merkmale bei der Modellierung besonders zu berücksichtigen. Aufgrund dieser Faktoren vergrößert sich der Modellierungsaufwand bei der Verwendung der Netzwerkmethod.

### 4.3 Elektromagnetische Koppelungen

Der Einfluss zwischen der elektrischen und magnetischen Domäne ist beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor sehr stark ausgeprägt. Aus diesem Grund sind Untersuchungen zum Verhalten dieser Koppelungen notwendig. Die Beziehungen zwischen der elektrischen



Ansteuerung und dem magnetischen Feld werden durch konzentrierte Elemente auf Basis von Netzwerken modelliert. Das elektrische Netzwerk spiegelt dabei die topologische Struktur der Schaltung wieder. Die elektrischen Netzwerkelemente werden dabei in Bezug auf ihre Anordnung und der vorhandenen Leiterströme verschalten und parametrisiert. Die Verbindungselemente werden als ideal betrachtet. Das bedeutet, sie besitzen keine ohmschen Verluste und sind induktionslos. Die eigentlichen Leitungswiderstände werden als diskrete Bauelemente im Netzwerk berücksichtigt. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor besteht das elektrische Netzwerk aus der elektrischen Ansteuerung, den Induktivitäten, den elektrischen Leitern und den ohmschen Widerständen. Die Induktivitäten bilden die Koppelemente zwischen der elektrischen und magnetischen Domäne.

Die elektrische Ansteuerung beim RRSRM erfolgt durch positionsabhängiges Schalten der Spulen. Diese Schaltvorgänge bestimmen den magnetischen Feldaufbau und somit die Bewegung des Rotors. Die Position und die Bewegung des Rotors haben Einfluss auf das magnetische Feld und dieses wiederum auf die elektrische Ansteuerung. Diese zeitlich veränderlichen Koppelvorgänge werden durch die ersten beiden Maxwellschen Gleichungen beschrieben. Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor wird als langsam laufender Direktantrieb eingesetzt. Aufgrund dieses Merkmales treten nur geringe Frequenzen beim Schalten der Spulen auf und der Einfluss der Rotorbewegung ist somit minimal. Dadurch kann die Beschreibung der elektromagnetischen Koppelungen auf Basis quasistationärer Vorgänge durchgeführt werden. Das bedeutet, dass der Verschiebestrom und die Stromverdrängung vernachlässigt werden können.

Die Entstehung des magnetischen Feldes wird durch das Fließen eines elektrischen Stromes verursacht. Der Stromfluss in einem Leiter wird durch die Stromdichte  $\vec{J}$  und der durchsetzten Fläche beschrieben. Dieser Zusammenhang wird durch Gleichung (4.23) charakterisiert.

$$I = \int_A \vec{J} d\vec{A} \quad (4.23)$$

Die Ursache des magnetischen Feldes ist der Ladungstransport beim Fließen von Strömen. Mathematisch wird dieser Zusammenhang über die elektrische Durchflutung  $\Theta$  beschrieben. Das Vorhandensein von mehreren Strömen mit identischem Umlaufsinn in unterschiedlichen Leitern wird durch den konstanten Wicklungsfaktor  $w$  berücksichtigt.

$$\Theta = w \cdot I \quad (4.24)$$

Die Durchflutung  $\Theta$  charakterisiert die Entstehung eines magnetischen Feldes. Dabei ist die Stärke des Magnetfeldes von der Windungszahl und dem fließenden Strom abhängig. Der Verlauf des magnetischen Feldes ist durch die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  entlang beliebiger Punkte definiert. Charakterisieren diese Punkte einen Kreis, dann wird damit die gesamte magnetische Umlaufspannung beschrieben.

$$\Theta = \oint_s \vec{H} d\vec{s} \quad (4.25)$$

Das Durchflutungsgesetz in (4.25) beschreibt den Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke entlang eines geschlossenen Weges und der elektrischen Durchflutung. In Abbildung 4.23 ist diese Beziehung grafisch dargestellt.

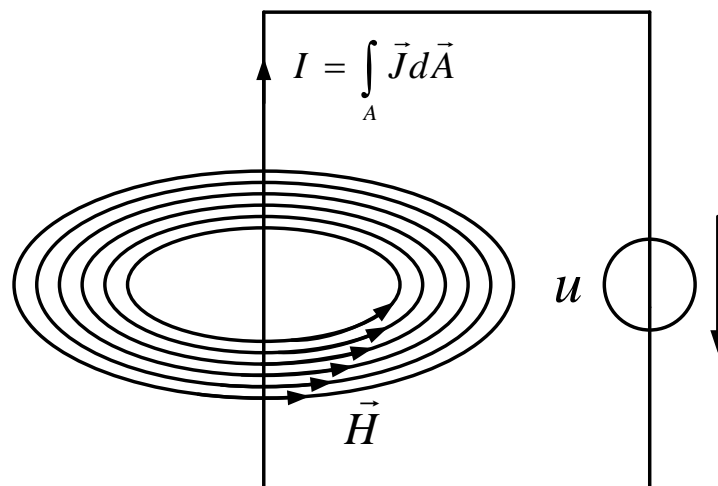


Abbildung 4.23: Magnetisches Wirbelfeld verursacht durch den Stromfluss im Leiter

Die dargestellten geschlossenen Flussdichtelinien kennzeichnen das magnetische Wirbelfeld. Dieses Feld tritt auf, wenn elektrische Ladungen bewegt werden, also wenn ein Strom fließt. Die im magnetischen Feld vorhandene magnetische Flussdichte und die von ihr durchsetzte Fläche charakterisieren einen magnetischen Fluss  $\Phi$ . Bei inhomogenen Feldausbreitungen ist die Beziehung zwischen der magnetischen Flussdichte und dem Fluss wie folgt definiert:

$$\Phi = \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (4.26)$$

Der Fluss beschreibt die Anzahl der Feldlinien, die eine Fläche durchdringen. Die magnetischen Feldlinien sind immer geschlossen. Das bedeutet, dass bei einer geschlossenen Oberfläche das Integral null ist, weil die hineingehenden gleich den hinausgehenden Feldlinien sind.

$$\oint_A \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (4.27)$$

Eine andere Abhängigkeit zwischen den elektrischen und magnetischen Größen tritt auf, wenn eine zeitliche Änderung des magnetischen Feldes vorhanden ist. Dadurch entsteht ein elektrisches Wirbelfeld. Dieser Vorgang wird mathematisch auf Grundlage des Induktionsgesetzes definiert. Anschaulich zeigt Abbildung 4.24 den Zusammenhang zwischen der zeitlichen magnetischen Feldänderung und dem daraus entstehenden elektrischen Wirbelfeld.

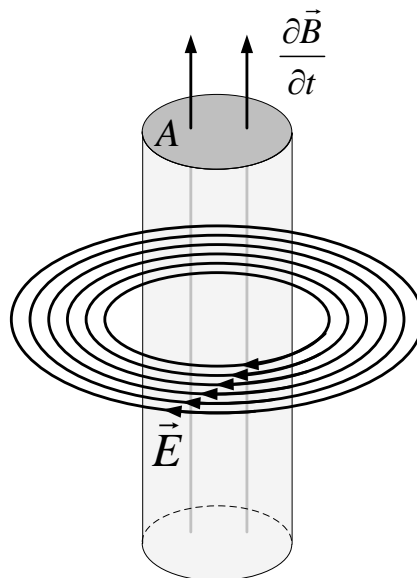


Abbildung 4.24: Entstehung eines elektrischen Feldes durch ein zeitlich veränderliches Magnetfeld

Das Induktionsgesetz in Gleichung (4.28) beschreibt den Zusammenhang zwischen dem veränderlichen magnetischen Feld und dem Entstehen eines elektrischen Feldes  $\vec{E}$ . Die

Änderung des magnetischen Feldes wird durch die magnetische Flussdichteänderung  $\vec{B}$  bezogen auf die durchsetzende Fläche berücksichtigt.

$$\oint_l \vec{E} d\vec{l} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} \quad (4.28)$$

Das elektrische Wirbelfeld erzeugt auf den Umfang bezogen eine Induktionsspannung  $u_{ind}$  in einem Leiter. Die induzierte Spannung ist abhängig von der Änderung des magnetischen Feldes und ist stets seiner Entstehung entgegengerichtet. Die Zeitabhängigkeit des magnetischen Feldes wird auf Grundlage der Flussänderung definiert. Die Anzahl der vom Feld beeinflussten Leiter bestimmen die Höhe der induzierten Spannung und das wird durch die Windungszahl  $w$  bestimmt.

$$u_{ind} = -w \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.29)$$

In Abbildung 4.25 ist eine Spule dargestellt, wie sie als Koppellement beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor Verwendung findet. Dabei wird an der Spule eine Spannung  $u$  eingeprägt, die einen Stromfluss  $i$  zur Folge hat. Aufgrund der Ein- und Ausschaltvorgänge an den Spulen und der Rotorbewegung ist ein zeitlich nicht konstanter magnetischer Fluss vorhanden. Der magnetische Fluss durchsetzt die Spulenwindungen, verursacht eine Selbstinduktionsspannung  $u_{ind}$  und diese hat Einfluss auf den Spulenstrom. Zudem haben die Wicklungen einen Widerstand  $R$ , der ebenfalls Auswirkungen auf den Spulenstrom hat.

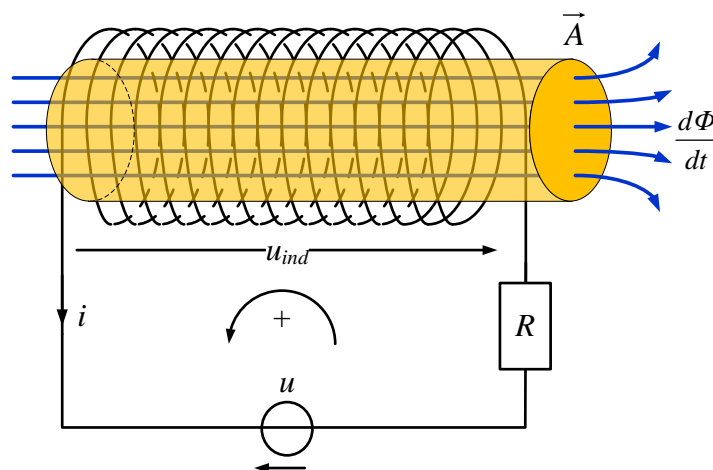


Abbildung 4.25: Spule als Koppellement zwischen den elektrischen und magnetischen Größen

Unter der Annahme, dass kein Temperatureinfluss auf den Widerstand vorhanden ist und das dieser als stromverdrängungsfrei betrachtet wird, ist sein Verhalten konstant. Die Maschengleichung für die Spannung an einer realen Spule am Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor kann wie folgt aufgestellt werden:

$$u = R \cdot i - u_{ind} = R \cdot i + w \cdot \frac{d\Phi}{dt} = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} \quad (4.30)$$

Gleichung (4.30) gilt unter der Annahme, dass die Kopplungen der Spulen untereinander über das magnetische Feld sehr gering sind und vernachlässigt werden können.

Die induzierte Spannung in der Spule kann auch über die allgemeine Form  $u_{ind} = -L \frac{di}{dt}$  bestimmt werden. Anhand dieser Gleichung wird deutlich, dass die Flussverkettung und der Strom auch über die Induktivität  $L$  in Beziehung stehen.

$$\Psi = Li \quad (4.31)$$

Die Induktivität beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor wird durch die Rotorbewegung und das verwendete Material beeinflusst. Die Materialeigenschaften bestimmen den Feldverlauf. Weil die Änderung des Magnetfeldes über das Induktionsgesetz Auswirkungen auf den Strom in der Spule hat, haben die Materialeigenschaften Einfluss auf das Betriebsverhalten. Des weiteren verändert sich der magnetische Feldlinienverlauf in Abhängigkeit von der Rotorposition. Die Position des Rotors wird definiert über den Winkel  $\varphi$ . Diese Abhängigkeiten haben Einfluss auf  $L$ , wie Gleichung (4.32) zusammenfassend zeigt und diese müssen bei der Modellbeschreibung berücksichtigt werden.

$$L = \frac{\Psi(i, \varphi)}{i} \quad (4.32)$$

Zusätzlich zu diesen Einflussfaktoren ist eine Zeitabhängigkeit vorhanden. Die zeitliche Änderung des magnetischen Feldes wird durch folgende Gleichung berücksichtigt.

$$\frac{d\Psi(i, \varphi)}{dt} = \frac{d(i \cdot L(i, \varphi))}{dt} \quad (4.33)$$

Gleichung (4.33) wird nach den partiellen Ableitungen aufgelöst und daraus resultiert folgende Gleichung:

$$\frac{d(i \cdot L(i, \varphi))}{dt} = \frac{di}{dt} L(i, \varphi) + i \cdot \left( \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial \varphi} \frac{d\varphi}{dt} \right) \quad (4.34)$$

Diese zusätzlichen Abhängigkeiten werden in die Maschengleichung von (4.30) eingesetzt. Dadurch werden der Einfluss des Materials und die Rotorbewegung auf das elektrische Netzwerk berücksichtigt.

$$u = R \cdot i + \frac{di}{dt} \left( L(i, \varphi) + i \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial i} \right) + \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial \varphi} \frac{d\varphi}{dt} i \quad (4.35)$$

Diese hier gezeigten mathematischen Zusammenhänge bilden die Grundlage zur Beschreibung der Vorgänge an den Spulen beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor. Die Klemmspannung an einer Spule setzt sich aus einem ohmschen und einem induktiven Anteil zusammen. Die komplette rechte Seite von Gleichung (4.35) charakterisiert diese verschiedenen Merkmale in einem Strang. Der induktive Teil der Gleichung besteht aus zwei verschiedenen Termen. Der ganz rechte Summand charakterisiert die induzierte Spannung, die von der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  des Rotors abhängig ist.

$$u = \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial \varphi} \omega \cdot i \quad (4.36)$$

Der mittlere Term beschreibt laut Induktionsgesetz die Entstehung einer Spannung, bei der die Induktivität eine Funktion des Stromes ist. Diese Induktivität wird als differenzielle Induktivität  $L_d$  bezeichnet und charakterisiert die nichtlinearen Zusammenhänge, welche durch das Materialverhalten verursacht werden. Diese Beziehung wird mit Hilfe von Gleichung (4.37) wiedergegeben.

$$L_d(i, \varphi) = \left( L(i, \varphi) + i \frac{\partial L(i, \varphi)}{\partial i} \right) \quad (4.37)$$

Der erste Term  $L(i, \varphi)$  ist die statische Induktivität. Diese wird definiert durch den Anstieg einer Geraden, welcher durch den Ursprung und durch einen Punkt auf der Magnetisierungskurve verläuft. Die Ableitung der Induktivität nach dem Strom wird durch den zweiten Term von Gleichung (4.37) berechnet. Der zweite Term beschreibt die Steigung einer Tangente an einem bestimmten Punkt  $P$  im  $\Psi$ -I-Diagramm. Beide Terme zusammen charakterisieren die Abhängigkeit der differenziellen Induktivität vom magnetischen Material. Der Unterschied zwischen diesen beiden Induktivitäten ist in Abbildung 4.26 verdeutlicht. In der linken Abbildung ist ein linearer Magnetisierungsverlauf

ingezeichnet, wie er zum Beispiel in der Luft vorhanden ist. Daraus resultiert  $L_d = L$  und das ist eine Gerade, die in der rechten Abbildung eingezeichnet ist. Der nichtlineare Kurvenverlauf ist typisch für ferromagnetisches Material. An dieser Kurve sind die beiden Summanden für die Berechnung der differentiellen Induktivität eingezeichnet. Die nichtlineare Magnetisierungskurve der linken Abbildung bildet die Grundlage für den differentiellen und statischen Induktivitätsverlauf in der rechten Abbildung. Die differentielle Induktivität ist größer als die statische, solange  $\frac{\partial L}{\partial i} > 0$  ist. Sobald eine Sättigung im Material eintritt, ist der erste Summand immer negativ.

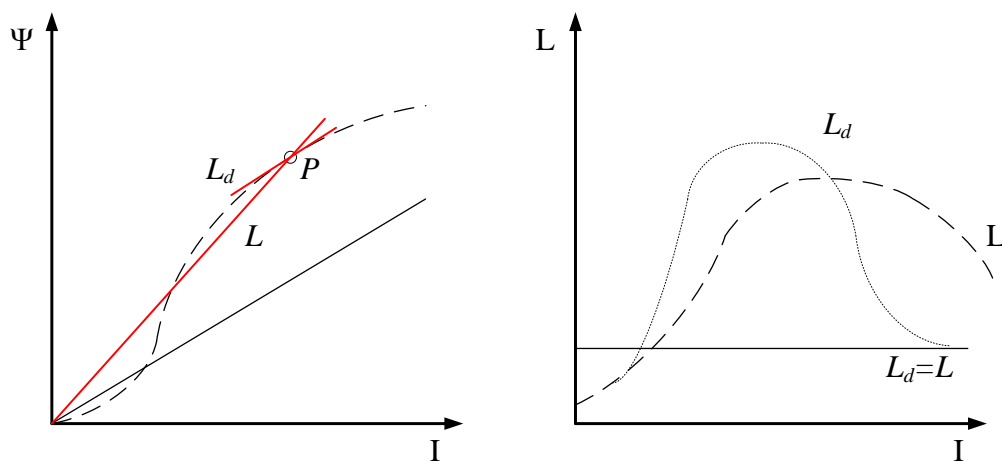


Abbildung 4.26: Darstellung der statischen und differentiellen Induktivität

Diese nichtlinearen Eigenschaften der Induktivität werden bei der Erstellung des elektrischen Netzwerkes beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor mit modelliert. Dazu wird das Jiles-Atherton Modell verwendet. Des weiteren wird noch der ohmsche Spannungsabfall berücksichtigt, welcher in Gleichung (4.35) dargestellt wurde. Aus diesen Betrachtungen resultiert das in Abbildung 4.27 gezeigte elektrische Ersatzschaltbild. Dieses zeigt die Vorgänge an einem Strang beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor.

