

**Modellierung, elektromechanische Auslegung und Validierung eines Rad-
nabenmotors mit nutenloser Luftspaltwicklung und hoher gravimetrischer
Leistungsdichte**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

von Dipl.-Wirtsch.-Ing. Norman Borchardt
geb. am 05. November 1981 in Aschersleben

genehmigt durch die Fakultät für Maschinenbau
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper

Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann

Promotionskolloquium am 05. November 2014

Borchardt, Norman:

Modellierung, elektromechanische Auslegung und Validierung eines Radnabenmotors mit nutenloser Luftspaltwicklung und hoher gravimetrischer Leistungsdichte

Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität

Magdeburg, den 05. November 2014.

Kurzfassung/Abstract

Kurzfassung

Eine Vielzahl von elektrischen Maschinen verwenden Statoren, die durch einen allgemeingültigen Aufbau klassifiziert sind. Die Geometrie setzt sich zumeist aus einem Eisenrückschluss, Polkernen und Polschuhen zusammen. In der vorliegenden wissenschaftlichen Arbeit wird ein elektromagnetischer Kreis vorgestellt, der sich zum einen durch einen einfachen Aufbau ohne Polkerne und Polschuhe auszeichnet und zum anderen eine integrierte nutenlose Luftspaltwicklung besitzt. Für einen solchen magnetischen Kreis wird die elektromechanische Leistungswandlung analytisch verifiziert und das stationäre sowie dynamische Verhalten sowohl simulativ als auch experimentell validiert. Diesbezüglich werden ein Verhaltensmodell und ein Prototyp von einem elektronisch kommutierten Radnabenmotor mit nutenloser Luftspaltwicklung verwendet. Des Weiteren wird in dieser Arbeit erläutert, welchen Einfluss der entwickelte magnetische Kreis auf die gravimetrische Leistungsdichte, die Masse, die Eisenverlustleistung und die Dynamik von elektrischen Maschinen besitzt.

Abstract

For most types of electrical machines the stator has a certain geometry which consists of a back iron, pole cores and pole shoes. During this present work a novel kind of magnetic circuit design is getting explained. This one uses a simple layout without any pole cores or pole shoes and has an integrated slotless air gap winding. For the presented magnetic circuit design the conversion of power is getting analytically verified. Moreover, the stationary and dynamic behavior is getting validated with the help of simulation results and measuring data. For this purpose a complete performance model and a prototype of an electronically commutated wheel-hub motor is getting used. Furthermore, the influence of the developed magnetic circuit design with slotless air gap winding on the gravimetric power density, the mass, the core losses and the dynamic behavior of electrical machines is getting analyzed.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung/Abstract	i
Inhaltsverzeichnis	iii
Abbildungsverzeichnis	vii
Tabellenverzeichnis	xi
Formelzeichenliste	xiii
Liste der verwendeten Abkürzungen	xix
1 Einleitung	1
2 Stand der Technik	5
2.1 Radnahe Elektroantriebe.....	5
2.2 Elektrische Radnabenmotoren	7
2.3 Aktueller Forschungsstand	12
3 Grundlagen	15
3.1 Elektrische Maschinen.....	15
3.1.1 Prinzipien	15
3.1.2 Elektrische Gleichstrommaschinen.....	17
3.2 Kommutierung elektrischer Gleichstrommaschinen	18
3.2.1 Mechanische Kommutierung	18
3.2.2 Elektronische Kommutierung	19
3.3 Verluste elektrischer Maschinen.....	19
3.3.1 Ohmsche Verluste	19
3.3.2 Hystereseverluste	20
3.3.3 Wirbelstromverluste.....	21
3.3.4 Reibungsverluste.....	22
3.4 Lorentzkraft	23
3.5 Maxwell-Gleichungen	24
3.6 Induktivität.....	25

4	Nutenlose Luftspaltwicklung	27
4.1	Elektromechanische Wandlung	27
4.2	Anwendung in einem elektrischen Radnabenmotor	30
4.3	Berechnung	32
4.3.1	Geometrie.....	32
4.3.2	Verschaltung	34
4.4	Steuerung	35
4.4.1	Blockkommutierung	35
4.4.2	Mikrocontroller	40
4.5	Magnetfeldberechnung	41
4.5.1	Statischer Magnetkreis	42
4.5.2	Transienter Magnetkreis	53
4.5.3	Selbst- und Gegeninduktivität.....	56
4.5.4	Wirbelstromverlustleistung.....	58
4.5.5	Hystereseverlustleistung	60
4.6	Flüssigkeitskühlung	63
4.7	Gesamtentwurf.....	67
5	Modellbildung	73
5.1	Stationäres Verhalten	73
5.1.1	Ungeregelter Betrieb	74
5.1.2	Strom geregelter Betrieb	86
5.2	Dynamisches Verhalten	88
5.2.1	Elektrisches Teilsystem	88
5.2.2	Mechanisches Teilsystem	89
5.2.3	Magnetisches Teilsystem	90
5.2.4	Kommutierung	92
5.2.5	Gesamtmodell	93
6	Experimentelle Validierung	99
6.1	Prototyp.....	99
6.2	Prüfstand	103
6.3	Parameterermittlung.....	104
6.4	Stationäre Messungen	108
6.4.1	Induzierte Spannung – Winkelgeschwindigkeit	108
6.4.2	Drehmoment – Elektrischer Strom	110

6.4.3	Elektrische Spannung – Winkelgeschwindigkeit.....	110
6.4.4	Drehmoment – Winkelgeschwindigkeit	111
6.5	Dynamische Messungen	113
6.5.1	Elektrische Zeitkonstante	113
6.5.2	Thermische Zeitkonstante	114
7	Zusammenfassung und Ausblick	115
	Literaturverzeichnis	119
Anhang A	Datenblatt Elektrolech	125
Anhang B	Datenblatt B6	127

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1:	Radnahes Antriebsmodul der ECOMove ApS [14], [15].....	5
Abbildung 2.2:	Mercedes-Benz SLS AMG E-Cell [48]	6
Abbildung 2.3:	„Electric Twist Beam“ der ZF Friedrichshafen AG [81].....	7
Abbildung 2.4:	Radnabenmotor der General Motors Company LLC [50].....	8
Abbildung 2.5:	Radnabenmotor der Protean Electric Incorporated [57]	9
Abbildung 2.6:	Radnabenmotor (links), gegossene Einzelzahnwicklungen (mittig) und Verbundlenkerachse (rechts) des Fraunhofer-IFAM [54]	10
Abbildung 2.7:	E-Wheel Drive (links), Radnabenmotor (rechts) der Schaeffler AG [60] ...	11
Abbildung 2.8:	„Roding Roadster Electric“ der Siemens AG [66]	11
Abbildung 2.9:	Radnaher Hochleistungs-Elektroantrieb der TU Chemnitz [41]	14
Abbildung 3.1:	Einteilung elektrischer Maschinen.....	16
Abbildung 3.2:	Stationäre Betriebskennlinien [27], [33], [52] (links), BLDC (rechts).....	17
Abbildung 3.3:	Magnetische Energiedichte zwischen Punkt 1 und 2 (links), zwischen Punkt 2 und 3 (mittig) sowie für die gesamte Hystereseschleife (rechts)	21
Abbildung 3.4:	Stromdurchflossener Leiter im magnetischen Feld (links), Lorentzkraft einer bewegten Punktladung (rechts).....	24
Abbildung 3.5:	Äußere und innere magnetische Feldstärke (links), parallele elektrische Leiter mit entgegengesetzten elektrischen Stromflüssen (rechts)	26
Abbildung 4.1	Schematischer Verlauf einer Phase der Luftspaltwicklung	28
Abbildung 4.2:	Fremderregung (links), Permanenterregung (mittig), Permanenterregung mit LSW (rechts)	30
Abbildung 4.3:	Modulträger am Lehrstuhl Mechatronik der OvGU (links), Felengeometrie (mittig), potentielles Raumvolumen des Radnabenmotors (rechts).....	30
Abbildung 4.4:	Dreiphasige nutzenlose Luftspaltwicklung.....	33
Abbildung 4.5:	Mäanderförmiger Verlauf einer Phase der Luftspaltwicklung	33
Abbildung 4.6:	Sternschaltung der dreiphasigen Luftspaltwicklung	35
Abbildung 4.7:	Verschaltung der B6 (links), IGBT-Pegelwechsel (rechts)	36
Abbildung 4.8:	Hallsensoren im CAD-Modell (links), schematisch (rechts).....	37

Abbildung 4.9: Hall-Logikpegel für eine Kommutierungsperiode.....	37
Abbildung 4.10: Signalflussplan der Blockkommutierung.....	40
Abbildung 4.11: Geometrische Größen des 2D-FEM-Modells	41
Abbildung 4.12: Magnetisches Ersatzschaltbild eines magnetischen Kreises	42
Abbildung 4.13: Magnetische Flussdichtevektoren (links), magnetischer Streufluss zwischen zwei Permanentmagneten (rechts)	43
Abbildung 4.14: Gemittelte magnetische Feldstärke eines magnetischen Kreises.....	45
Abbildung 4.15: FEM-Gitter (links), Detailansicht eines Phasenleiters (rechts).....	46
Abbildung 4.16: 2D-FEM-Simulation der magnetischen Flussdichte	47
Abbildung 4.17: Magnetische Flussdichte auf der Oberfläche des Eisenrückschlusses.....	47
Abbildung 4.18: Flächendarstellung der magnetischen Flussdichte.....	48
Abbildung 4.19: Pfad 1-4 (links), Pfad 4 im Detailbild (rechts).....	48
Abbildung 4.20: Alternierende elektrische Stromdichte.....	49
Abbildung 4.21: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 1 für eine unbestromte LSW	50
Abbildung 4.22: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 1	50
Abbildung 4.23: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 2.....	51
Abbildung 4.24: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 3.....	52
Abbildung 4.25: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 4.....	53
Abbildung 4.26: Transientes 3D-FEM-Modell.....	53
Abbildung 4.27: Simulierter Verlauf der induzierten Spannung	54
Abbildung 4.28: Induktionsspannung in Abhängigkeit von ω	54
Abbildung 4.29: Magnetische Flussdichte und effektive magnetische Flussdichte [8].....	55
Abbildung 4.30: Modell der Leiterschleife (links), durchflutete Fläche (rechts)	56
Abbildung 4.31: Bestimmung der Selbst- (mittig) und Gegeninduktivitäten (links, rechts) ..	57
Abbildung 4.32: Ohmsche Verluste (qualitativ) auf der Oberfläche des Eisenrückschlusses (links), auf der Querschnittsfläche eines Leiters (rechts)	58
Abbildung 4.33: Wirbelstromverlustleistung in Abhängigkeit von ω	59
Abbildung 4.34: Aufteilung des Stator-Eisenrückschlusses in neun Volumen	60
Abbildung 4.35: Eisenverlustleistung in Abhängigkeit von ω	62

Abbildung 4.36: Hysterese-, Wirbelstrom- und Eisenverluste in Abhängigkeit von ω	62
Abbildung 4.37: Wärmestrom zwischen der Luftspaltwicklung und einem Kühlkanal.....	65
Abbildung 4.38: Wärmestrom und Austrittstemperatur der Kühlflüssigkeit in Abhängigkeit von der Temperatur der Luftspaltwicklung	66
Abbildung 4.39: CAD-Modell der Wellen-Baugruppe.....	67
Abbildung 4.40: CAD-Modell der Stator-Baugruppe.....	68
Abbildung 4.41: Verlauf der gegenläufigen Kühlmittelströme	69
Abbildung 4.42: CAD-Modell der Rotor-Baugruppe	70
Abbildung 4.43: CAD-Modell des Gesamtentwurfs.....	71
Abbildung 5.1: Geometrische Modellparameter.....	73
Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild (links), äquivalentes Ersatzschaltbild (rechts).....	74
Abbildung 5.3: Drehmoment in Abhängigkeit vom elektrischen Strom	78
Abbildung 5.4: Reibmoment als Funktion von der Winkelgeschwindigkeit [34]	79
Abbildung 5.5: Elektrische und mechanische Leistung als Funktion vom Drehmoment.....	82
Abbildung 5.6: Winkelgeschwindigkeit in Abhängigkeit vom Drehmoment	83
Abbildung 5.7: Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Drehmoment.....	84
Abbildung 5.8: Wirkungsgradverlauf	85
Abbildung 5.9: Stationäre Kennlinien eines unregulierten Betriebs	85
Abbildung 5.10: Stationäre Kennlinien eines stromgeregelten Betriebs	87
Abbildung 5.11: Blockschaltbild des elektrischen Teilsystems.....	89
Abbildung 5.12: Blockschaltbild des mechanischen Teilsystems	90
Abbildung 5.13: FEM-Simulationsergebnis und fouriertransformierte magnetische Flussdichten erster bis siebter Ordnung in Abhängigkeit vom Rotationswinkel	91
Abbildung 5.14: Blockschaltbild des magnetischen Teilsystems	91
Abbildung 5.15: Schaltsequenzen T1, T4 und magnetischer Flussdichteverlauf in Abhängigkeit von φ	93
Abbildung 5.16: Blockschaltbild des Gesamtmodells	93
Abbildung 5.17: Sprungantwort der Winkelgeschwindigkeit.....	94
Abbildung 5.18: Sprungantwort der Winkelgeschwindigkeit (logarithmisch skaliert)	94

Abbildung 5.19: Sprungantworten der drei induzierten Phasenspannungen	95
Abbildung 5.20: Elektrische Phasenströme bei einer Last von 100 Nm.....	96
Abbildung 5.21: Elektrischer Phasenstrom und magnetische Flussdichte.....	96
Abbildung 5.22: Einfluss der Kommutierung auf einen elektrischen Phasenstrom	97
Abbildung 5.23: Summenstrom und Antriebsmoment bei einer Last von 100 Nm.....	97
Abbildung 6.1: Rotor nach der ersten Montagesstufe (links), nach der zweiten Montagesstufe (mittig), während der Vermessung der Rundheit (rechts)	100
Abbildung 6.2: Montage der Luftspaltwicklung.....	100
Abbildung 6.3: Stator des Prototyps	101
Abbildung 6.4: Gemessene Signalverläufe der Hallsensoren	102
Abbildung 6.5: Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine	102
Abbildung 6.6: Prüfstand	103
Abbildung 6.7: Messanordnung zur Bestimmung der Gegeninduktivitäten.....	105
Abbildung 6.8: Berechnete und simulierte magnetische Flussdichte als Funktion von φ ..	107
Abbildung 6.9: Gemessene und simulierte Phasenspannungen in Abhängigkeit von φ bei $\omega=59,3$ rad/s.....	108
Abbildung 6.10: Effektivwerte der gemessenen und simulierten induzierten Spannungen in Abhängigkeit von ω	109
Abbildung 6.11: Effektivwerte der gemessenen und simulierten induzierten Spannungen von zwei Phasen in Abhängigkeit von ω	109
Abbildung 6.12: Drehmoment in Abhängigkeit vom elektrischen Strom	110
Abbildung 6.13: Winkelgeschwindigkeit als Funktion von der elektrischen Spannung	111
Abbildung 6.14: Winkelgeschwindigkeit in Abhängigkeit vom Drehmoment	112
Abbildung 6.15: Gemessene und berechnete Sprungantwort des elektrischen Stroms	113
Abbildung 6.16: Temperatur-Zeit-Verhalten der Luftspaltwicklung und Wickelköpfe.....	114

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1:	Vergleich der vier Radnabentorentwicklungen	12
Tabelle 3.1:	Maxwell-Gleichungen [3], [30], [51], [63].....	25
Tabelle 4.1:	Auswirkung der Phasenanzahl auf den Phasenwinkel, den bestromten sowie unbestromten Winkelbereich, die Querschnittsfläche einer Phase und die Anzahl der Leistungssteller	34
Tabelle 4.2:	Kommutierungsschema eines Rechts- und Linkslaufs	38
Tabelle 4.3:	Sternschaltung, Mäanderstruktur und B6 einer Kommutierungsperiode für einen Rechtslauf	39
Tabelle 4.4:	Reluktanzen und Permeabilitätszahlen	42
Tabelle 4.5:	Gemittelte magnetische Flussdichte der neun Volumenkörper	61
Tabelle 4.6:	Eisenverlustleistungen der neun Volumenkörper	61
Tabelle 5.1:	Geometrische, elektrische und magnetische Modellparameter	74
Tabelle 5.2:	Modellparameter zur Bestimmung der Halbleiterverlustleistung [65].....	80
Tabelle 5.3:	Eingangs-, Ausgangs- und Verlustleistungen der acht Arbeitspunkte	82
Tabelle 5.4:	Modellierung der IGBT-Steuersignale	92
Tabelle 6.1:	Elektrische Parameter der dreiphasigen nutenlosen Luftspaltwicklung.....	104
Tabelle 6.2:	Geometrische Parameter des Prototyps	106
Tabelle 6.3:	Effektivwerte der gemessenen und simulierten Induktionsspannungen.....	109

Formelzeichenliste

Indizes	Bedeutung	
$\overline{(\cdot)}$	Gemittelte Größe	
$(\cdot)_{\text{eff}}$	Effektivwert	
$(\cdot)_{\text{min}}$	Minimale Größe/ Minimum	
$(\cdot)_{\text{max}}$	Maximale Größe/ Maximum	
$(\cdot)_U$	Auf Phase U bezogene Größe	
$(\cdot)_V$	Auf Phase V bezogene Größe	
$(\cdot)_W$	Auf Phase W bezogene Größe	

Formelzeichen	Bedeutung	Einheit
A	Fläche	m^2
a	Strecke zwischen zwei parallelen Rundleitern	m
a1, a2, a3, a4	Amplituden der fouriertransformierten Sinusfunktionen	T
A_K	Querschnittsfläche eines Kühlkanals	m^2
A_L	Fläche einer Leiterschleife	m^2
A_{Ph}	Querschnittsfläche eines Phasenleiters	m^2
B	Magnetische Flussdichte	T
\hat{B}	Effektive magnetische Flussdichte	T
B_{FEM}	FEM-Simulation der magnetischen Flussdichte	T
B_L	Magnetische Flussdichte eines stromdurchflossenen Leiters	T
B_{Ls1}	Magnetische Flussdichte des Luftspalts 1	T
B_{Ls3}	Magnetische Flussdichte des Luftspalts 3	T
B_m	Amplitude der magnetischen Flussdichte	T
B_M	Magnetische Flussdichte zwischen zwei Permanentmagneten	T
B_N	Normalkomponente der magnetischen Flussdichte	T
b_{Ph}	Breite einer Phase	m
b_{Ph_Ls}	Breite des Luftspaltes zwischen den Phasen	m
B_{Ph1}	Magnetische Flussdichte des Phasenleiters	T
b_{PM}	Breite der Permanentmagnete	m
b_{PM_Ls}	Luftspalt zwischen den Permanentmagneten	m
B_{PM1}	Magnetische Flussdichte des Permanentmagnets	T
B_{R_PM1}	Remanenzflussdichte des Permanentmagnets	T
B_{R_RoFe}	Remanenzflussdichte des Rotor-Eisenrückschlusses	T
B_{R_StFe}	Remanenzflussdichte des Stator-Eisenrückschlusses	T
B_{RoFe}	Magnetische Flussdichte des Rotor-Eisenrückschlusses	T
B_{Sch}	Schaltswelle der magnetischen Flussdichte	T
B_{StFe}	Magnetische Flussdichte des Stator-Eisenrückschlusses	T
$B_{\sigma 1}$	Magnetische Flussdichte des Streuflusses 1	T
$B_{\sigma 2}$	Magnetische Flussdichte des Streuflusses 2	T
$c_{p,Wasser}$	Spezifische Wärmekapazität des Kühlmediums	J/kgK
c_{Wasser}	Strömungsgeschwindigkeit des Kühlmediums	m/s
D	Elektrische Flussdichte	As/m^2
d_h	Hydraulischer Durchmesser	m
ds	Infinitesimales Linienelement	m
d_{Stator}	Durchmesser des Stators	m

e	Elektrische Induktionsspannung	V
E	Elektrische Feldstärke	V/m
e ₁₂	Elektrische Induktionsspannung zwischen Punkt 1 und 2	V
E _{Aus}	Ausschaltenergie eines Transistors	J
E _{Ein}	Einschaltenergie eines Transistors	J
e _{Ers}	Induzierte elektrische Spannung im stationären Zustand	V
e _{Ph}	Induzierte elektrische Spannung einer Phase	V
f ₁ , f ₂ , f ₃ , f ₄	Frequenzen der fouriertransformierten Sinusfunktionen	Hz
f _K	Kommutierungsfrequenz	Hz
F _L	Lorentzkraft	N
f _{Um}	Ummagnetisierungsfrequenz	Hz
g	Erdbeschleunigung	m/s ²
G	Gegeninduktivität	H
G _{UV}	Induktive Kopplung von Phase U auf Phase V	H
G _{UW}	Induktive Kopplung von Phase U auf Phase W	H
G _{VU}	Induktive Kopplung von Phase V auf Phase U	H
G _{VW}	Induktive Kopplung von Phase V auf Phase W	H
G _{WU}	Induktive Kopplung von Phase W auf Phase U	H
G _{WV}	Induktive Kopplung von Phase W auf Phase V	H
H	Magnetische Feldstärke	A/m
H ₁	Hallsensorsignal Sensor 1	-
H ₂	Hallsensorsignal Sensor 2	-
H ₃	Hallsensorsignal Sensor 3	-
H _a	Magnetische Feldstärke außerhalb des Rundleiters	A/m
H _i	Magnetische Feldstärke innerhalb des Rundleiters	A/m
h _{Ls}	Höhe des Luftspaltes	m
H _{Ls1}	Magnetische Feldstärke des Luftspalts 1	A/m
H _{Ls3}	Magnetische Feldstärke des Luftspalts 3	A/m
h _{Ph}	Höhe der Phasen	m
H _{Ph1}	Magnetische Feldstärke des Phasenleiters	A/m
h _{PM}	Höhe der Permanentmagnete	m
H _{PM1}	Magnetische Feldstärke des Permanentmagnets	A/m
H _{RoFe}	Magnetische Feldstärke des Rotor-Eisenrückschlusses	A/m
H _{StFe}	Magnetische Feldstärke des Stator-Eisenrückschlusses	A/m
H _σ	Magnetische Feldstärke des Streuflusses	A/m
I	Elektrischer Strom	A
i	Laufvariable	-
I ₀	Elektrischer Anlaufstrom	A
J	Elektrische Stromdichte	A/m ²
J _{max}	Maximale elektrische Dauerstromdichte	A/m ²
J _{peak}	Kurzzeitige elektrische Spitzenstromdichte	A/m ²
J _{RNM}	Massenträgheit des Radnabenmotors	kgm ²
k	Wandlungsfaktor	Wb
\hat{k}_e	Elektrische Wandlungskonstante im stationären Zustand	Vs/rad
\hat{k}_m	Mechanische Wandlungskonstante im stationären Zustand	Nm/A
\hat{k}	Wandlungskonstante im stationären Zustand	Wb
k _{ges}	Wärmeleitzahl	W/mK
k _p	Materialparameter der Seitenmetz-Formel	-
L	Induktivität	H
l	Länge	m

L_a	Induktivität außerhalb des Rundleiters	H
l_{ch}	Charakteristische Länge	m
L_{Ers}	Ersatzinduktivität im stationären Zustand	H
L_i	Induktivität innerhalb des Rundleiters	H
l_{K_RMS}	Elementkantenlängen (quadratischer Mittelwert)	m
l_l	Länge eines Leiters im Luftspalt	m
l_{Ls1}	Länge der magnetischen Feldstärke im Luftspalt 1	m
l_{Ls3}	Länge der magnetischen Feldstärke im Luftspalt 3	m
l_{Pfad1}	Länge Pfad 1	m
l_{Pfad2}	Länge Pfad 2	m
l_{Pfad3}	Länge Pfad 3	m
l_{Pfad4}	Länge Pfad 4	m
l_{Ph}	Gesamtlänge einer Phase	m
L_{Ph}	Induktivität einer Phase	H
l_{Ph1}	Länge der magnetischen Feldstärke innerhalb des Phasenleiters	m
L_{PhPh}	Induktivität von zwei in Reihe geschaltete Phasen	H
l_{PM1}	Länge der magnetischen Feldstärke im Permanentmagnet 1	m
l_{RoFe}	Länge der magnetischen Feldstärke im Rotor-Eisenrückschluss	m
l_{StFe}	Länge der magnetischen Feldstärke im Stator-Eisenrückschluss	m
l_{Wasser}	Länge eines Kühlkanals	m
l_{Wk}	Gesamtlänge der Wickelköpfe	m
l_{σ}	Länge der magnetischen Feldstärke innerhalb des Streuflusses	m
M	Drehmoment	Nm
\dot{m}	Massenstrom	kg/s
M_0	Anlaufmoment	Nm
m_{b_RNM}	Rotierende Masse des Radnabenmotors	kg
m_{FeSt}	Masse des Stator-Eisenrückschlusses	kg
M_H	Lastmoment erzeugt durch Hystereseverhalten	Nm
M_L	Lastmoment	Nm
M_{L_FW}	Durch Fahrwiderstände erzeugte Lastmomente	Nm
M_{L_RNM}	Vom Radnabenmotor erzeugte Lastmomente	Nm
m_{LSW}	Masse der Luftspaltwicklung	kg
M_{opt}	Optimales Drehmoment	Nm
M_{peak}	Kurzzeitiges Spitzendrehmoment	Nm
M_R	Reibmoment	Nm
m_{RNM}	Masse des Radnabenmotors	kg
M_{RNM}	Drehmoment des Radnabenmotors	Nm
m_{Rotor}	Masse der Rotor-Baugruppe	kg
m_{Stator}	Masse der Stator-Baugruppe	kg
m_{ub_RNM}	Stehende Masse des Radnabenmotors	kg
m_{Welle}	Masse der Wellen-Baugruppe	kg
M_W	Lastmoment erzeugt durch Wirbelströme	Nm
n	Anzahl der Windungen	-
Nu	Nusselt-Zahl	-
p	Anzahl der Permanentmagnete	-
P_{Aus}	Ausschaltverlustleistung eines Transistors	W
P_D	Durchlassverlustleistung eines Transistors	W
P_{Ein}	Einschaltverlustleistung eines Transistors	W
P_{el}	Elektrische Leistung	W
P_{Fe}	Eisenverlustleistung	W