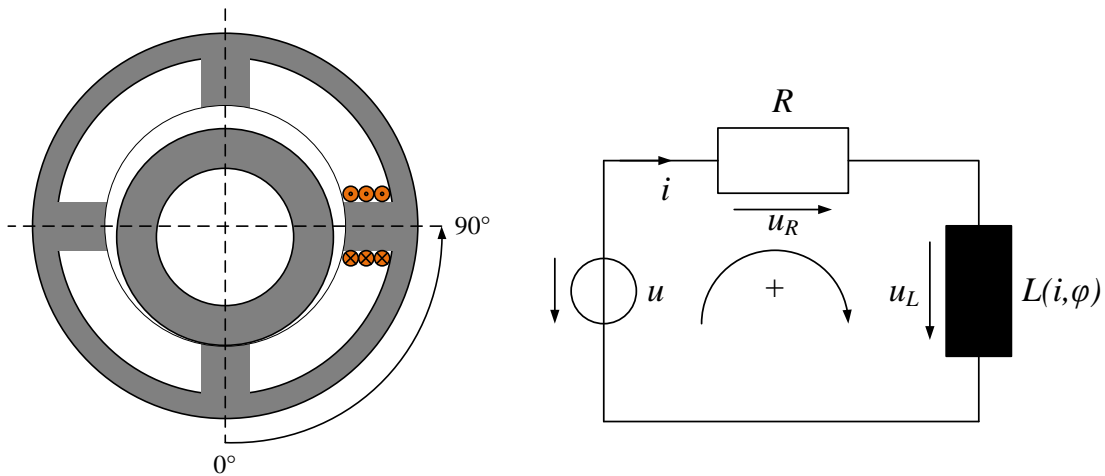


Abbildung 4.27: Einprägen eines Stromes an einer Spule am Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor mit dem dazugehörigen elektrischen Ersatzschaltbild

Die Modellierung des elektrischen Netzwerkes erfolgt auf den theoretisch hergeleiteten Beziehungen. Dazu werden die Gleichungen mit der Modellierungssprache Modelica implementiert. Anschließend werden die Bauelemente verschaltet. Die Gleichungen des elektrischen Widerstandes basieren auf dem ohmschen Gesetz und zeigen ein lineares Verhalten zwischen der angelegten Spannung und dem durchfließenden Strom. Die Modellierung der Spule wird auf Grundlage des Durchflutungs- und Induktionsgesetzes (4.24) (4.29) realisiert.

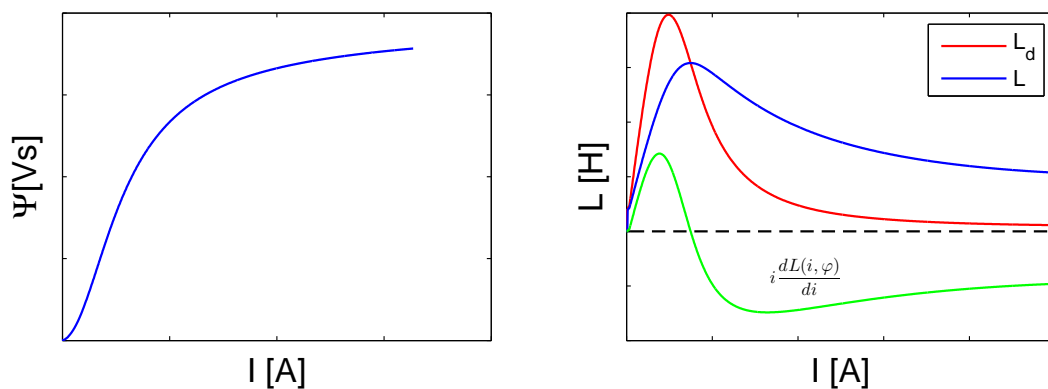


Abbildung 4.28: Simulationsergebnisse zur Untersuchung der Flussverkettung und des Induktivitätsverlaufes an einer Spule mit Eisenkern (differentielle Induktivität – rot, resultierende Induktivität – blau)



Zu diesem Zweck erfolgten Untersuchungen an einer Spule mit Eisenkern, um den Verlauf der Induktivität aus Gleichung (4.37) zu analysieren. Die Simulation zeigt den Verlauf der statischen und differentiellen Induktivität. Dabei ist zu erkennen, dass aufgrund des Materials in der Spule sich diese beiden Induktivitäten stark unterscheiden.  $L_d$  ist durch die vorhandene nichtlineare Materialcharakteristik zu Beginn höher als  $L$ . Erst beim Eintreten der Sättigung sinkt die differentielle Induktivität unter den Wert der statischen Induktivität. Die Simulationsergebnisse spiegeln die theoretisch hergeleiteten Erkenntnisse wieder.

Die Spule besitzt durch Verwendung von magnetisierbarem Material eine höhere Induktivität als bei Luftspulen. Diese Eigenschaft verändert sich aber, wenn das magnetisierbare Material den Sättigungsbereich erreicht. Der elektrische Strom in der Spule verursacht ab einem bestimmten Wert eine Sättigung des Kerns. Diese Sättigung verringert die Permeabilität des Materials und somit sinkt die Induktivität. Wenn der Kern gesättigt ist, wirkt nur noch die Induktivität der Spulenwindungen. Durch die Verringerung der Induktivität wird eine Erhöhung des Spulenstroms verursacht. Wenn der maximale Strom, welcher durch den ohmschen Widerstand begrenzt wird, noch nicht erreicht ist, steigt der Strom schlagartig an. Diese Eigenschaft muss beim Einschalten der Spulen berücksichtigt werden, da wegen der Verringerung der Induktivität infolge der Sättigung erhöhte Einschaltströme auftreten.

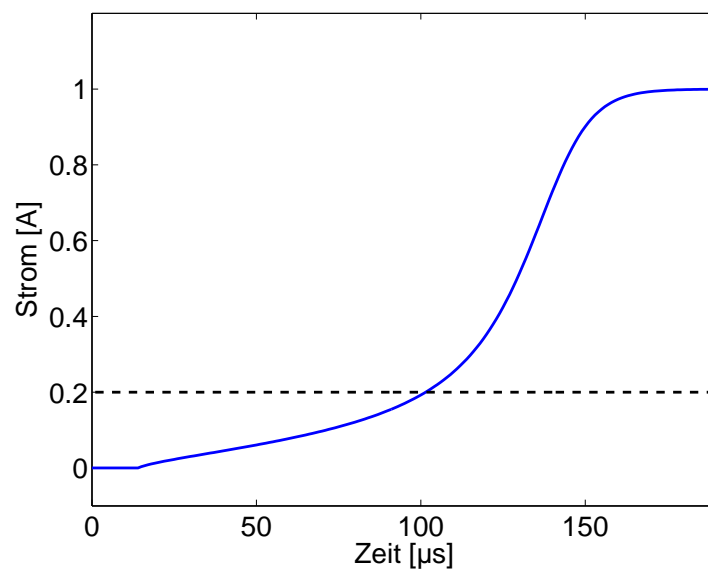


Abbildung 4.29: Stromverlauf in einer Spule mit Eisenkern beim Erreichen der Materialsättigung

In Abbildung 4.29 sind die Simulationsergebnisse zur Untersuchung des Stromverlaufes an einer Spule zu sehen. Dieser Verlauf zeigt beim Einschalten der Spannung, dass der Strom langsam steigt, weil die Induktivität durch den Eisenkern noch sehr groß ist. Ab einem bestimmten Stromwert zeigt das Material Sättigungsverhalten und der Eisenkern hat keinen Einfluss mehr auf den Induktivitätsverlauf. Der Strom steigt infolge der kleineren Induktivität, welche jetzt nur durch die Spulenwindungen bestimmt wird, viel steiler an. Dieser sprunghafte Stromanstieg wird durch den Widerstand der Spule begrenzt. Dieses charakteristische Verhalten bei Spulen mit Eisenkern muss bei der Auslegung eines Stromrichters beachtet werden.

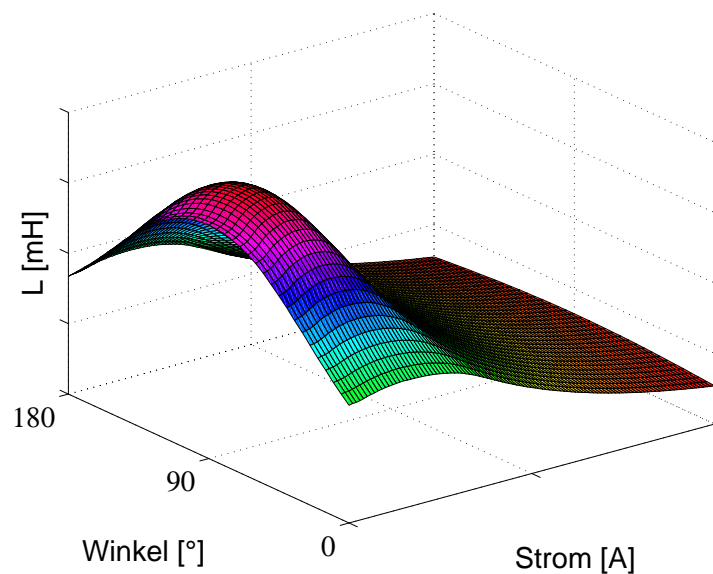


Abbildung 4.30: Darstellung des Induktivitätsverlaufes einer Spule vom RRSRM in Abhängigkeit vom Winkel und vom Strom

Ein weiterer Faktor, der sich auf den Verlauf der Induktivität auswirkt, ist die Winkelposition. Die Rotorbewegung beim RRSRM verändert den Luftspalt zwischen Rotor und Statorpolen. Dadurch ändern sich auch der Gesamtwiderstand und die Teilwiderstände des magnetischen Feldes. Diese Veränderungen haben Auswirkungen auf den magnetischen Flussverlauf und somit auf die Permeabilität des Materials. Das wiederum beeinflusst die Induktivität, da diese vom Sättigungsgrad des Materials abhängig ist. Die Abhängigkeiten zwischen der Induktivität, dem Winkel und dem Strom an einem 4-Pol RRSRM sind in Abbildung 4.30 dargestellt. Es ist zu sehen, dass der winkelabhängige Induktivitätsverlauf gleichmäßig verläuft, weil der Pol eine symmetrische Form hat. Die Erhöhung des Stromes

bewirkt eine Sättigung des Materials und somit fällt ab einem bestimmten Wert die Induktivität linear ab.

## 4.4 Elektrische Ansteuerung

Die Leistungselektronik ist Teil eines elektrischen Antriebsstranges. Deshalb ist es bei Untersuchungen in Bezug zur Leistungselektronik wichtig, die Eigenschaften des gesamten Antriebsstranges zu berücksichtigen. Die Modellierung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors wurde auf Grundlage einer einheitlichen Modellbeschreibung realisiert. Dabei wurden die elektrischen, magnetischen und mechanischen Domänen berücksichtigt. Als nächster Schritt wird die Ansteuerung des RRSRM in diese einheitliche Modellierung integriert. Die dabei verwendete Modellbeschreibung wird auf Schaltungsebene realisiert. Dadurch ist es möglich, die Leistungselektronik zusammen mit dem Modell des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor in einer gemeinsamen Simulationsumgebung zu untersuchen.

Zur Ansteuerung von geschalteten Reluktanzmotoren ist immer ein Stromrichter notwendig. Aufgrund der verschiedenen Anwendungsbereiche existieren in der Literatur unterschiedliche Stromrichter für diese Motoren [Bac95]. Im Allgemeinen erfolgt die Ansteuerung über ein pulsweitenmoduliertes (PWM) Signal, wodurch die aufgewendete elektrische Leistung reduziert wird. Beim Entwurf des Stromrichters sind die Induktivitätsänderung, die Vorgänge des magnetischen Feldes und die Bewegung des Rotors von Bedeutung. Weil sich der RRSRM in seinem Betriebsverhalten von herkömmlichen Reluktanzmotoren unterscheidet, müssen bei der Auslegung des Stromrichters seine spezifischen Merkmale berücksichtigt werden.

Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor verfügt über konzentrierte und über den Umfang gleichmäßig verteilte Spulen. Die Bewegung des Rotors wird durch das positionsabhängige Schalten der Spulen realisiert. Damit das Ein- und Ausschalten der einzelnen Spulen unabhängig voneinander erfolgen kann, ist für jede Spule eine eigene Ansteuerung notwendig. Zudem sind folgende Kriterien zu beachten:

- das resultierende Drehmoment ist bei Reluktanzmotoren nicht von der elektrischen Stromrichtung beziehungsweise von der magnetischen Flussrichtung, sondern vom Vorzeichen von  $dL/d\varphi$  und von der magnetischen Flussdichte abhängig

- die Bewegungsrichtung des Rotors wird durch die Einschaltreihenfolge der konzentriert angebrachten Spulen bestimmt
- zum Erreichen eines kontinuierlichen Drehmoments ist ein schnelles Auf- und Abbauen des magnetischen Feldes notwendig
- analog zum Halbschrittbetrieb eines Schrittmotors soll das Einschalten mehrerer Spulen möglich sein

Die Leistungselektronik bestimmt durch die Bereitstellung elektrischer Energie das Verhalten des Motors. Dabei wird Energie so zur Verfügung gestellt, dass die elektrische Maschine die gestellten Anforderungen bestmöglich erfüllt. Die Energiezufuhr wird bei geschalteten Reluktanzmotoren auf Basis von Gleichstromstellern realisiert. Gleichstromsteller ermöglichen die Wandlung einer unregelmäßigen Eingangsspannung in eine geregelte Ausgangsspannung. Mithilfe der Ausgangsspannungsänderung wird die gewünschte Drehzahl des Motors eingestellt. Die Spannungsänderung hat Auswirkungen auf den Stromverlauf und das wiederum hat maßgeblich Einfluss auf die Qualität des entstehenden Drehmomentes und somit auch auf die Geräuschentwicklung.

#### **4.4.1 Leistungselektronik für den RRSRM**

Das Modell des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors wird im Folgenden verwendet, um eine Ansteuerung zu entwerfen und zu analysieren. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der gemeinsamen Modellbeschreibung von Modell und Leistungselektronik. Durch diesen Ansatz ist es möglich, den gesamten Antriebsstrang in einer Simulationsumgebung zu untersuchen. Zur Ansteuerung des Simulationsmodells wird ein Zweiquadranten-Gleichstromsteller verwendet, weil dieser die genannten Kriterien mit seinen Eigenschaften am besten berücksichtigt.

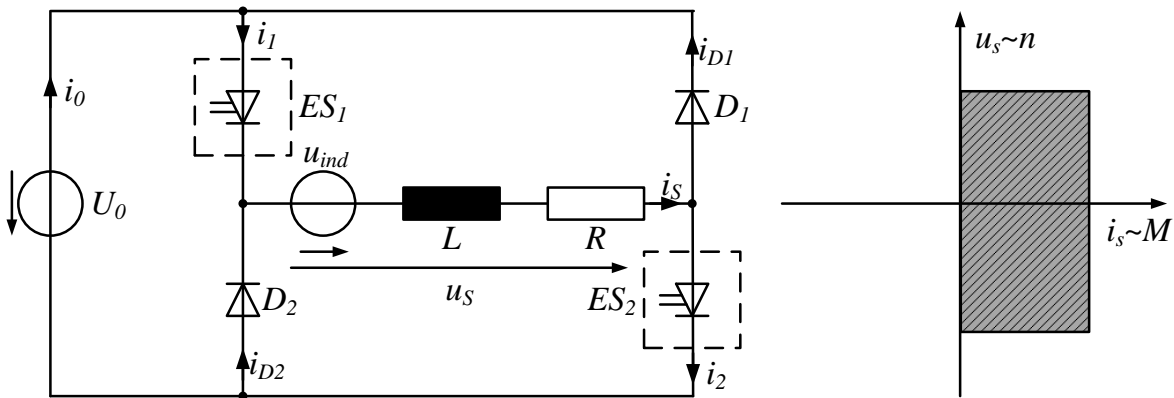


Abbildung 4.31: Zweiquadranten-Gleichstromsteller zur Ansteuerung des RRSRM

Ein Zweiquadranten-Gleichstromsteller ist in Abbildung 4.31 dargestellt. Dieser zeigt mit alternierender Taktung Vorteile im Hinblick auf die Stromwelligkeit, die Oberwellen, den Lückbetrieb und die Steuerungsmöglichkeit. Die Untersuchungen beschäftigen sich mit der Auslegung des Stromrichters und mit den Kopplungen zwischen dem Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor und der Leistungselektronik. Der Entwurf des Stromrichters wird auf Grundlage folgender Modellparameter realisiert:

$L_{min} = 1,55\text{mH}$	minimaler Wert der Induktivität
$L_{max} = 5\text{mH}$	maximaler Wert der Induktivität
$R = 2,72\Omega$	elektrischer Widerstand der Spulen
$U = 75\text{V}$	Gleichspannung für Gleichstromsteller

Zu Beginn des Entwurfes werden folgende Annahmen getroffen:

- die Spulen müssen unabhängig voneinander geschaltet werden können, damit das Ein- und Ausschalten überlappend erfolgen kann
- die Stromwelligkeit soll nicht größer als 15% sein
- Verwendung von Bauelementen auf Schaltungsebene
- die Spannungsversorgung wird als konstant und ohne Innenwiderstand angenommen

Damit die Spulen unabhängig voneinander geschaltet werden können, ist für jede Spule eine separate Gleichspannungsquelle notwendig. Deshalb werden für das Modell vier

Gleichstromsteller verwendet. Diese werden in Abhängigkeit von der Rotorposition ein- und ausgeschaltet, wie in Abbildung 4.32 ersichtlich.