P_H	Hystereseverlustleistung	W
P_{mech}	Mechanische Leistung	W
P_{Ohm}	Ohmsche Verlustleistung	W
Pr	Prandtl-Zahl	-
P_R	Reibverlustleistung	W
P_S	Halbleiterverlustleistung	W
P_V	Verlustleistung	W
P_W	Wirbelstromverlustleistung	W
P_{W_LSW}	Wirbelstromverlustleistung der Luftspaltwicklung	W
P_{W_StFe}	Wirbelstromverlustleistung des Stator-Eisenrückschlusses	W
q	Elektrische Ladung	C
\dot{Q}_K	Wärmestrom der Kühlflüssigkeit	W
\dot{Q}_{Stator}	Wärmestrom des Stators	W
R	Elektrischer Widerstand	Ω
r	Radius	m
r_0	Außenradius des Rundleiters	m
r_1	Radius zwischen Wicklung und Rotationsachse	m
r_2	Radius zwischen Polyurethanschicht und Rotationsachse	m
r_3	Innenradius des Stator-Eisenrückschlusses	m
r_4	Innenradius des Aluminiumzylinders	m
r_{a_FeRo}	Außenradius des Rotor-Eisenrückschlusses	m
r_{a_FeSt}	Außenradius des Stator-Eisenrückschlusses	m
Re	Reynolds-Zahl	-
R_{Ers}	Elektrischer Ersatzwiderstand im stationären Zustand	Ω
r_{Hall}	Radius zwischen Hallsensor und Rotationsachse	m
r_{i_FeRo}	Innenradius des Rotor-Eisenrückschlusses	m
r_{i_FeSt}	Innenradius des Stator-Eisenrückschlusses	m
r_{i_PM}	Innenradius zwischen Permanentmagnet und Rotationsachse	m
r_l	Radius des Rundleiters	m
R_m	Magnetischer Widerstand	A/Vs
R_{m_1}	Magnetischer Gesamtwiderstand der Masche I	A/Vs
R_{m_2}	Magnetischer Gesamtwiderstand der Masche II	A/Vs
R_{m_Ls1}	Reluktanz zwischen Magnet 2 und Rotor-Eisenrückschluss	A/Vs
R_{m_Ls2}	Reluktanz zwischen Magnet 1 und Rotor-Eisenrückschluss	A/Vs
R_{m_Ls3}	Reluktanz zwischen Magnet 1 und Wicklung	A/Vs
R_{m_Ls4}	Reluktanz zwischen Magnet 2 und Wicklung	A/Vs
R_{m_Ph1}	Reluktanz der Phase W	A/Vs
R_{m_Ph2}	Reluktanz der Phase V	A/Vs
R_{m_PM1}	Reluktanz des Permanentmagnets 1	A/Vs
R_{m_PM2}	Reluktanz des Permanentmagnets 2	A/Vs
R_{m_RoFe}	Reluktanz des Rotor-Eisenrückschlusses	A/Vs
R_{m_StFe}	Reluktanz des Stator-Eisenrückschlusses	A/Vs
$R_{m_σ}$	Reluktanz des Streuflusses	A/Vs
R_{on}	Differentieller Bahnwiderstand eines Transistors	Ω
R_{Ph}	Elektrischer Phasenwiderstand	Ω
r_{Ph}	Radius zwischen Phasenmittelpunkt und Rotationsachse	m
R_{PhPh}	Elektrischer Phasenwiderstand von zwei in Reihe geschaltete Phasen	Ω
r_{Polar}	Radius zwischen der Polarisierungsebene und der Rotationsachse	m
s	Komplexe Laplace-Variable	-
t	Zeit	s

T_{Aus}	Austrittstemperatur der Kühlflüssigkeit	K
t_e	Impulsdauer eines elektrisch leitenden Transistors	s
T_{Ein}	Eintrittstemperatur der Kühlflüssigkeit	K
T_M	Logarithmische Temperaturdifferenz	K
t_p	Periodendauer eines geschalteten Transistors	s
T_{Wicklung}	Temperatur der Wicklung	K
U	Elektrische Spannung	V
U_0	Elektrische Spannung bei maximalem elektrischen Dauerstrom	V
U_B	Elektrische Gleichspannung einer Batterie	V
U_{CE0}	Elektrische Kollektor-Emitter-Spannung	V
U_m	Magnetische Quellspannung	A
U_{m_EM}	Magnetische Quellspannung der Elektromagnete	A
U_{m_EM1}	Magnetische Quellspannung des Elektromagnets 1	A
U_{m_EM2}	Magnetische Quellspannung des Elektromagnets 2	A
U_{m_PM}	Magnetische Quellspannung der Permanentmagnete	A
U_{m_PM1}	Magnetische Quellspannung des Permanentmagnets 1	A
U_{m_PM2}	Magnetische Quellspannung des Permanentmagnets 2	A
u_{RNM}	Umfang des Radnabenmotors	m
U_{UN}	Elektrische Spannung zwischen Phase U und Nullleiter	V
U_{UV}	Elektrische Spannung zwischen Phase U und Phase V	V
U_{VN}	Elektrische Spannung zwischen Phase V und Nullleiter	V
U_{VW}	Elektrische Spannung zwischen Phase V und Phase W	V
U_{WN}	Elektrische Spannung zwischen Phase W und Nullleiter	V
U_{WU}	Elektrische Spannung zwischen Phase W und Phase U	V
V	Volumen	m^3
v	Bahngeschwindigkeit	m/s
\dot{V}	Volumenstrom	m^3/s
$V_1\text{-}V_9$	Teilvolumen des Stator-Eisenrückschlusses	m^3
W	Magnetische Feldenergie	J
w	Windungszahl	-
W_{el}	Elektrische Energie	J
w_m	Magnetische Energiedichte	J/m^3
w_{m12}	Magnetische Energiedichte zwischen Pfad 1 und 2	J/m^3
w_{m1234}	Magnetische Energiedichte entlang einer Hystereseschleife	J/m^3
w_{m23}	Magnetische Energiedichte zwischen Pfad 2 und 3	J/m^3
w_{m34}	Magnetische Energiedichte zwischen Pfad 3 und 4	J/m^3
w_{m41}	Magnetische Energiedichte zwischen Pfad 4 und 1	J/m^3
W_{mech}	Mechanische Energie	J
X	X-Koordinate	m
Y	Y-Koordinate	m
Z	Z-Koordinate	m
z	Rauigkeit der Kühlkanalflächen	m
α	Materialparameter der Seitenmetz-Formel	-
α_K	Wärmeübergangszahl	W/m^2K
β	Materialparameter der Seitenmetz-Formel	-
δ	Eindringtiefe	m
ζ	Reibungsbeiwert	-
η	Wirkungsgrad	-
η_{mot}	Wirkungsgrad im motorischen Betrieb	-

η_{opt}	Optimaler Wirkungsgrad	-
κ	Elektrische Leitfähigkeit	<i>S/m</i>
λ_{Al}	Wärmeleitfähigkeit von Aluminium	<i>W/mK</i>
λ_{Fe}	Wärmeleitfähigkeit von Eisen	<i>W/mK</i>
λ_{PU}	Wärmeleitfähigkeit von Polyurethan	<i>W/mK</i>
λ_{Wasser}	Wärmeleitfähigkeit von Wasser	<i>W/mK</i>
μ	Magnetische Permeabilität	<i>H/m</i>
μ_0	Magnetische Feldkonstante	<i>N/A²</i>
μ_{Cu}	Permeabilitätszahl von Kupfer	-
μ_{L}	Permeabilitätszahl von Luft	-
μ_{PM}	Permeabilitätszahl der Permanentmagnete	-
μ_{r}	Permeabilitätszahl	-
μ_{RoFe}	Permeabilitätszahl des Rotor-Eisenrückschlusses	-
μ_{StFe}	Permeabilitätszahl des Stator-Eisenrückschlusses	-
ν_{Wasser}	Kinematische Viskosität des Kühlmediums	<i>m²/s</i>
ρ	Spezifischer Widerstand	<i>Ωm</i>
ρ_{L}	Ladungsdichte	<i>As/m³</i>
ρ_{Cu}	Spezifischer Widerstand von Kupfer	<i>Ωm</i>
ρ_{RNM}	Gravimetrische Leistungsdichte des Radnabenmotors	<i>W/kg</i>
ρ_{Wasser}	Dichte von Wasser	<i>kg/m³</i>
ζ_{Wasser}	Dynamische Viskosität des Kühlmediums	<i>kg/ms</i>
τ_{el}	Elektrische Zeitkonstante	<i>s</i>
τ_{mech}	Mechanische Zeitkonstante	<i>s</i>
τ_{th}	Thermische Zeitkonstante	<i>s</i>
$\tau_{\text{th_LS}}$	Thermische Zeitkonstante des Luftspaltes	<i>s</i>
$\tau_{\text{th_WK}}$	Thermische Zeitkonstante der Wickelköpfe	<i>s</i>
Φ	Magnetischer Fluss	<i>Wb</i>
φ	Rotationswinkel	$^{\circ}$
$\ddot{\varphi}$	Winkelbeschleunigung	<i>rad/s²</i>
Φ_1	Magnetischer Fluss in Masche I	<i>Wb</i>
Φ_2	Magnetischer Fluss in Masche II	<i>Wb</i>
Φ_{a}	Magnetischer Fluss außerhalb des Rundleiters	<i>Wb</i>
Φ_{i}	Magnetischer Fluss innerhalb des Rundleiters	<i>Wb</i>
$\Phi_{\text{G_L}}$	Magnetischer Fluss einer angrenzenden Leiterschleife	<i>Wb</i>
Φ_{L}	Magnetischer Fluss einer Leiterschleife	<i>Wb</i>
φ_{Ph}	Phasenwinkel	$^{\circ}$
φ_{PM}	Magnetwinkel	$^{\circ}$
Φ_{σ}	Magnetischer Streufluss	<i>Wb</i>
Ψ	Verketteter magnetischer Fluss	<i>Wb</i>
$\Psi_{\text{G_Ph}}$	Verketteter magnetischer Fluss einer angrenzenden Phase	<i>Wb</i>
Ψ_{Ph}	Verketteter magnetischer Fluss einer Phase	<i>Wb</i>
ω	Winkelgeschwindigkeit	<i>rad/s</i>
ω_0	Leerlaufwinkelgeschwindigkeit	<i>rad/s</i>
ω_{krit}	Kritische Winkelgeschwindigkeit	<i>rad/s</i>
ω_{opt}	Optimale Winkelgeschwindigkeit	<i>rad/s</i>
$\omega_{\text{th_max}}$	Theoretisch maximale Winkelgeschwindigkeit	<i>rad/s</i>

Liste der verwendeten Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
2D, 3D	Zweidimensional, Dreidimensional
AlNiCo	Aluminium-Nickel-Cobalt
B6	Sechspuls-Brückenschaltung
ApS	Anpartsselskab
BLDC	Brushless Direct Current Motor
CAN	Controller Area Network
CO ₂	Kohlenstoffdioxid
DFT	Discrete Fourier Transform
EM	Elektromagnet
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
H1, H2, H3	Hallsensor 1, 2, 3
I ² C	Inter-Integrated Circuit
I ² S	Integrated Interchip Sound
Inc	Incorporated
IFAM	Institut für Fertigungstechnik und Angewandte Materialfor- schung
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IWM	Institut für Werkstoffmechanik
LCR-Messbrücke	Induktivitäts-, Kapazitäts- und Widerstandsmessgerät
LL	Linkslauf
LLC	Limited Liability Company
LS	Luftspalt
LSW	Luftspaltwicklung
LUT	Lookup Table
N	Nordpol
NdFeB	Neodym-Eisen-Bohr
OvGU	Otto-von-Guericke-Universität
PM	Permanentmagnet
PMSM	Permanent-Magnet Synchronous Motor
PSoC	Programmable System on Chip
RL	Rechtslauf
RNM	Radnabenmotor
RoFe	Rotor-Eisenrückschluss

S	Südpol
SAR	Successive Approximation Register
SK	Stromkreis
SmCo	Samarium-Cobalt
SRAM	Static Random-Access Memory
StFe	Stator-Eisenrückschluss
T1, T2, T3, T4, T5, T6	Transistor 1, 2, 3, 4, 5, 6
U	Phase U
U ₁	Phasenanstang der Phase U
U ₂	Phasenende der Phase U
USB	Universal Serial Bus
V	Phase V
V ₁	Phasenanstang der Phase V
V ₂	Phasenende der Phase V
W	Phase W
W ₁	Phasenanstang der Phase W
W ₂	Phasenende der Phase W
WK	Wickelkopf
ZF	Zahnradfabrik

1 Einleitung

Einer weltweit wachsenden Nachfrage nach Erdöl steht seit geraumer Zeit eine abnehmende Erdölförderung entgegen. Um diese Nachfrage auch in unmittelbarer Zukunft noch befriedigen zu können, werden permanent neue Erdölvorkommen gesucht und unter zum Teil sehr schwierigen Bedingungen erschlossen. Zeitgleich steigt der Bedarf der Weltbevölkerung an Mobilität. Dieser ist mit den endlichen fossilen Brennstoffen nur für einen zeitlich begrenzten Horizont zu befriedigen. Aus diesem Bewusstsein heraus und dem Drängen nach niedrigeren CO₂-Ausstößen entstanden in den letzten zwei Jahrzehnten zahlreiche Forschungsschwerpunkte, die sich intensiv mit dem Entwickeln und Erproben von elektrisch betriebenen Fahrzeugen auseinandersetzen. Es sind diverse Forschungsprojekte entstanden, die unter anderem die Antriebstechnologie Radnabenmotor aufgegriffen haben. In zahlreichen Konzeptstudien (z.B. in [40]) wurde gezeigt, dass ein elektrifizierter Antriebsstrang mit elektrischen Radnabenmotoren einen sehr hohen Systemwirkungsgrad erreichen kann. Der kritische Einfluss einer erhöhten reifengefederten Radmasse auf die Fahrsicherheit und den Fahrkomfort wurde hinreichend untersucht. Daraus entstanden zahlreiche Leichtbaukonstruktionen die das Ziel verfolgten, die reifengefederten Radmassen nicht merklich zu erhöhen und die Antriebstechnologie Radnabenmotor mit sämtlichen Vorteilen nutzen zu können.

Die Entwicklung von elektrischen Radnabenmotoren wurde erstmals durch Ferdinand Porsche ins Leben gerufen. Bereits im Jahr 1897 begann er während seiner Tätigkeit als technischer Angestellter beim Elektronunternehmen Béla Egger & Co. eine Kutsche zu motorisieren. Zu diesem Zweck entwarf er ein Konzept, bei dem der Antrieb direkt in die Räder verbaut werden sollte [42]. Nachdem Ferdinand Porsche von der k.u.k. Hofwagenfabrik Jacob Lohner & Co. abgeworben wurde und in die „Elektromobile Abteilung“ wechselte, wurde kurz darauf das erste Elektrofahrzeug mit elektrischen Radnabenmotoren entwickelt und auf der Pariser Weltausstellung 1900 einer breiten Öffentlichkeit präsentiert [42]. Dieses Fahrzeug wurde mit insgesamt vier elektrischen Radnabenmotoren ausgestattet. Es handelte sich um elektrische Gleichstrommotoren, die einen außenlaufenden Rotor besaßen. Die Leistung eines Radnabenmotors betrug 1,84 kW und es wurde eine maximale Drehzahl von 120 min⁻¹ erreicht. Damit konnte das rein elektrisch angetriebene Fahrzeug maximal 37 km/h fahren. Bei einer konstanten Geschwindigkeit von 35 km/h wurde eine Reichweite von ca. 50 km erzielt [42]. Schon damals war bewusst, dass das elektrische Fahren deutlich effizienter, leiser und umweltfreundlicher von statten ging als das Fahren mit einer Verbrennungskraftmaschine. Dennoch konnte sich diese Antriebstechnologie, mit ihren zum Teil herausragenden Vorteilen, nicht gegenüber den Verbrennungskraftmaschinen durchsetzen. Das schwerwiegendste Argument damals und auch heute noch ist die erhöhte Masse. Diese erhöht zum einen die reifengefederten Radmassen und zum anderen die Masse des Gesamtfahrzeugs. Die Masse der Holzräder mit den integrierten elektrischen Radnabenmotoren des Porsche-Lohner Elektrofahrzeugs von 1900 betrug jeweils 115 kg und beeinflusste das Fahrverhalten erheblich. Des Weiteren wurde die Fahrzeugmasse durch die mitgeführte Batterie um zusätzlich 410 kg aufgestockt [44]. Die Masse, die geringere Reichweite und die fehlende Infrastruktur für das elektrische Fahren und Laden ebneten den Siegeszug der Verbrennungskraftmaschinen, obgleich schon damals ein Bedarf an leisen, effizienten und umweltfreundlichen Motoren vorhanden war.

Der Einfluss der Rad- und Aufbaumassen eines Automobils auf das dynamische Fahrverhalten ist in der Literatur bereits hinreichend beschrieben worden. Es gibt zahlreiche Studien, die eine geringfügige Erhöhung der reifengefederten Radmassen als unkritisch für die Fahrsicherheit, den Fahrkomfort und die Fahrdynamik sowohl subjektiv als auch objektiv einstufen. Nach [24] ist eine Steigerung der Radmasse für ein Fahrzeug der Mittelklasse um bis zu 30 kg als unkritisch zu bewerten. In [28] wurde in einem Versuchsfahrzeug (Modell Artega GT) eine Zusatzmasse von 40 kg, als potentielle Masse für einen elektrischen Radnabenmotor, untersucht und ebenfalls als unkritisch eingestuft. Entscheidend ist jedoch das Verhältnis zwischen den ausschließlich reifengefederten Radmassen und den gefederten Massen eines Fahrzeugs. Je größer der Quotient zwischen der Radmasse und der Aufbaumasse ist, desto geringer ist die Radeigenfrequenz [49]. Des Weiteren wurde in [49] gezeigt, dass dieses Verhältnis maßgeblich die Aufbaubeschleunigungen und dynamischen Radlastschwankungen eines Fahrzeugs beeinflusst. Daraus folgt, dass bei entsprechenden Fahrbahnanregungen die Fahrsicherheit und der Fahrkomfort reduziert werden. Insbesondere in Kurvenfahrten können geringe Seitenführungskräfte am Reifen, die Kraftübertragung zwischen der Fahrbahnoberfläche und dem Reifen verschlechtern. Weiterhin können dynamische Radlastschwankungen unter Umständen den Lenkwinkel derart beeinflussen, dass der Fahrer größere Korrekturwinkel stellen muss. Aus energetischer Sicht resultieren erhöhte Rad- und Fahrzeugmassen in einem höheren Energiebedarf. Dieser wird letztendlich benötigt, um die Gesamtmasse eines Fahrzeugs zu beschleunigen und in Bewegung zu versetzen.

Antriebssysteme mit elektrischen Radnabenmotoren besitzen zahlreiche Eigenschaften, die sich vorteilhaft auf das elektrische Fahren auswirken. Einer der zentralsten Aspekte ist die direkte Verbindung zwischen Elektromotor und Rad. Konzepte mit integrierten Einzelradantrieben besitzen ebenfalls das Potential einer individuellen Steuerung und Drehmomentverteilung zwischen den einzelnen Antriebsrädern. Allerdings wandeln elektrische Radnabenmotoren das Drehmoment und die Drehzahl direkt dort, wo es benötigt wird und leiten es ohne jegliche Übertragungselemente wie z.B. Wellen, Getriebe, Riemen usw. verlustfrei und direkt in das Rad ein. Die Dynamik des Raddrehmoments und der Raddrehzahl wird daher hauptsächlich durch die Massenträgheit des Elektroantriebs und die Massenträgheit des Rades beeinflusst. Elektromotoren können generell sehr viel schneller ein Drehmoment zur Verfügung stellen als Verbrennungskraftmaschinen. Die Ursache liegt darin, dass diese eine sehr geringe elektrische und mechanische Zeitkonstante besitzen. Elektrisch angetriebene Fahrzeuge können somit deutlich dynamischer ausgelegt werden, als Fahrzeuge die durch eine Verbrennungskraftmaschine angetrieben werden. Sicherheitssysteme die zur Stabilisierung von Fahrzeugen dienen, können mit sehr viel kürzeren Stellzeiten agieren. Durch den Wegfall der Verbrennungskraftmaschine mit sämtlichen Nebenaggregaten, der Abgasanlage, der mechanischen Übertragungselemente, des Differentials, des Tanks und den sonstigen antriebsspezifischen Bauteilen, kann der Fahrzeugbauraum völlig neu gestaltet werden. Der Antriebsstrang eines rein elektrisch angetriebenen Fahrzeugs fällt deutlich kompakter aus als der eines konventionellen Fahrzeuges. Eine Elektrifizierung des Antriebsstrangs besteht im Wesentlichen aus einer oder mehreren elektrischen Spannungsquellen, diversen Leistungselektroniken für die Steuerung, Regelung und Verteilung der gewandelten Leistungen und den elektrischen Radnabenmotoren.

Dem gegenüber stehen jedoch diverse Herausforderungen. Ein elektrischer Radnabenmotor muss einen weiten Drehzahl- und Drehmomentbereich als Direktantrieb mit einer akzeptablen Effizienz darstellen

können. Herkömmliche Antriebsstränge nutzen Getriebestufen, um die von der Verbrennungskraftmaschine gewandelte mechanische Leistung auf die am Rad benötigte mechanische Leistung hinsichtlich der Drehzahl und dem Drehmoment zu skalieren. Beispielsweise wird in [25] ein erforderliches Antriebsmoment von 2000 Nm angegeben welches benötigt wird, um für ein Fahrzeug der Mittelklasse eine genügende Steigfähigkeit und ein ausreichendes Beschleunigungsvermögen sicher zu stellen. Ein elektrischer Radnabenmotor muss demnach eine mechanische Leistung mit einem hohen Drehmoment dauerhaft und effizient zur Verfügung stellen können.

Um all diese Vorteile von elektrischen Radnabenmotoren nutzen zu können, stehen im Wesentlichen drei Wandlungstypen von elektrischen Maschinen zur Verfügung. Dazu zählen Drehstrommaschinen, Wechselstrommaschinen und Gleichstrommaschinen. Trotz der unterschiedlichen Funktionsweisen sowie zahlreichen Bauformen bestehen diese größtenteils aus ähnlich aufgebauten Komponenten. Eine Vielzahl von elektrischen Maschinentypen verwendet Statoren, deren Geometrie durch ausgebildete Polschuhe und Polkerne charakterisiert ist. Um diese werden die jeweiligen Phasen einer Wicklung gewickelt. Die somit bewirkten Elektromagneten stehen je nach Kommutierungsart und Verschaltung der Phasen, in Wechselwirkung mit einem magnetischen Erregerfeld. Der aus diesem Aufbau resultierende Anteil an Eisenmaterial, bestimmt maßgeblich die Masse und die Eisenverlustleistung einer elektrischen Maschine. Durch die Verwendung von Permanentmagneten wie z.B. in permanenterregten Synchronmaschinen (PMSM) und in bürstenlosen Gleichstrommaschinen (BLDC), kann die volumetrische Leistungsdichte eines Elektromotors im Vergleich zu einem Aufbau mit fremderregten magnetischen Polen deutlich gesteigert werden. Aufgrund der hohen Energiedichten der Permanentmagneten ist es möglich, kompakte Bauformen von elektrischen Fahrtrieben mit hohen volumetrischen und gravimetrischen Leistungsdichten zu realisieren. Durch die Substitution einer Erregerwicklung kann sowohl die Ohmsche Verlustleistung als auch die Eisenverlustleistung zu Gunsten einer höheren Effizienz beeinflusst werden. Aus diesem Grund ist der Wirkungsgrad von permanenterregten elektrischen Maschinen in der Regel höher als bei fremderregten elektrischen Maschinen eines gleichen Maschinentyps.

Trotz des kompakten Aufbaus von permanenterregten elektrischen Maschinen besitzen derzeitige Entwicklungen von elektrischen Radnabenmotoren eine zu hohe Masse und beeinflussen maßgeblich die reifengefederten Radmassen. Aus diesem Grund wurde ein elektromagnetischer Kreis entwickelt, der die zuvor genannten Schwierigkeiten vollständig entkräften kann. Der Aufbau ist durch eine nutenlose Luftspaltwicklung geprägt. Der Schritt von den fremderregten magnetischen Polen zu den Permanent-erregten steigerte sowohl die volumetrische und gravimetrische Leistungsdichte als auch die Effizienz von elektrischen Maschinen. Die entwickelte nutenlose Luftspaltwicklung ermöglicht es, diese Eigenschaften weiterhin zu verbessern. Der Grund dafür ist, dass ausschließlich zwei dünnwandige Eisenrückschlüsse zur magnetischen Flussführung benötigt werden. Die daraus resultierenden Massen und Eisenverlustleistungen sind deutlich geringer als bei permanenterregten elektrischen Maschinen mit vergleichbarer Leistung und Polpaarzahl. Des Weiteren wird zum einen der benötigte Materialaufwand deutlich reduziert und zum anderen die Komplexität der Bauteile erheblich vereinfacht. Die Permanentmagnete, als größter Kostentreiber, können somit teilweise oder sogar vollständig finanziell kompensiert werden.

Die vorliegende Dissertationsschrift gliedert sich in sieben Kapitel. Nach der Einleitung und Motivation wird zunächst der gegenwärtige Stand der Technik von elektrischen Radnabenmotoren und radnahen Elektroantrieben im Kapitel 2 erläutert. Anschließend werden im Kapitel 3 die wesentlichen Grundlagen

dargelegt, die für das Verständnis dieser wissenschaftlichen Arbeit benötigt werden. Ausgehend davon erfolgt im Kapitel 4 die Beschreibung der elektromechanischen Leistungswandlung des entwickelten magnetischen Kreises. Aufgrund der daraus resultierenden Vorteile und Potentiale wird exemplarisch der Anwendungsfall elektrischer Radnabenmotor näher betrachtet. Für diesen erfolgt zunächst im Kapitel 4 eine vollständige elektromechanische Auslegung. Anschließend wird im Kapitel 5 für den elektrischen Radnabenmotor ein Verhaltensmodell erstellt. Diesbezüglich wird sowohl das stationäre als auch das dynamische Verhalten modelliert. Anhand der vollständig ausgelegten elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung und den Simulationsergebnissen wurde ein Prototyp aufgebaut. Mit diesem wurden Messwerte aufgezeichnet, die das charakteristische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung für den gewählten Anwendungsfall abbilden. Der Aufbau des Prototyps, der Prüfstand und die experimentelle Validierung werden im Kapitel 6 erläutert. Es erfolgt permanent ein Abgleich zwischen den gemessenen Verläufen und dem simulierten Verhalten. Sämtliche erzielte Ergebnisse sowie gewonnene Erkenntnisse werden im Kapitel 7 zusammengefasst. Des Weiteren wird ein Ausblick über die Chancen, Potentiale und Verbesserungsmöglichkeiten dieser Entwicklung gegeben.

2 Stand der Technik

In diesem Kapitel wird der Stand der Technik von radnahen Elektroantrieben in Abschnitt 2.1 und elektrischen Radnabenmotoren in Abschnitt 2.2 dargestellt. Abschließend wird in Abschnitt 2.3 der gegenwärtige Forschungsstand erläutert.

2.1 Radnahe Elektroantriebe

Ein radnahe Elektroantrieb ist durch eine indirekte Krafteinleitung zwischen der elektrischen Maschine und der Radnabe charakterisiert. Der Begriff Elektroantrieb umfasst dabei sämtliche Komponenten, die zur elektromechanischen Leistungswandlung benötigt werden. Werden zwei oder vier Räder individuell durch einen Elektroantrieb angetrieben, so werden diese als Einzelradantriebe bezeichnet. Diese benötigen Übertragungselemente wie z.B. Getriebe, Riemen, Wellen usw., um eine mechanische Leistung in die Radnabe einleiten zu können oder aus dieser zu entnehmen. Der Wirkungsgrad eines Antriebsstrangs mit radnahen Elektroantrieben ist daher sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb, über sämtliche Komponenten die zur Leistungswandlung benötigt werden zu bestimmen. Derzeit sind zahlreiche Fahrzeuge mit radnahen Antriebskonzepten bekannt. Im Folgenden werden die wichtigsten Entwicklungen dargestellt.

Das im Jahr 2009 gegründete dänische Unternehmen ECOMove ApS präsentierte auf dem Pariser Autosalon 2012 eine Antriebseinheit, die aus einem permanenterregten Synchronmotor, einem Getriebe, einer Bremseinheit und einer eigens dafür entwickelten Fahrwerksaufhängung besteht. Die Bremseinheit setzt sich aus einer Scheibenbremse, einer Feststellbremse und einer elektromotorischen Bremse zusammen, wobei letztere ein regeneratives Bremsen mit einer Effizienz von bis zu 80% ermöglicht [15]. Der maximale Wirkungsgrad im motorischen Betrieb ist in [14] mit 91% angegeben. Die maximale mechanische Dauerleistung beträgt 24,5 kW bei einer nominellen elektrischen Spannung von 80 V. Bezogen auf die in [14] publizierten Leistungsdaten, beträgt der maximale elektrische Dauerstrom demnach über 300 A. Das Antriebsmodul ist in der folgenden Abbildung 2.1 dargestellt.

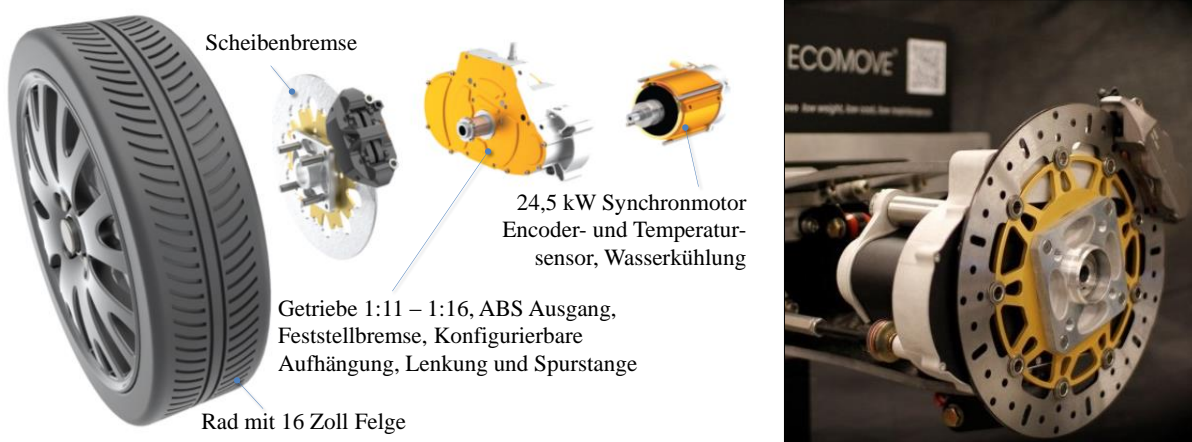


Abbildung 2.1: Radnahe Antriebsmodul der ECOMove ApS [14], [15]

Um die auftretenden Wärmeverlustleistungen aus dem Motor zu führen, wurde eine aktive Flüssigkeitskühlung integriert. Die maximale mechanische Spitzenleistung beträgt 44 kW bei einem maximalen Spitzendrehmoment von 384 Nm. Die zulässige Dauer der zeitlich begrenzt zur Verfügung stehenden Spitzenleistung wurde bisher nicht spezifiziert. Das angegebene Drehmoment wird durch ein Getriebe mit einem konfigurierbaren Übersetzungsverhältnis zwischen 1:11 bis 1:16 gewandelt. Die Gesamtmasse dieses radnahen Antriebsmoduls beträgt 21 kg, wobei anteilig auf den Elektromotor 8,2 kg, auf die Getriebeeinheit 10,2 kg und auf die mechanische Bremsseinheit 2,6 kg entfallen. Fälschlicherweise wird dieses Antriebsmodul oft als elektrischer Radnabenmotor bezeichnet. Der dreiphasige Wechselstrommotor ist jedoch über ein Getriebe indirekt mit der Radnabe verbunden und somit streng genommen kein elektrischer Radnabenmotor, sondern ein radnaher Einzelradantrieb. Aufgrund der speziell entworfenen Fahrwerksanbindung ist dieses Antriebsmodul nicht als Nachrüstsatz für konventionelle Kraftfahrzeuge geeignet.

Im März 2012 präsentierte die Mercedes-AMG GmbH in Kooperation mit der Mercedes AMG High Performance Powertrains Ltd. ein Entwicklungsfahrzeug unter dem Namen „Mercedes-Benz SLS AMG E-Cell“. Dieses zeichnet sich durch einen elektrifizierten Antriebsstrang aus, der vier radnahe permanenterrregte Synchronmaschinen (PMSM) besitzt. In der folgenden Abbildung 2.2 ist der elektrifizierte Antriebsstrang des Mercedes-Benz SLS AMG E-Cell dargestellt.

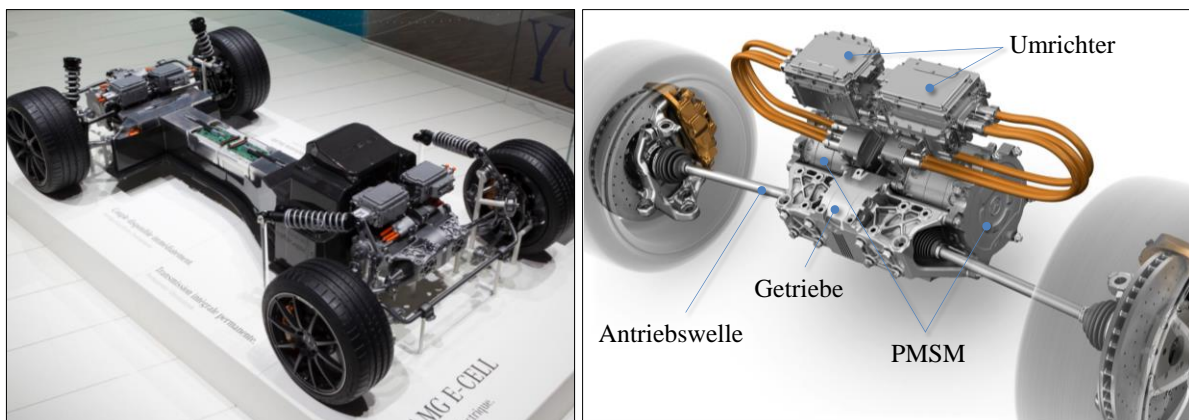


Abbildung 2.2: Mercedes-Benz SLS AMG E-Cell [48]

Jeder der vier Einzelradantriebe wird durch einen separaten Umrichter gespeist. Die Kraftübertragung von der elektrischen Maschine auf das Rad erfolgt indirekt über ein Getriebe und eine Antriebswelle. Die vollständigen technischen Daten der verwendeten Elektromotoren sind derzeit nicht hinreichend bekannt. Es wird jedoch in [47] und [48] angegeben, dass die maximale mechanische Spitzenleistung aller vier Elektroantriebe in Summe 392 kW beträgt. Des Weiteren wird ein maximales Spitzendrehmoment von 880 Nm erreicht. Auf einen Einzelradantrieb entfallen somit 220 Nm, unter der Annahme einer symmetrischen Leistungsverteilung auf alle vier Elektroantriebe. Jeder Elektromotor besitzt eine maximale Drehzahl von 12.000 min^{-1} . Diese wird durch ein Getriebe entsprechend untersetzt. Weitere technische Angaben bzgl. der maximalen mechanischen Dauerleistung eines Elektroantriebs, der Dauer der maximalen Spitzenleistung, den Getriebeübersetzungen, der Masse und zu den Wirkungsgraden der Antriebskomponenten wurden bisher nicht publiziert.

Auf der Internationalen Automobil Ausstellung 2011 präsentierte die ZF Friedrichshafen AG einen elektrischen Antrieb mit einer Verbundlenkerachse unter dem Namen „Electric Twist Beam“. Der Elektroantrieb setzt sich aus einem Getriebe und einem Elektromotor zusammen und wurde gezielt für eine

Fahrzeughinterachse konzipiert. Laut Herstellerangaben ist die Karosserieanbindung identisch zu denen von konventionellen Fahrzeugen, so dass der Elektroantrieb als Nachrüstsatz verwendet werden kann [81]. Für zwei Elektroantriebe auf einer Fahrzeugachse lautet die maximale mechanische Spitzenleistung in Summe 60 kW und das maximale mechanische Spitzendrehmoment 1400 Nm [67]. Weitere Leistungsdaten, Angaben zur Masse und zur Effizienz wurden bisher nicht veröffentlicht. In der folgenden Abbildung 2.3 ist der entwickelte radnahe Einzelradantrieb mit Verbundlenkerachse der ZF Friedrichshafen AG dargestellt.

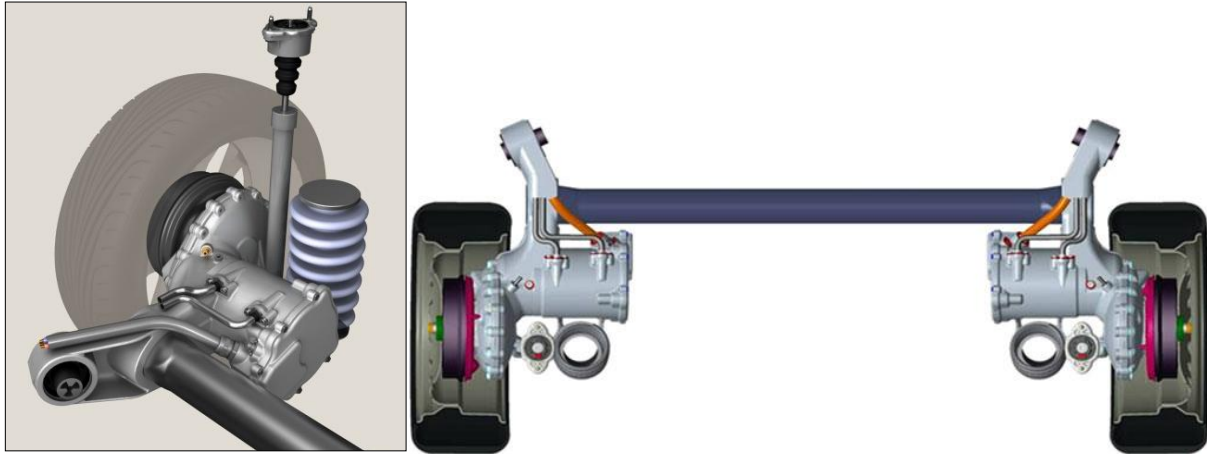


Abbildung 2.3: „Electric Twist Beam“ der ZF Friedrichshafen AG [81]

2.2 Elektrische Radnabenmotoren

Ein elektrischer Radnabenmotor bedingt eine direkte Verbindung zwischen der Radnabe und der Abtriebsseite eines Elektromotors. Es sind somit keine weiteren Übertragungselemente im Kraftfluss vorhanden. Elektrische Radnabenmotoren gibt es in den Ausführungsvarianten eines innenlaufenden und eines außenlaufenden Rotors. Die verwendeten elektrischen Maschinen können sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb verwendet werden. Die Mehrheit von elektrischen Radnabenmotoren wird durch den Maschinentyp einer permanenterregten Synchronmaschine dargestellt. Diese besitzt aufgrund der integrierten Permanentmagneten ein kompaktes Bauvolumen. Allerdings benötigen Synchronmaschinen einen zusätzlichen Umrichter, da diese nicht unmittelbar durch eine elektrische Gleichspannungsquelle versorgt werden können. Nachfolgend werden einige bezeichnende und durch Quellen belegte Entwicklungen von elektrischen Radnabenmotoren für Personenkraftfahrzeuge näher erläutert und dargestellt.

Die General Motors Limited Liability Company veröffentlichte 2005 in [50] einen elektrischen Radnabenmotor mit experimentell validierten Leistungsdaten. Dieser zeichnet sich durch einen mit Permanentmagneten bestückten Doppelrotor aus, wobei jeder Rotor insgesamt 24 magnetische Pole aufweist. Die magnetische Flussführung erfolgt parallel zur Rotationsachse. Zwischen den zwei Rotoren befindet sich ein Stator, der in zwei möglichen Varianten ausgeführt werden kann. Entweder besitzt dieser einen geblechten Eisenkern oder einen eisenlosen Aufbau. Letzterer besitzt in den Stator integrierte Kühlrohre, anstelle eines geblechten Eisenkerns. Es handelt sich um einen dreiphasigen Wechselstrommotor, der für die Integration in eine 17 Zoll-Felge konzipiert wurde. Die zentralen geometrischen Abmessungen des Radnabenmotors lauten 390 mm Außendurchmesser und 95 mm Gesamtlänge. Die nach [50] vali-

dierten maximalen Leistungsdaten lauten 16 kW mechanische Dauerleistung, 25 kW mechanische Spitzenleistung (für eine Dauer von 30 s), 200 Nm Dauerdrehmoment, 500 Nm Spitzendrehmoment und 1200 min^{-1} Höchstdrehzahl. Der komplette Radnabenmotor weist eine Masse von 30 kg auf und besitzt eine gravimetrische Leistungsdichte von $0,53 \text{ kW/kg}$. In der folgenden Abbildung 2.4 ist der entwickelte elektrische Radnabenmotor der General Motors Company LLC dargestellt.



Abbildung 2.4: Radnabenmotor der General Motors Company LLC [50]

Die Ausführung der Wicklung ermöglicht es, eine sehr flache Bauform darzustellen. Dies ist anhand der geringen Länge des Stators mit 75 mm ersichtlich. Dennoch ist kritisch anzumerken, dass deutlich mehr Magnetmaterial für den mit Permanentmagneten bestückten Doppelrotor benötigt wird als dies bei vergleichbaren elektrischen Maschinen der Fall ist. Angaben zu den berücksichtigten mechanischen Lastfällen, die als Grundlage für die Gesamtkonstruktion dienen, wurden bisher nicht veröffentlicht. Die gravimetrische Leistungsdichte von $0,53 \text{ kW/kg}$ ist im Vergleich zu anderen Entwicklungen von Radnabenmotoren relativ gering.

Die Firma Protean Electric Incorporated entwickelt elektrische Radnabenmotoren und publizierte in [57], dass diese im Jahr 2014 in einer Serienfertigung hergestellt und verkauft werden sollen. Die Radnabenmotoren werden für 18 bis 24 Zoll-Felgen ausgelegt und setzen sich aus einer Rotorglocke mit innenliegenden Permanentmagneten, einem Stator, einer integrierten Leistungselektronik und einer Lagereinheit zusammen. Es gibt somit keine Wellenbaugruppe zwischen Rotor und Stator. Die Gesamtkonstruktion wurde zielgerichtet für eine Massenproduktion ausgelegt und wird durch zahlreiche Patente geschützt. Nach [57] beträgt der Außendurchmesser des Radnabenmotors 420 mm und die Gesamtlänge 115 mm. Die maximalen Leistungsdaten lauten 54 kW mechanische Dauerleistung, 75 kW mechanische Spitzenleistung (ohne Angabe der Dauer), 650 Nm Dauerdrehmoment und 1000 Nm Spitzendrehmoment [57]. Die maximale elektrische Batteriespannung beträgt 400 V. Es wird eine aktive Flüssigkeitskühlung verwendet, die mit einem Volumenstrom von 8 l/min bei einer Eingangstemperatur von 30 °C ausgelegt wurde. Der gesamte Radnabenmotor weist eine Masse von 34 kg auf und besitzt eine gravimetrische Leistungsdichte von $1,59 \text{ kW/kg}$. Des Weiteren ist dieser durch eine einfach gehaltene Konstruktion charakterisiert. Diese Entwicklung besitzt derzeit eine der höchsten gravimetrischen Leistungsdichten im Vergleich zu anderen Entwicklungen von elektrischen Radnabenmotoren. Durch die Integration der Leistungselektronik wird ein sehr kompaktes Antriebsmodul dargestellt. Die in [57] publizierten Motorkennlinien wurden über einen weiten Drehzahlbereich von $0\text{-}1600 \text{ min}^{-1}$ dargestellt und zeigen das für permanenterregte Synchronmaschinen charakteristische Verhalten auf. In der folgenden Abbildung 2.5 ist der entwickelte elektrische Radnabenmotor in einer Schnitt- (links) und in einer Explosionsdarstellung (rechts) abgebildet.

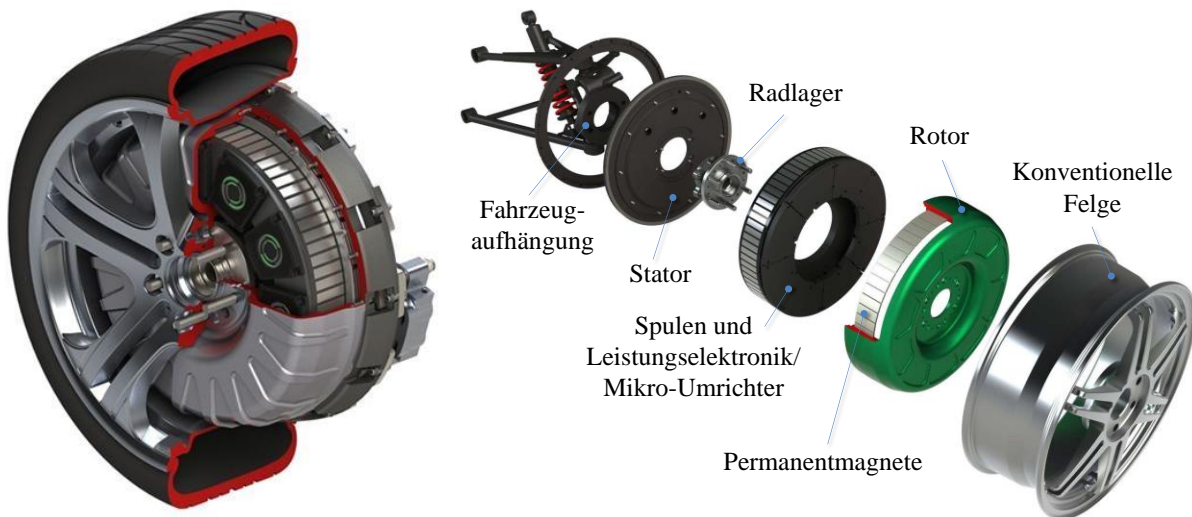


Abbildung 2.5: Radnabenmotor der Protean Electric Incorporated [57]

Trotz dieser sehr ausgereiften Entwicklung ist kritisch zu hinterfragen, wie stark der klassische Aufbau der elektrischen Maschine skaliert werden kann. Besonders für kleinere Bauvolumen ist der für diesen elektrischen Maschinentyp notwendige Bauraum ein einschränkendes Kriterium. Dies hat zur Folge, dass die Leiterquerschnitte oder die Anzahl der Windungen geringer dimensioniert werden müssen. Der kleinstmögliche Felgendurchmesser ist mit 18 Zoll für die meisten Klein- und Mittelklassewagen deutlich zu groß gewählt. Des Weiteren sind derzeit noch keinerlei Angaben bezüglich der Effizienz des Elektromotors bekannt. In [57] wird gezeigt, dass bei einer maximalen Drehzahl von 1600 min^{-1} ein Drehmoment von ca. 320 Nm dauerhaft gewandelt werden kann. Aufgrund der maximal zur Verfügung stehenden elektrischen Spannung von 400 V würde dies bedeuten, dass ein elektrischer Dauerstrom von mindestens 130 A benötigt werden würde. Weiterhin gibt es keinerlei Angaben bezüglich der angenommenen Lastfälle, die als Grundlage für die bestehende Motorkonstruktion dienen und das Ergebnis von 34 kg Gesamtmasse entscheidend beeinflussen.

Das Fraunhofer Institut für Fertigungstechnik und angewandte Materialforschung (IFAM) entwickelte einen elektrischen Radnabenmotor, dessen besonderes Merkmal gegossene Einzelzahnwicklungen sind. Daraus resultiert ein sehr hoher Füllfaktor der Wicklung von bis zu 90%. In [54] wurde ein Füllfaktor von 88,4% für eine aus Aluminium gegossene Einzelzahnwicklung mit 20 Windungen dargestellt. Der elektrische Radnabenmotor ist eine permanenterregte Synchronmaschine, die einen außenlaufenden Rotor und eine aus sechs Phasen bestehende Wicklung besitzt. Die entstehenden Wärmeverlustleistungen werden durch eine aktive Flüssigkeitskühlung abgeführt. Eine mechanische Scheibenbremse wird von der bestehenden Konstruktion berücksichtigt. In [28] werden numerische FEM-Simulationen sowie mittels Dehnungsmessstreifen erfasste mechanische Beanspruchungen von der Radnabenmotorkonstruktion unter definierten Lastfällen dargestellt. Die maximalen Leistungsdaten lauten 55 kW mechanische Dauerleistung, 700 Nm Dauerdrehmoment bis zu einer Drehzahl von 550 min^{-1} , 900 Nm Spitzendrehmoment (ohne Angabe der Dauer) und 1500 min^{-1} Höchstdrehzahl [18]. Der Außendurchmesser des elektrischen Radnabenmotors beträgt 364 mm und die Länge ist mit 105 mm angegeben. Die Gesamtmasse beträgt 42 kg [18]. Daraus resultiert eine gravimetrische Leistungsdichte von 1,31 kW/kg. Der entwickelte Radnabenmotor als Gesamteinheit, die gegossenen Einzelzahnwicklungen im Vergleich zu Rund- und Vierkantdrähten und der in eine Verbundlenkerachse integrierte Radnabenmotor sind in der folgenden Abbildung 2.6 dargestellt.

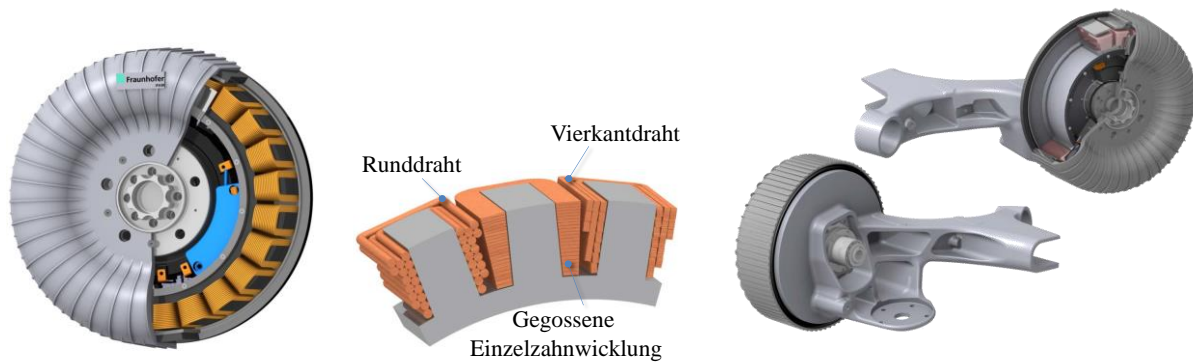


Abbildung 2.6: Radnabenmotor (links), gegossene Einzelzahnwicklungen (mittig) und Verbundlenkerachse (rechts) des Fraunhofer-IFAM [54]

Bis zu einer Drehzahl von 550 min^{-1} kann ein sehr hohes Drehmoment von 700 Nm dauerhaft gewandelt werden. Die Ursache liegt darin, dass die Wicklung aus sechs Phasen besteht und somit im Vergleich zu dreiphasigen Wicklungen deutlich mehr Phasen für die Leistungswandlung zur Verfügung stehen. Mit zunehmender Drehzahl wird jedoch auch eine höhere elektrische Spannung in die aus sechs Phasen bestehende Wicklung induziert. Dies hat zur Folge, dass das Dauerdrehmoment von 700 Nm ab einer Drehzahl von 550 min^{-1} nicht mehr aufrecht gehalten werden kann. Der Füllfaktor der gegossenen Wicklungen ist deutlich höher als bei vergleichbaren Radnabenmotoren, die als permanenterregte Synchron- oder Gleichstrommaschinen ausgeführt worden sind. Unter Berücksichtigung der verwendeten Werkstoffe, stellt die gravimetrische Leistungsdichte mit einer Ausbeute von $1,31 \text{ kW/kg}$ jedoch ein Verbesserungspotential dar. Die mechanische Konstruktion wurde durch zahlreiche FEM-Simulationen ausgelegt und konnte anhand einer Räderprüfmaschine, zum Eintragen von diversen Radlasten, experimentell untersucht werden [28].