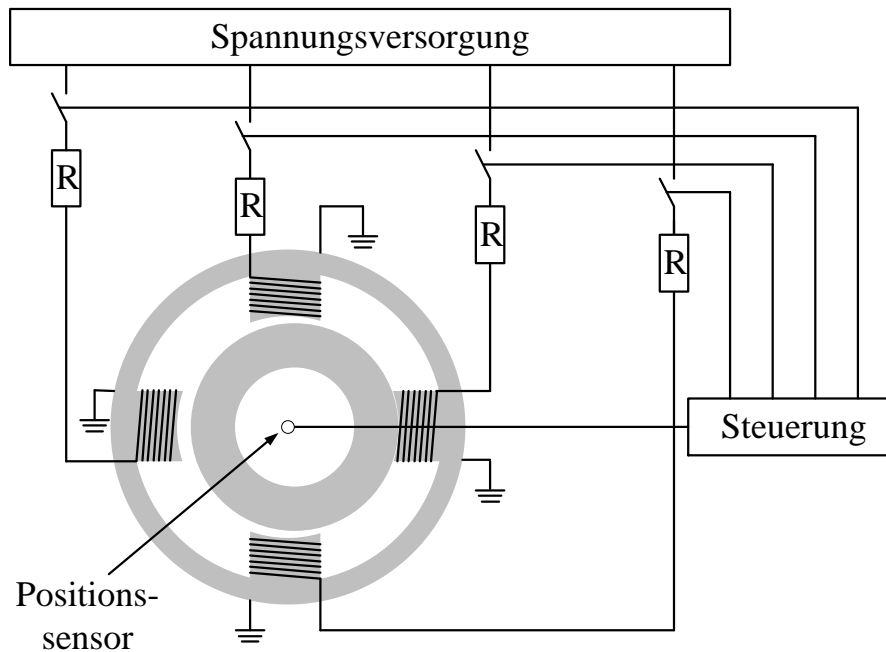


Abbildung 4.32: Prinzip der Ansteuerung des RRSRM mit Positionssensor

Gleichstromsteller verwenden pulsierendes Schalten zur Steuerung der Ausgangsspannung. Der daraus resultierende Stromverlauf wird beeinflusst durch:

- das PWM-Signal
- den Aufbau und das Betriebsverhalten des Gleichstromstellers
- die Eigenschaften des Lastkreises
- das Lastmoment des Motors

Das PWM-Signal für den Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor basiert auf einer Pulsweitensteuerung. Dabei wird eine fest definierte Periodendauer  $T$  vorgegeben und über die Einschaltzeit  $T_e$  die mittlere Spannung festgelegt. Die Eigenschaften des Lastkreises werden durch die Induktivität und den Widerstand bestimmt. Beim RRSRM wird die Größe der Induktivität  $L(\varphi)$  durch die Rotorposition beeinflusst. Über die Zeitkonstante ist die Änderung

des Stromes definiert. Aufgrund der Abhängigkeit der Induktivität von der Rotorposition besitzt auch die Zeitkonstante diese Abhängigkeit, wie in Gleichung (4.38) zu sehen.

$$\tau = \frac{L(\varphi)}{R} \quad (4.38)$$

Die Periodendauer beziehungsweise Taktfrequenz  $f_s$  des PWM-Signals ist abhängig von der Gleichspannungsquelle und dem Lastkreis. Die Induktivität variiert im Lastkreis zwischen 1,55mH und 5mH. Der Wert von 1,55mH ist bei der Auslegung der Leistungselektronik nicht von Bedeutung, weil sich der Rotor zu diesem Zeitpunkt  $180^\circ$  versetzt zur Erregerspule befindet. Das Ein- und Ausschalten erfolgt in einem Winkel von maximal  $\pm 90^\circ$  im Bezug zur erregten Spule. Ein früheres oder späteres Ein- oder Ausschalten würde das Betriebsverhalten des RRSRM negativ beeinflussen. Aus diesem Grund ist die Induktivitätsänderung nur in dem Bereich von  $90^\circ$  vor oder nach einer Spule zu berücksichtigen. Das bedeutet, die Änderung der Induktivität von 2,5mH bis 5mH und somit die Zeitkonstanten zwischen 0,92ms bis 1,84ms werden bei der Bestimmung der Taktfrequenz des PWM-Signals betrachtet. Bei der Festlegung der Taktfrequenz sind noch zusätzliche Faktoren zu berücksichtigen. Durch eine hohe Taktfrequenz wird die Stromwelligkeit reduziert und dadurch entstehen weniger thermische Verluste. Außerdem ist eine Taktfrequenz von mindestens 20kHz vorteilhaft, weil dieser Bereich oberhalb des menschlichen Hörbereiches liegt. Nachteilig wirkt sich die Erhöhung der Taktfrequenz auf die Umschaltverluste in den Bauelementen aus. Damit die Umschaltverluste nicht zu hoch werden, wird ein Stromrippel vorgegeben, bei dem das Betriebsverhalten nicht zu stark beeinflusst wird. Am Beispiel des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor wird ein maximaler Stromrippel von 15% vorgegeben.

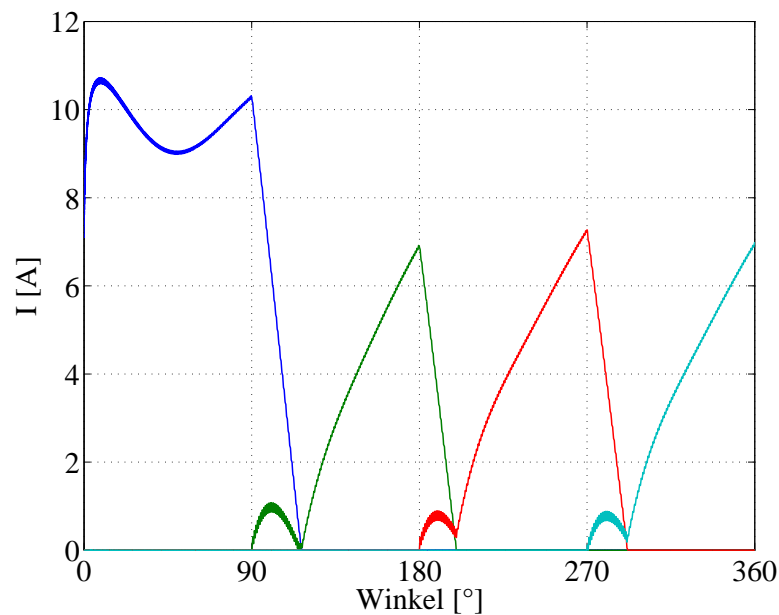


Abbildung 4.33: Stromverlauf bei einer Taktfrequenz von 20kHz

Die ersten Untersuchungen werden mit einer Taktfrequenz von 20kHz und ohne Lastmoment durchgeführt. In Abbildung 4.33 sind die Stromverläufe in den einzelnen Spulen dargestellt. Während des ersten Einschaltvorganges ist der Strom höher und der Einschaltvorgang dauert länger als bei den nachfolgenden Einschaltphasen. Der Grund hierfür ist das Trägheitsmoment des Rotors. Der Rotor muss sich aus seiner Ruhelage bewegen. Die Analyse der Stromschwankungen zeigt, dass bei den Einschaltvorgängen eine Änderung von circa 27% vorhanden ist. Ein weiteres Merkmal, das während der Einschaltvorgänge auftritt, ist das Lücken des Stromes (Abbildung 4.34). Dieses Lücken wird verursacht durch die geringere Induktivität beim Einschaltvorgang, durch das Vorhandensein einer Gegenspannung infolge der Kommutierungsvorgänge und durch das geringe Belastungsmoment.



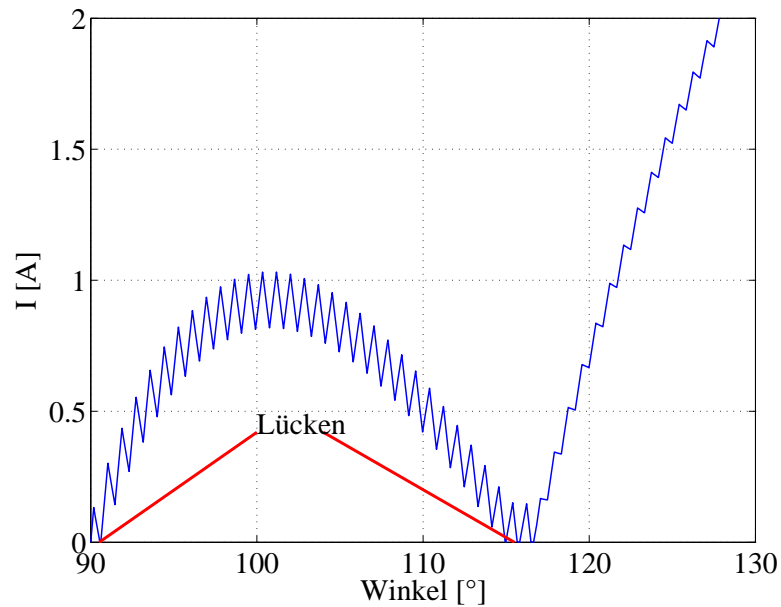


Abbildung 4.34: Erreichen des Lückbetriebes bei 20kHz

Zur Untersuchung des PWM-Signals auf die Stromwelligkeit wird die Schaltfrequenz der Gleichstromsteller auf 40kHz erhöht. Die Simulationsergebnisse in Abbildung 4.35 zeigen, dass die Stromschwankungen um die Hälfte auf 14% verkleinert werden.

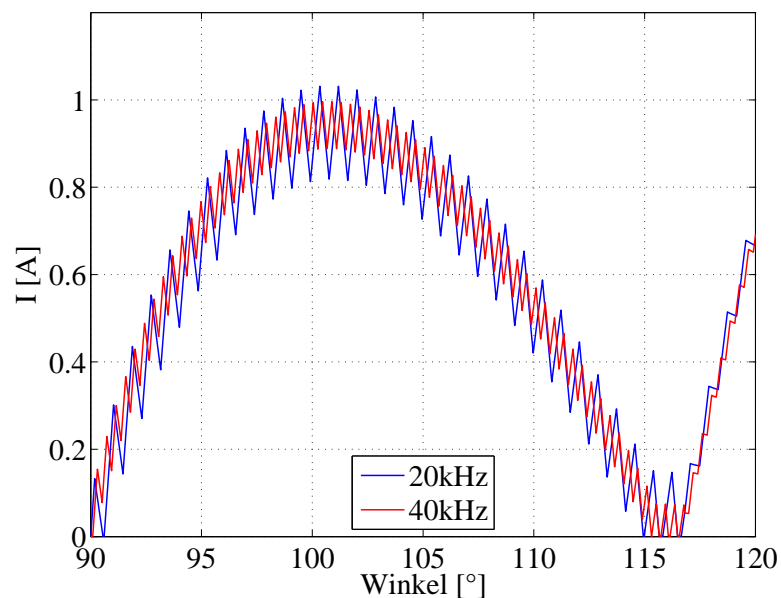


Abbildung 4.35: Vergleich der Stromwelligkeit bei 20 kHz und 40 kHz

Die Stromschwankungen und das Lücken sind auch vom Belastungszustand des Motors abhängig. Diese Eigenschaft wird am Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor untersucht, indem dieser belastet und der Stromverlauf analysiert wird.

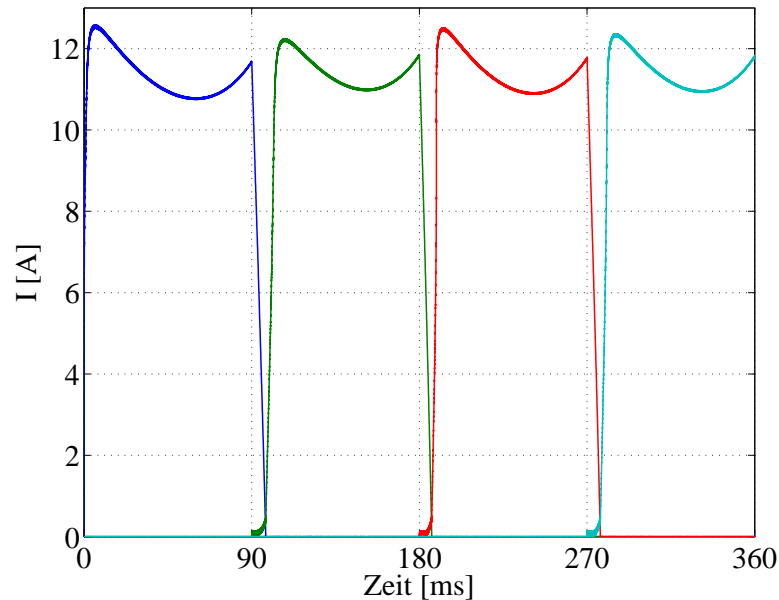


Abbildung 4.36: Stromverlauf bei Belastung des RRSRM

Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind in Abbildung 4.36 dargestellt. Hierbei ist erkennbar, dass durch die Belastung des Motors die Stromrippel gedämpft werden. Beim Kommutierungsvorgang hingegen beeinflussen sich die Koppelungen der Spulen stärker über den magnetischen Kreis, sodass die Stromwelligkeit steigt. Das Lücken wird durch die Belastung des Motors komplett verhindert.

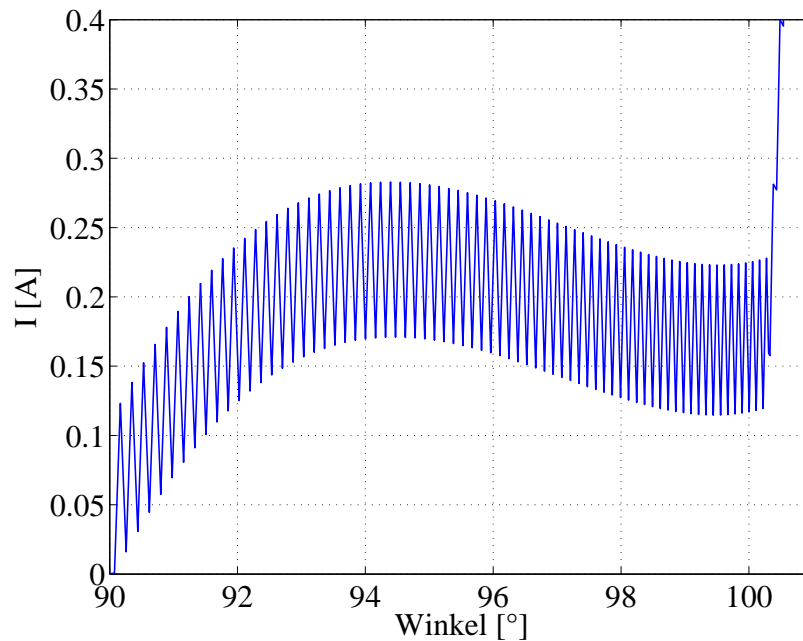


Abbildung 4.37: Vergrößerung der Stromwelligkeit und Vermeidung des Stromlückens bei Belastung des RRSRM

Der Einfluss auf den Stromverlauf und die Stromschwankungen wird auch durch das Betriebsverhalten des Stromrichters bestimmt. Der Zweiquadranten-Gleichstromsteller bietet die Möglichkeit, die Spannung im Lastkreis umzukehren, damit der Strom beim Abschalten der Spule zurück zur Quelle fließen kann. Diese Betriebsart wird realisiert, indem die Ausschaltzeit  $T_a$  größer ist als die Einschaltzeit  $T_e$ . Die Veränderung der Spannungsumkehr im Lastkreis wird im Folgenden untersucht. Dazu ist die Spannung während des Kommutierungsvorganges im Lastkreis negativ. Die Simulationsergebnisse in Abbildung 4.38 zeigen, dass die Ströme in den Spulen sich nicht mehr so stark gegenseitig beeinflussen. Dadurch bricht der Strom während der Einschaltvorgänge nicht so stark zusammen. Der dadurch entstehende Drehmomentverlauf zeigt nicht mehr so starke Schwankungen.

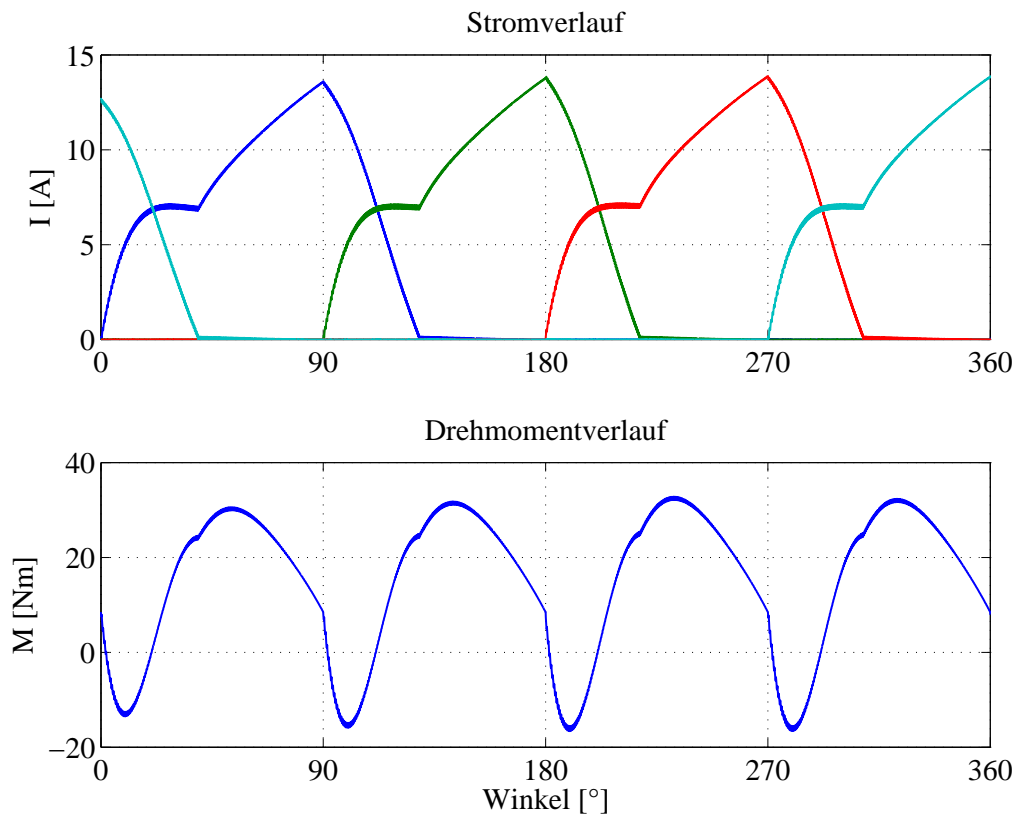


Abbildung 4.38: Stromverlauf im Lastkreis und der resultierende Drehmomentverlauf beim RRSRM mit Umschaltung in den zweiten Quadranten

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass bei der Auslegung des Stromrichters dessen Aufbau und Betriebsverhalten genauso von Bedeutung sind wie die Eigenschaften des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors. Aus diesem Grund ist es bei Untersuchungen am Antriebsstrang notwendig, die Kopplungen zwischen der Elektrik, der Mechanik und dem magnetischen Feld mit zu berücksichtigen.

## 4.5 Modellverifikation

Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor ist mit seinen markanten Eigenschaften ein sehr gutes Beispiel, um die Modellierung eines elektrischen Antriebs inklusive der Magnetfeldeigenschaften in einer multidisziplinären Simulationsumgebung zu demonstrieren. Die Beschreibung des Modells erfolgt mit vorher definierten Parametern. Somit ist eine genaue Modellbeschreibung möglich und die Ergebnisse können mit einem FEM-Modell

verglichen werden. Die folgende Abbildung zeigt den verwendeten 4-Pol Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor mit seinen Merkmalen und den definierten Größen.