Eine weitere aktuelle Entwicklung eines elektrischen Radnabenmotors wurde von der Schaeffler AG unter dem Namen „E-Wheel Drive“ durchgeführt und unter anderem in [60] und [61] publiziert. Im Gegensatz zu den zuvor erläuterten Radnabenmotoren wird von der Schaeffler AG das Konzept eines innenlaufenden Rotors verfolgt. Der verwendete permanenterregte Synchronmotor besitzt zur Abführung von Wärmeverlustleistungen eine aktive Flüssigkeitskühlung. Des Weiteren wurde die gesamte Leistungselektronik in den Motor integriert. In [61] wird gezeigt, dass sich der Radnabenmotor komplett auf das Radlager stützt und somit keine eigene Motorlagerung aufweist. Ergänzend wird erläutert, dass der Radnabenmotor mit einer zusätzlichen mechanischen Trommelbremse als redundante Bremsenheit ausgestattet ist. Es handelt sich um einen hochintegrierten elektrischen Radnabenantrieb, der aus einer permanenterregten Synchronmaschine, einer mechanischen Bremse, einer integrierten Leistungselektronik und einer aktiven Flüssigkeitskühlung besteht [60]. Zusammen mit der Ford Motor Company wurde im Jahr 2013 ein Entwicklungsfahrzeug aufgebaut. Hierbei handelt es sich um einen Ford Fiesta, der durch zwei auf der Hinterachse verbaute elektrische Radnabenmotoren angetrieben wird. Als Energiequelle dient eine Hochvoltbatterie, die eine maximale elektrische Betriebsspannung von 420 V besitzt. Geometrische Daten des elektrischen Radnabenmotors bzgl. des Außendurchmessers und der Bau- raumlänge wurden bisher nicht publiziert. Allerdings wurde in [60] und [61] angegeben, dass das Bauvolumen 16 Liter beträgt und der Elektromotor für eine 16 Zoll -Felge konzipiert wurde. Die maximalen Leistungsdaten lauten 33 kW mechanische Dauerleistung, 40 kW mechanische Spitzenleistung (ohne Angabe der Dauer), 350 Nm Dauerdrehmoment und 700 Nm Spitzendrehmoment. Die Gesamtmasse

des Motors beträgt 53 kg. Es wird somit eine gravimetrische Leistungsdichte von 0,62 kW/kg erreicht. Das Entwicklungsfahrzeug und der elektrische Radnabenmotor sind in der folgenden Abbildung 2.7 dargestellt.



Abbildung 2.7: E-Wheel Drive (links), Radnabenmotor (rechts) der Schaeffler AG [60]

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass von der Schaeffler AG im Vergleich zu anderen Entwicklungen von Radnabenmotoren ein innenlaufender Rotor verwendet wurde. Des Weiteren besitzt der Radnabenmotor kein eigenes Motorlager, sondern stützt sich komplett auf das vorhandene Radlager ab. Es ist ein Entwicklungsfahrzeug vorhanden, mit dem Messungen unter realen Bedingungen durchgeführt werden können. Kritisch anzumerken ist die niedrige gravimetrische Leistungsdichte von 0,62 kW/kg bei einer Gesamtmasse von 53 kg je Radnabenmotor. Zudem wurden bisher noch keine Angaben zu den berücksichtigten mechanischen Lastfällen publiziert.

Die Siemens AG hat zusammen mit den Unternehmen Roding Automobile, TRW Automotive sowie diversen weiteren Firmen im Jahr 2012 ein mit zwei elektrischen Radnabenmotoren ausgestattetes Versuchsfahrzeug unter dem Namen „Roding Roadster Electric“ aufgebaut. Ein Schwerpunkt dieser Entwicklung liegt auf der Rekuperation von Bremsenergie. Diesbezüglich wird in [66] ein maximaler Wirkungsgrad von 70% angegeben. Es wird argumentiert, dass 70% sämtlicher Bremsvorgänge elektromotorisch durchgeführt werden können und somit der Verschleiß einer redundanten mechanischen Bremse sehr gering ist. Die maximalen Leistungsdaten lauten 63 kW mechanische Dauerleistung, 120 kW mechanische Spitzenleistung (ohne Angabe der Dauer), 500 Nm Dauerdrehmoment und 1250 Nm Spitzendrehmoment. Die maximale Geschwindigkeit des Entwicklungsfahrzeugs wurde auf 120 km/h begrenzt. Es ist jedoch möglich, kurzzeitig auf bis zu 160 km/h zu beschleunigen. Weitere Angaben wurden bisher nicht publiziert. In der folgenden Abbildung 2.8 ist das Entwicklungsfahrzeug mit den integrierten elektrischen Radnabenmotoren der Siemens AG dargestellt.



Abbildung 2.8: „Roding Roadster Electric“ der Siemens AG [66]

In der nachfolgenden Tabelle 2.1 ist ein abschließender Vergleich zwischen den zuvor erläuterten Entwicklungen von elektrischen Radnabenmotoren, bis auf den „Roding Roadster Electric“ von der Siemens AG aufgrund fehlender technischer Daten, anhand der Quellen [18], [28], [50], [54], [57], [60] und [61] dargestellt.

	General Motors LLC	Protean Electric Inc.	IFAM	Schaeffler AG
Mechanische Dauerleistung	16 kW	54 kW	55 kW	33 kW
Mechanische Spitzenleistung	25 kW	75 kW	64 kW	40 kW
Dauerdrehmoment	200 Nm	650 Nm	700 Nm	350 Nm
Spitzendrehmoment	500 Nm	1000 Nm	900 Nm	700 Nm
Höchstdrehzahl	1200 min ⁻¹	1600 min ⁻¹	1500 min ⁻¹	-
Motorlänge	95 mm	115 mm	105 mm	-
Motordurchmesser	390 mm	420 mm	364 mm	-
Rotor	Außenläufer	Außenläufer	Außenläufer	Innenläufer
Leistungselektronik	integriert	integriert	integriert	integriert
Kühlung	aktiv	aktiv	aktiv	aktiv
Felgendurchmesser	17"	18-24"	-	16"
Masse	30 kg	34 kg	42 kg	53 kg
Gravimetrische Leistungsdichte	0,53 kW/kg	1,59 kW/kg	1,31 kW/kg	0,62 kW/kg

Tabelle 2.1: Vergleich der vier Radnabenmotorentwicklungen

Der Vergleich in Tabelle 2.1 zeigt deutlich, dass der elektrische Radnabenmotor der Protean Electric Incorporated eine sehr hohe elektrische Dauerleistung besitzt, die höchste gravimetrische Leistungsdichte aufweist und mit 34 kg Gesamtmasse zudem auch zu den leichtesten der vier betrachteten gehört. Sämtliche Entwicklungen haben eine integrierte Leistungselektronik und eine aktive Flüssigkeitskühlung gemeinsam. Ein erheblicher Unterschied besteht in den geometrischen Abmessungen und in den gewählten Leistungsbereichen.

2.3 Aktueller Forschungsstand

Einer der zentralsten Forschungsschwerpunkte von radnahen Elektroantrieben und elektrischen Radnabenmotoren ist das Reduzieren der Masse. Die Vertikaldynamik eines Fahrzeugs wird durch eine Erhöhung der Radmassen stark beeinflusst. Diese Dynamik kann durch Fahrbahnunebenheiten, dynamische Wank- und Nickvorgänge des Fahrzeugs oder durch interne Anregungen des Antriebsstrangs ausgelöst werden und fällt in Abhängigkeit von der reifengefederten Radmasse unterschiedlich stark aus. Im schlimmsten Fall tritt ein ungenügender Kontakt zwischen der Fahrbahn und dem Reifen auf. Kleinere Fahrbahnunebenheiten werden zum größten Teil durch den mit Luft gefüllten Reifen gefiltert. Es gibt zahlreiche Studien, z.B. in [2], [4], [24] und [73], welche den Einfluss zusätzlicher Radmassen auf das Fahrverhalten und die Fahrsicherheit analysieren. In [4] wurden Feldversuche mit einem

VW Passat durchgeführt. Dieser besaß eine Gesamtmasse von 1714 kg und eine reifengefederte Radmasse von 45 kg je Hinterrad. Sowohl in [4] als auch in [24] wurde gezeigt, dass eine Erhöhung der Radmasse um bis zu 30 kg als unkritisch für die Fahrsicherheit und den Fahrkomfort von Klein- und Mittelklassefahrzeuge einzustufen ist. Von der Schaeffler AG wird in [24] von einem vorteilhaften Effekt leicht erhöhter Radmassen gesprochen, da diese weniger störanfällig gegenüber niederfrequenten Radanregungen sind. Die in Abschnitt 2.2 dargestellten elektrischen Radnabenmotoren der Protean Electric Inc. und der General Motors LLC weisen jeweils eine Gesamtmasse auf, welche nach [4] und [24] als nahezu unkritisch für Klein- und Mittelklassefahrzeuge anzusehen wäre. Dennoch sind diese Entwicklungen nicht direkt in die genannten Fahrzeugklassen integrierbar, da Überschneidungen zwischen den konstruktiv bedingten Bauvolumen der elektrischen Radnabenmotoren und den vorhandenen Dimensionen der Felgen vorliegen.

Der derzeit am häufigsten verwendete Maschinentyp von radnahen Elektroantrieben und elektrischen Radnabenmotoren ist die permanenterregte Synchronmaschine. Das Leichtbaupotential dieser Elektromaschinen ist aufgrund des erforderlichen Eisen- und Kupfermaterials begrenzt. Aus diesem Grund sind in der Literatur bereits zahlreiche Veröffentlichungen erschienen, die sich mit alternativen Aufbauten von Elektromotoren beschäftigen. Ein Forschungstrend zeichnet sich durch die Verwendung von Luftspaltwicklungen in elektrischen Maschinen ab. Diese befinden sich entweder in einem axial oder radial geführten magnetischen Kreis. Das axiale Prinzip der magnetischen Flussführung wird unter anderem in Scheibenläufermotoren angewandt und ermöglicht sehr geringe Baulängen. Der in Abschnitt 2.2 dargestellte Radnabenmotor der General Motors LLC weist z.B. eine solche axiale Flussführung auf. Des Weiteren werden zunehmend eisenlose Luftspaltwicklungen oder eisenlose Elektromaschinen entwickelt, wie z.B. in [68] oder [78] zu erkennen ist. Diese verwenden entweder einer erhöhte Anzahl von Permanentmagneten oder nutzen Verbundmaterialien, um eine zur Drehmomenterzeugung notwendige magnetische Flussführung zu bewirken. Insgesamt betrachtet ist deutlich zu erkennen, dass ein Trend zur Massereduktion von elektrischen Fahrtrieben vorliegt. Dieser gerät mit den klassischen Motoraufbauten an seine Grenzen, so dass immer verstärkter alternative Konstruktionen von Elektromotoren mit hohen volumetrischen und gravimetrischen Leistungsdichten erforscht werden. Ein Beispiel wäre die in [64] publizierte elektrische Transversalfussmaschine, welche als radnaher Elektroantrieb mit sehr hoher Drehmomentendichte für elektrisch betriebene Fahrzeuge entwickelt und ausgelegt wurde.

Neben dem Ziel der Massereduzierung gibt es weitere Forschungsprojekte, die sich mit der Effizienz und der Baugröße von Lagerungen elektrischer Radnabenmotoren beschäftigen. Das Fraunhofer Institut für Werkstofftechnik (IWM) berichtet im Jahr 2012 von einer neuartigen Lagereinheit [19]. Diese besteht aus Hybridschrägkugellagern und wurde mit Hilfe von numerischen FEM-Simulationen für definierte Lastfälle ausgelegt. In [19] wird von einer Reduzierung der Lagerreibung um bis zu 40% gegenüber konventionellen Rollenlagern berichtet. Zusätzlich ist es möglich, durch spezielle Beschichtungen der Keramikugeln und des Lagerkäfigs die Reibung um bis zu weitere 20% zu reduzieren und somit die Lebensdauer deutlich zu verlängern. Die Motorlagerung als Forschungsgegenstand beinhaltet nicht ausschließlich die Reduzierung der Lagerreibung, sondern auch das Schaffen von nutzbarem Bauraum für die Integration zusätzlicher Komponenten wie z.B. der Leistungselektronik. Des Weiteren wird in [19] geschrieben, dass es das Ziel ist den elektrischen Radnabenmotor so kompakt wie möglich zu gestalten und diesen in das Volumen einer 15 Zoll-Felge zu integrieren.

Ein weiterer aktueller Forschungsgegenstand zeigt sich in der Entwicklung von hochintegrierten elektrischen Fahrtrieben ab. Sowohl radnahe Elektroantriebe als auch elektrische Radnabenmotoren besitzen einen hohen Grad an Systemintegration. Sämtliche Komponenten wie z.B. die Leistungselektronik, das Getriebe, die Kühlung, die mechanische Bremseinheit und der Antrieb werden zu einem kompakten Modul zusammengefasst. Die in Abschnitt 2.1 und 2.2 dargestellten Entwicklungen besitzen allesamt einen hohen Grad an Systemintegration. Die Herausforderung besteht zum einen in der Auslegung einer mechanischen Leichtbaukonstruktion unter definierten Randbedingungen und zum anderen in der Herstellung von kompakten und räumlich integrierten elektronischen Bauteilen. Das Ziel einer solchen Einheit ist es, ein vollständig abgeschlossenes Modul darzustellen, welches im Idealfall neben der konstruktiven Anbindung an das Fahrzeug nur zwei weitere Schnittstellen benötigt. Diese wären zum einen der Anschluss an einen Kühlkreislauf und zum anderen die energetische Anbindung zur Leistungsübertragung. In [41] ist beispielsweise ein aktuelles Forschungsprojekt von der Technischen Universität Chemnitz dargestellt, welches sich mit der Entwicklung eines hochintegrierten radnahen Elektroantriebs für Elektrofahrzeuge auseinandersetzt. Die maximalen Leistungsdaten dieser Antriebseinheit lauten 53 kW mechanische Dauerleistung, 196 Nm Dauerdrehmoment und 10.000 min^{-1} Höchstdrehzahl. Der Antrieb besitzt ein integriertes Getriebe mit einer Übersetzung von 1:5,25 [41]. Weitere publizierte Daten sind derzeit nicht bekannt. In der folgenden Abbildung 2.9 ist der radnahe Hochleistungs-Elektroantrieb dargestellt.

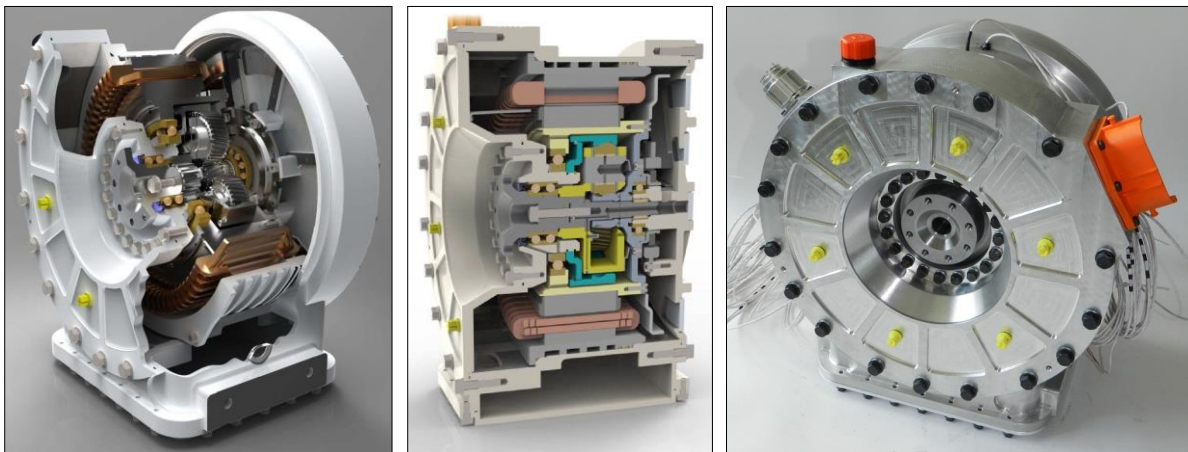


Abbildung 2.9: Radnahe Hochleistungs-Elektroantrieb der TU Chemnitz [41]

Wird der aktuelle Forschungsgegenstand zusammengefasst, ist ein eindeutiger Trend hinsichtlich adaptiver Leichtbaukonstruktionen und alternativer Aufbauten von Elektromotoren zu erkennen. Des Weiteren ist festzustellen, dass sehr kompakte und hochintegrierte radnahe Elektroantriebe und elektrische Radnabenmotoren erforscht werden. Die überwiegende Mehrheit aktueller Entwicklungen besitzen redundante bzw. unterstützende mechanische Bremssysteme. Die Ursache liegt darin, dass es diesbezüglich noch keine festgelegten gesetzlichen Rahmenbedingungen von radnahen Elektroantrieben und elektrischen Radnabenmotoren gibt. Die starke Streuung der angestrebten Leistungsbereiche und der gewählten Baugrößen zeigen, dass derzeit keine Fokussierung auf eine bestimmte Fahrzeugklasse vorliegt. Es gibt daher zahlreiche Entwicklungen, die sich stark voneinander abgrenzen. Dennoch ist zu erkennen, dass ein Bedarf an radnahen Elektroantrieben und an elektrischen Radnabenmotoren in unmittelbarer Zukunft erwartet wird.

3 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die wesentlichen Grundlagen erläutert, die für das generelle Verständnis dieser Dissertation benötigt werden. Zu Beginn wird in Abschnitt 3.1 ein Überblick von elektrischen Maschinen sowie deren unterschiedlichen Wirkprinzipien gegeben, wobei der Fokus auf elektrische Gleichstrommaschinen gerichtet ist. Anschließend werden dann in Abschnitt 3.2 verschiedene Kommutierungsvarianten erläutert. Die während der elektromechanischen Wandlung auftretenden Leistungsverluste werden in den Abschnitten 3.3.1 bis 3.3.4 dargestellt. Mit Hilfe der Erläuterungen der Lorentzkraft in Abschnitt 3.4 und der Maxwell-Gleichungen in Abschnitt 3.5 ist es möglich, das Verhalten der entwickelten nutlosen Luftspaltwicklung analytisch zu beschreiben. Abschließend wird in Abschnitt 3.6 die Induktivität von stromdurchflossenen elektrischen Leitern erläutert.

3.1 Elektrische Maschinen

Die Wandlung zwischen elektrischer und mechanischer Leistung sowie die Umformung von elektrischer Leistung erfolgt mit Hilfe von elektrischen Maschinen. Diese werden in ruhende, translatorische und rotatorische Maschinen eingeteilt. Zu den ruhenden Maschinen werden Transformatoren zugeordnet. Diese besitzen keine beweglichen Teile und wandeln eine elektrische Wechselspannung, in Abhängigkeit von den jeweiligen Windungszahlen der Primär- und Sekundärspule des Transformators, in eine elektrische Wechselspannung mit veränderter Amplitude und Frequenz. Den translatorisch arbeitenden Maschinen werden sämtliche Linearmotoren zugeordnet. Diese besitzen einen feststehenden Teil, meist Ständer genannt, und einen beweglichen Teil, meist Läufer genannt, und sind derart zueinander angeordnet, dass eine translatorische Schubbewegung des Läufers entsteht. Zu den rotatorisch arbeitenden Maschinen zählen sämtliche elektromechanische Wandler, die einen feststehenden Teil, meist Stator genannt, und einen relativ zum Stator rotierenden Teil, meist Rotor genannt, besitzen. Bei den translatorisch und rotatorisch arbeitenden Maschinen ist zu unterscheiden, ob elektrische in mechanische Leistung gewandelt wird, dann wird diese als Motor bezeichnet, oder ob mechanische in elektrische Leistung gewandelt wird, dann wird diese als Generator bezeichnet [10], [21].

3.1.1 Prinzipien

Nach der ersten Einordnung in ruhende, translatorische und rotatorische elektrische Maschinen erfolgt nun die weitere Untergliederung der rotatorischen Maschinen. Zunächst werden diese in Stromwender- und Drehfeldmaschinen eingeteilt. Der Unterschied zwischen diesen beiden Maschinentypen besteht in der Art der zugeführten elektrischen Leistung. Stromwendermaschinen verwenden eine elektrische Gleichspannung als Energiequelle, so dass diese auch Gleichstrommaschinen genannt werden. Eine Ausnahme bilden die sogenannten Universalmaschinen, da diese sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselstrom betrieben werden können. Dennoch werden diese in der Regel zu den Stromwendermaschinen zugeordnet, da der Aufbau nahezu identisch mit denen der fremderregten Gleichstrommaschinen ist. Im Vergleich dazu erfolgt die Speisung von Drehfeldmaschinen entweder von 120° phasenverschobenen Wechselspannungen, so dass diese Drehstrommaschinen genannt werden, oder von einer Einphasenwechselspannung, so dass diese Wechselstrommaschinen genannt werden [21], [26], [31], [35], [76].

Klassische Wechselstrommaschinen sind z.B. einphasige Asynchronmaschinen, einphasige Synchronmaschinen und Reluktanzmaschinen. Typische Vertreter von Drehstrommaschinen sind z.B. Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen und Schrittmotoren.

Nachfolgend werden elektrische Gleichstrommaschinen näher betrachtet. Diese unterscheiden sich zunächst hinsichtlich der Art der Erzeugung eines magnetischen Feldes im Luftspalt. Es gibt permanent-erregte oder fremderregte elektrische Gleichstrommaschinen. Letztere lauten z.B. Reihenschluss-, Nebenschluss- und Doppelschlussmaschinen. Permanent-erregte Gleichstrommaschinen werden weiterhin hinsichtlich der Art der verwendeten Kommutierung unterschieden. Es gibt eine mechanische Kommutierung, welche mit Hilfe eines Kommutators die Stromwendung in den Phasen realisiert, eine elektronische Kommutierung, welche mit Hilfe von Sensoren die Änderung des Rotorwinkels erfasst, und sensorlose Kommutierungen, welche z.B. mit Hilfe der induzierten Spannungen die Rotorposition berechnen. In der folgenden Abbildung 3.1 ist eine Einteilung der rotatorisch arbeitenden elektrischen Maschinen, hinsichtlich der verschiedenen Arbeits- und Wirkprinzipien, dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird an dieser Stelle auf die Einordnung ruhender und translatorischer elektrischer Maschinen verzichtet.

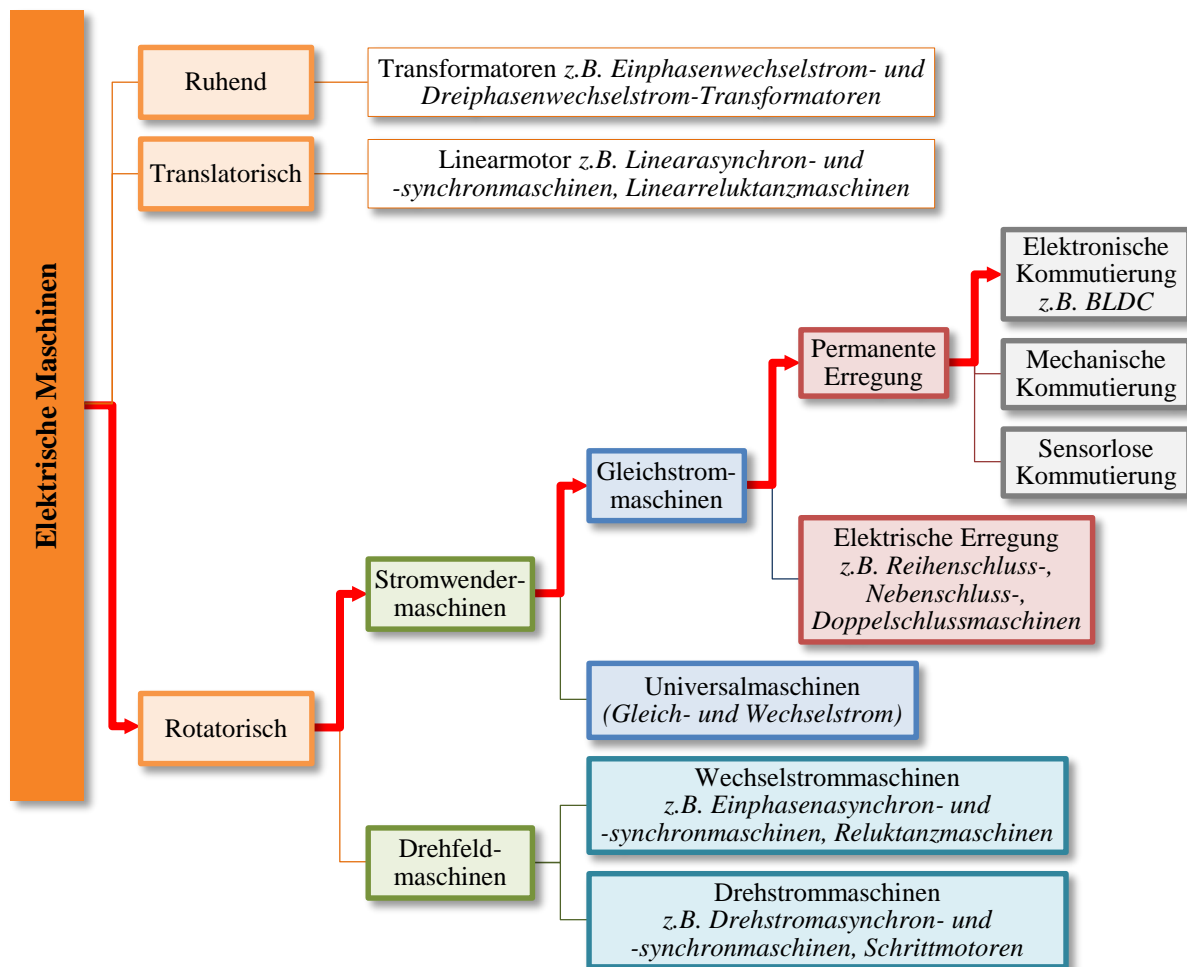


Abbildung 3.1: Einteilung elektrischer Maschinen

Der rote Pfad in Abbildung 3.1 zeigt den Maschinentyp auf, der für die entwickelte nutzenlose Luftspaltwicklung in dieser Arbeit verwendet wurde. An dieser Stelle ist jedoch zu erwähnen, dass es durchaus möglich ist die entwickelte nutzenlose Luftspaltwicklung für weitere Maschinentypen der rotatorischen und translatorischen elektrischen Maschinen auszulegen.

3.1.2 Elektrische Gleichstrommaschinen

Wie bereits in Abschnitt 3.1.1 erläutert wurde, werden elektrische Gleichstrommaschinen mit permanenterregter und fremderregter Erregung unterschieden. Grundsätzlich gibt es beide Maschinentypen in den Varianten eines Innen- und Außenläufers. Das Betriebsverhalten zwischen permanent- und fremderregten elektrischen Maschinen ist generell verschieden. Permanenterregte werden in der Regel nicht im Feldschwächbereich betrieben, da diese ein durch Dauermagnete erzeugtes magnetisches Feld aufweisen, welches nicht aktiv variiert werden kann. Unter bestimmten Voraussetzungen, z.B. durch eine eingebettete Magnetanordnung und einem variablen Gegenfeld, ist es dennoch möglich, permanenterregte elektrische Maschinen im Feldschwächebereich zu betreiben und somit den Drehzahlbereich zu erweitern [62]. Generell ist der Wirkungsgrad von permanenterregten elektrischen Gleichstrommaschinen höher als bei Fremderregten. Aufgrund der hohen Energiedichten von Permanentmagneten wie z.B. von AlNiCo mit 50 kJ/m^3 , SmCo mit 220 kJ/m^3 und NdFeB mit 320 kJ/m^3 [72], können permanenterregte elektrische Maschinen sehr kompakt ausgelegt werden. Die Anschaffungskosten der Permanentmagnete sind in der Regel deutlich höher als die Kosten für die Verwirklichung einer Fremderregung. In dieser wissenschaftlichen Arbeit liegt der Fokus auf den permanenterregten Gleichstrommaschinen. Der Grund dafür ist, dass die entwickelte nutzenlose Luftspaltwicklung exemplarisch für eine elektrische Radnabenmaschine ausgelegt wird und diese die Vorteile einer permanenterregten Felderzeugung und einer elektronischen Kommutierung aufgreift.

Das stationäre Betriebsverhalten für permanenterregte Gleichstrommaschinen ist in der Literatur bereits ausführlich beschrieben worden, z.B. in [27], [33] oder [52]. Die charakteristischen Kennlinien für den elektrischen Strom I , die mechanische Leistung P_{mech} , die Winkelgeschwindigkeit ω und den Wirkungsgrad im motorischen Betrieb η_{mot} sind in der folgenden Abbildung 3.2 (links) in Abhängigkeit vom Drehmoment M qualitativ dargestellt.

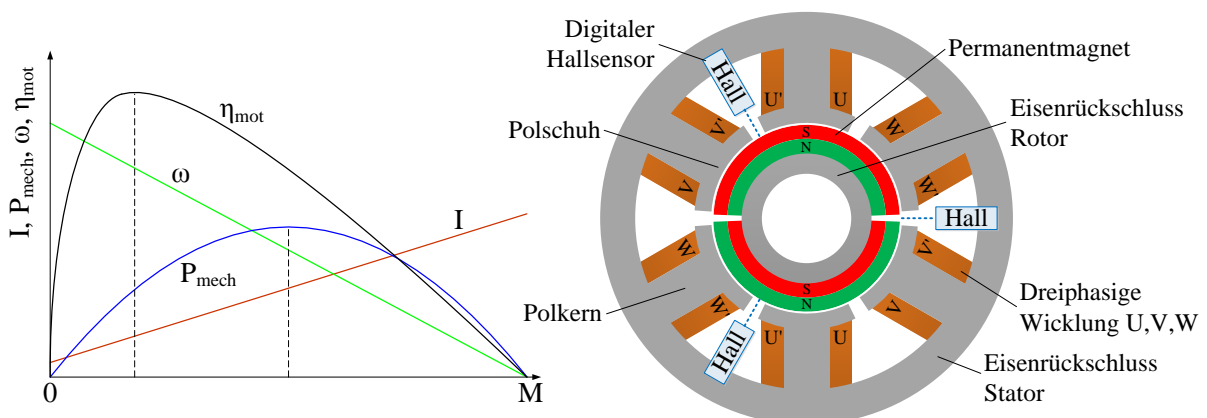


Abbildung 3.2: Stationäre Betriebskennlinien [27], [33], [52] (links), BLDC (rechts)

Des Weiteren ist in der Abbildung 3.2 (rechts) eine zweipolige elektronisch kommutierte Gleichstrommaschine in der Bauform eines Innenläufers dargestellt. Die Kommutierung wird durch drei digitale Hall-Sensoren realisiert, die jeweils um 120° zueinander versetzt angeordnet sind. Zwischen dem

elektrischen Strom und dem Drehmoment sowie zwischen der Winkelgeschwindigkeit und der induzierten elektrischen Spannung besteht für permanenterreichte elektrische Gleichstrommaschinen ein proportionales Verhalten. Die mechanische Leistung P_{mech} weist einen quadratischen Verlauf auf, da diese von $M(\omega)$ und ω folgendermaßen $P_{mech}(\omega)=M(\omega)\cdot\omega$ abhängig ist und sowohl von der Winkelgeschwindigkeit als auch vom Drehmoment abhängige Verlustleistungen erzeugt werden. Der Wirkungsgrad im motorischen Betrieb η_{mot} setzt sich aus dem Quotienten zwischen der mechanischen Leistung P_{mech} und der elektrischen Leistung P_{el} zusammen und besitzt einen nichtlinearen Verlauf. Ein wesentlicher Vorteil von Gleichstrommaschinen gegenüber Drehfeldmaschinen ist, dass die Winkelgeschwindigkeit durch das Variieren der elektrischen Gleichspannung direkt beeinflusst werden kann. Weiterhin ist es möglich, den benötigten elektrischen Gleichstrom z.B. aus einer Batterie zur Verfügung zu stellen [35]. Elektrische Gleichstrommaschinen sind daher besonders gut für mobile Anwendungen geeignet. Des Weiteren können diese durch standardisierte Regelungsstrategien hinsichtlich der Lage, der Drehzahl, dem Drehmoment und der Leistung geregelt werden.

3.2 Kommutierung elektrischer Gleichstrommaschinen

Der Wechsel des elektrischen Stromflusses zwischen den verschiedenen Phasen in Gleichstrommaschinen wird als Kommutierung oder auch Stromwendung bezeichnet. Dies geschieht entweder mechanisch mit Hilfe eines Kommutators, der über einen Schleifkontakt die Stromwendung zwischen den jeweiligen Phasen realisiert oder elektronisch mit Hilfe von schaltbaren Leistungsstellern wie z.B. Thyristoren oder Transistoren, die nach dem Erfassen der Winkeländerung des Rotors den jeweiligen Stromkreis beschalten. Des Weiteren werden verstärkt sensorlose Kommutierungen entwickelt. Diese berechnen oder schätzen den Rotorwinkel unter anderem aus dem Verlauf der induzierten Phasenspannungen. Bei dreiphasigen Wicklungen die in einer Sternschaltung miteinander verbunden sind ist es möglich, stets die unbestromte Phase als Sensor zu nutzen und dort den induzierten Spannungsverlauf zu erfassen und auszuwerten. Nach dem Induktionsgesetz ist dies allerdings erst ab einer Winkelgeschwindigkeit von $\omega>0$ möglich. Es gibt jedoch verschiedene Ansätze, um aus dem Stillstand heraus eine sensorlose Kommutierung zu verwenden. Eine Variante ist es den Motor kurzzeitig blind zu bestromen, bis eine verwertbare Information anhand einer induzierten Spannung vorliegt [6].

3.2.1 Mechanische Kommutierung

Werden elektrische Gleichstrommaschinen mechanisch kommutiert, erfolgt dies taktill mit Hilfe eines Kommutators. Dieser besteht aus elektrisch leitfähigen Lamellen, welche auf der rotierenden Motorwelle befestigt sind. Es liegt eine zyklische Kontaktierung zwischen den Lamellen und den einzelnen Phasen der Wicklung vor. Über feststehende elektrisch leitfähige Bürsten ist ein Schleifkontakt zu den rotierenden Lamellen hergestellt, so dass ein elektrischer Stromfluss von den Bürsten über die Lamellen bis hin zur kontaktierten Phase entsteht [6], [56]. Durch die Reibung zwischen den feststehenden Bürsten und den rotierenden Lamellen entsteht Verschleiß und ein damit verbundener Wartungsaufwand. Des Weiteren wird das Betriebsverhalten der elektrischen Gleichstrommaschine beeinflusst. Die maximalen elektrischen Anlauf- und Spitzenströme sind aufgrund der maximal zulässigen Stromdichten der Bürsten begrenzt. Dies hat zur Folge, dass sowohl die Dynamik als auch die maximalen Drehmomente einer elektrischen Gleichstrommaschine eingeschränkt werden. Werden diese überschritten, kommt es zum sogenannten thermischen „Durchbrennen“ der Bürsten [56]. Weiterhin beeinflusst die mechanische

Kommutierung die maximal zulässige Winkelgeschwindigkeit der Gleichstrommaschine. Bei hohen Winkelgeschwindigkeiten besteht die Gefahr des sogenannten „Bürstenfeuers“. Die Ursache liegt darin, dass proportional zur Winkelgeschwindigkeit eine elektrische Spannung induziert wird, welche ab einer bestimmten Größenordnung elektrische Spannungsdurchschläge in Form von elektrischen Entladungen zwischen den Lamellen und den Bürsten zur Folge hat [55]. Eine mechanische Kommutierung ist demnach immer verschleißbehaftet, schränkt das Betriebsverhalten der elektrischen Gleichstrommaschine ein und erfordert bei höheren elektrischen Strömen zusätzlich eine aktive Kühlung des Kommutators.

3.2.2 Elektronische Kommutierung

Eine elektronische Kommutierung erfolgt im Gegensatz zu einer Mechanischen berührungslos. Diese ist somit praktisch wartungsfrei, schränkt das Betriebsverhalten der elektrischen Maschine nicht ein und erzeugt ausschließlich elektrische Schalt- und Widerstandsverluste. Die Erfassung des Rotorwinkels kann durch verschiedene Messverfahren realisiert werden. Nach [62] werden derzeit vorrangig drei physikalische Prinzipien verwendet. Dazu zählen: magnetische (z.B. Resolver), optische (z.B. Inkrementalgeber) und kapazitive Sensoren (z.B. variable Elektroden).

In bürstenlosen Gleichstrommaschinen wird eine elektronische Kommutierung vorrangig durch digitale Hallensoren realisiert. Mit Hilfe dieser kostengünstigen und einfach zu implementierenden Sensoren, können einzelne Winkelbereiche des Rotors berührungslos detektiert werden. Die Auflösung der Winkelbereiche wird durch die Anzahl und Anordnung der Hall-Sensoren bestimmt [6]. Diese Kommutierungsvariante ist unabhängig von der Winkelgeschwindigkeit und kann somit auch im Stillstand des Elektromotors verwendet werden. Für die meisten elektronisch kommutierten Gleichstrommaschinen werden drei digitale Hall-Sensoren verwendet, die um 120° zueinander versetzt angeordnet sind. Daraus resultieren sechs Schaltzustände, die sich periodisch wiederholen. Jede Schaltkombination der Hall-Sensoren entspricht einem elektrischen Stromkreis in der Wicklung. Mit ihren zwei logischen Zuständen können die digitalen Sensorsignale problemlos von einem Mikrocontroller verarbeitet werden [5].

3.3 Verluste elektrischer Maschinen

Während der Wandlung einer elektrischen Leistung in eine Mechanische und umgekehrt, treten Verlustleistungen auf. Diese werden in ihrer Gesamtheit durch den Wirkungsgrad η ausgedrückt, wobei η allgemein den Quotienten zwischen zugeführter und abgegebener Leistung beschreibt. Für einen motorischen Betrieb lautet der Wirkungsgrad η_{mot} und wird folgendermaßen berechnet:

$$\eta_{mot} = \frac{P_{mech}}{P_{el}}. \quad 3.1$$

Zu den Verlustleistungen die während der elektromechanischen Wandlung anfallen, gehören die Ohmschen Verluste, die Wirbelstromverluste, die Hystereseverluste und die durch Reibung erzeugten Verluste. Diese werden in Form von Wärmeverlustleistungen in elektrischen Maschinen freigesetzt.

3.3.1 Ohmsche Verluste

Der elektrische Widerstand R eines Leiters bewirkt eine Verlustleistung P_{Ohm} , sobald ein elektrischer Gleich- oder Wechselstrom I durch diesen fließt [74]. Die Ursache liegt darin, dass die Elektronen teilweise mit dem Atomgitter des Leiters kollidieren. Die Verlustleistung P_{Ohm} ist nach dem Jouleschen Gesetz proportional zur elektrischen Leistung im Leiter:

$$P_{Ohm} = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R. \quad 3.2$$

Die Ohmsche Verlustleistung P_{Ohm} kann durch den elektrischen Widerstand beeinflusst werden. Der Widerstand einer Phase R_{Ph} mit der Phasenleiterlänge l_{Ph} , dem spezifischen Widerstand des Leitermaterials ρ und der Phasenleiterquerschnittsfläche A_{Ph} , berechnet sich wie folgt:

$$R_{Ph} = \rho \frac{l_{Ph}}{A_{Ph}}. \quad 3.3$$

Durch das Variieren der Parameter in Gleichung 3.3 ist es somit möglich, den elektrischen Widerstand R_{Ph} einer Phase gezielt zu verändern und somit die Ohmsche Verlustleistung zu beeinflussen. Das Leitermaterial mit dem günstigsten spezifischen Leiterwert ist Silber. Im Vergleich zu Kupfer ist dieses allerdings um ein Vielfaches teurer, so dass derzeit Kupfer als Leitermaterial am weitesten verbreitet ist. Der elektrische Widerstand einer Phase ist von der Temperatur abhängig und steigt, wie in allen metallischen Kaltleitern, mit zunehmender Temperatur in weitem Bereich linear an. Dies hat zur Folge, dass auch P_{Ohm} mit zunehmender Temperatur ansteigt.

In wechselstromführenden Leitern tritt bei hohen Frequenzen zusätzlich der Stromverdrängungseffekt auf. Das magnetische Wechselfeld hat zur Folge, dass sich elektrische Wirbelströme bilden, die den elektrischen Stromfluss an die Oberfläche des Leiters verdrängen. Daraus folgt, dass die Stromdichte J des elektrischen Leiters exponentiell abnimmt [12]. Hierfür kann die sogenannte Eindringtiefe δ berechnet werden:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu \kappa}}. \quad 3.4$$

Diese ist eine Funktion von der Winkelgeschwindigkeit ω , der elektrischen Leitfähigkeit κ und der magnetischen Permeabilität μ [70]. Der elektrische Widerstand eines Leiters wird mit steigender Frequenz größer, da der Skin-Effekt stärker zum Tragen kommt und somit die Eindringtiefe fortwährend kleiner wird [1]. Dies hat zur Folge, dass auch die Ohmsche Verlustleistung zunehmend größer wird.

3.3.2 Hystereseverluste

Magnetische Felder werden in elektrischen Maschinen durch ferromagnetische Materialien geleitet und gezielt verteilt. Diese besitzen eine relative Permeabilität von $\mu_r \gg 1$. Sobald die Winkelgeschwindigkeit des Rotors größer als Null ist, wird der Eisenrückschluss des Stators von einem winkelabhängigen magnetischen Wechselfeld durchflutet. Für die Ummagnetisierung des ferromagnetischen Materials muss Energie aufgebracht werden. Die Ursache liegt darin, dass die Orientierung der Weisschen Bezirke innerhalb des Materials verändert wird. Dieses erfolgt durch diskontinuierliches Verschieben der Blochwände zwischen den Weisschen Bezirken und wird als Barkhausenrauschen bezeichnet [46]. Die Hystereseverlustleistung kann aus der Magnetisierungskurve des Materials bestimmen werden. Die magnetische Energiedichte w_m setzt sich aus der magnetischen Feldstärke H integriert über die magnetische Flussdichte B zusammen [30]. Für w_m gilt allgemein die Gleichung:

$$w_m = \int_0^B H dB. \quad 3.5$$

In der folgenden Abbildung 3.3 ist schematisch eine Hystereseschleife dargestellt. Das Produkt aus $H \cdot dB$ stellt die infinitesimale magnetische Energiedichte dW_m nach Gleichung 3.5 dar. Wird zunächst die Energiedichte betrachtet, welche zum Aufmagnetisieren benötigt wird, muss die Hystereseschleife von Punkt 1 nach Punkt 2 integriert werden, siehe Abbildung 3.3 (links). Die rotschraffierte Fläche stellt den benötigten Energiedichteaufwand w_{m12} der Aufmagnetisierung dar. Erfolgt nun eine Ummagnetisierung, nimmt zunächst die magnetische Feldstärke H diskontinuierlich ab bis $H=0$ erreicht ist. Diesbezüglich wird die Hystereseschleife von Punkt 2 nach Punkt 3 integriert, siehe mittlere Hystereseschleife in Abbildung 3.3. Das Vorzeichen der magnetischen Flussdichte B ist im Vergleich zu H negativ was bedeutet, dass bei diesem Vorgang die magnetische Energiedichte w_{m23} freigesetzt wird [30], siehe grünschraffierte Fläche in Abbildung 3.3 (mittig). Aufgrund der Symmetrie der Hystereseschleife ist $w_{m34}=w_{m12}$ und $w_{m41}=w_{m23}$. Die insgesamt benötigte magnetische Energiedichte w_{m12341} eines vollständigen Ummagnetisierungsvorgangs berechnet sich somit wie folgt:

$$w_{m12341} = w_{m12} - w_{m23} + w_{m34} - w_{m41} = 2 (w_{m12} - w_{m23}). \quad 3.6$$

Die magnetische Energiedichte w_{m12341} ist in der Abbildung 3.3 (rechts) als rotschraffierte Fläche dargestellt. Diese magnetische Energiedichte wird in Form von Wärme frei gesetzt.

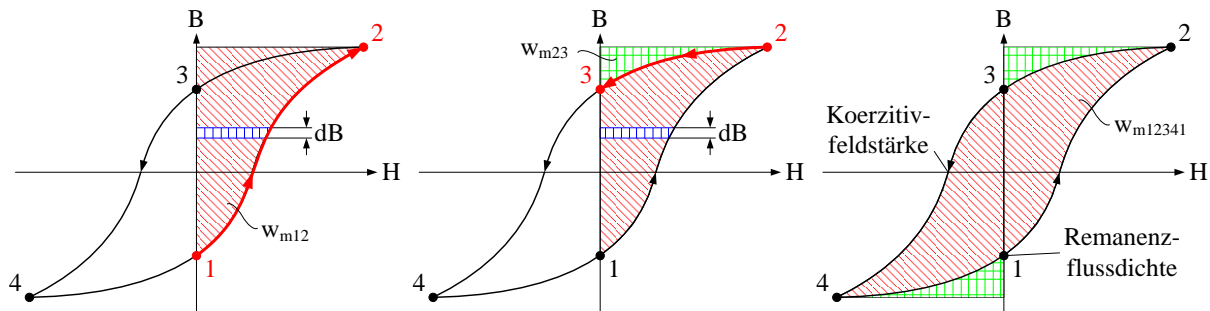


Abbildung 3.3: Magnetische Energiedichte zwischen Punkt 1 und 2 (links), zwischen Punkt 2 und 3 (mittig) sowie für die gesamte Hystereseschleife (rechts)

Die Fläche innerhalb der Hystereseschleife ist je nach Materialart kleiner oder größer. Die Hystereseverlustleistung P_H ist nach [43] proportional zur Ummagnetisierungsfrequenz f_{Um} multipliziert mit dem Quadrat der magnetischen Flussdichte B :

$$P_H \sim f_{Um} \cdot B^2. \quad 3.7$$

Mit Hilfe von Materialkennwerten kann die Eisenverlustleistung P_{Fe} unter anderem anhand der empirisch ermittelten Steinmetz-Formel berechnet werden [79]:

$$P_{Fe} = V \cdot k_p \cdot f_{Um}^\alpha \cdot B_m^\beta, \quad 3.8$$

mit dem Volumen V , der Frequenz f_{Um} , der Amplitude der magnetischen Flussdichte B_m und den Materialparametern k_p , α , β . Letztere berücksichtigen die Form, das Material und die Temperatur des Eisenrückchlusses [79]. Die Hystereseverlustleistung P_H ist ein Bestandteil von P_{Fe} und kann durch eine weitere von Steinmetz ermittelte empirische Formel näherungsweise berechnet werden. Diesbezüglich werden jedoch diverse Parameter benötigt, die zuvor experimentell bestimmt werden müssen [79].

3.3.3 Wirbelstromverluste

Die Ursache von elektrischen Wirbelströmen in elektrisch leitfähigen Materialien wird bereits durch eine der vier Maxwell-Gleichungen beschrieben, siehe dazu Abschnitt 3.5. In diesem Abschnitt wird

daher das Hauptaugenmerk auf die Erzeugung von elektrischen Wirbelfeldern in elektrischen Maschinen gelegt und deren Auswirkungen in Form von Leistungsverlusten beschrieben. Magnetische Wechselfelder induzieren nach dem Faradayschen Induktionsgesetz eine elektrische Spannung in einem elektrischen Leiter. Um die induzierten Spannungsverläufe bilden sich elektrische Wirbelfelder, deren Ursache räumliche Wirbelströme sind [46]. Diese elektrischen Wirbelfelder wirken gemäß der Lenzschen Regel deren Ursache entgegen und schwächen somit das ursprüngliche magnetische Feld [38]. Wird in dem von Wirbelströmen durchsetzten elektrischen Leiter ein elektrischer Stromfluss erzeugt, entsteht eine Überlagerung zwischen den räumlichen Wirbelströmen und dem elektrischen Leiterstrom. Daraus folgt eine ungleichmäßige Verteilung des elektrischen Leiterstroms innerhalb des elektrischen Leiters. Dieses Phänomen wird als Stromverdrängung oder Skin-Effekt bezeichnet [46]. Der elektrische Stromfluss ist im inneren des elektrischen Leiters geschwächt. Am Rand des Leiters hingegen wird der elektrische Stromfluss verstärkt. Die Ursache liegt darin, dass der elektrische Leiterstrom und die elektrischen Wirbelströme dort dieselbe Orientierung aufweisen. Durch den elektrischen Widerstand des Leiters entsteht somit eine Wirbelstromverlustleistung P_w , die in Form von Wärme abgegeben wird.

Eine Reduzierung der Wirbelstromverlustleistung P_w kann durch das Unterbrechen bzw. Verkürzen der räumlichen Wirbelstrombahnen erzielt werden. In elektrischen Maschinen werden daher geblechte Eisenkerne verwendet, die in der Regel aus ca. 0,1-0,5 mm starken und gegeneinander isolierten Eisenblechen bestehen [52]. Des Weiteren kann P_w durch das Verwenden von legierten Elektroblechen, mit geringer elektrischer Leitfähigkeit, beeinflusst werden. Diese Legierungen weisen einen erhöhten Siliziumgehalt von ca. 2-4% auf. Dieser vorteilhafte Einfluss wird jedoch zu Gunsten einer geringeren relativen Permeabilität erkauft. Zum Teil werden auch Hybridmaterialien wie z.B. in Kunstharz eingebettete Eisen- oder Eisenoxidpulver oder aus Eisenpulver gepresste Kerne verwendet, um so die Wirbelstromverlustleistung in elektrischen Maschinen zu reduzieren [52].

Die analytische Berechnung der Wirbelstromverlustleistung kann nach [38] nur für magnetische Kreise mit einer einfachen Geometrie näherungsweise durchgeführt werden. Numerische Magnetfeldsimulationen, so wie sie im Rahmen dieser wissenschaftlichen Arbeit durchgeführt wurden, bieten exaktere Lösungen. Generell wird in [43] gezeigt, dass die Wirbelstromverlustleistung P_w proportional zum Quadrat der Frequenz f_{Um} des magnetischen Wechselfeldes multipliziert mit dem Quadrat der magnetischen Flussdichte B ist, siehe folgende Gleichung:

$$P_w \sim f_{Um}^2 \cdot B^2. \quad 3.9$$

3.3.4 Reibungsverluste

In elektrischen Maschinen entstehen durch Lagerreibung, Luftreibung sowie durch Reibung zwischen den Bürsten und dem Kommutator (bei Verwendung einer mechanischen Kommutierung) drehzahlabhängige Verlustleistungen [17]. Die Lagerreibung ist von den jeweiligen Lagertypen, den auftretenden Belastungen und den äußeren Umgebungseinflüssen abhängig. Es können diverse Lagertypen in elektrischen Maschinen verwendet werden. Am häufigsten werden jedoch Wälzlager der Kategorie Radialrillenkugellager verbaut, da diese zum einen sehr preiswert sind und zum anderen sowohl radiale als auch geringe axiale Belastungen aufnehmen können [69]. Innerhalb eines Lagers gibt es diverse Reibanteile. Dazu zählen die Roll- und Gleitreibung in den Wälzkontakten sowie in den Kontaktbereichen zwischen den Wälzkörpern und dem Lagerkäfig, die Gleitreibung der Lagerdichtungen und die Flüssig-

keitsreibung des Schmierstoffs im Lager. Sämtliche Reibanteile sind nach dem Reibgesetz unter anderem von der Winkelgeschwindigkeit der elektrischen Maschine, der Viskosität des Schmierstoffs, der Art und Oberflächenbeschaffenheit der Dichtungen, der Vorspannkraft, dem Einlaufzustand, der Betriebstemperatur, dem Lagerspiel usw. abhängig. Die Luftreibung ist im Vergleich zur Lagerreibung relativ gering und hängt zum einen sehr stark von den anfallenden Drehzahlen ab und zum anderen von der Widerstandsfläche der elektrischen Maschine. Bei Innenläufermaschinen ist die Luftreibung unabhängig von der Umgebungsluft. Bei Außenläufermaschinen werden Teile des Gehäuses in Rotation versetzt und müssen demnach einen größeren Luftwiderstand überwinden. Dennoch sind diese Verlustanteile sehr gering und können in der Regel in Effizienzbetrachtungen vernachlässigt werden.