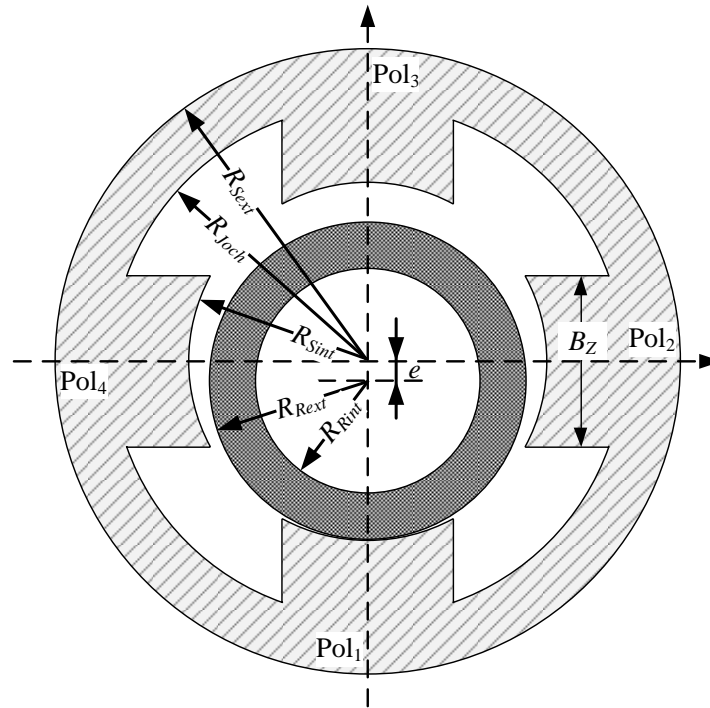


Abbildung 4.39: Darstellung der verwendeten Parameter

Der Aufbau des RRSRM Modells wird durch folgende Parameter bestimmt:

$R_{S_{ext}} = 84\text{mm}$	äußerer Radius des Stators
$R_{S_{int}} = 40\text{mm}$	innerer Radius des Stators
$R_{Joch} = 70\text{mm}$	Radius des Statorjochs
$R_{R_{ext}} = 38\text{mm}$	äußerer Radius des Rotors
$R_{R_{int}} = 24\text{mm}$	innerer Radius des Rotors
$l_{Stator} = 100\text{mm}$	Länge des Stators
$l_{Rotor} = 100\text{mm}$	Länge des Rotors
$B_Z = 32\text{mm}$	Breite des Statorzahnes
$e = 4\text{mm}$	Exzentrizität des Rotors

Die Modellierung des Motors erfolgt mit der objektorientierten Beschreibungssprache Modelica. Durch Verwendung dieser Sprache ist ein strukturierter Modellentwurf möglich, der

sich stark am Aufbau des realen Motors orientiert [Mod10]. Die Modellbeschreibung gliedert sich in die Bereiche:

1. magnetisches Feld
2. Mechanik
3. elektrische Ansteuerung

#### 4.5.1 Analyse des magnetischen Feldes

Das Reluktanznetzwerk bildet die Grundlage zur Modellierung des magnetischen Feldes. Damit das Reluktanznetzwerk das Verhalten des realen magnetischen Feldes vom Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor widerspiegelt, sind vorherige Untersuchungen zum Feldlinienverlauf notwendig. Diese Untersuchungen werden an einem FEM-Modell durchgeführt und zeigen die räumliche Verteilung der Feldlinien (Abbildung 4.40). Die rot gekennzeichnete Spule am  $Pol_2$  wird vom Erregerstrom durchflossen und baut ein magnetisches Feld auf. Der Rotor befindet sich zu diesem Zeitpunkt  $90^\circ$  versetzt zur rot gekennzeichneten Spule am  $Pol_1$ . Das Magnetfeld verursacht eine Kraft, die den Rotor anzieht. Diese Bewegung verändert den Arbeitsluftspalt und somit den magnetischen Widerstand im Magnetfeld. Diese Widerstandsänderung hat Auswirkungen auf den Verlauf der Feldlinien und dadurch auf den magnetischen Flussverlauf. In *a*) befindet sich der Rotor am  $Pol_1$ . In dieser Position ist der geringste Luftspalt und somit der kleinste magnetische Widerstand zwischen  $Pol_1$  und dem Rotor vorhanden. Das magnetische Feld wird durch die Spule am  $Pol_2$  erzeugt. Die Feldlinien verlaufen größtenteils zwischen  $Pol_2$ , dem Rotor,  $Pol_1$  und über den Statorabschnitt zwischen diesen beiden Polen. Der Luftspalt zwischen Rotor,  $Pol_2$  und  $Pol_4$  ist gleich groß, sodass auch ein Fluss über  $Pol_4$  zu erkennen ist. Aufgrund der Magnetkraft auf den Rotor bewegt sich dieser zum  $Pol_2$  hin. Der Luftspalt zwischen Rotor,  $Pol_1$  und  $Pol_4$  wird größer. Dadurch wird er zwischen Rotor,  $Pol_2$  und  $Pol_3$  kleiner. Die Veränderung der Feldlinien und des damit verbundenen magnetischen Flusses ist in *b*) dargestellt. Die Feldlinien verlaufen jetzt auch über den  $Pol_3$  zum Rotor. In *c*) befindet sich der Rotor direkt an der erregten Spule. Weil der Luftspalt zwischen Rotor,  $Pol_1$  und  $Pol_3$  gleich groß ist, teilen sich die Flusslinien auf diese beiden Pole auf. In *d*) ist die Spule am  $Pol_2$  ausgeschaltet und die Spule am  $Pol_3$  eingeschaltet.

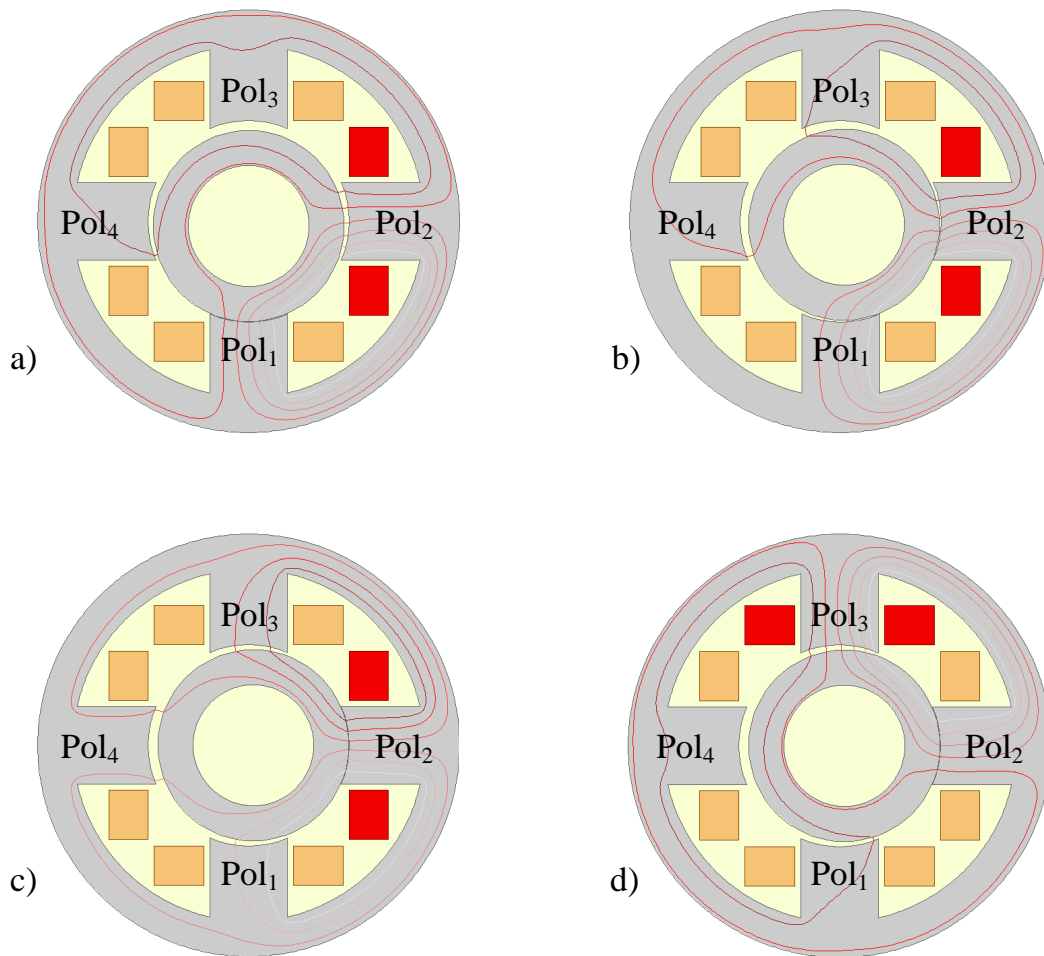


Abbildung 4.40: Analyse der magnetischen Feldlinien an einem 4-Pol RRSRM bei unterschiedlichen Positionen des Rotors

Beim Vergleich von *a)* und *d)* ist erkennbar, dass die Feldlinienverläufe nahezu identisch sind. Aufgrund der Symmetrie des Motors wiederholen sich die Vorgänge und die Feldlinienverläufe sind nahezu gleich. Dieses Merkmal wird auch bei der Modellierung des magnetischen Feldes auf Grundlage des Reluktanznetzwerkes verwendet.

#### 4.5.2 Reluktanznetzwerk

Grundelemente des Reluktanznetzwerkes sind magnetische Widerstände und Quellen. Die Anordnung der Elemente charakterisiert den Feldverlauf und somit den magnetischen Fluss im Material. Die Schwierigkeit bei der Erstellung des Reluktanznetzwerkes besteht darin,

den genauen Feldlinienverlauf zu berücksichtigen. Nur wenn das Reluktanznetzwerk das Verhalten des Magnetfeldes unter allen Bedingungen richtig abbildet, ist auf Basis der Netzwerkmethodene eine reale Modellierung des Magnetfeldes möglich. Die Modellierung des magnetischen Feldes beim RRSRM basiert auf den Untersuchungen von Abbildung 4.40. Die Bewegung des Rotors und die dadurch resultierende Magnetfeldänderung ist eine charakteristische Eigenschaft, die bei der Erstellung des Reluktanznetzwerkes beachtet werden muss.

Zu Beginn der Modellbeschreibung wird das Magnetfeld in Hinblick auf homogene Bereiche untersucht. Beim RRSRM sind das Bereiche im Rotor, im Stator und im Statorjoch. Diese Abschnitte lassen sich sehr einfach modellieren, weil sie durch parallele Elemente mit unterschiedlichen Längen beschrieben werden.

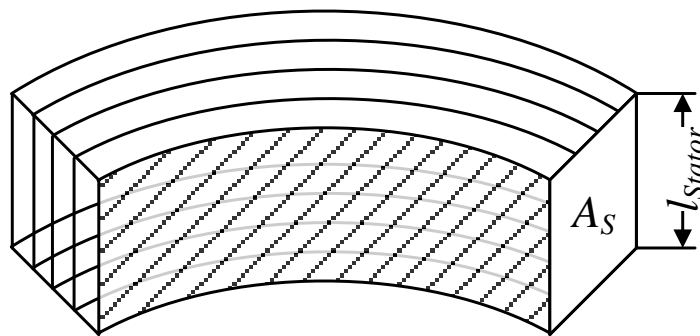


Abbildung 4.41: Homogener Flussverlauf im Stator mit Berücksichtigung der räumlichen Verteilung der Feldlinien

In Abbildung 4.41 ist als Beispiel die Modellierung der homogenen Feldlinien im Stator dargestellt. Die Fläche  $A_S$  befindet sich senkrecht zum magnetischen Fluss im Stator und wird durch die Statorlänge  $l_{Stator}$  und den Bereich zwischen  $R_{Joch}$  und  $R_{Sext}$  bestimmt. Aufgrund des parallelen Verlaufes der Feldlinien wird die Gesamtfläche in gleich große Flächenelemente untergliedert und diese werden den parallel verlaufenden Widerständen zugeordnet. Zur Berechnung der Widerstandslängen wird der Kreisabschnitt betrachtet, in dem die Feldlinien homogenes Verhalten zeigen. Die Feldlinien verlaufen mit unterschiedlichen Radien durch das Segment des Stators. Dadurch existieren auch unterschiedliche Längen durch den Körper. Jeder magnetische Widerstand wird somit durch eine magnetische Fläche und eine spezielle Länge beschrieben, wie Gleichung (4.39) zeigt.



$$R_m = \frac{l(r, \beta)}{\mu(B) \cdot A} \quad (4.39)$$

Folgende Größen werden dabei berücksichtigt:

- $\beta$  - Winkel in rad
- $r$  - Radius in m
- $A$  - Fläche in m
- $l(R, \alpha)$  - Widerstandslänge in Abhängigkeit vom Radius und vom Winkel
- $\mu(B)$  - Permeabilität als Funktion von der magnetischen Flussdichte  $B$

Diese Parameter sind charakteristisch für den magnetischen Widerstand und bestimmen den Fluss im magnetischen Feld. Die beschriebene Vorgehensweise wird beim RRSRM auch in den anderen Bereichen angewendet, die einen homogenen Feldverlauf aufweisen.

Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor existiert an jedem Pol eine Spule, die das magnetische Feld erzeugt. Deshalb ist nur eine Stromrichtung zu berücksichtigen. Die Anzahl der Quellen und die Struktur des Netzwerkes im Pol haben Einfluss auf die Feldverteilung in den übrigen Abschnitten des magnetischen Kreises. Besteht das Magnetfeld aus Verzweigungen und aus inhomogenen Abschnitten, ist es notwendig, die Anzahl der magnetischen Quellen und somit die Anzahl der Zweige und Maschen im Netzwerk entsprechend anzupassen. Dadurch ist es möglich, die verschiedenen Feldlinienverläufe zu berücksichtigen. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor sind Verzweigungen zwischen Statorpol und dem Stator vorhanden. Weiterhin existiert eine Aufteilung der Feldlinien beim Übergang vom Pol über den Arbeitsluftspalt zum Rotor. Diese Merkmale haben dazu geführt, dass eine gewisse Anzahl von Maschen vorhanden sein muss, damit die Verzweigungen und inhomogenen Abschnitte berücksichtigt werden können. Damit die Struktur des Netzwerkes den räumlichen Feldlinienverlauf widerspiegelt, werden Untersuchungen mit unterschiedlicher Unterteilung durchgeführt. Die Analysen beziehen sich auf die Feldlinienverläufe in Abbildung 4.40. Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der Feldlinien vom magnetischen Widerstand abhängig ist, und dieser ändert sich mit der Rotorposition. Befindet sich der Rotor direkt an einem Pol, teilen sich die Feldlinien auf. Der magnetische Fluss fließt über die Pole mit dem geringsten magnetischen Widerstand. Bei Veränderung der Rotorposition vergrößert sich der Luftspaltwiderstand in einem der beiden Zweige. Somit muss der durch die magnetische Quelle verursachte Fluss seinen

Verlauf ändern. Diese Eigenschaft muss im Reluktanznetzwerk durch unterschiedliche Zweige berücksichtigt werden. Das bedeutet, wenn sich der magnetische Widerstand ändert, dann muss der magnetische Fluss über einen anderen Zweig durch das Material geführt werden. Diese Überlegungen haben dazu geführt, den Flussverlauf anhand des Netzwerkes in Abbildung 4.42 zu modellieren. Die Entstehung des magnetischen Feldes wird mit zwei magnetischen Quellen nachgebildet. Befindet sich der Rotor direkt an einem Pol, sind die Widerstände in beiden Zweigen gleich. Durch die Bewegung des Rotors verändern sich die Widerstände. Bei Vergrößerung des magnetischen Widerstandes in einem Zweig verringert sich der Fluss. Ab einem bestimmten Punkt ist der Luftspaltwiderstand im Zweig größer als der Widerstand durch den Statorpol, und der Fluss verändert seinen Verlauf. Der magnetische Fluss verläuft nun über den gestrichelten Widerstand und im äußeren Bereich des Stators. Diese charakteristische Eigenschaft ist auch bei den Feldlinien in Abbildung 4.40 zu erkennen.

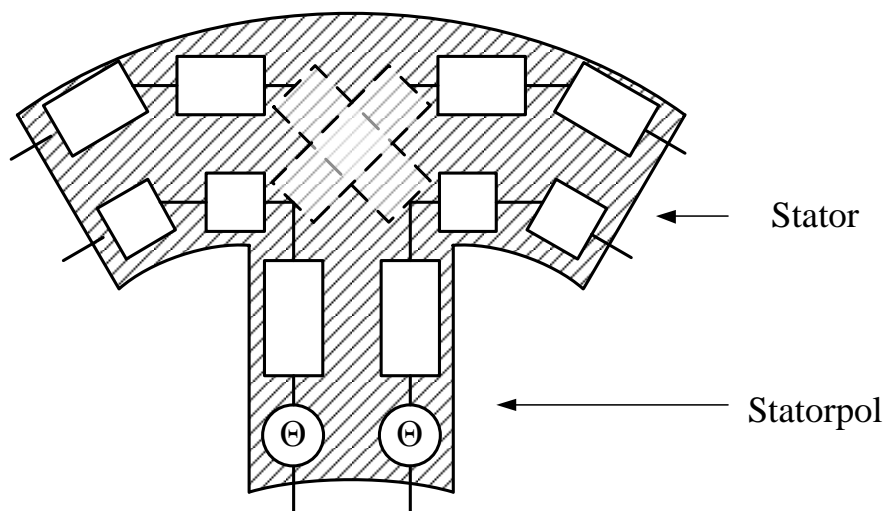


Abbildung 4.42: Reluktanznetzwerk mit zwei magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM

Bei der Modellierung auf Basis dieses Reluktanznetzwerkes ist zu erkennen, dass die Feldlinien direkt am Materialrand nicht mit berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wird eine weitere Unterteilung durchgeführt. Die Struktur des Reluktanznetzwerkes bei einer Unterteilung in drei Maschen ist in Abbildung 4.43 zu sehen.

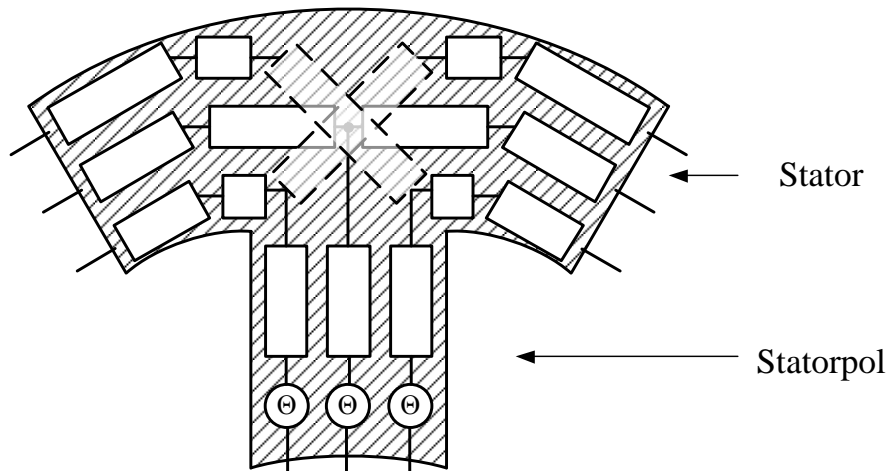


Abbildung 4.43: Reluktanznetzwerk mit drei magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM

Bei einer ungeraden Anzahl von Quellen wird der mittige Flussverlauf gleichmäßig aufgeteilt. Er verläuft somit im Zentrum des Statorpols, so wie das bei den Untersuchungen am FEM-Modell zu sehen ist. Eine weitere Unterteilung und somit eine feinere Unterteilung ist in Abbildung 4.44 dargestellt. Es ist die gleiche Herangehensweise wie bei der zweifachen Unterteilung. Durch eine weitere Untergliederung wird der Feldverlauf räumlich genauer aufgeteilt und der Flussverlauf an den Materialrändern besser berücksichtigt.