3.4 Lorentzkraft

Die elektromechanische Leistungswandlung der nutzenlosen Luftspaltwicklung basiert auf der physikalischen Gesetzmäßigkeit der Lorentzkraft \vec{F}_L für stromdurchflossene elektrische Leiter. Diese Kraft wird auf eine elektrische Punktladung q ausgeübt, sobald sich diese mit der Geschwindigkeit \vec{v} bewegt und in einem elektrischen Feld der Feldstärke \vec{E} oder einem magnetischen Feld der Flussdichte \vec{B} befindet [76]. Werden sowohl das elektrische Feld \vec{E} als auch das magnetische Feld \vec{B} berücksichtigt, gilt das sogenannte allgemeine Lorentzsche Kraftgesetz:

$$\vec{F}_L = \underbrace{q\vec{E}}_{\substack{\text{ruhende Ladung im} \\ \text{elektrischen Feld } \vec{E}}} + \underbrace{q(\vec{v} \times \vec{B})}_{\substack{\text{bewegte Ladung im} \\ \text{magnetischen Feld } \vec{B}}}, \quad 3.10$$

mit den Kräfteanteilen $q\vec{E}$ für ruhende elektrische Punktladungen im elektrischen Feld \vec{E} und $q(\vec{v} \times \vec{B})$ für bewegte elektrische Punktladungen im magnetischen Feld \vec{B} [53]. Es gibt somit einen geschwindigkeitsabhängigen und einen geschwindigkeitsunabhängigen Term in Gleichung 3.10, wobei \vec{v} nicht konstant sein muss. Die Lorentzkraft bildet die Grundlage der elektromechanischen Wandlung. Dabei dienen die elektromagnetischen Felder als Vermittler dieser reversiblen Wandlung [52].

Wird nun ein geradliniger elektrischer Leiter der Länge \vec{l}_l betrachtet, der sich in einem homogenen magnetischen Feld der Flussdichte \vec{B} befindet und an dem eine elektrische Spannung einen konstanten Strom I treibt, so dass sich die Elektronen im Leiter mit einer konstanten Geschwindigkeit \vec{v} bewegen, gilt für eine elektrische Punktladung der Zusammenhang $q=I \cdot t$. Die konstante Geschwindigkeit \vec{v} beschreibt den in der Zeit t zurückgelegten Weg im Leiter einer elektrischen Punktladung mit $\vec{v}=\vec{l}_l/t$, siehe Abbildung 3.4 (rechts). Werden nun $q=I \cdot t$ und $\vec{v}=\vec{l}_l/t$ jeweils nach t aufgelöst und gleichgesetzt, folgt daraus $q \cdot \vec{v}=I \cdot \vec{l}_l$. Wird dieser Term in Gleichung 3.10 eingesetzt, resultiert die nachfolgende Gleichung 3.11. Diese beschreibt den funktionalen Zusammenhang der Lorentzkraft \vec{F}_L für einen stromdurchflossenen elektrischen Leiter der Länge \vec{l}_l im magnetischen Feld der Flussdichte \vec{B} [80]:

$$\vec{F}_L = q(\vec{v} \times \vec{B}) = I(\vec{l}_l \times \vec{B}). \quad 3.11$$

Der stromdurchflossene Leiter erzeugt seinerseits eine magnetische Flussdichte \vec{B}_L , die mit der äußeren magnetischen Flussdichte \vec{B}_M in Wechselwirkung steht. Beide vektoriellen Größen überlagern sich zu \vec{B} . Es entsteht eine Feldschwächung bei gegensätzlicher Orientierung dieser Vektorfelder und eine Feldverstärkung bei gleicher Orientierung, siehe Abbildung 3.4 (links). Die Differenz zwischen Feldverstärkung und Feldschwächung ist für einen Rundleiter jedoch gleich groß [52].

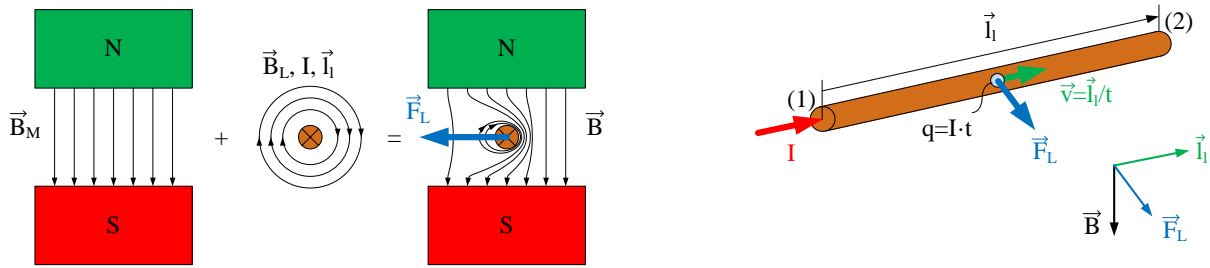


Abbildung 3.4: Stromdurchflossener Leiter im magnetischen Feld (links), Lorentzkraft einer bewegten Punktladung (rechts)

Die Wechselwirkung zwischen \vec{B}_M und \vec{B}_L hat zur Folge, dass eine Lorentzkraft auf den stromdurchflossenen elektrischen Leiter wirkt. Die Ursache dafür ist das Bestreben der Feldlinien nach einem für sie energieoptimalen Zustand, d.h. den Zustand minimaler Energie anzunehmen. Der elektrische Leiter wird somit auf der Seite der Feldverstärkung in die entgegengesetzte Richtung mit der Lorentzkraft \vec{F}_L und der Geschwindigkeit \vec{v} ausgelenkt [52]. Letztere hat zur Folge, dass nach dem Induktionsgesetz eine elektrische Spannung e in den elektrischen Leiter induziert wird. Durch Integration der Gleichung 3.10 über die gesamte Leiterlänge von Punkt (1) bis (2), siehe Abbildung 3.4 (rechts), folgt daraus:

$$q \int_1^2 \vec{E} \, d\vec{l}_l = -q \int_1^2 (\vec{v} \times \vec{B}) \, d\vec{l}_l. \quad 3.12$$

Der rechte mathematische Term in Gleichung 3.12 ist ein Spatprodukt. Die einzelnen Faktoren können somit zyklisch untereinander vertauscht werden. Daraus folgt für die induzierte elektrische Leiterspannung e_{12} :

$$\int_1^2 \vec{E} \, d\vec{l}_l = - \int_1^2 \underbrace{(\vec{v} \times \vec{B}) \, d\vec{l}_l}_{\substack{\text{zyklische} \\ \text{Vertauschung}}} = - \int_1^2 \underbrace{(d\vec{l}_l \times \vec{v})}_{\frac{d\vec{A}}{dt}} \vec{B} = - \frac{d}{dt} \underbrace{\int \vec{B} \, d\vec{A}}_{\phi} = - \frac{d}{dt} \phi = e_{12}. \quad 3.13$$

Gleichung 3.13 beweist, dass die auf den stromdurchflossenen elektrischen Leiter wirkende Lorentzkraft \vec{F}_L und der damit verbundenen Leitergeschwindigkeit \vec{v} , immer eine induzierte Spannung e nach dem Faradayschen Induktionsgesetz zur Folge hat, so lang ein äußeres magnetisches Feld der Flussdichte \vec{B} vorhanden ist.

3.5 Maxwell-Gleichungen

Die Maxwell-Gleichungen beschreiben die Erzeugung instationärer elektromagnetischer Felder sowie deren Wechselwirkungen untereinander. James Clerk Maxwell bildete 1864 eine einheitliche Theorie bestehend aus dem Ampérschen Durchflutungsgesetz (elektrodynamisches Gesetz), dem Faradayschen Induktionsgesetz (magnetodynamisches Gesetz), dem Gaußschen Gesetz (elektrostatistisches Gesetz) und dem magnetostatischen Gesetz. Damit die Konsistenz der Kontinuitätsgleichung weiterhin bestehen bleibt, erweiterte er das Ampérsche Durchflutungsgesetz um den Maxwellschen Verschiebungsstrom. Die Maxwell-Gleichungen bestehen aus vier gekoppelten, linearen, instationären, partiellen Differentialgleichungen [3], [63]. Durch die Anwendung der Integralsätze von Gauß und Stokes können die vier Maxwell-Gleichungen stets zwischen differentieller und integraler Form transformiert werden, siehe dazu folgende Tabelle 3.1.

	<u>Maxwell-Gleichung</u>	<u>Differentielle Form</u>	<u>Integralsatz</u>	<u>Integrale Form</u>	
I.	Ampèresches Durchflutungsgesetz	$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t}\vec{D}$	Stokes ↔	$\oint_{\partial A} \vec{H} \, d\vec{s} = \iint_A \vec{J} \, d\vec{A} + \iint_A \frac{\partial}{\partial t}\vec{D} \, d\vec{A}$	3.14
II.	Faradaysches Induktionsgesetz	$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\vec{B}$	Stokes ↔	$\oint_{\partial A} \vec{E} \, d\vec{s} = -\iint_A \frac{\partial}{\partial t}\vec{B} \, d\vec{A}$	3.15
III.	Magnetostatisches Gesetz	$\text{div}\vec{B} = 0$	Gauß ↔	$\oiint_{\partial V} \vec{B} \, d\vec{A} = 0$	3.16
IV.	Gaußsches Gesetz	$\text{div}\vec{D} = \rho_L$	Gauß ↔	$\oiint_{\partial V} \vec{D} \, d\vec{A} = \iiint_V \rho_L \, dV$	3.17

Tabelle 3.1: Maxwell-Gleichungen [3], [30], [51], [63]

Die Maxwell-Gleichungen 3.14 und 3.15 werden auch als Feldgleichungen und die Gleichungen 3.16 und 3.17 als Quellengleichungen bezeichnet. Die erste Gleichung 3.14 beschreibt den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke \vec{H} und der Stromdichte \vec{J} sowie dem Maxwell'schen Verschiebungsstrom $\partial\vec{D}/\partial t$. Letzterer charakterisiert die zeitliche Ableitung der elektrischen Flussdichte \vec{D} . In integraler Form wird \vec{H} über die Fläche \vec{A} als Summe des elektrischen Stroms und der zeitlichen Ableitung von \vec{D} durch diese Fläche \vec{A} beschrieben. Die zweite Maxwell-Gleichung 3.15 besagt, dass ein zeitlich veränderndes magnetisches Feld der Flussdichte \vec{B} ein räumliches elektrisches Wirbelfeld $\text{rot}\vec{E}$ erzeugt. In der integralen Form bedeutet dies, dass ein variierendes \vec{B} durch eine Fläche \vec{A} ein räumliches Wirbelfeld \vec{E} erzeugt. Die dritte Maxwell-Gleichung 3.16 beschreibt zum einen, dass \vec{B} keine Ladungsträger besitzt und somit quellenfrei ist und zum anderen, dass sämtliche Feldlinien von \vec{B} in sich geschlossen sind. Die integrale Form erklärt, dass \vec{B} integriert über eine Oberfläche \vec{A} eines Volumens V gleich null ist, da \vec{B} quellenfrei ist. Die vierte Gleichung 3.17 zeigt, dass das elektrische Feld \vec{D} nicht quellenfrei ist, sondern elektrische Ladungsträger besitzt [3], [30]. Anhand der vier Maxwell-Gleichungen 3.14 bis 3.17 und dem allgemeinen Lorentz'schen Kraftgesetz aus Gleichung 3.10 können sämtliche Phänomene der klassischen Elektrodynamik beschrieben werden [51].

3.6 Induktivität

Allgemein wird die Induktivität L anhand des Quotienten zwischen dem verketteten magnetischen Fluss Ψ und dem elektrischen Strom I beschrieben, wobei I den magnetischen Fluss ϕ in allen Windungen n erzeugt. Die Induktivität eines elektrischen Leiters setzt sich aus einer inneren L_i und einer äußeren Induktivität L_a zusammen, siehe Abbildung 3.5 (links). Die innere Induktivität berücksichtigt den magnetischen Feldlinienverlauf H_i innerhalb des Leiters. Ist der elektrische Strom frequenzabhängig, wird L_i aufgrund des Skin-Effekts mit zunehmender Frequenz kleiner [1], [58]. Die innere Induktivität verschwindet bei sehr hohen Frequenzen fast vollständig [22]. Die äußere Induktivität berücksichtigt den magnetischen Feldlinienverlauf H_a außerhalb des Leiters. In der Regel dominiert L_a die Gesamtinduktivität. Für L gilt allgemein der funktionelle Zusammenhang:

$$L = L_i + L_a = \frac{\Psi}{I} = \frac{n\phi}{I}. \tag{3.18}$$

In der folgenden Abbildung 3.5 (rechts) sind zwei parallel angeordnete elektrische Leiter dargestellt. Diese besitzen identische Längen l_l und Radien r_0 . Der Abstand zueinander ist durch die Strecke $2a$ definiert. In beiden fließt ein gleich großer elektrischer Strom I , jedoch in entgegengesetzter Richtung.

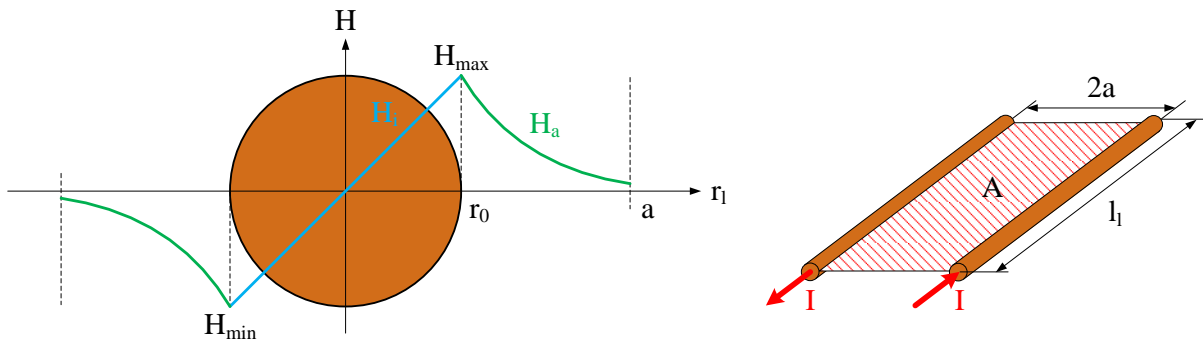


Abbildung 3.5: Äußere und innere magnetische Feldstärke (links), parallele elektrische Leiter mit entgegengesetzten elektrischen Stromflüssen (rechts)

Die innere magnetische Feldstärke H_i besitzt einen linearen Verlauf, H_a hingegen einen Hyperbolischen. H_{Max} kennzeichnet die maximale magnetische Feldstärke des Leiters bei r_0 . Es gilt nach [52]:

$$H_i = H_{max} \frac{r_l}{r_0}, \quad H_{max} = \frac{I}{2\pi r_0}, \quad H_a = H_{max} \frac{r_0}{r_l}. \quad 3.19$$

Für die Berechnung der äußeren Induktivität L_a ist zunächst der äußere magnetische Fluss ϕ_a zu bestimmen. Die magnetische Flussdichte B durchsetzt die in Abbildung 3.5 (rechts) rotschraffierte Fläche mit den Dimensionen $A=l_l \cdot 2a$. Durch Integration von B über A , folgt für ϕ_a nach [52]:

$$\phi_a = \int_A B dA = \mu_0 \mu_r l_l \int_{r_0}^a H_a dr_l = \mu_0 \mu_r l_l r_0 H_{max} \int_{r_0}^a \frac{1}{r_l} dr_l = \mu_0 \mu_r l_l r_0 H_{max} \ln \frac{a}{r_0} = \frac{\mu_0 \mu_r l_l I}{2\pi} \ln \frac{a}{r_0}. \quad 3.20$$

Der magnetische Fluss ϕ setzt sich aus der Summe der beiden Teilflüsse $\phi = \phi_a + \phi_i$ zusammen. Sind die magnetischen Feldstärken in beiden Leitern identisch, gilt demnach $\phi_a = \phi_i$. Für ϕ folgt daraus:

$$\phi = \phi_a + \phi_i = 2\phi_a = \frac{\mu_0 \mu_r l_l I}{\pi} \ln \frac{a}{r_0}. \quad 3.21$$

Die äußere Induktivität L_a setzt sich nach Gleichung 3.18 und 3.21 wie folgt zusammen [30], [52]:

$$L_a = \frac{\mu_0 \mu_r l_l}{\pi} \ln \frac{a}{r_0}. \quad 3.22$$

Die Beschreibung der inneren Induktivität L_i kann anhand der magnetischen Feldenergie W hergeleitet werden, siehe [30], [52]. Allgemein gilt $W = I^2 L_i / 2$ und mit den Gleichungen aus 3.19 folgt daraus:

$$W = \frac{1}{2} L_i I^2 = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r l_l 2\pi \int_{r_0}^0 \left(H_{max} \frac{r_l}{r_0} \right)^2 r_l dl_l = \mu_0 \mu_r l_l \pi \frac{H_{max}^2 r_0^4}{r_0^2} \frac{1}{4} = \mu_0 \mu_r l_l \pi \left(\frac{I}{2\pi r_0} \right)^2 \frac{r_0^2}{4} = \frac{\mu_0 \mu_r l_l I^2}{8}. \quad 3.23$$

Die innere Induktivität L_i beträgt somit nach [30], [52] und [77]:

$$L_i = \frac{2}{I^2} W = \frac{\mu_0 \mu_r l_l I^2}{\pi} \frac{2}{8 I^2} = \frac{\mu_0 \mu_r l_l}{8\pi}. \quad 3.24$$

Werden L_i nach Gleichung 3.24 und L_a nach Gleichung 3.22 in Gleichung 3.18 eingesetzt, kann die Gesamtinduktivität L folgendermaßen berechnet werden:

$$L = L_i + L_a = \frac{\mu_0 \mu_r l_l}{8\pi} + \frac{\mu_0 \mu_r l_l}{2\pi} \ln \frac{a}{r_0}. \quad 3.25$$

4 Nutzenlose Luftspaltwicklung

In diesem Kapitel wird die entwickelte nutenlose Luftspaltwicklung eingehend erläutert und exemplarisch für eine elektrische Radnabenmaschine entworfen. Zunächst wird in Abschnitt 4.1 der Aufbau des magnetischen Kreises mit nutenloser Luftspaltwicklung von denen mit fremderregten und permanent-erregten magnetischen Polen abgegrenzt. Im Abschnitt 4.2 werden dann sämtliche Anforderungen und Randbedingungen für die Berechnung der nutenlosen Luftspaltwicklung in einer elektrischen Radnabenmaschine festgelegt. Anschließend erfolgt im Abschnitt 4.3 die Erläuterung des geometrischen Aufbaus und der Verschaltung der einzelnen Phasen der Luftspaltwicklung. Im Abschnitt 4.4 wird die Blockkommutierung sowie deren Implementierung mit Hilfe eines Mikrocontrollers dargelegt. Im Anschluss daran werden im Abschnitt 4.5 diverse numerische Magnetfeldberechnungen mit Hilfe von FEM-Simulationen durchgeführt. Dazu zählen sowohl stationäre als auch transiente FEM-Simulationen des magnetischen Kreises, simulierte Selbst- und Gegeninduktivitäten, FEM-Simulationen der Eisenverlustleistungen im Eisenrückschluss des Stators und FEM-Simulationen der Wirbelstromverlustleistung in der nutenlosen Luftspaltwicklung. Im Abschnitt 4.6 erfolgt dann die analytische Berechnung des Wärmestroms zwischen der Wicklung und der Flüssigkeitskühlung. Abschließend wird im Abschnitt 4.7 der Gesamtentwurf der elektrischen Radnabenmaschine mit nutenloser Luftspaltwicklung anhand eines CAD-Modells dargestellt.

4.1 Elektromechanische Wandlung

Die elektromechanische Leistungswandlung einer nutenlosen Luftspaltwicklung unterscheidet sich von denen herkömmlicher fremderregter oder permanenterregter elektrischer Maschinen. Der wesentlichste Unterschied besteht darin, dass keine ausgebildeten Elektromagnete vorhanden sind. In den meisten konventionellen elektrischen Maschinen, mit einem parallel zur Rotationsachse angeordneten Luftspalt, wird die Wicklung mit einer entsprechenden Anzahl von Windungen um einen Polkern gewickelt. Über einen Polschuh, der sich auf dem Polkern des Elektromagneten befindet, wird die magnetische Flussdichte zwischen dem Rotor und Stator eines Elektromotors geleitet. Zwischen dem erforderlichen Bauraum der Wicklung und dem des Polkerns entsteht ein Zielkonflikt, der maßgeblich die Dimensionierung und somit das Verhalten einer elektrischen Maschine beeinflusst. Des Weiteren bedingt die Auslegung der Elektromagnete genügend Bauraum innerhalb des Elektromotors. Über die Geometrie des Polschuhs kann weiterhin der Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt gezielt beeinflusst werden. Sämtliche Polkerne sind untereinander über einen Eisenring miteinander verbunden, so dass die magnetische Flussdichte über mindestens zwei Polkerne geleitet wird, um so den magnetischen Kreis zu schließen. Grundsätzlich ist zu erkennen, dass für die Erzeugung der Elektromagnete ein hoher Anteil an Eisenmaterial notwendig ist und dieser im Konflikt mit dem Bauraum der Wicklung steht, eine hohe Masse zur Folge hat und eine hohe Eisenverlustleistung erzeugt.

Um eine magnetische Wechselwirkung zwischen Rotor und Stator zu erzeugen, wird in den meisten Drehstrom-, Wechselstrom- und Gleichstrommaschinen eine Fremd- oder Permanenterregung verwendet. Eine Fremderregung wird in der Regel durch eine Erregerspule realisiert, welche in die Nuten eines Eisenrückschlusses eingebettet ist. Die Erregerspule erzeugt ein elektrisches Erregerfeld, welches mit

dem elektrischen Feld der zyklisch bestromten Elektromagneten interagiert. Folglich kann eine mechanische Leistung, in Form eines Drehmoments und einer Winkelgeschwindigkeit, oder eine elektrische Leistung, in Form eines elektrischen Stroms und einer elektrischen Spannung, gewandelt werden. Bei einer Fremderregung entsteht durch die geblechte Ausführung des Eisenrückschlusses mit ausgeprägten Polkernen, Polschuhen und dem massiven Eisenrückschluss mit integrierter Erregerwicklung ein komplexer geometrischer Aufbau. Des Weiteren wird sowohl in der Erregerwicklung als auch in den einzelnen Phasenwicklungen eine Ohmsche Verlustleistung erzeugt.

Durch das Aufkommen von Seltene-Erden-Magneten mit hohen magnetischen Energiedichten konnten elektrische Maschinen entwickelt werden, die auf eine fremderregte Felderzeugung verzichten können, wie z.B. permanenterreichte Synchronmaschinen. Generell besitzt eine Permanentenerregung zahlreiche Vorteile gegenüber einer Fremderregung. Dazu zählen eine geringere Komplexität der Bauteile aufgrund der fehlenden Einbettung einer Erregerwicklung, eine geringere Masse aufgrund der schlanken Eisenrückschlüsse, eine höhere Dynamik aufgrund der geringen Massenträgheiten und eine höhere Effizienz aufgrund der fehlenden Ohmschen Verlustleistung einer Erregerwicklung. Dennoch benötigen elektrische Maschinen mit einer permanenten Felderregung generell Polkerne und Polschuhe für die elektromechanische Leistungswandlung. Dieser charakteristische geometrische Aufbau erzeugt ein sogenanntes Rastmoment. Die Ursache liegt darin, dass sich magnetische Kreise zwischen den Permanentmagneten, den Luftspalten und den Polkernen der Elektromagneten bilden, welche bestrebt sind den Zustand minimaler magnetischer Reluktanzen anzunehmen. Die Permanentmagneten des Rotors rasten somit winkelabhängig gegenüber den Polschuhen des Stators ein, so dass sämtliche magnetischen Kreise den geringstmöglichen magnetischen Widerstand aufweisen.

Ausgehend von einem Aufbau mit Permanentmagneten wurde eine nutenlose Luftspaltwicklung entwickelt, die in einen magnetischen Kreis ohne Polkerne und Polschuhe integriert wird. Der Bedarf an Eisenmaterial wird somit deutlich reduziert. Daraus folgt, dass sowohl die Gesamtmasse als auch die erzeugten Eisenverlustleistungen sehr gering ausfallen. In der folgenden Abbildung 4.1 ist der grundsätzliche Verlauf der entwickelten nutenlosen Luftspaltwicklung exemplarisch am Beispiel einer einzelnen Phase schematisch dargestellt [7]. Der Phasenverlauf weist die Form eines Mäanders auf und ändert seine Orientierung korrespondierend zu den alternierend angeordneten Permanentmagneten.

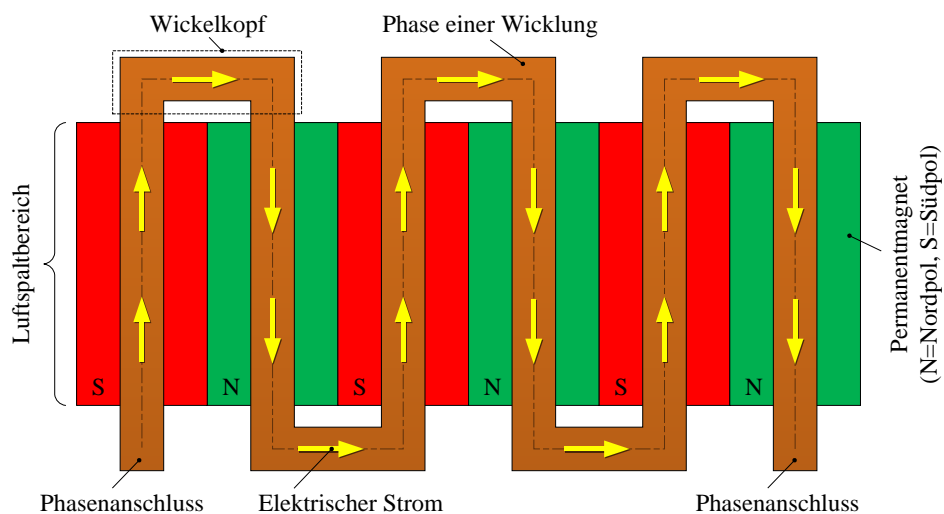


Abbildung 4.1: Schematischer Verlauf einer Phase der Luftspaltwicklung

Wird nun ein elektrischer Gleichstrom I durch die mäanderförmige Struktur einer Phase geleitet, ändern die bewegten Ladungsträger alternierend ihre räumliche Orientierung während diese vom positiven zum negativen elektrischen Gleichspannungspotential durch den Leiter fließen. Die magnetische Flussdichte weist ebenfalls eine alternierende Orientierung innerhalb des Luftspalts auf. Die Ursache liegt darin, dass der in dieser Arbeit vorgestellte magnetische Kreis sich direkt zwischen den angrenzenden magnetischen Polen schließt [7], [8]. Unter jedem magnetischen Pol ist daher eine einheitliche Orientierung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt vorhanden. Aufgrund der alternierenden Orientierung der bewegten Ladungsträger und der magnetischen Flussdichte im Luftspalt ist es möglich, über sämtliche magnetischen Pole eine gleichgerichtete Lorentzkraft zu erzeugen [7], [8], [39]. Diese wird über sämtliche elektrische Leiter kumuliert. Da die Phasen der Luftspaltwicklung fest mit dem Stator verbunden sind, wird der Rotor durch die bewirkte Lorentzkraft in Rotation versetzt. In Abbildung 4.1 wurde exemplarisch nur eine Phase dargestellt. Es werden jedoch mindestens zwei Phasen benötigt, um so kontinuierlich eine elektromechanische Leistungswandlung sicherstellen zu können. Mit nur einer bestromten Phase würde sich der Rotor ausschließlich innerhalb eines magnetischen Pols bewegen und nicht über diesen hinaus treten können. Die Anzahl der Phasen kann beliebig variiert werden. Anhand der Verschaltung muss jedoch sichergestellt werden, dass diese unter jedem magnetischen Pol dieselbe Orientierung besitzen. Des Weiteren ist in Abbildung 4.1 zu erkennen, dass die Wickelköpfe eine geringe Länge aufweisen und sich außerhalb des Luftspalts befinden. Diese werden ausschließlich benötigt, um die Orientierung der bewegten Ladungsträger alternierend zu ändern. Dieser Vorgang findet außerhalb des Luftspaltbereichs statt, da sonst eine Lorentzkraft quer zur Antriebskraft entstehen würde. Um die Länge eines Elektromotors so gering wie möglich zu gestalten, können die Wickelköpfe auf eine minimale Länge reduziert und räumlich gefaltet werden.

Die Wicklung wird auf dem Eisenrückschluss des Stators appliziert. Dieser weist eine nutenlose Oberfläche auf. Es werden somit keinerlei Rastmomente erzeugt, da sämtliche magnetischen Kreise in jeder Winkelstellung gleich große Reluktanzen besitzen. Die Bauteile einer elektrischen Maschine mit nutenloser Luftspaltwicklung weisen neben dem erheblichen Potential zur Masseeinsparung, eine einfach gehaltene Geometrie auf. Die elektromechanische Wandlung erfolgt nach dem im Kapitel 3 beschriebenen allgemeinen Lorentzschens Kraftgesetz. Diese grenzt sich von denen klassischer permanenterregter elektrischer Maschinen dahingehend ab, dass für die Wandlung stromdurchflossene elektrische Leiter verwendet werden, die sich innerhalb des Luftspaltes einer elektrischen Maschine befinden und anhand der magnetischen Flussdichte eine Lorentzkraft erzeugen. Die Windungszahl eines Aufbaus mit Luftspaltwicklung ist wesentlich geringer, als dies bei konventionellen Elektromotoren der Fall ist. Aus diesem Grund entsteht eine relativ geringe Phaseninduktivität. Der elektrische Strom kann somit sehr dynamisch auf- und abgebaut werden. Ein wesentlicher Vorteil des entwickelten magnetischen Kreises ist die besonders günstige Möglichkeit zur Abführung von Wärmeverlustleistungen. Während bei einem Aufbau mit Polkernen die Verlustwärme nur mit erheblichem Aufwand gleichmäßig aus den Elektromagneten herausgeführt werden kann, ermöglicht ein magnetischer Kreis mit integrierter Luftspaltwicklung günstigere Verhältnisse, um eine flächendeckende aktive Kühlung zu realisieren.

Die in den Luftspalt integrierte Wicklung wird während des Betriebs von einem magnetischen Wechselfeld durchflutet. Daraus resultieren elektrische Wirbelströme. Im Laufe dieses Kapitels wird gezeigt, dass zum einen die Wirbelstromverlustleistung der Luftspaltwicklung sehr gering ist und zum anderen,

dass der Gesamtwirkungsgrad der elektromechanischen Leistungswandlung vergleichbar mit denen permanenterregter elektrischer Maschinen ist. Abschließend ist in der folgenden Abbildung 4.2 ein schematischer Vergleich zwischen dem Aufbau einer fremderregten elektrischen Maschine, einer permanenterregten elektrischen Maschine und einer permanenterregten elektrischen Maschine mit nutenloser Luftspaltwicklung dargestellt.

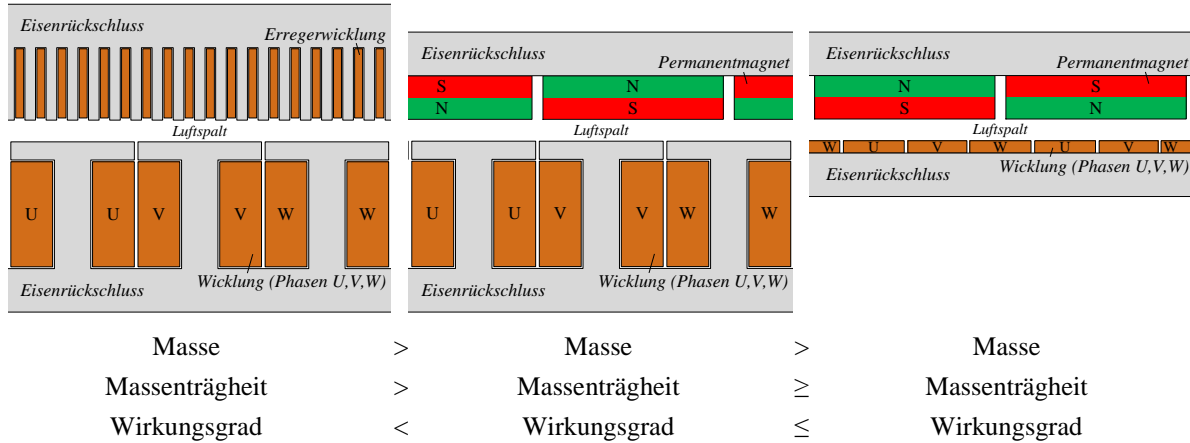


Abbildung 4.2: Fremderregung (links), Permanenterregung (mittig), Permanenterregung mit LSW (rechts)

4.2 Anwendung in einem elektrischen Radnabenmotor

Aufgrund des enormen Leichtbaupotentials wurde die nutenlose Luftspaltwicklung exemplarisch für eine elektrische Radnabenmaschine ausgelegt. Hierfür stand ein Modulträger am Lehrstuhl Mechatronik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg zur Verfügung, siehe Abbildung 4.3 (links). Die zu entwickelnde elektrische Radnabenmaschine soll geometrisch in die Felge des elektrifizierten Versuchsfahrzeugs integriert werden können. Bei einem minimalen Innendurchmesser von 331,6 mm (abzüglich eines 5 mm großen Ringspalts bis zur Felge) und einer maximalen Länge von 132 mm beträgt das zur Verfügung stehende Raumvolumen der 15 Zoll-Felge exakt 10 Liter und 722 Milliliter bzw. 10,722 dm³. Die in der folgenden Abbildung 4.3 (rechts) dargestellte grünschraffierte Fläche kennzeichnet das potentielle Raumvolumen für die elektrische Radnabenmaschine.

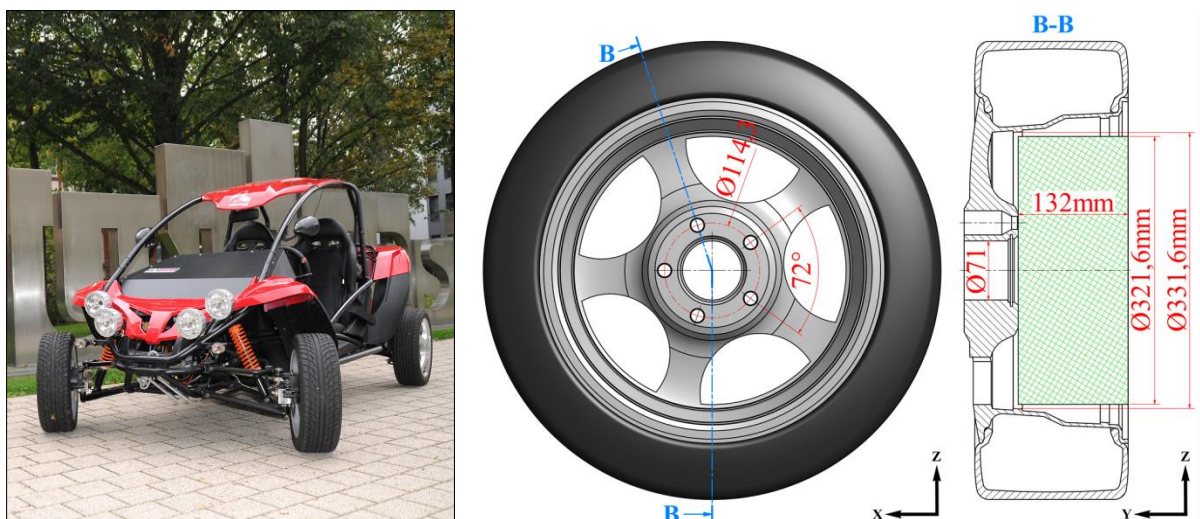


Abbildung 4.3: Modulträger am Lehrstuhl Mechatronik der OvGU (links), Felgenreometrie (mittig), potentielles Raumvolumen des Radnabenmotors (rechts)

Die Verbindung zwischen der Abtriebsseite der elektrischen Radnabenmaschine und der Felge soll über den vorhandenen Radflansch erfolgen, siehe Abbildung 4.3 (mittig). Dieser weist einen Lochkreisdurchmesser von $\varnothing 114,3$ mm auf und wird durch fünf M12 Kegelbund-Radschrauben fixiert. Die Anbindung an das Fahrwerk des Modulträgers soll durch die bestehende Radaufhängung erfolgen.

Die Konzeptionierung der elektrischen Radnabenmaschine beginnt mit der Festlegung sämtlicher Anforderungen und Randbedingungen. Der Rotor soll zunächst in der Ausführungsvariante eines Außenläufers ausgeführt werden und eine permanenterrregte Felderzeugung besitzen. Der Eisenrückschluss des Rotors bildet die äußere radiale Systemgrenze des Radnabenmotors und ist somit auch ein Teil des rotierenden Gehäuses. Die nach [39] zum Patent angemeldete nutenlose Luftspaltwicklung soll dreiphasig ausgeführt werden und ist auf den Eisenrückschluss des Stators zu applizieren. Des Weiteren sind sowohl die drei Phasen untereinander als auch jede der drei Phasen zum Stators hin, vollständig zu isolieren. Eine minimale Durchschlagsfestigkeit von 1 kV ist sicher zu stellen, um so eventuelle Schäden durch elektrische Spannungsspitzen zu verhindern. Eine elektronische Kommutierung soll durch die Verwendung von unipolaren digitalen Hallensensoren, einem Mikrocontroller und einer Sechspuls-Brückenschaltung realisiert werden. Der angestrebte Drehzahlbereich beträgt $\pm 2000 \text{ min}^{-1}$ und ist mit Hilfe von einer elektrischen Gleichspannung zwischen 0 V und 400 V abzubilden. Die zulässige elektrische Dauerleistung soll 40 kW betragen. Ein maximaler elektrischer Dauerstrom von 100 A sowie ein kurzzeitiger elektrischer Spitzenstrom von maximal 250 A sollen verwendet werden können. Weiterhin soll im motorischen Betrieb eine mechanische Dauerleistung bereitgestellt werden können, die im Mittel 36 kW beträgt und somit 90% der elektrischen Dauerleistung entspricht. Bei einer maximalen Winkelgeschwindigkeit von $\pm 209,44 \text{ rad/s}$ resultiert somit ein Drehmoment von $\pm 171,89 \text{ Nm}$. Bei geringeren Drehzahlen soll dauerhaft ein maximales Drehmoment von $\pm 200 \text{ Nm}$ sowie kurzzeitig ein maximales Spitzendrehmoment von $\pm 500 \text{ Nm}$ gewandelt werden können. Die erzeugten Wärmeverlustleistungen sind durch eine aktive Flüssigkeitskühlung abzuführen. Die Kühlkanalstruktur ist in den Stator zu integrieren. Der Volumenstrom und die Eintrittstemperatur des Kühlmediums sind anhand der erwarteten Verlustleistungen zu dimensionieren.

Die mechanische Konstruktion der elektrischen Radnabenmaschine soll definierten Lastfällen standhalten können. Es werden horizontale und vertikale Lasten als Dimensionierungsgrundlage berücksichtigt. Letztere treten z.B. beim Durchfahren von Schlaglöchern sowie beim Hoch- bzw. Runterfahren von Bordsteinen auf. Horizontale Lasten können durch seitliche Kollisionen des Rades mit einem Hindernis (z.B. Bordstein) auftreten. Für die Erarbeitung der Gesamtkonstruktion wurden in [9] richtungsabhängige Belastungen definiert und mit Hilfe der Erdbeschleunigung g quantifiziert. Bezogen auf ein Rad mit den drei Dimensionen X, Y, Z (siehe Abbildung 4.3) wurden in [9] folgende Anforderungen fixiert: $X=Y=2,5g=7550 \text{ N} \rightarrow$ maximale Seitenlast und $Z=3g=9060 \text{ N} \rightarrow$ maximale Vertikallast. Des Weiteren soll das kurzzeitig erzeugte maximale Spitzendrehmoment von $\pm 500 \text{ Nm}$ übertragen werden können. Es sind sowohl positive als auch negative Beschleunigungen darzustellen. Die zulässige Gesamtmasse des Prototyps soll 25 kg nicht überschreiten und ist im Wesentlichen durch einen Aufbau mit nutenloser Luftspaltwicklung und einem kompakt ausgelegten magnetischen Kreis zu realisieren. Die Energie-, Informations- und Medienanbindung zwischen dem Prototyp und dem Prüfstand ist durch eine Hohlwelle zu gestalten. Weiterhin soll eine unterstützende mechanische Scheibenbremse von der Konstruktion berücksichtigt werden.

Zusammenfassend lautet somit die Aufgabe eine elektrische Radnabenmaschine zu entwerfen, die eine nutenlose Luftspaltwicklung für die elektromechanische Leistungswandlung verwendet, einen Kontakt zwischen Rotor und Stator bei sämtlichen definierten Lastfällen ausschließt, einen minimalen Luftspalt aufweist, eine integrierte aktive Flüssigkeitskühlung besitzt, eine redundante mechanische Bremse berücksichtigt, eine hohe gravimetrische Leistungsdichte erreicht, in die 15 Zoll-Felge des Modulträgers integriert werden kann und für einen in der Automobilindustrie üblichen Temperaturbereich von -40 °C bis 85 °C ausgelegt ist.

4.3 Berechnung

Aufgrund des zum Teil sehr unterschiedlichen Aufbaus von elektrischen Maschinen können Luftspaltwicklungen prinzipiell in zwei Varianten unterteilt werden. Zum einen gibt es solche, die einen senkrecht zur Rotationsachse angeordneten Luftspalt besitzen und somit eine axiale Orientierung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt aufweisen und zum anderen gibt es solche, die einen parallel zur Rotationsachse angeordneten Luftspalt besitzen und somit eine radiale Orientierung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt aufweisen. Die Mehrheit von Elektromotoren besitzt einen parallel zur Rotationsachse angeordneten Luftspalt wobei es hier zu unterscheiden gilt, ob ein innen- oder außenlaufender Rotortyp vorliegt. Typische elektrische Maschinen mit einer axialen Orientierung sind z.B. Scheibenläufermotoren. Beide Varianten sind weit verbreitet und in den unterschiedlichsten Leistungsklassen am Markt erhältlich. Nach dieser ersten Unterscheidung ist der geometrische Aufbau der nutenlosen Luftspaltwicklung von wesentlicher Bedeutung und beeinflusst maßgeblich das charakteristische Verhalten der elektrischen Maschine. Nachfolgend wird daher der geometrische Aufbau sowie die Verschaltung der Phasen am Beispiel einer elektrischen Radnabenmaschine näher erläutert.

4.3.1 Geometrie

Für das gewählte Auslegungsbeispiel verläuft der Luftspalt parallel zur Rotationsachse und die magnetische Flussdichte weist eine radiale Orientierung in diesem auf. Die Lorentzkraft wird gleichmäßig über die gesamte Länge des Luftspaltes erzeugt. Eine Besonderheit der entwickelten nutenlosen Luftspaltwicklung besteht in der Anordnung der einzelnen Phasenleiter innerhalb des magnetischen Kreises. Zunächst setzen sich sämtliche Phasen im Bereich des Luftspaltes aus mehreren parallelen Phasenleitern zusammen. Dies hat zur Folge, dass sich elektrische Wirbelströme nur minimal ausbreiten können. Die exakte Betrachtung der elektrischen Wirbelströme erfolgt im Abschnitt 4.5.4 dieser Arbeit. Des Weiteren besitzt die nutenlose Luftspaltwicklung eine speziell entworfene Struktur, bei der unter jedem magnetischen Pol ein Phasenleiter der drei vorhandenen Phasen platziert ist. Sämtliche Phasenleiter einer Phase werden in einer Reihenschaltung miteinander verbunden. Diesbezüglich sind die Wickelköpfe mäanderförmig ausgeführt. Jede Phase besitzt somit eine Windungszahl von eins und weist eine sehr geringe Phaseninduktivität auf. In der folgenden Abbildung 4.4 ist die Aufteilung sowie die Anordnung der Phasenleiter für eine dreiphasige Luftspaltwicklung anhand des Phasenwinkels φ_{Ph} und des Magnetwinkels φ_{PM} schematisch dargestellt. Wird der Rotor in Rotation versetzt, entsteht ein Winkelversatz zwischen φ_{Ph} und φ_{PM} . Das Verhältnis lautet jedoch stets $3\varphi_{Ph}=\varphi_{PM}$ und ist aufgrund der symmetrischen Anordnung der Phasenleiter über den gesamten Umfang des Eisenrückschlusses des Stators konstant.

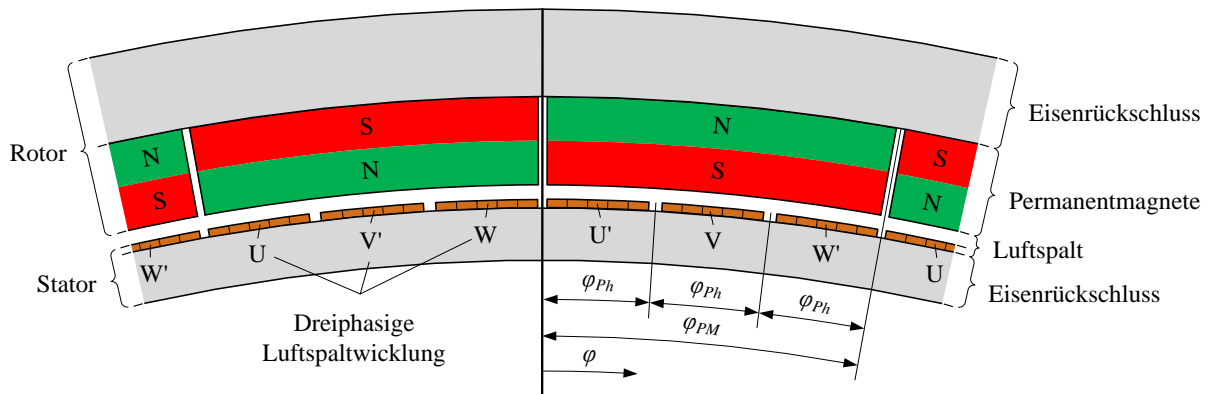


Abbildung 4.4: Dreiphasige nutenlose Luftspaltwicklung

Eine mäanderförmige Struktur ermöglicht es, alternierende Stromflüsse in den jeweiligen Phasen zu erzeugen. Diese wechselnde Orientierung korrespondiert mit der alternierenden Anordnung der Permanentmagneten auf dem Eisenrückschluss des Rotors. Bei entsprechender Verschaltung (siehe Abschnitt 4.3.2) und Kommutierung (siehe Abschnitt 4.4.1) der Luftspaltwicklung ist es somit möglich, jeden magnetischen Pol gleichzeitig zur Drehmomenterzeugung zu verwenden [7]. Daraus resultiert eine gleichmäßige Drehmomentwandlung über den gesamten Umfang der Radnabenmaschine. Die ausgelegte Mäanderform ist in der folgenden Abbildung 4.5 exemplarisch für eine Phase dargestellt.

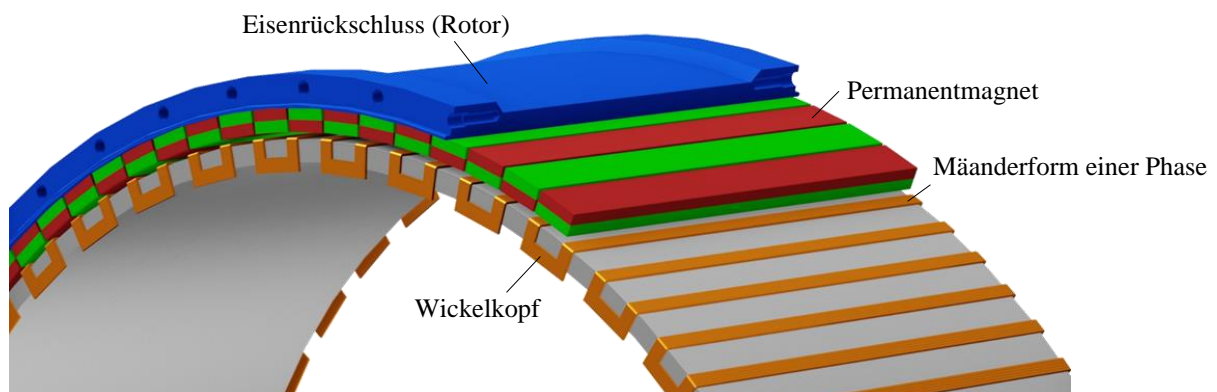


Abbildung 4.5: Mäanderförmiger Verlauf einer Phase der Luftspaltwicklung

Eine mäanderförmige Struktur weist im Vergleich zu herkömmlichen Wicklungen wesentliche Vorteile auf. Der in Abbildung 4.5 dargestellte CAD-Entwurf besitzt ein Verhältnis von $4,3 \text{ mm} : 1 \text{ mm}$ zwischen der Gesamtlänge einer Phase und der Summe sämtlicher Wickelkopflängen. Die dreidimensionale Mäanderform der Luftspaltwicklung ist sehr kompakt und benötigt insgesamt weniger Kupfermaterial als Wicklungen in klassischen elektrischen Maschinen mit vergleichbaren Arbeitspunkten. Sämtliche Wickelköpfe können aufgrund eines ebenen Kontakts mit dem Statorkörper flächendeckend aktiv gekühlt werden. Die sehr geringe Induktivität und der elektrische Widerstand einer Phase resultieren in einer sehr geringen elektrischen Zeitkonstante. Das Auf- bzw. Abbauen eines elektrischen Stroms kann demnach mit einer sehr hohen Dynamik erfolgen. Dadurch können sowohl positive als auch negative Drehmomente innerhalb kürzester Zeit gewandelt werden. Die nutenlose Luftspaltwicklung wird in einen minimalistischen magnetischen Kreis integriert. Dieser besitzt einen erheblich geringeren Eisenanteil als vergleichbare konventionelle Maschinentypen. Das Potential für einen radikalen Leichtbau, einer flexiblen Skalierung und einer hohen Dynamik ist somit gegeben.

4.3.2 Verschaltung

Die drei Phasen der mäanderförmigen Luftspaltwicklung werden anhand festgelegter Kriterien miteinander verschaltet. Zunächst soll die elektrische Radnabenmaschine am Prüfstand durch eine elektrische Gleichspannungsquelle und im Versuchsfahrzeug durch einen Akkumulator mit elektrischer Leistung versorgt werden können. Es wird gezielt auf die verlustbehaftete Generierung einer dreiphasigen Wechselspannung, durch die Verwendung eines zusätzlichen Wechselrichters, verzichtet. Demnach wird die Luftspaltwicklung mit einer gepulsten elektrischen Gleichspannung betrieben. Des Weiteren sollen jeweils zwei der drei Phasen korrespondierend zur Orientierung und zum Betrag der magnetischen Flussdichte im Luftspalt mit einer identischen Stromstärke bestromt werden. Damit keine Phase derart bestromt ist, dass ein negativ zum Antriebsmoment wirkendes Moment erzeugt wird, ist eine Phase zeitweilig stromlos zu beschalten. Dies hat zur Folge, dass der Winkelbereich eines Phasenleiters φ_{Ph} je magnetischer Kreis nicht für die elektromechanische Leistungswandlung verwendet werden kann. Insgesamt entsteht somit ein stromfreier Winkelbereich, der anhand des Phasenwinkels φ_{Ph} multipliziert mit der Anzahl der Permanentmagneten p berechnet werden kann.

Je mehr Phasen verwendet werden, desto kleiner wird der Phasenwinkel φ_{Ph} . Dies hat zur Folge, dass der für die Drehmomentwandlung nutzbare Winkelbereich des Radnabenmotors größer wird, jedoch gleichzeitig ein erhöhter Bedarf an elektronischen Leistungsstellern sowie an Sensoren für die Erfassung der Kommutierungsschwellwerte entsteht. Des Weiteren werden die Querschnittsflächen der Phasen mit zunehmender Anzahl geringer, da sich immer mehr Phasenleiter auf einen bestehenden Winkelbereich verteilen. Um die Randbedingung einer identischen Stromstärke in den zur elektromechanischen Leistungswandlung verwendeten Phasen nicht zu verletzen, ist ab einer Phasenanzahl von zwei ausschließlich eine ungerade Anzahl von Phasen zulässig. In der folgenden Tabelle 4.1 sind die Veränderungen des Phasenwinkels φ_{Ph} , des bestromten sowie unbestromten Winkelbereichs, der Querschnittsflächen je Phase und der Anzahl der benötigten elektrischen Leistungssteller in Abhängigkeit der Phasenanzahl dargestellt. Diesbezüglich wurden exemplarisch nachfolgende Parameter verwendet: Anzahl der magnetischen Pole 92, wirksamer Hebelarm 150 mm und Höhe der Phasenleiter 0,5 mm. Diese orientieren sich beispielhaft an den Parametern des in Abschnitt 6.1 dargestellten Prototyps einer elektrischen Radnabenmaschine mit dreiphasiger nutzenloser Luftspaltwicklung.