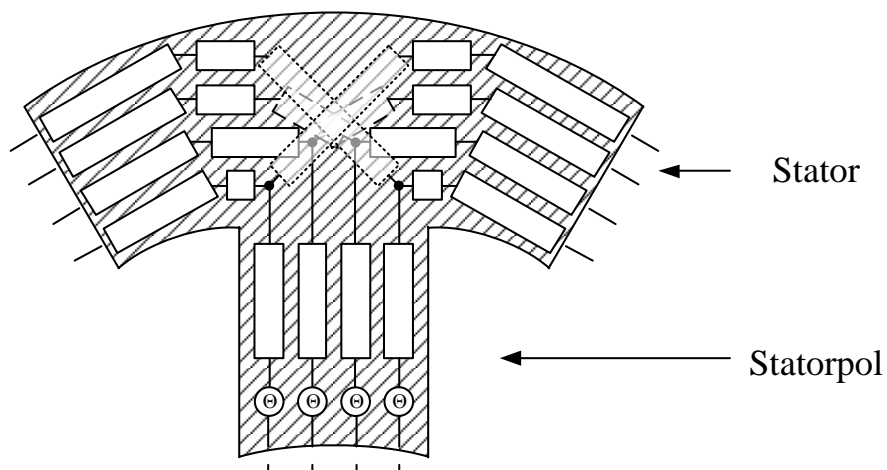


Abbildung 4.44: Reluktanznetzwerk mit vier magnetischen Quellen zur Modellierung der magnetischen Feldlinien beim RRSRM

Die gleiche Vorgehensweise wird bei der Modellierung des Flussverlaufes im Rotor angewendet und ist in Abbildung 4.45 dargestellt. Die Fläche  $A_R$  wird durch die Länge  $l_{Rotor}$ , den inneren und äußeren Radius des Rotors bestimmt, und wird zur Berechnung des magnetischen Widerstandes verwendet. Das Feldgebiet des Rotors wird in parallele Widerstände mit unterschiedlichen Längen unterteilt. Die Längen werden durch den Radius bestimmt. Auf diese Art ist eine gute Abbildung des Magnetfeldverlaufes mit dem Reluktanznetzwerk möglich.

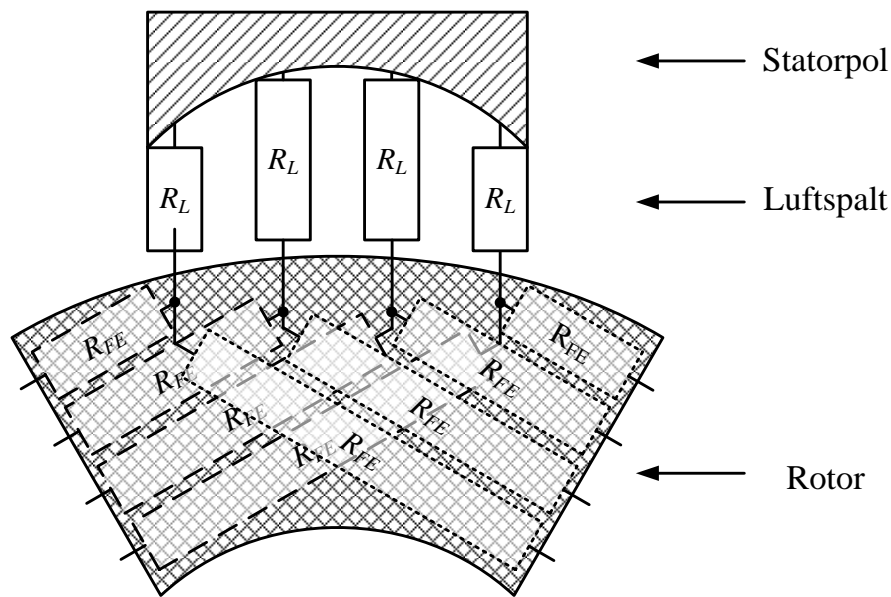


Abbildung 4.45: Verteilung der Reluktanzen im Luftspalt und im Rotor

Ein weiterer Punkt bei der Erstellung des Reluktanznetzwerkes ist die Untergliederung der Feldlinien im Arbeitsluftspalt. Hierbei sind die Rollbewegung des Rotors und die damit verbundene Luftspaltänderung markante Merkmale. Die Veränderung des Arbeitsluftspaltes wird durch die Widerstände im Luftspalt berücksichtigt ( $R_L(\varphi)$ ).

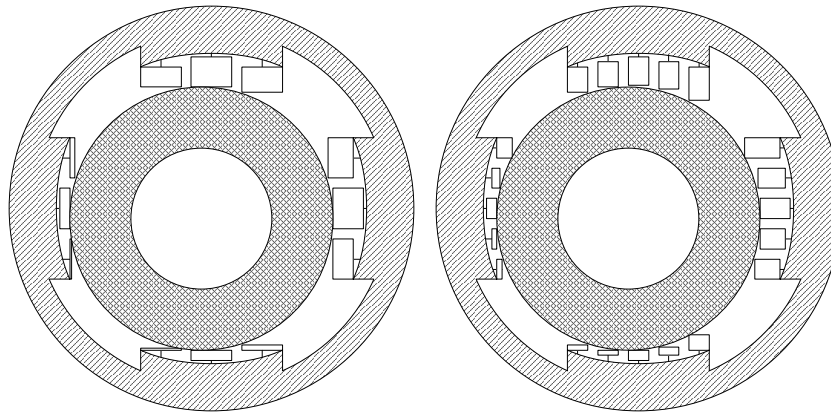


Abbildung 4.46: Vergleich einer dreifachen und einer fünffachen Unterteilung im Luftspalt

Die Berechnung zur Längenänderung des Luftspaltes ist bereits in Gleichung (3.7) dargestellt worden. Diese Gleichung dient als Ansatz zur Bestimmung der Luftspaltwiderstandslängen in Abhängigkeit von der Rotorposition. Die Länge des Luftspaltes zwischen Statorpol und Rotor verändert sich durch die Rollbewegung sehr ungleichmäßig. Damit diese Charakteristik gut berücksichtigt werden kann, muss eine bestimmte Anzahl von Widerständen die Luftspaltänderung beschreiben. In Abbildung 4.46 wird eine dreifache und eine fünffache Unterteilung des Luftspaltes verglichen. Hierbei ist zu erkennen, dass die Anzahl der Widerstände die Genauigkeit der Luftspaltänderung bestimmt. Bei der dreifachen Unterteilung ist zu sehen, dass der schräge Verlauf des Luftspaltes bei Annäherung des Rotors nur sehr unzureichend berücksichtigt wird. Bei der fünffachen Unterteilung wird die Veränderung des Luftspaltes durch unterschiedliche Widerstandslängen schon recht gut nachgebildet. Ein weiteres Merkmal bei der Modellierung des Luftspaltes ist die Feldaufweitung. Bei senkrecht zueinander verlaufenden Flächen ist ein konstanter Luftspalt vorhanden und die Feldaufweitung muss nur bedingt berücksichtigt werden. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor ist aufgrund der Abrollbewegung des Rotors eine kontinuierliche Luftspaltänderung vorhanden. Diese Keilform des Luftspaltes verursacht bei Annäherung an den Statorpol eine Aufweitung des Feldes, wie in Abbildung 4.47 ersichtlich. Diese Charakteristik muss bei der Modellierung des Reluktanznetzwerkes berücksichtigt werden, da dieses Merkmal Auswirkungen auf den gesamten Flussverlauf hat.

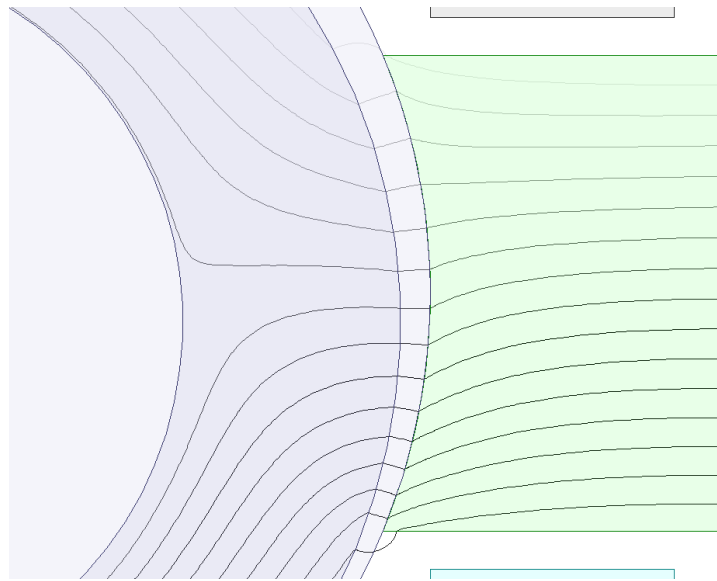


Abbildung 4.47: Feldaufweitung beim Übergang der Feldlinien vom Statorpol zum Rotor

Die Modellierung des magnetischen Feldes beim RRSRM erfolgt auf den beschriebenen Grundlagen. Dabei gelten die hier vorgestellten Ergebnisse unter der Annahme, dass die nichtlinearen Eigenschaften des Magnetfeldes keinen Einfluss haben. Die Simulationsergebnisse vom Netzwerkmodell werden mit dem FEM-Modell verglichen. Im ersten Schritt werden Analysen zur Unterteilung durchgeführt. Hierbei soll ermittelt werden, wie weit das magnetische Feld unterteilt werden muss, damit der Feldlinienverlauf im Material sehr gut abgebildet werden kann. Zu diesem Zweck wird der Flussverlauf mit konstantem Luftspalt, also feststehenden Rotor, untersucht. In Abbildung 4.48 sind die Untersuchungen zur magnetischen Flussverkettung  $\Psi$  dargestellt. Die Ergebnisse zeigen den Anstieg von  $\Psi$  infolge des Stromanstiegs in der Spule. Der Rotor befindet sich zu diesem Zeitpunkt direkt am Statorpol.

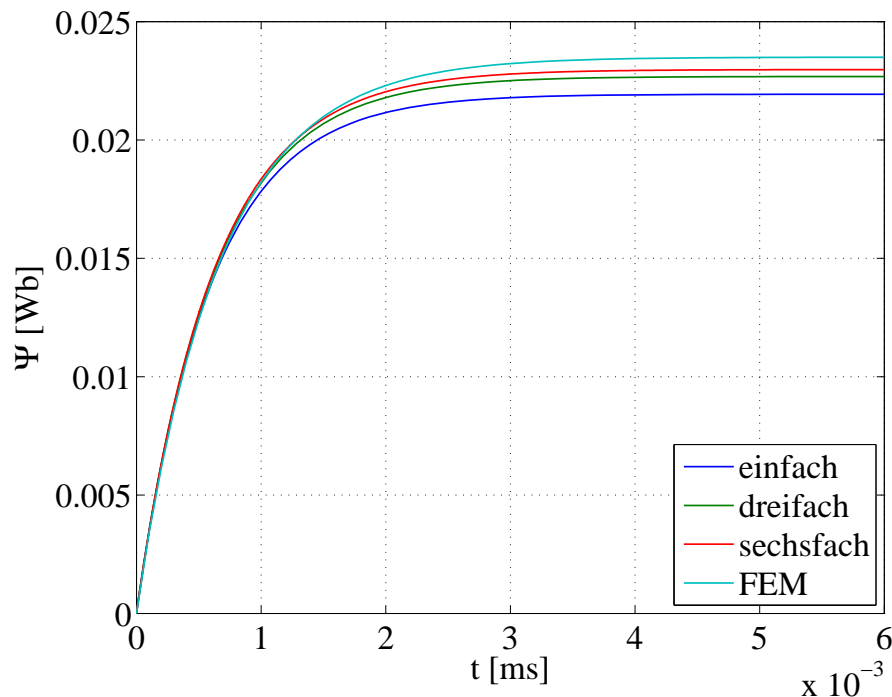


Abbildung 4.48: Unterteilung des Materials und der resultierende verkettete magnetische Fluss

Der Verlauf des magnetischen Flusses durch das Material wird durch den magnetischen Widerstand bestimmt. Bei der räumlichen Unterteilung des magnetischen Feldes durch unterschiedliche Maschen nähern sich die Ergebnisse an die des FEM-Referenzmodells an. Die Ergebnisse zeigen, dass bei einer zweifachen Untergliederung eine Abweichung von 5% vorhanden ist. Bei einer dreifachen Unterteilung beträgt die Abweichung nur noch 3%. Durch eine sechsfache Aufteilung werden die Ergebnisse zwischen Netzwerkmodell zu Referenzmodell bis auf 2,2% verkleinert. Diese Untersuchungen bestätigen, dass die Unterteilung einen entscheidenden Einfluss bei der Beschreibung des magnetischen Feldes auf Grundlage der Netzwerkmethod hat. Weitere Untersuchungen werden bei Veränderung des Luftspaltes durchgeführt. Diese Analysen sollen zeigen, wie genau die Luftspaltänderungen in einem Reluktanznetzwerk berücksichtigt werden.

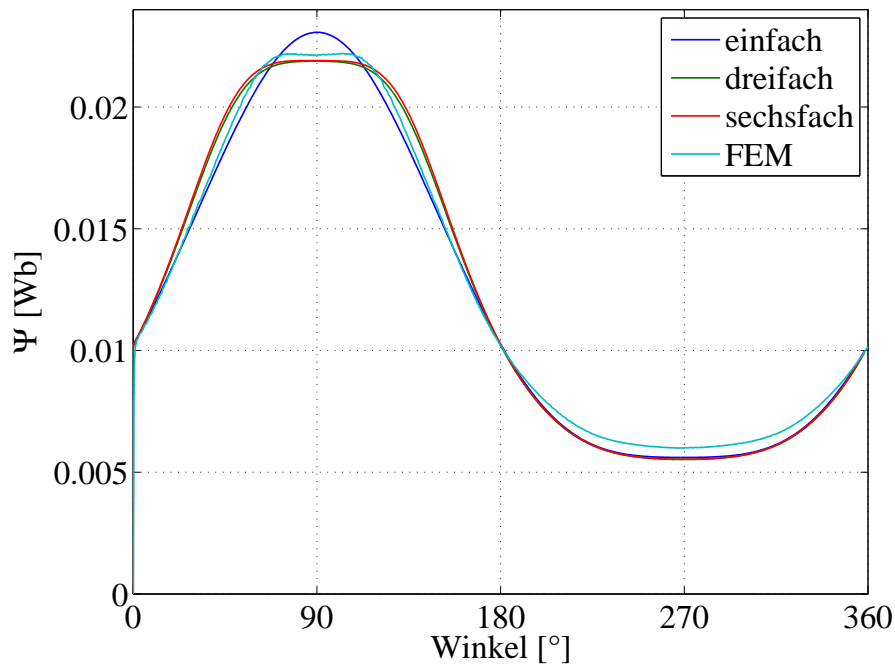


Abbildung 4.49: Magnetische Flussverketzung mit unterschiedlichen Unterteilungen des Material und eine Rotorbewegung von  $360^\circ$

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 4.49 zeigen den Verlauf der magnetischen Flussverketzung  $\Psi$  bei Veränderung des Luftspaltes infolge der Rotorbewegung. Bei dieser Untersuchung besitzen die Spulen zehn Windungen und die Spule am  $Pol_2$  wird mit einem konstanten Strom von 50A erregt. Der Rotor wird im Stator um  $360^\circ$  bewegt. Die Ergebnisse zeigen die Kennlinienverläufe auf Basis unterschiedlicher Untergliederungen. Auch bei dieser Simulation ist zu erkennen, dass sich bei einer genaueren Unterteilung die Kennlinien des Netzwerkmodells an die Kennlinie des FEM-Modells annähern. Bei der sechsfachen Unterteilung ist eine maximale Abweichung von 1,5% vorhanden.

Für konkrete Untersuchungen am RRSRM werden im Folgenden die Parameter für die Simulation bestimmt. Ein wichtiges Merkmal ist der Aufbau. Der Aufbau von Motoren bestimmt die Abmessungen der Erregerspule. Beim RRSRM wird der Wickelraum durch den Abstand der Pole, durch die Länge der Statorpole und durch die Distanz zum Rotor bestimmt. Bei der Auslegung der Spulen für den RRSRM wird die Annahme getroffen, dass Rechteckspulen zum Einsatz kommen. Deshalb erfolgt die Anordnung der Spulen wie in Abbildung 4.50.



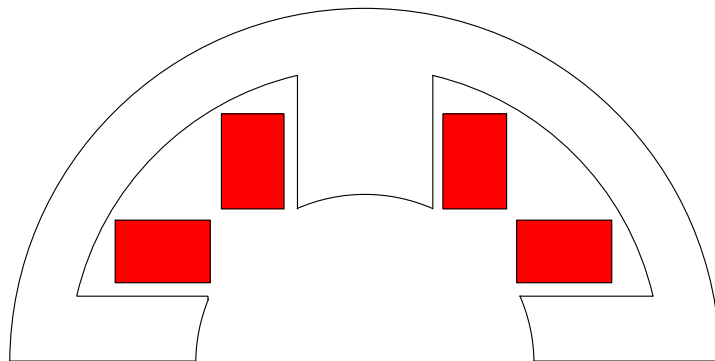


Abbildung 4.50: Anordnung der Rechteckspulen

Durch die Pollänge von 30mm und Breite von 32mm und den Radien von Statorjoch und inneren Stator kann eine rechteckige Wickelfläche von circa  $A_w = 320\text{mm}^2$  mit den Seitenlängen 16mm und 20mm verwendet werden. Bei der Verwendung von einem Leiter mit einem Durchmesser von 3mm ergibt sich eine Drahtfläche von  $7,1\text{mm}^2$ . Mit diesen Größen und der Annahme, dass ein Füllfaktor von 0,8 realisierbar ist, wird eine Windungszahl von  $w = 36$  erreicht. Über die Anzahl der Windungen und die damit verbundene Drahtlänge, die Drahtfläche und den spezifischen Widerstand  $\rho$  von Kupfer wird der ohmsche Widerstand nach Gleichung 4.40 bestimmt. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren wurde in guter Näherung ein Wert von  $R = 2,72\Omega$  berechnet.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (4.40)$$

Damit die Stromwärmeverluste nicht zu groß werden, wird die Stromdichte in den Spulen auf maximal 3 bis 4  $\text{A}/\text{mm}^2$  begrenzt [Kal+08]. Das bedeutet für die Ansteuerung des RRSRM, dass bei einer Drahtfläche von  $7,1\text{mm}^2$  aus thermischen Gründen die Spulen mit maximal 28A erregt werden können.

$$J = \frac{I}{A} = \frac{28\text{A}}{7,1\text{mm}^2} = 3,94 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (4.41)$$

Bei einem Strom von 28A und einem Widerstand von  $R = 2,72\Omega$  kann der RRSRM mit einer maximalen Spannung von 75V gespeist werden.

$$U = R \cdot I = 2,72\Omega \cdot 28\text{A} = 76.16\text{V} \quad (4.42)$$

Eine weitere Größe, die Einfluss auf die Simulationsergebnisse hat und daher im Vorfeld bestimmt werden muss, ist der Einfluss des Materials. Aus diesem Grund wurde zu Beginn der Untersuchungen das verwendete Material festgelegt. Hierbei handelt es sich um kaltgewalztes Elektroblech V 400-50A (*isotrop*). Das verwendete ferromagnetische Material besitzt eine Sättigung von 1,2T und ist in der Praxis ein häufig verwendeter Werkstoff. Untersuchungen zu diesem Material einschließlich der Hysteresekurve sind in [Ner06] erläutert. Dasselbe Material wurde anhand der  $B - H$ -Kennlinie auch beim FEM-Referenzmodell verwendet. Zur Untersuchung des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors werden im Folgenden die Simulationen an dem sechsfach unterteilten Netzwerkmodell durchgeführt. Die Ergebnisse dieses Modells hatten zum Referenzmodell die geringsten Abweichungen. Des Weiteren werden die Untersuchungen am Eisenkreis unter Berücksichtigung folgender Annahmen durchgeführt:

- die Eisenteile sind fein geblecht, sodass die Wirbelstromverluste vernachlässigt werden können
- Vernachlässigung der Ummagnetisierungsverluste

Die Simulationsergebnisse werden mit einem FEM-Referenzmodell verglichen, damit Aussagen über die Genauigkeit des Netzwerkmodells gemacht werden können. Die Untersuchungen beschreiben die Abbildung des magnetischen Kreises in ein Reluktanznetzwerk. Die ersten Analysen beschäftigen sich mit der Abbildung des Flussverlaufes. Dazu wird die magnetische Flussverkettung  $\Psi$  in Abhängigkeit von der Rotorposition und somit bei Veränderung des magnetischen Feldes untersucht. Der Rotor wird im Stator um  $360^\circ$  bewegt und die Spule am  $Pol_2$  wird mit Spannung versorgt.

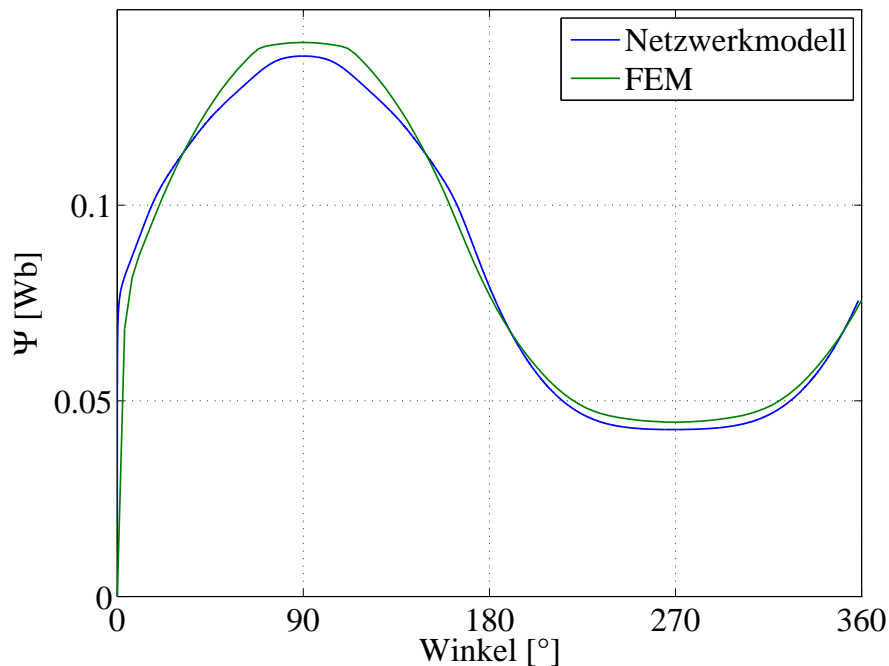


Abbildung 4.51: Vergleich der magnetischen Flussverkettung beim FEM- und Netzwerkmodell

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 4.51 zeigen die magnetische Flussverkettung beim Netzwerk- und FEM-Modell mit Berücksichtigung der Materialparameter. Bei einem Winkel von  $90^\circ$  erreicht der Rotor die erregte Spule. Dadurch ist der Luftspaltwiderstand zwischen Rotor und dem  $Pol_2$  sehr gering und die höchste magnetische Flussverkettung im Pol vorhanden. Das hat zur Folge, dass im Material bereits eine geringe Sättigung vorhanden ist. Daraus resultieren eine hohe Permeabilität und somit eine gute Ausnutzung der Materialeigenschaften. Die Sättigung tritt auf, wenn der Rotor sich an der erregten Spule befindet, weil dann die magnetische Flussverkettung am höchsten ist. Die Ergebnisse beider Simulationen zeigen eine maximale Abweichung zwischen beiden Kennlinien von 2,5%. Beim FEM-Modell verteilt sich der magnetische Fluss sehr stark in die Außenbereiche des Statorpols aufgrund der kürzeren Wege durch das Material (Abbildung 4.52). Diese Eigenschaft lässt sich mit der Netzwerkmethod nur berücksichtigen, wenn eine sehr viel kleinere Unterteilung vorgenommen wird.

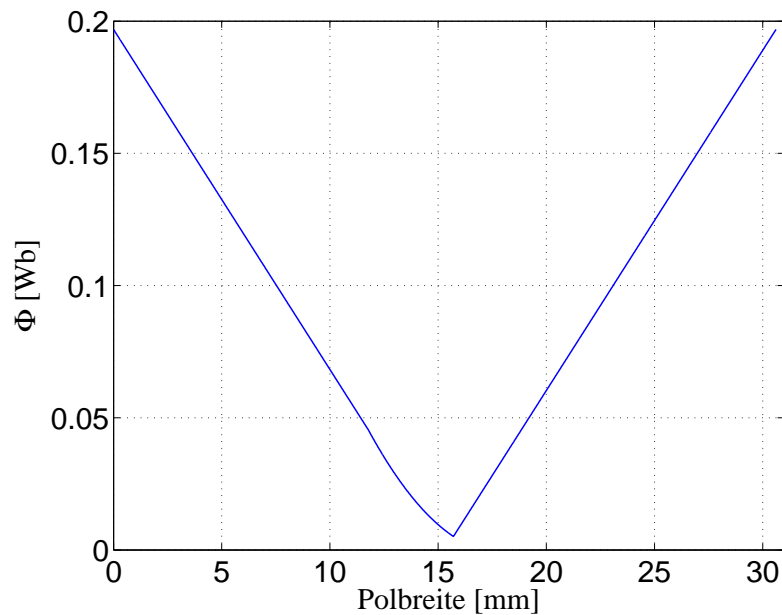


Abbildung 4.52: Verteilung des magnetischen Flusses im Statorpol beim FEM-Modell

Auch im Netzwerkmodell ist der Fluss in den Außenbereichen des Statorpols am stärksten ausgeprägt, weil diese Abschnitte die kürzesten Wege darstellen. Die festgelegte Unterteilung des magnetischen Feldes in Abschnitte beeinflusst den Flussverlauf und dadurch entstehen geringe Abweichungen. In dem konkreten Beispiel ist der Statorpol sechsfach unterteilt. Somit wird die Breite des Statorzahnes  $B_z = 32\text{mm}$  in sechs Abschnitte mit  $5,33\text{mm}$  unterteilt. Der magnetische Fluss ist dadurch  $2,66\text{mm}$  vom äußeren Rand entfernt und hat somit einen längeren Weg durch das Material. Dieser längere Weg hat einen größeren Widerstand zur Folge und somit einen geringeren magnetischen Fluss. In Abbildung 4.53 ist der Flussverlauf im Statorpol beim Netzwerkmodell dargestellt. Hierbei ist erkennbar, dass sich durch die Bewegung des Rotors am Statorpol vorbei, der Flussverlauf in den einzelnen Widerständen ändert. In den beiden äußeren Widerständen  $Rm_1$  und  $Rm_6$  ist der stärkste magnetische Fluss vorhanden. Im mittleren Bereich ist der Fluss durch die längeren Wege und die daraus resultierenden höheren Widerstände geringer.

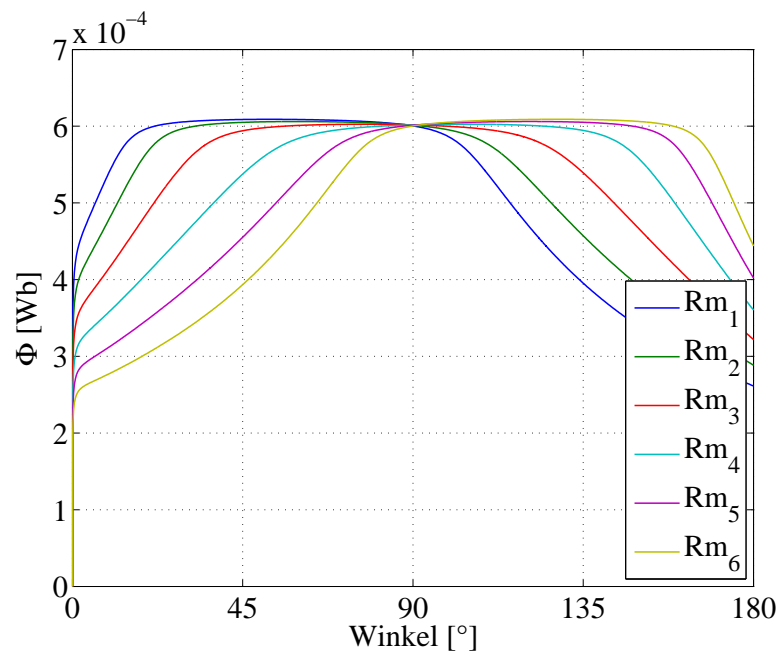


Abbildung 4.53: Verteilung des magnetischen Flusses im Statorpol beim Netzwerkmodell

Der Wert der Induktivität muss bei der Ansteuerung und somit beim Entwurf des Stromrichters berücksichtigt werden. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor existiert durch die Rotorbewegung eine charakteristische Induktivitätsänderung, die im Folgenden analysiert wird.

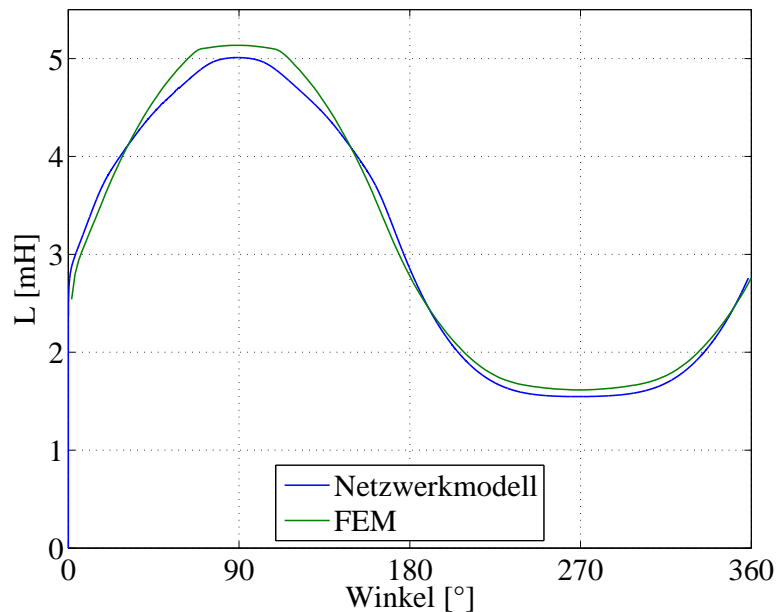


Abbildung 4.54: Vergleich des Induktivitätsverlaufes zwischen FEM-Modell und Netzwerkmodell

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 4.54 zeigen den Verlauf der Induktivität in Abhängigkeit von der Rotorposition. Hierbei ist zu erkennen, dass sich durch die Bewegung des Rotors und der damit verbundenen Abstandsänderung zwischen Spule und Rotor die Größe der Induktivität ändert. Der Vergleich der beiden Kennlinienverläufe zeigt eine Abweichung von 2%. Die gesamte Schwankungsbreite der Induktivität beträgt beim FEM-Modell und Netzwerkmodell 52%.

### 4.5.3 Untersuchung des Einflusses von Materialeigenschaften

Eine charakteristische Eigenschaft von ferromagnetischen Materialien ist das nichtlineare Verhalten, wenn es dem Einfluss von magnetischen Feldern ausgesetzt ist. Dieses nichtlineare Verhalten hat Auswirkungen auf den Feldverlauf somit auch auf die elektrische Ansteuerung und die entstehenden magnetischen Kräfte. Zu diesem Zweck ist es notwendig, dass bei Simulationen diese nichtlinearen Eigenschaften berücksichtigt werden. Zur Untersuchung der Materialeigenschaften auf die elektrische Ansteuerung wird der Erregerstrom der Spule analysiert. Wie bereits in Abschnitt 4.3 gezeigt, hat die Sättigung des Materials Auswirkungen auf den Stromanstieg in der Spule.

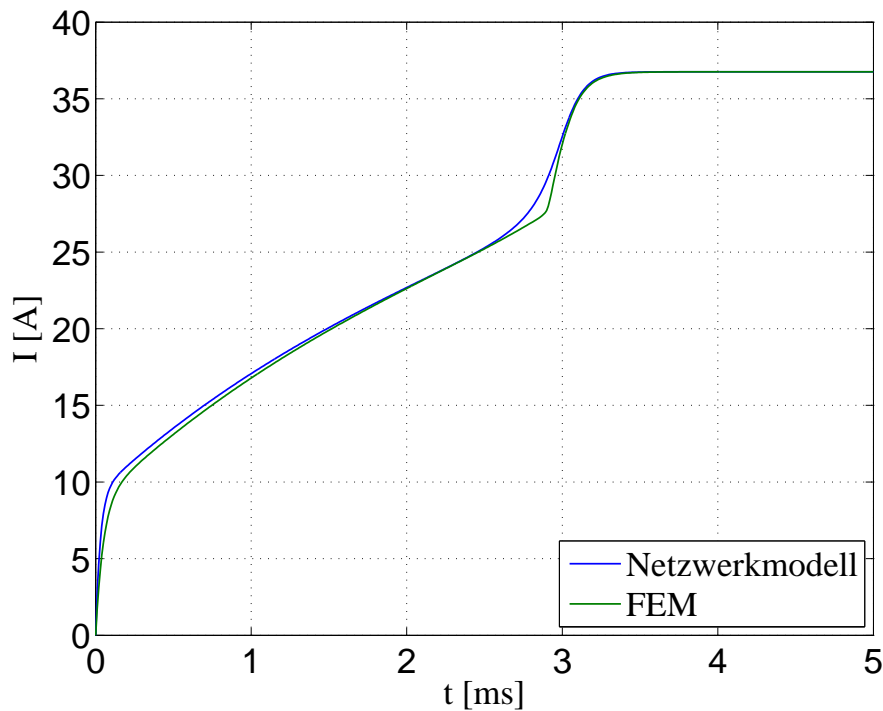


Abbildung 4.55: Stromanstieg in einer Spule bei Sättigung des Materials

Die Simulation wird mit veränderten Parametern durchgeführt, weil eine Sättigung des Materials vorhanden sein muss. Die Spannung an der Spule wird auf 100V heraufgesetzt. Dadurch wird die Stärke des magnetischen Feldes erhöht und das Material befindet sich in Sättigung. In Abbildung 4.55 sind die Simulationsergebnisse beim Einschaltvorgang an einer Spule dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Stromverlauf in zwei Zeitabschnitten verläuft. Der erste Zeitabschnitt verläuft vom Einschaltzeitpunkt bis circa 2,8ms. Dieser Zeitbereich ist gekennzeichnet durch einen langsameren Stromanstieg. Der Grund hierfür ist der in der Spule befindliche Eisenkern, der durch seine Permeabilität eine höhere Induktivität verursacht. Erreicht das Material die Sättigung, wirkt die Permeabilität nicht mehr feldverstärkend. In dem Beispiel setzt bei circa 2,8ms die Sättigung ein. Daraufhin wird der Stromanstieg steiler. Jetzt wirkt nur noch die Induktivität der Spule ohne Eisenkern. Zum Vergleich des Kennlinienverlaufes wurden die Untersuchungen auch am FEM-Referenzmodell durchgeführt. Die Ergebnisse beider Simulationen zeigen geringe Abweichungen beim Übergang vom ungesättigten in den gesättigten Bereich. Die Gründe hierfür können zum einen die nicht ausreichende Unterteilung in bestimmte Abschnitte sein oder zum anderen können die Materialparameter geringfügig abweichen.

#### 4.5.4 Magnetische Kraft

Die Kraft, die magnetische Felder erzeugen, wirkt anziehend auf ferromagnetische Materialien in der Richtung, in welcher sich die Induktivität vergrößert. Beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor wird die Kraft zum Anziehen des Rotors verwendet. Das bedeutet, die Spule, die sich um  $90^\circ$  versetzt zur Rotorposition befindet wird erregt. Der Rotor wird durch die Kraft angezogen, die das magnetische Feld auf ihn ausübt. Zur Untersuchung der magnetischen Kräfte beim RRSRM wird zuerst die Kraft simuliert, die auf den Rotor durch eine erregte Spule wirkt. Dabei wird die Spule angesteuert, an der sich der Rotor befindet. In Abbildung 4.56 ist das Einschalten der Spule und der Kraftaufbau zu sehen. Die maximal wirkende Kraft auf den Rotor ist somit circa 1830N.

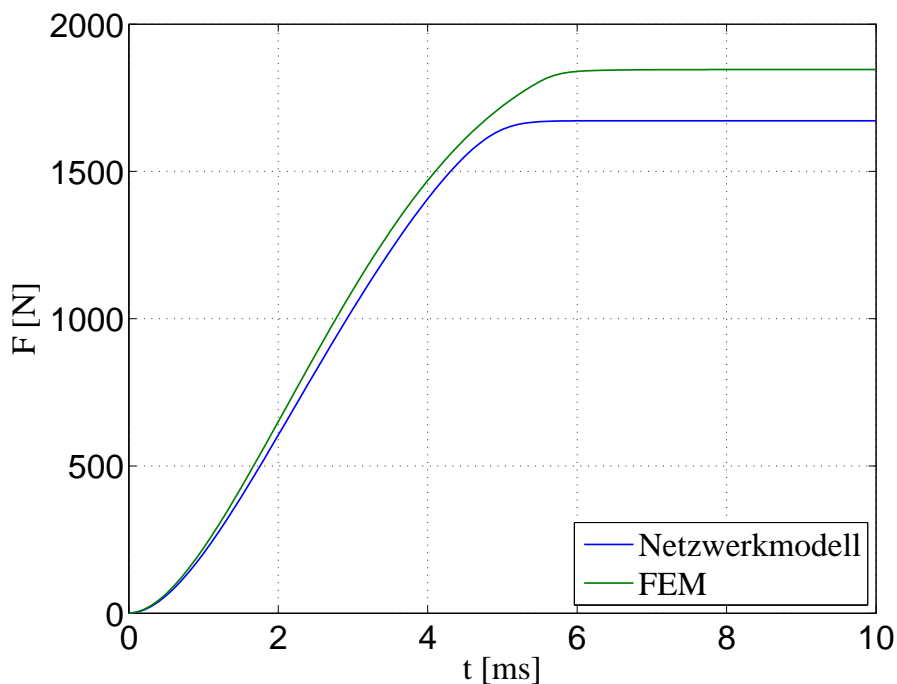


Abbildung 4.56: Kraft auf den Rotor beim Einschalten einer Spule

Es ist eine Abweichung von 9% erkennbar, die hauptsächlich durch die Untergliederung im Arbeitsluftspalt entsteht. Bei weiteren Analysen wird untersucht, wie genau mit dem Reluktanznetzwerk die Entstehung der magnetischen Kräfte modelliert werden kann. Aus diesem Grund wurden Simulationen durchgeführt, bei denen die um  $90^\circ$  versetzte Spule angesteuert wird und die dynamischen Kräfte untersucht, die auf den Rotor wirken.



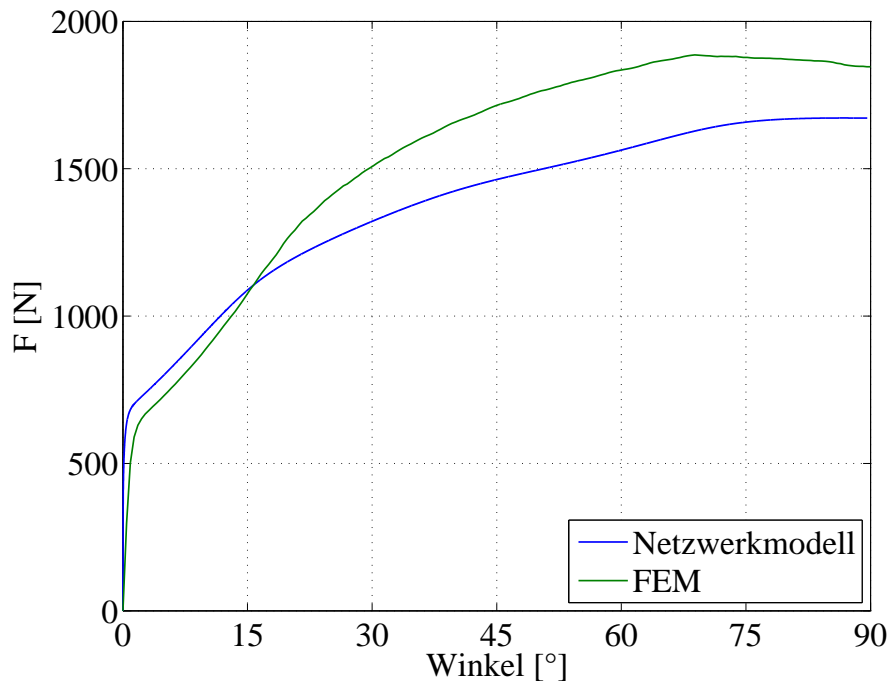


Abbildung 4.57: Veränderung der magnetischen Kraft bei Annäherung des Rotors an eine Erregerspule

In Abbildung 4.57 ist der charakteristische Kennlinienverlauf der wirkenden Kraft auf den Rotor dargestellt. Die Abweichungen zwischen dem Netzwerkmodell und dem Referenzmodell resultieren aus der fest definierten Richtung der magnetischen Feldlinien beim Reluktanznetzwerk. Beim FEM-Modell können die Feldlinien ihre Richtung entsprechend des kürzeren Luftspaltes ändern. Darum beträgt die Abweichung bei Annäherung des Rotors an den Statorpol zwischenzeitlich 12%. Der Kennlinienverlauf beschreibt die Änderung der Kraft in Abhängigkeit vom Luftspalt. Die Kraft wird mit Verringerung des Luftspaltes größer.

### 4.5.5 Drehmoment

Die auf den Rotor wirkende Kraft bestimmt das Drehmoment. Der Zusammenhang zwischen Kraft und Drehmoment wird durch die Richtungsvektoren der Kraft und vom Rotorradius  $R_{Rot}$  bestimmt. Dadurch ist das starke Schwanken der Kraft auch beim Drehmomentenverlauf erkennbar, wie in Abbildung 4.58 dargestellt. Der dargestellte Drehmomentverlauf spiegelt die Entstehung des Drehmomentes wider, ohne Berücksichtigung von Trägheit oder Last.

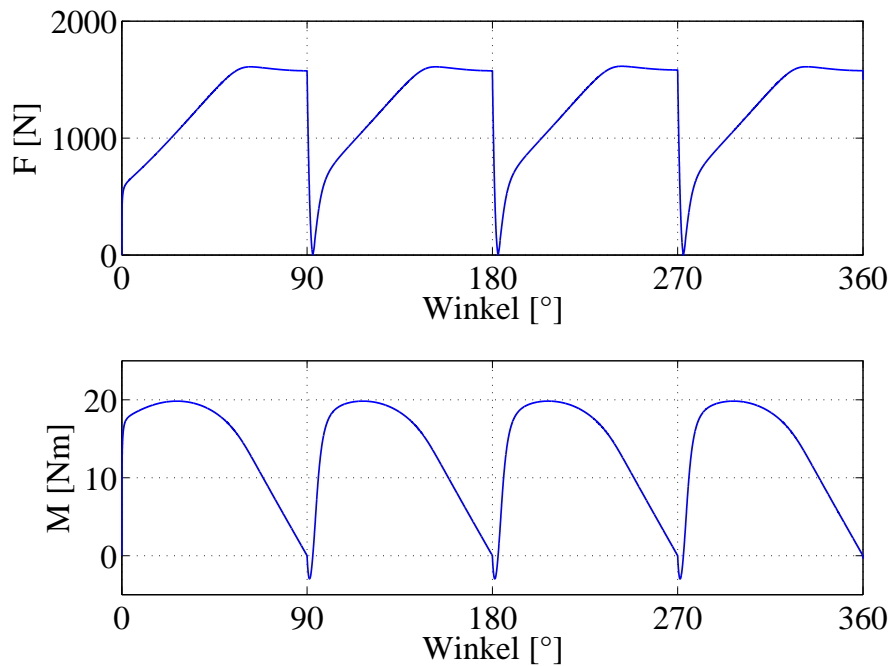


Abbildung 4.58: Verlauf der Kraft und des dazugehörigen Drehmomentes bei einer Ansteuerung des Statorfeldes von 360°

Der Verlauf des Drehmomentes wird maßgeblich durch das Ein- und Ausschalten der Spulen bestimmt. Bei den hier dargestellten Ergebnissen wurde die Spule eingeschaltet, die sich um 90° versetzt zur Rotorposition befindet. Daraufhin wurde der Rotor von der magnetischen Kraft angezogen. Das Ausschalten erfolgte, nachdem sich der Rotor um 90° bewegt hatte und sich direkt am Statorpol befand. Es war immer nur eine Spule erregt. Das in Abbildung 4.58 dargestellte Drehmoment wird durch den inneren Radius des Stators und den äußeren Radius des Rotors vergrößert und dadurch die Winkelgeschwindigkeit verringert. Bei dem hier betrachteten Beispiel beträgt bei schlupflosem Abrollen des Rotors die Übersetzung:

$$\ddot{u} = \frac{R_{\text{Rext}}}{R_{\text{Sint}} - R_{\text{Rext}}} = \frac{38\text{mm}}{40\text{mm} - 38\text{mm}} = 19 \quad (4.43)$$

Der Drehmomentverlauf beim RRSRM wird bestimmt durch die Masse und die dezentrale Lage des Rotors gegenüber dem Stator. Diese Faktoren haben Auswirkungen auf die Trägheit. Beim RRSRM setzt sich die Trägheit aus zwei Anteilen zusammen. Zum einen besitzt der Rotor eine Trägheit, wenn er sich um seine eigene Achse dreht. Mit der Annahme, dass sich im Rotor eine Welle befindet, wird die Trägheit wie folgt bestimmt:

$$J_t = \frac{1}{2} m \cdot R_{\text{Rext}}^2 = 2,58 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (4.44)$$

Zum anderen entsteht eine Trägheit durch die dezentrale Lagerung des Rotors. Diese Eigenschaft wird durch das Vorhandensein einer Punktmasse charakterisiert, die wie folgt bestimmt wird:

$$J_t = m \cdot e^2 = 12,9 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (4.45)$$

Die beiden Gleichungen (4.44) und (4.45) gelten unter der Annahme, dass  $\rho_{FE} = 7874 \text{ kg/m}^3$  ist und die Rotormasse somit  $3,57 \text{ kg}$  beträgt. Die Trägheit der Punktmasse von Gleichung (4.45) ist aufgrund der kleinen Exzentrizität sehr gering, sodass diese nur geringen Einfluss hat. Die Trägheit des Rotors zeigt ebenfalls nur geringe Auswirkungen. Der Grund hierfür ist das Übersetzungsverhältnis, wodurch die Winkelgeschwindigkeit des Rotors kleiner wird. Die Verringerung der wirkenden Trägheit wird durch Gleichung (4.46) charakterisiert.

$$M = J_t \cdot \frac{a_B}{\ddot{u}} \quad (4.46)$$

Die Simulationen des Drehmomentverlaufes und der Winkelgeschwindigkeiten wurden mit einer konstanten Spannung von  $75 \text{ V}$  und mit einer konstanten Last von  $30 \text{ Nm}$  durchgeführt.

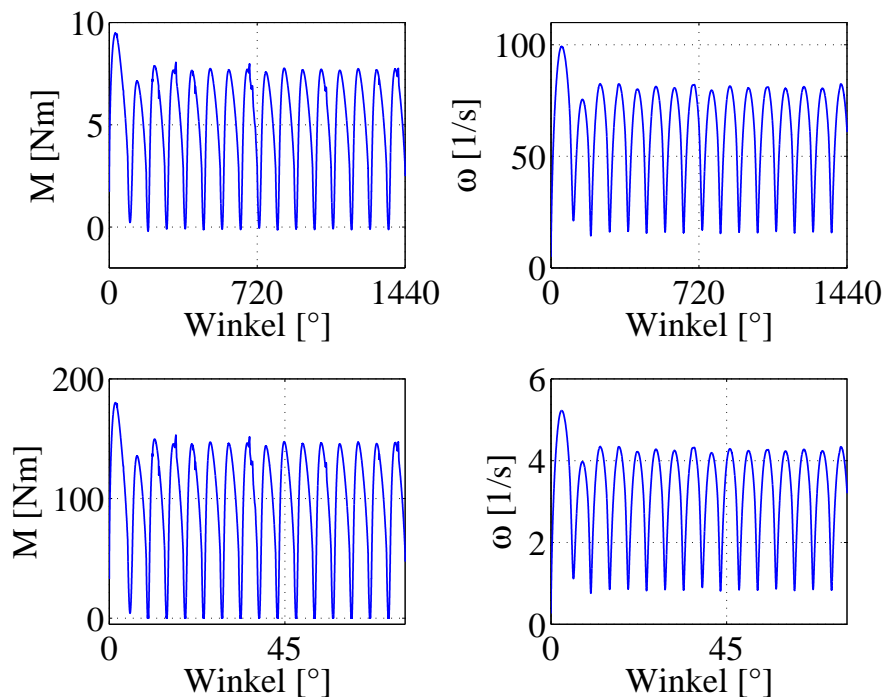


Abbildung 4.59: Übersetzung des Drehmomentes und der Winkelgeschwindigkeit

Die obere linke Kennlinie in Abbildung 4.59 zeigt den Verlauf des Drehmomentes. Dabei bewegt sich der Kontaktpunkt zwischen Rotor und Stator mit der Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes. Dieser Winkelgeschwindigkeitsverlauf ist oben rechts dargestellt. Die beiden unteren Kennlinienverläufe zeigen zum einen die Verstärkung des Drehmomentes und zum anderen die Verringerung der Winkelgeschwindigkeit durch den Übersetzungsfaktor  $\ddot{u} = 19$ . Die dargestellte Simulation zeigt eine Rotation des Statorfeldes von vier Umdrehungen. Da es sich hier um einen 4-Pol RRSRM handelt, sind in der Darstellung 16 Wellen beim Drehmomentverlauf zu erkennen. Diese entstehen durch die ungleichmäßige magnetische Kraft auf den Rotor. Einen ganz ähnlichen Verlauf zeigt die Winkelgeschwindigkeit des Rotors, mit der sich dieser im Stator bewegt. Auch hier ist durch die Unwucht eine ständige Geschwindigkeitsänderung zu erkennen. Durch den Übersetzungsfaktor bewegt sich die Abtriebswelle des Rotors um circa  $76^\circ$ . Auch die Masse des Rotors hat Einfluss auf den Drehmomentverlauf und die Winkelgeschwindigkeit. Bei der folgenden Untersuchung wird angenommen, dass sich der Motor in einer waagerechten Position befindet (Abbildung 3.3). Der  $Pol_1$  befindet sich am tiefsten Punkt. Durch die magnetische Kraft auf den Rotor, die von der erregten Spule 2 ausgeht, beschleunigt dieser. Bei dieser Bewegung wirkt die

Gewichtskraft des Rotors. Durch das positionsabhängige Schalten der Spulen bewegt sich der Rotor weiter zum  $Pol_3$  entgegen seiner Gewichtskraft. Bei der Bewegung des Rotors zum  $Pol_4$  und zurück zum  $Pol_1$  wird er stärker beschleunigt. Jetzt wirkt seine Gewichtskraft in die Bewegungsrichtung.

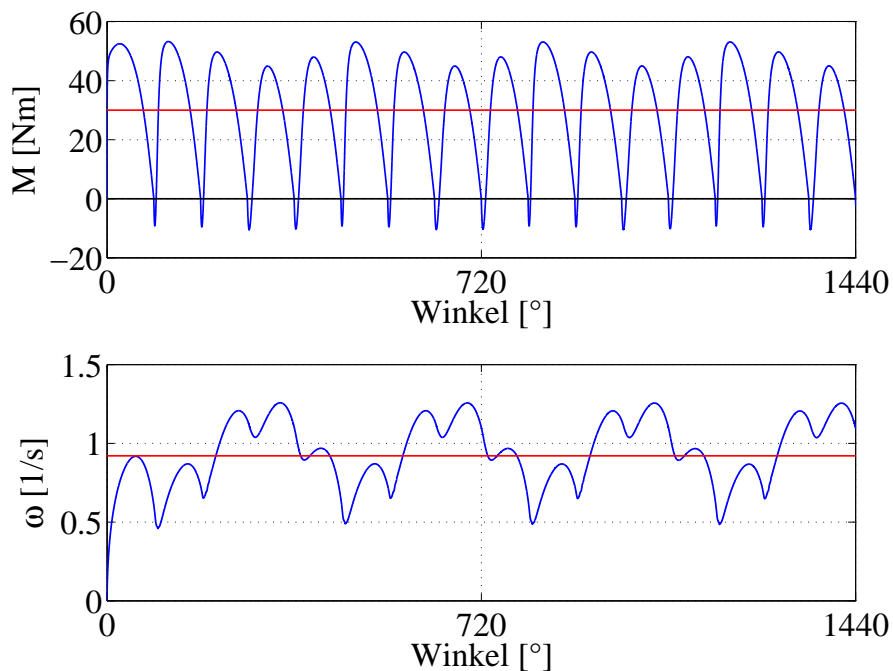


Abbildung 4.60: Verlauf des Drehmomentes und der Winkelgeschwindigkeit mit Berücksichtigung des Rotormasse bei waagerechter Lage des Motors

Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 4.60 dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass sich die Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes verringert und das Drehmoment größer wird, wenn sich der Rotor entgegen seiner Gewichtskraft bewegt. Entgegengesetzt verhalten sich  $M$  und  $\omega$ , wenn sich der Rotor in Richtung seiner Gewichtskraft bewegt. Hierbei wird die Winkelgeschwindigkeit größer und das Drehmoment kleiner. Die Untersuchungen erfolgten mit einer Eingangsspannung von  $U = 30V$  und ohne Belastungsmoment. Der arithmetische Mittelwert des dabei entstehenden Drehmomentes beträgt  $30Nm$  und die Winkelgeschwindigkeit an der Abtriebswelle ist  $0,92\frac{1}{s}$ .

### 4.5.6 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad  $\eta$  elektrischer Maschinen ist neben dem Aufbau und dem Grundprinzip eines der Hauptkriterien, welches den Einsatz bestimmt. Der Wirkungsgrad bestimmt die Wirtschaftlichkeit einer elektrischen Maschine. Deshalb wird immer versucht, die elektrische Maschine so auszulegen, dass ein guter Wirkungsgrad erreicht wird. Die Bestimmung des Wirkungsgrades erfolgt allgemein durch den Zusammenhang zwischen der Eingangsleistung  $P_e$  und der Ausgangsleistung  $P_a$ , wie Gleichung (4.47) zeigt.

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{P_a}{P_a + P_v} = \frac{P_e - P_v}{P_e} \quad (4.47)$$

Aufgrund der Verlustleistung  $P_v$  liegt  $\eta$  im Bereich von 0,25 und 0,95 [Gie+03]. Die auftretenden Verluste werden unterteilt in:

- Stromwärmeverluste
- Ummagnetisierungsverluste
- Reibungsverluste

Stromwärmeverluste entstehen in den Windungen und werden vom Strom verursacht. Diese Verluste sind belastungsabhängig. Der Widerstand ist hierbei ein konstanter Faktor und der elektrische Strom geht hierbei quadratisch ein, wie Gleichung (4.48) zeigt.

$$p_{ve}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \cdot R \cdot dt \quad (4.48)$$

Die Ummagnetisierungsverluste setzen sich aus den Wirbelstromverlusten und aus den Hystereseverlusten zusammen [Kal+08]. Als weiterer Faktor sind die Reibungsverluste vorhanden, die durch mechanische Gegebenheiten, wie zum Beispiel die Lagerreibung, entstehen. Zur Bestimmung der Gesamtverluste beim Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor werden die Eingangs- und Ausgangsleistung bestimmt. Diese beiden Größen sind zeitabhängig, sodass die Werte über die Periode  $T$  wie folgt berechnet werden.

$$p_a(t) = \frac{1}{T} \int_0^T M(t) \cdot \omega(t) \cdot dt \quad (4.49)$$

$$p_e(t) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (4.50)$$

Bei einem definierten Arbeitspunkt von  $U = 75\text{V}$ ,  $I = 17\text{A}$  und  $M = 80\text{Nm}$  beträgt der Wirkungsgrad des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors  $\eta = 0,31$ . Dieser Wert ist deutlich niedriger als bei anderen geschalteten Reluktanzmotoren, die einen Wirkungsgrad von über  $\eta = 0,5$  haben.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit beschreibt die wissenschaftlichen Untersuchungen eines Antriebsstranges in einer multidisziplinären Simulationsumgebung. Der Schwerpunkt lag hierbei auf der einheitlichen Modellbeschreibung eines Gesamtsystems unter Berücksichtigung des magnetischen Feldes und seinen nichtlinearen Eigenschaften. Als Beispiel wurde ein elektrischer Motor gewählt, der durch seinen markanten Aufbau starke Abhängigkeiten zwischen den verschiedenen physikalischen Fachdisziplinen aufweist. Der Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor besitzt einen dezentral gelagerten Rotor. Die Rotorbewegung verursacht Koppelungen, sodass zwischen der Mechanik, dem Magnetfeld und der elektrischen Ansteuerung Abhängigkeiten existieren. Diese Abhängigkeiten haben erheblichen Einfluss auf das Betriebsverhalten des Motors. Zur Analyse der Wechselwirkungen war es notwendig, den elektrischen Antrieb als Gesamtsystem zu untersuchen. Zu diesem Zweck wurde der elektrische Motor mit seinem magnetischen Feld, der Mechanik und der elektrischen Ansteuerung auf Grundlage einer einheitlichen Methodik multidisziplinär modelliert. Die Grundlage hierzu bildet die Beschreibung physikalischer Vorgänge auf Basis von Netzwerken. Unterstützt wird diese Herangehensweise durch die objektorientierte Modellierungssprache Modelica. Die objektorientierte Beschreibung erlaubt einen strukturierten Entwurf des elektrischen Antriebs, der den Aufbau eines realen Systems widerspiegelt. Zur Untersuchung des Gesamtsystems war es notwendig, die Wechselwirkungen über das magnetische Feld explizit in den Modellierungsprozess zu integrieren. Zu diesem Zweck wurde das Magnetfeld mit seinen nichtlinearen Eigenschaften modelliert. Der Aufbau des Reluktanznetzwerkes ist ein entscheidendes Kriterium bei der Modellierung des magnetischen Feldes. In der Arbeit wurde gezeigt, welche Annahmen notwendig sind, damit die Eigenschaften und Veränderungen im Magnetfeld berücksichtigt werden können. Die nichtlinearen Eigenschaften von ferromagnetischen Materialien wie Sättigung und die Hysterese wurden mathematisch auf Grundlage des Jiles-Atherton Modells implementiert. Dieses Modell ermöglicht in einem Reluktanznetzwerk, die nichtlinearen Eigenschaften des Magnetfeldes zu berücksichtigen. Ein Vergleich mit einer realen



Hystereseschleife bestätigte die Ergebnisse des Simulationsmodells.

Das Modell des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor bildete die Grundlage für wissenschaftliche Untersuchungen. Zur Modellverifikation wurden die Ergebnisse dieser Untersuchungen mit einem FEM-Referenzmodell verglichen. Dabei ist zu erkennen, dass die Modellierung auf Basis von Netzwerken vergleichbare Ergebnisse zeigt, wie das Referenzmodell. Speziell wurden dabei die elektromagnetischen Koppelungen, die Sättigung des Materials, der magnetische Fluss und die magnetischen Kräfte untersucht und verglichen.

Das Gesamtsystem des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors umfasst die elektrische Ansteuerung, das Magnetfeld und die Mechanik. Die Simulationsergebnisse lassen die Abhängigkeiten zwischen den verschiedenen physikalischen Gebieten erkennen und verdeutlichen die Einflüsse des nichtlinearen magnetischen Feldes.

## 5.1 Ausblick

Das Modell des Rolling Rotor Switched Reluktanz Motor bildet die Grundlage für zahlreiche weitere Analysen. So kann zum Beispiel die Drehmomentwelligkeit des Motors verringert werden. Die Simulationsergebnisse vom RRSRM haben gezeigt, dass aufgrund der Lagerung des Rotors und durch das positionsabhängige Schalten der Spulen eine starke Drehmomentwelligkeit vorhanden ist. Die Entstehung der magnetischen Kraft wird durch die Ansteuerung der Spulen und durch den Verlauf des Magnetfeldes bestimmt. Somit ist es notwendig, zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit die Spulen so zu schalten, dass der Magnetfeldverlauf und die resultierende Kraft auf den Rotor berücksichtigt werden.

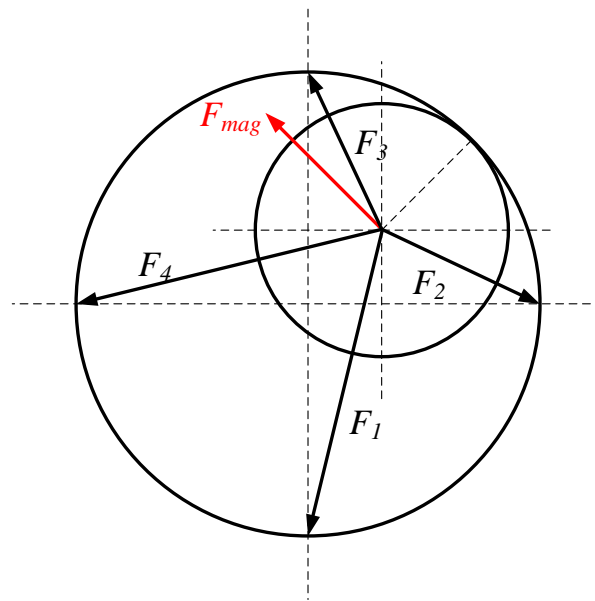


Abbildung 5.1: Kräfte auf den Rotor

In Abbildung 5.1 sind die prinzipiellen Kräfte, die von den einzelnen Polen ausgehen, dargestellt. Die größte Kraft auf den Rotor wird durch die erregte Spule verursacht. Der resultierende magnetische Fluss verläuft auch über die anderen Pole. Somit ist auch dort eine Kraft vorhanden. Das Drehmoment wird durch die senkrechte Kraft zum Kontaktpunkt gebildet. Dieser Drehmomentvektor kann die Grundlage bilden, für eine Reduzierung der Drehmomentwelligkeit. Dazu ist es notwendig, diesen Vektor als feste Größe zu definieren. Über diese Größe müssen dann die benötigten magnetischen Kräfte ermittelt werden. Die magnetischen Kräfte auf den Rotor werden durch die Erregerspulen bestimmt. Somit müssen Rückschlüsse vom Drehmoment zum Strom hergeleitet und in einer Regelung berücksichtigt werden.

---

## Literatur

- [Bac95] Klaus Backhaus. *Spannungseinprägendes Direktantriebssystem mit schnelllaufender geschalteter Reluktanzmaschine: Techn. Hochsch., Diss.–Aachen, 1995*. 1. Aufl. Bd. 14. Aachener Beiträge des ISEA. Aachen: Verl. der Augustinus-Buchh, 1995.
- [Bos04] Hartmut Bossel. *Systeme, Dynamik, Simulation: Modellbildung, Analyse und Simulation komplexer Systeme*. Norderstedt: Books on Demand, 2004. ISBN: 3833409843.
- [Bry+04] Peter Brychta u. a. *Technische Simulation*. 1. Aufl. Vogel-FachbuchKamprath-Reihe. Würzburg: Vogel, 2004. ISBN: 3802319710.
- [Bur+05] Peter Burger u. a. *Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik*. 1. Aufl. Wiesbaden: Teubner, 2005.
- [Cas02] Wilhelm Cassing. *Elektromagnetische Wandler und Sensoren: Grundlagen, feldnumerischen Berechnung elektromagnetischer Felder und Anwendungen in der Mechatronik ; mit 20 Tabellen und 165 Literaturstellen*. 2., neubearb. und erw. Bd. 219. Kontakt & Studium. Renningen: expert-Verl, 2002. ISBN: 3816918786.
- [FG09] Fraunhofer-Gesellschaft. *Deutschland soll Leitmarkt für Elektromobilität werden: Wirtschaftsthemen Oktober 2009: Presseinformationen*. Hrsg. von Fraunhofer-Gesellschaft. 2009. URL: <http://www.fraunhofer.de/presse/presseinformationen/2009/10/elektromobilitaet.jsp>.
- [Fra+08] M. Franke u. a., Hrsg. *Multidomäne Simulation einer elektrischen Maschine: 9. Tagung der Nachwuchswissenschaftler der Fachhochschulen in Mitteldeutschland an der Hochschule Anhalt (FH) Köthen*. Köthen, 2008. ISBN: 973-3-86011-022-5.

- [Fra+09] M. Franke u. a., Hrsg. *Modellierung und Simulation eines Rolling Rotor Switched Reluktanz Motors: ASIM-Treffen STS/GMMS 2009. Tagungsband inkl. CD-ROM*. Stuttgart: Fraunhofer IRB Verlag, 2009. ISBN: 3816779816.
- [Ful+05] F.R. Fulginei u. a. „Softcomputing for the identification of the Jiles-Atherton model parameters“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 41.3 (2005), S. 1100–1108. ISSN: 0018-9464. DOI: 10.1109/TMAG.2004.843345. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1406099>.
- [Geo99] Otfried Georg. *Elektromagnetische Felder und Netzwerke: Anwendungen in MathCAD und PSpice*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1999. ISBN: 3-540-65587-5. URL: <http://www.bsz-bw.de/cgi-bin/ekz.cgi?SWB07547378/http://swbplus.bsz-bw.de/bsz07547378xcov.htm/http://swbplus.bsz-bw.de/bsz07547378xinh.pdf>.
- [Gie+03] Hans-Ulrich Giersch u. a. *Elektrische Maschinen: Prüfen, Normung, Leistungselektronik*. 5., korr. Bd. ; Hauptbd. Elektrotechnik für Fachschulen. Stuttgart: Teubner, 2003. ISBN: 3519468212.
- [Her08] Marcus Herrmann. *Entwurf, Berechnung und Regelung magnetischer Reluktanzaktoren: Techn. Univ., Diss.–München, 2008*. Ingenieurwissenschaften. München: Verl. Dr. Hut, 2008. ISBN: 978-3-89963-838-7.
- [Hop97] Elmar Hoppach. *Optimierung von elektrischen Kleinantrieben ohne Permanentmagnete für Umrichterspeisung am Beispiel des Kleinst-Asynchron- und des geschalteten Reluktanzmotors*. Bd. Als Ms. gedr. Düsseldorf: VDI-Verl, 1997. ISBN: 3183229218.
- [Ise06] Rolf Isermann. *Fahrdynamik-Regelung: Modellbildung, Fahrerassistenzsysteme, Mechatronik*. Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag | GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2006. DOI: 10.1007/978-3-8348-9049-8. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-9049-8>.
- [Izy06] J. Izydorczyk. „A new algorithm for extraction of parameters of Jiles-Atherton hysteresis model“. In: *Magnetics Conference, 2006. INTERMAG 2006. IEEE International*. 2006, S. 151. ISBN: 1-4244-1479-2. DOI: 10.1109/INTMAG.2006.375651. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4261585>.

- [Jan04] Hartmut Janocha. *Actuators: Basics and applications ; with 47 tables*. Berlin: Springer, 2004. ISBN: 3540615644. URL: <http://www.loc.gov/catdir/enhancements/fy0812/2004109912-d.html>/<http://www.loc.gov/catdir/enhancements/fy0812/2004109912-t.html>.
- [Jan10] Klaus Janschek. *Systementwurf mechatronischer Systeme: Methoden, Modelle, Konzepte*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. ISBN: 9783540788768. DOI: 10.1007/978-3-540-78877-5. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-78877-5>.
- [Jil+84] D. C. Jiles u. a. „Theory of ferromagnetic hysteresis (invited)“. In: *Journal of Applied Physics* 55.6 (1984), S. 2115–2120. ISSN: 0021-8979. DOI: 10.1063/1.333582. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5114077>.
- [Jon97] Georg Jonas. *Berechnen elektrischer Maschinen - über magnetische Abschnittleitwerte: Diskette mit 40 Beispielen*. Berlin: VDE-Verl, 1997. ISBN: 3-8007-2066-3.
- [Kah04] Jörg Kahlert. *Simulation technischer Systeme: Eine beispielorientierte Einführung*. Bd. 1. Wiesbaden: Vieweg, 2004. ISBN: 3528039647.
- [Kal+08] Eberhard Kallenbach u. a. *Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung*. 3., bearb. und erg. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2008. ISBN: 3835101382978-3-8351-0138-8.
- [Küp+08] Karl Küpfmüller u. a. *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung ; [extras im web]*. 18. Aufl. Springer-Lehrbuch. Berlin: Springer, 2008. ISBN: 9783540785897.
- [Mir00] M. Amir Miri. *Ausgleichsvorgänge in Elektroenergiesystemen: Mathematische Einführung, elektromagnetische und elektromechanische Vorgänge*. Berlin: Springer, 2000. ISBN: 3540677356.
- [Mod10] Modelica. *Modelica and the Modelica Association — Modelica Portal*. 2010. URL: <http://www.modelica.org/>.
- [Mro03] Gerd Mrozynski. *Elektromagnetische Feldtheorie: Eine Aufgabensammlung*. 1. Aufl. Stuttgart u.a: Teubner, 2003. ISBN: 3519004399.

- [Mül+08] Germar Müller u. a. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Weinheim: Wiley-VCH-Verl, 2008. ISBN: 3527405259.
- [Mül94] Germar Müller. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim: VCH Verl.–Ges, 1994. ISBN: 3527283900.
- [Ner06] Wolfgang Nerreter. *Grundlagen der Elektrotechnik: Mit ... 27 Tab.* München und , Wien: Fachbuchverl. Leipzig im Carl Hanser Verl, 2006. ISBN: 3446404147.
- [Nol09] Reiner Nollau. *Modellierung und Simulation technischer Systeme: Eine praxisnahe Einführung*. 1. Aufl. Berlin: Springer Berlin, 2009. ISBN: 9783540891208.
- [Ost89] Vlado OstoviĀc. *Dynamics of saturated electric machines*. New York: Springer, 1989. ISBN: 3540970797.
- [Pet+03] D. Peters u. a. „Parameter identification and macromodeling of hysteresis phenomena“. In: *Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS 2003. Symposium on*. 2003, S. 79–83. ISBN: 0-7803-7066-X. DOI: 10.1109/DTIP.2003.1287012. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1287012>.
- [Phi86] Eugen Philippow. *Elemente und Baugruppen der Elektroenergietechnik*. 2., unveränd. Bd. 5. Taschenbuch Elektrotechnik. Berlin: Verl. Technik, 1986. ISBN: 3341000178.
- [Rei07] Michael Reisch. *Elektronische Bauelemente: Funktion, Grundschaltungen, Modellierung mit SPICE*. Berlin, Heidelberg, 2007. DOI: 10.1007/978-3-540-34015-7. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-34015-7>.
- [Rei+95] J. Reinert u. a. „Digital control and optimization of a rolling rotor switched reluctance machine“. In: *IEEE\_J\_IA* 31.2 (1995), S. 338–344.
- [Rob+20] Robert Bosch GmbH u. a. „Alternative Antriebstechniken von Bosch: Komponenten und Systeme für Hybrid- und Elektrofahrzeuge“. In: (9.2009). URL: <http://www.bosch-presse.de/TBWebDB/de-DE/PressText.cfm?id=4281>.
- [Rog11] Adam Rogalski. 1. 19.11.2001. URL: <http://www.ime.pw.edu.pl/zme/pub/02/005kaminski.pdf>.

- [SC+10] L. dos Santos Coelho u. a. „Differential evolution approaches applied to the Jiles-Atherton vector hysteresis parameters estimation“. In: *Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference on*. 2010, S. 1. ISBN: 978-1-4244-7059-4. DOI: 10.1109/CEFC.2010.5481380. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5481380>.
- [Sch02] P. Schwarz, Hrsg. *Modellierung und Simulation technischer Systeme: 66. Physikertagung 2002*. Weinheim: Physik-Verlag, 2002.
- [Sch06] Lutz Schrepfer. *Modellierung und Simulation von Systemen dynamischer Struktur: Zugl.: Diss. 2.*, unveränd. Systems engineering. München: Utz, 2006.
- [Sch07a] E. Helmut Scherf. *Modellbildung und Simulation dynamischer Systeme: Eine Sammlung von Simulink-Beispielen*. 3., verb. und erw. München: Oldenbourg, 2007. ISBN: 9783486582772.
- [Sch07b] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. Bd. 3., erweiterte Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. ISBN: 978-3-540-73005-7.
- [Sch09] Wolfgang Schätzing. *FEM für Praktiker*. Bd. 2., neu bearb. Renningen-Malmsheim: expert-Verl, 2009. ISBN: 978-3-8169-2841-6.
- [Sim93] Károly Simonyi. *Theoretische Elektrotechnik: Mit 12 Tabellen*. Bd. 10. Leipzig: Barth Ed. Dt. Verl. der Wiss, 1993. ISBN: 3335003756.
- [Stö+06] Hans-Dieter Stölting u. a. *Handbuch elektrische Kleinantriebe: Mit 36 Tabellen ; [praxisorientiertes Kompendium der elektrischen Kleinantriebe]*. 3., neu bearb. und erw. München: Hanser, 2006. ISBN: 3-446-40019-2.
- [Süß+06a] Roland Süße u. a. *Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik 2*. Wiesbaden: B. G. Teubner Verlag/GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2006. ISBN: 978-3-8351-9061-0. DOI: 10.1007/978-3-8351-9061-0. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8351-9061-0>.
- [Süß+06b] Roland Süße u. a. *Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik 2*. Wiesbaden: B. G. Teubner Verlag/GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2006. ISBN: 3519005255. DOI: 10.1007/978-3-8351-9061-0. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8351-9061-0>.

- 
- [Urs+10] Ursula Grimm u. a. „Autoelektronik: Allianz für die Zukunft | elektroniknet - Automotive“. In: (2010). URL: [http://www.elektroniknet.de/automotive/news/article/8741/0/Autoelektronik\\_Allianz\\_fuumlr\\_die\\_Zukunft/](http://www.elektroniknet.de/automotive/news/article/8741/0/Autoelektronik_Allianz_fuumlr_die_Zukunft/).
- [Völ+00] Friedemann Völklein u. a. *Einführung in die Mikrosystemtechnik: Grundlagen und Praxisbeispiele*. Vieweg Studium Technik. Braunschweig: Vieweg, 2000. ISBN: 3-528-03891-8.
- [Wet98] Martin Wetter. *Prognose des Verhaltens weichmagnetischer Werkstoffe in beliebig zeitveränderlichen magnetischen Feldern*. Als Ms. gedr. Aachen: Shaker, 1998. ISBN: 3-8265-3310-0.
- [Zir02] Oliver Zirn. *Modellbildung und Simulation mechatronischer Systeme: Mit Beispielsimulationen und Modellen in MATLAB/Simulink auf CD-ROM*. Bd. 55. Edition expertsoft. Renningen: expert-Verl, 2002. ISBN: 3816921086.