Anzahl der Phasen	Phasenwinkel φ_{Ph} [°]	Winkelbereich [°] bestromt/unbestromt	Querschnittsfläche je Phase [mm ²]	Leistungs-schalter
2	1,96°	180°/180°	2,56 mm ²	≥ 4
3	1,30°	240°/120°	1,70 mm ²	≥ 6
5	0,78°	288°/72°	1,02 mm ²	≥ 10
7	0,56°	308,57°/51,43°	0,73 mm ²	≥ 14
9	0,43°	320°/40°	0,56 mm ²	≥ 18

Tabelle 4.1: Auswirkung der Phasenanzahl auf den Phasenwinkel, den bestromten sowie unbestromten Winkelbereich, die Querschnittsfläche einer Phase und die Anzahl der Leistungssteller

Die Verschaltung soll an dieser Stelle für die gewählte dreiphasige Luftspaltwicklung näher erläutert werden. Jede der drei Phasen setzt sich aus einem Phasenwiderstand und einer Phaseninduktivität zusammen. Damit jeweils zwei Phasen aktiv zur Leistungswandlung verwendet werden können und eine

Phase stromlos zur Überbrückung des Vorzeichenwechsels der magnetischen Flussdichte im Luftspalt bleibt, wird eine klassische Sternschaltung verwendet. Die drei Phasen werden jeweils an einem ihrer Enden miteinander in einem gemeinsamen Sternpunkt kontaktiert, siehe folgende Abbildung 4.6. Es sind somit stets zwei stromführende Phasen vorhanden, die in einer Reihenschaltung miteinander verbunden sind und eine identische Stromstärke aufweisen.

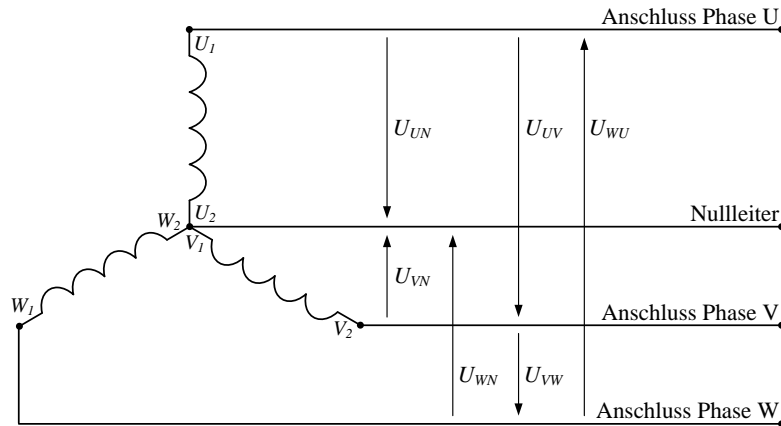


Abbildung 4.6: Sternschaltung der dreiphasigen Luftspaltwicklung

An den Sternpunkt wird zusätzlich ein Nullleiter kontaktiert, der zum Messen der einzelnen elektrischen Widerstände, Selbst- und Gegeninduktivitäten, elektrischen Phasenströme, Durchschlagsfestigkeiten und elektrischen Spannungen verwendet werden kann. Letztere können jeweils über die einzelnen Phasenspannungen U_{UN} , U_{VN} , U_{WN} sowie über die verketteten Phasenspannungen U_{UV} , U_{VU} , U_{VW} gemessen werden. Die jeweils aktiv zur elektromechanischen Leistungswandlung verwendeten Phasen sind stets in Reihe geschaltet und weisen eine identische Stromstärke auf. Dadurch kann nach Gleichung 3.11 eine symmetrische Lorentzkraft in den zwei stromführenden Phasen erzeugt werden. Die zeitweilig unbestromte Phase, welche zum Überbrücken des Vorzeichenwechsels der magnetischen Flussdichte im Luftspalt verwendet wird, kann zusätzlich als Sensor zum Detektieren der induzierten Spannungen verwendet werden. Damit die Orientierung des elektrischen Stroms in den zwei mäanderförmigen Phasen korrespondierend zur Orientierung der magnetischen Flussdichte innerhalb des Luftspalts erfolgt, müssen die Phasenanschlüsse einer der drei Phasen in der Sternschaltung vertauscht werden. In Abbildung 4.6 wurden diesbezüglich exemplarisch die Anschlüsse V1 und V2 der Phase V getauscht. Andernfalls würden sich die erzeugten Lorentzkräfte in den zwei aktiven Phasen gegenseitig aufheben.

4.4 Steuerung

In diesem Abschnitt werden die Blockkommutierung, die verwendete Leistungselektronik und der Mikrocontroller näher erläutert.

4.4.1 Blockkommutierung

Im Abschnitt 3.2 wurden bereits allgemeine Kommutierungsvarianten dargelegt. Für die entwickelte dreiphasige Luftspaltwicklung ist zunächst eine elektronische Blockkommutierung zu realisieren. Diese ist durch den gesteuerten Wechsel eines elektrischen Gleichstroms in den sechs existenten elektrischen Stromkreisen der dreiphasigen nutenlosen Luftspaltwicklung charakterisiert. Zur Erfassung des Rotationswinkels φ sollen unipolare digitale Hallsensoren verwendet werden. Diese weisen einen geringen

Anschaffungspreis auf, sind sehr robust gegenüber Vibrationen und können mit geringem Aufwand in den Bauraum des Radnabenmotors integriert werden. Des Weiteren wird eine vollgesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung (B6) verwendet. Diese ermöglicht den gesteuerten Wechsel zwischen den sechs vorhandenen elektrischen Stromkreisen der in Sternschaltung verbundenen dreiphasigen Luftspaltwicklung. Als Leistungssteller werden sechs Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGBT) verwendet. In der folgenden Abbildung 4.7 (links) ist die Verschaltung zwischen der B6 mit den sechs Leistungsstellern T1 bis T6 und der dreiphasigen nutenlosen Luftspaltwicklung dargestellt.

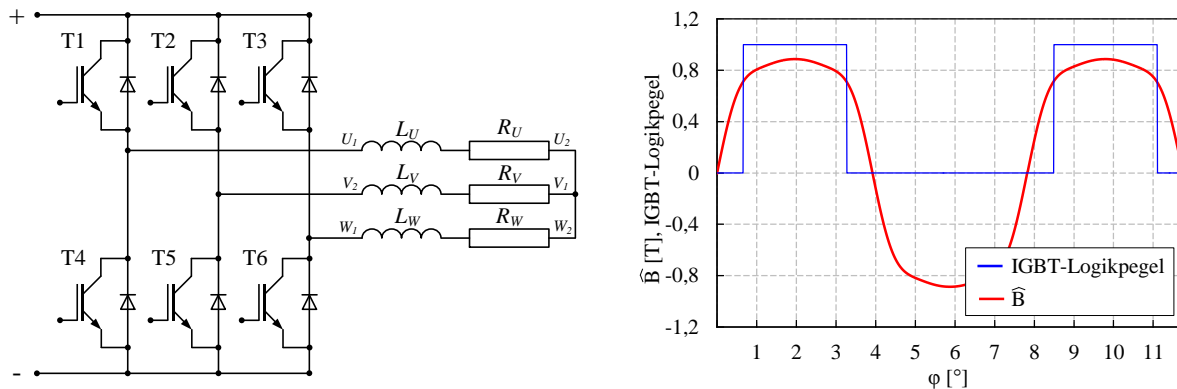


Abbildung 4.7: Verschaltung der B6 (links), IGBT-Pegelwechsel (rechts)

Die einzelnen Leistungssteller werden durch das Variieren einer Schwellenspannung elektrisch leitend oder sperrend geschaltet. Dies geschieht in Abhängigkeit von der Winkellage der Phasen und dem nichtlinearen Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. In Abschnitt 4.5.1 wird gezeigt, dass das Maximum bzw. Minimum der magnetischen Flussdichte innerhalb eines Magnetwinkels φ_{PM} exakt bei $1/2\varphi_{PM}$ vorliegt. Jedes Kommutierungsintervall soll daher derart geschaltet werden, dass der Bereich der maximalen bzw. minimalen magnetischen Flussdichte symmetrisch zur Drehmomenterzeugung verwendet werden kann. In Abbildung 4.7 (rechts) ist der nichtlineare Verlauf der magnetischen Flussdichte und der gesteuerte Pegelwechsel eines IGBTs exemplarisch dargestellt.

Zum Detektieren der Winkelbereiche zwischen denen ein Kommutierungswechsel stattfinden soll, werden für drei Phasen mindestens drei digitale unipolare Hallensensoren benötigt. Der Abstand der Sensoren untereinander beträgt mit $2\varphi_{ph}$ ein Vielfaches des Phasenwinkels bzw. ein Vielfaches des Magnetwinkels. In der folgenden Abbildung 4.8 (rechts) ist dieser Abstand in Abhängigkeit von φ_{ph} dargestellt. Der relative Abstand zwischen den drei Phasen und den Sensoren beträgt für Hallensensor H1 zu Phase V, für Hallensensor H2 zu Phase U und für Hallensensor H3 zu Phase W jeweils $1/2\varphi_{ph}$. Somit wird erreicht, dass zum einen der Kommutierungswechsel genügend Abstand zur zeitweilig unbestromten Phase besitzt und zum anderen, dass die zwei bestromten Phasen symmetrisch den Bereich der maximalen bzw. minimalen magnetischen Flussdichte zur Drehmomentwandlung verwenden, siehe Abbildung 4.7 (rechts).

Da der Magnetwinkel φ_{PM} größer ist als der Winkel zwischen zwei benachbarten Sensoren $2\varphi_{ph}$ kann im Normalfall ausgeschlossen werden, dass sämtliche Hall-Pegel gleichzeitig logisch 1 oder logisch 0 geschaltet sind. Die Sensoren werden hierbei über den Stirnflächen der Permanentmagneten angeordnet und sind fest mit dem Stator verbunden, siehe nachfolgende Abbildung 4.8 (links). Ihren Logikpegel wechseln die Hallensensoren jeweils beim Über- bzw. Unterschreiten fester Schwellen der detektierten magnetischen Flussdichte, wobei unipolare Hallensensoren nur eine Orientierungsrichtung erfassen

können. Die drei Hallensoren werden auf dem Radius r_{Hall} positioniert, um so ausschließlich das magnetische Wechselfeld über den Stirnflächen der alternierend angeordneten Permanentmagneten zu detektieren, siehe dazu Abbildung 4.8 (rechts). Der Radius r_{Hall} ist bewusst kleiner gewählt als der Radius r_{Polar} . Letzterer kennzeichnet den radialen Abstand zwischen der Polarisierungsebene eines Permanentmagnets und der Rotationsachse der elektrischen Radnabenmaschine. Die Ursache liegt darin, dass so die magnetische Flussdichte jeweils beim Aus- bzw. Eintreten über den Stirnflächen detektiert werden kann. Entscheidend für den Signalverlauf der digitalen Hallensoren ist demnach der Winkel zwischen den Hallensoren, der Winkel zwischen den Phasen, der Winkel zwischen den Hallensoren und den Phasen und letztendlich die radiale Position der Hallensoren über den Stirnflächen der Permanentmagneten.

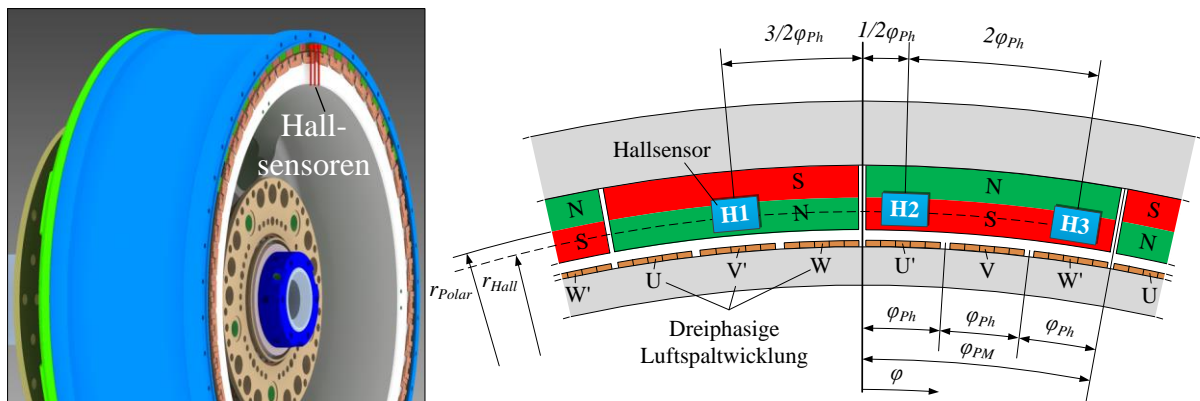


Abbildung 4.8: Hallensoren im CAD-Modell (links), schematisch (rechts)

Über zwei Magnetwinkel $2\varphi_{PM}$ bzw. sechs Phasenwinkel $6\varphi_{Ph}$ können mit Hilfe der drei unipolaren digitalen Hallensoren sechs Kombinationsmöglichkeiten generiert werden. Diese sind in der folgenden Abbildung 4.9 schematisch dargestellt. Anschließend wiederholen sich die jeweiligen Sequenzen periodisch, da die Anordnung der Permanentmagnete alternierend auf dem Eisenrückschluss des Rotors erfolgt. Für jede der sechs Kombinationsmöglichkeiten I-VI in Abbildung 4.9 ist ein geschlossener elektrischer Stromkreis (SK) hinterlegt. Wird beispielsweise die Anzahl der Phasen der nutenlosen Luftspaltwicklung erhöht, entsteht somit auch ein erhöhter Bedarf an Hallensoren und elektronischen Leistungsstellern.

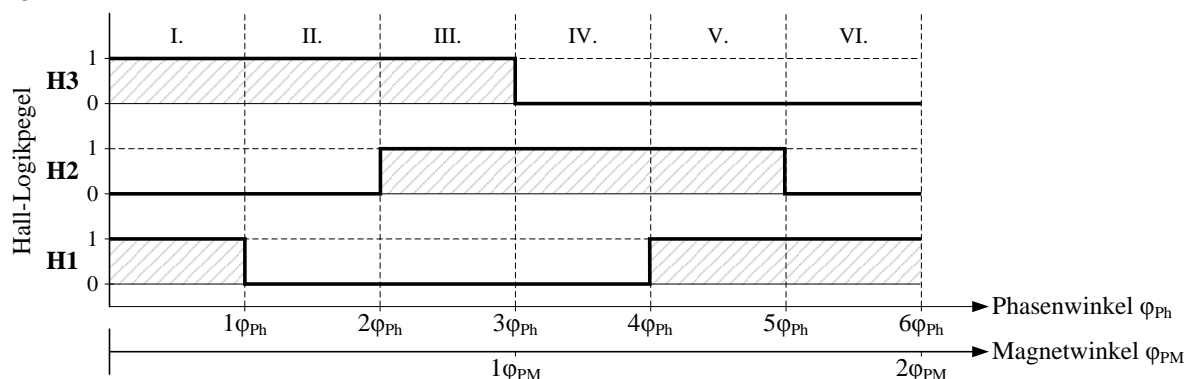


Abbildung 4.9: Hall-Logikpegel für eine Kommutierungsperiode

Theoretisch ist es möglich aus drei digitalen unipolaren Hallensoren acht Schalkombinationen zu generieren. Es werden jedoch nur sechs Zustände für einen Rechts- bzw. Linkslauf benötigt. Werden die

jeweiligen elektrischen Stromkreise in umgekehrter Richtung von einem elektrischen Strom durchfließen, wirkt die nach Gleichung 3.11 beschriebene Lorentzkraft in die entgegengesetzte Richtung. Durch das entsprechende Tauschen der elektrisch leitenden Transistorpaare in der B6, kann ein entgegengesetzter elektrischer Stromfluss in den aktiven Phasen erzeugt und somit eine Änderung des Drehsinns hervorgerufen werden. In der folgenden Tabelle 4.2 sind sämtliche Kombinationen der Hall-Pegel und der generierten IGBT-Logikpegel sowie die dazugehörigen elektrischen Stromkreise innerhalb der Luftspaltwicklung für einen rechts- und linksdrehenden Rotor dargestellt.

Hall-Pegel			IGBT-Logikpegel (Rechtslauf)						IGBT-Logikpegel (Linkslauf)							
H1	H2	H3	SK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	SK	T1	T2	T3	T4	T5	T6
0	0	0		0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0
1	0	1	U→W	1	0	0	0	0	1	U←W	0	0	1	1	0	0
0	0	1	U→V	1	0	0	0	1	0	U←V	0	1	0	1	0	0
0	1	1	W→V	0	0	1	0	1	0	W←V	0	1	0	0	0	1
0	1	0	W→U	0	0	1	1	0	0	W←U	1	0	0	0	0	1
1	1	0	V→U	0	1	0	1	0	0	V←U	1	0	0	0	1	0
1	0	0	V→W	0	1	0	0	0	1	V←W	0	0	1	0	1	0
1	1	1		0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0

Tabelle 4.2: Kommutierungsschema eines Rechts- und Linkslaufs

Wird z.B. für einen rechtsdrehenden Rotor innerhalb des Kommutierungsintervalls U→W ausschließlich das Transistorpaar T1 und T6 elektrisch leitend geschaltet, so würde für einen linksdrehenden Rotor ausschließlich das Transistorpaar T3 und T4 elektrisch leitend geschaltet werden.

Ein Polpaarwinkel erstreckt sich über zwei Magnetwinkel $2\varphi_{PM}$ und entspricht einer Periode der Blockkommutierung. Die Kommutierungsfrequenz f_K eines IGBTs ist abhängig vom Polpaarwinkel $2\varphi_{PM}$ und der Winkelgeschwindigkeit $\omega(\varphi)$. Letztere beschreibt die Zeit Δt welche benötigt wird, um einen Polpaarwinkel $2\varphi_{PM}$ zu überschreiten. Es gilt der funktionelle Zusammenhang $\omega(\varphi) = 2\varphi_{PM}/\Delta t$. Der konstante Polpaarwinkel wird durch die Anzahl der magnetischen Pole p bestimmt. Im Bogenmaß ist $2\varphi_{PM}$ folgendermaßen definiert $2\varphi_{PM} = 2\pi/p/2$. Die Kommutierungsfrequenz f_K kann demnach wie folgt berechnet werden:

$$f_K(\omega, p) = \frac{1}{\Delta t} = \frac{\omega(\varphi)}{2\varphi_{PM}} = \frac{\omega(\varphi)p}{4\pi}. \quad 4.1$$

Die maximale Kommutierungsfrequenz des ausgelegten Prototyps (siehe Kapitel 6) beträgt bei 92 magnetischen Polen und einer maximalen Winkelgeschwindigkeit von ca. 210 rad/s somit 1537 Hz. Es gibt zahlreiche elektronische Leistungssteller, welche diese Schaltfrequenz für einen elektrischen Dauerstrom von 100 A gewährleisten können.

Abschließend sind in der folgenden Tabelle 4.3 die sechs elektrischen Stromkreise einer Kommutierungsperiode für einen rechtsdrehenden Motorbetrieb dargestellt. Des Weiteren werden für jeden einzelnen elektrischen Stromkreis die Logikpegel der Hallensoren H1, H2, H3, der elektrische Summenstrom I , die elektrischen Phasenströme I_U , I_V , I_W und die entsprechenden Transistorkombinationen in der Sechspuls-Brückenschaltung (B6) dargestellt.

Stromkreis	Hall-Pegel H1-H2-H3	Sternschaltung	Mäanderstruktur	Sechspuls-Brückenschaltung
I. $U \rightarrow W$	1-0-1			
II. $U \rightarrow V$	0-0-1			
III. $W \rightarrow V$	0-1-1			
IV. $W \rightarrow U$	0-1-0			
V. $V \rightarrow U$	1-1-0			
VI. $V \rightarrow W$	1-0-0			

Tabelle 4.3: Sternschaltung, Mäanderstruktur und B6 einer Kommutierungsperiode für einen Rechtslauf

4.4.2 Mikrocontroller

Die in Abschnitt 4.4.1 entworfene Blockkommütierung kann auf verschiedenen Wegen in Hardware realisiert werden. Integrierte Schaltkreise, FPGA, Programmable System on Chip (PSoC) usw. bilden heutzutage den Stand der Technik gegenüber analoge Schaltungen. Letztere weisen eine geringere Flexibilität und Integrationsdichte während der Projektierungs- und Testphase auf. Aus diesem Grund wurde die entworfene Blockkommütierung auf einem digitalen Mikrocontroller implementiert. Die verwendete Hardware ist ein PSoC der 5. Generation und wird von der Firma Cypress Semiconductor Corporation produziert. Dieser besitzt im Vergleich zu klassischen Mikrocontrollern eine bedarfsgesteuerte Ressourcenausnutzung. Nur implementierte Funktionen aus konfigurierbaren Bibliotheken erzeugen einen Bedarf an Ressourcen. Zentrale Merkmale des PSoC5 lauten [11]:

- Konfigurierbare analoge und digitale Peripheriefunktionen,
- Programmierbare logische Schaltung,
- 32-Bit ARM® Cortex™-M3 Mikroprozessor 67 MHz,
- Speicher: Flash 64-256 kB, SRAM 16-64 kB,
- Serielle Schnittstellen: USB, CAN, I²C und I²S,
- Analog-Digital-Wandler: Delta-Sigma (12-Bit Auflösung) und SAR (8-20-Bit Auflösung),
- Programmierung: C-Compiler und PSoC Creator.

Die Programmierung der Blockkommütierung wurde mit Hilfe der Software „PSoC Creator“ durchgeführt. Diese nutzt eine graphische Benutzeroberfläche, bei der Funktionsblöcke durch einfaches Ziehen und Ablegen verwendet werden. Sämtliche Kombinationen der Hall- und IGBT-Logikpegel können durch logische Verknüpfungen beschrieben werden. Aus diesem Grund ist die Verwendung einer statischen Umsetzungstabelle (engl. Lookup Table, LUT) möglich. Diese benötigt einen sehr geringen Rechen- und Speicheraufwand. Es werden drei digitale Eingangspins für die Hall-Logikpegel H1, H2, H3 und ein digitales Signal für den Drehsinn (RL=Rechtslauf, LL=Linkslauf) verwendet. Im Normalfall werden bei gleichbleibendem Drehsinn sechs Kombinationen sequentiell durchlaufen und anschließend periodisch wiederholt, siehe Tabelle 4.2. Weiterhin werden je Drehsinn sechs digitale Ausgangssignale in der Umsetzungstabelle generiert. Diese dienen als Steuersignale für die IGBT in der B6. Im Fehlerfall, z.B. durch Ausfall eines Sensors, besteht die Möglichkeit, dass sämtliche Hall-Logikpegel kurzzeitig Pegel 0 oder Pegel 1 lauten, was einen Kurzschluss in der B6 zur Folge hätte. Diese zwei Schaltzustände werden in der LUT mit berücksichtigt und ein Kurzschluss durch das Setzen sämtlicher Ausgangssignale auf Pegel 0 verhindert. Alle Leistungssteller sind somit im Fehlerfall elektrisch sperrend geschaltet. In der folgenden Abbildung 4.10 ist der programmierte Signalflussplan der Blockkommütierung in der grafischen Benutzeroberfläche des PSoC Creator dargestellt.

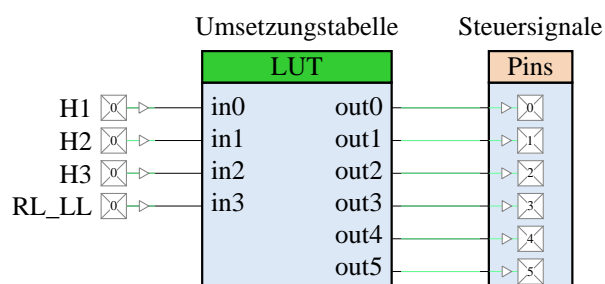


Abbildung 4.10: Signalflussplan der Blockkommütierung

4.5 Magnetfeldberechnung

In diesem Abschnitt 4.5 wird der entwickelte magnetische Kreis mit integrierter nutenloser Luftspaltwicklung anhand zahlreicher FEM-Simulationen analysiert. Diesbezüglich werden zwei- und dreidimensionale FEM-Modelle in der Software ANSYS/Maxwell erstellt. Die geometrischen Größen der analysierten magnetischen Kreise sind in der folgenden Abbildung 4.11 dargestellt. Diese orientieren sich an den dimensionierten Größen des entwickelten und aufgebauten Prototyps, siehe dazu Kapitel 6. Sämtliche Volumenkörper besitzen eine einheitliche Länge von 100 mm. Der Eisenrückschluss des Rotors weist einen Außenradius von $r_{a_FeRo}=160,5\text{ mm}$ und einen Innenradius von $r_{i_FeRo}=156,1\text{ mm}$ auf. Ein Permanentmagnet besitzt eine Höhe von $h_{PM}=5\text{ mm}$ und eine Breite von $b_{PM}=10\text{ mm}$. Sämtliche magnetischen Pole werden auf dem Radius $r_{i_PM}=150,86\text{ mm}$ kreisrund mit symmetrischen Abständen zueinander angeordnet. Die Teilung der Magnete ist durch den Winkel $\varphi_{PM}=360^\circ/p=3,91^\circ$ charakterisiert. Der Eisenrückschluss des Stators besitzt einen Innenradius von $r_{i_FeSt}=145\text{ mm}$ und einen Außenradius von $r_{a_FeSt}=149,5\text{ mm}$. Der Luftspalt h_{Ls} zwischen Rotor und Stator ist durch die Differenz von r_{i_PM} und r_{a_FeSt} mit $h_{Ls}=1,36\text{ mm}$ definiert. In diesem ist die dreiphasige Luftspaltwicklung integriert. Eine Phase der Wicklung besteht aus fünf Kupferrundleiter, die jeweils einen Durchmesser von $h_{ph}=0,5\text{ mm}$ aufweisen. Die Achsen der insgesamt 1380 Kupferrundleiter (5 Leiter x 3 Phasen x 92 Permanentmagnete) werden auf dem Radius $r_{ph}=149,85\text{ mm}$ kreisrund angeordnet. Die Teilung der Phasen untereinander beträgt $\varphi_{ph}=360^\circ/p/3=1,3^\circ$. Zwischen den drei Phasenleitern wurde ein konstanter Luftspalt von $b_{ph_Ls}=0,4\text{ mm}$ vorgesehen, um so die manuelle Fertigung des Prototyps gewährleisten zu können.

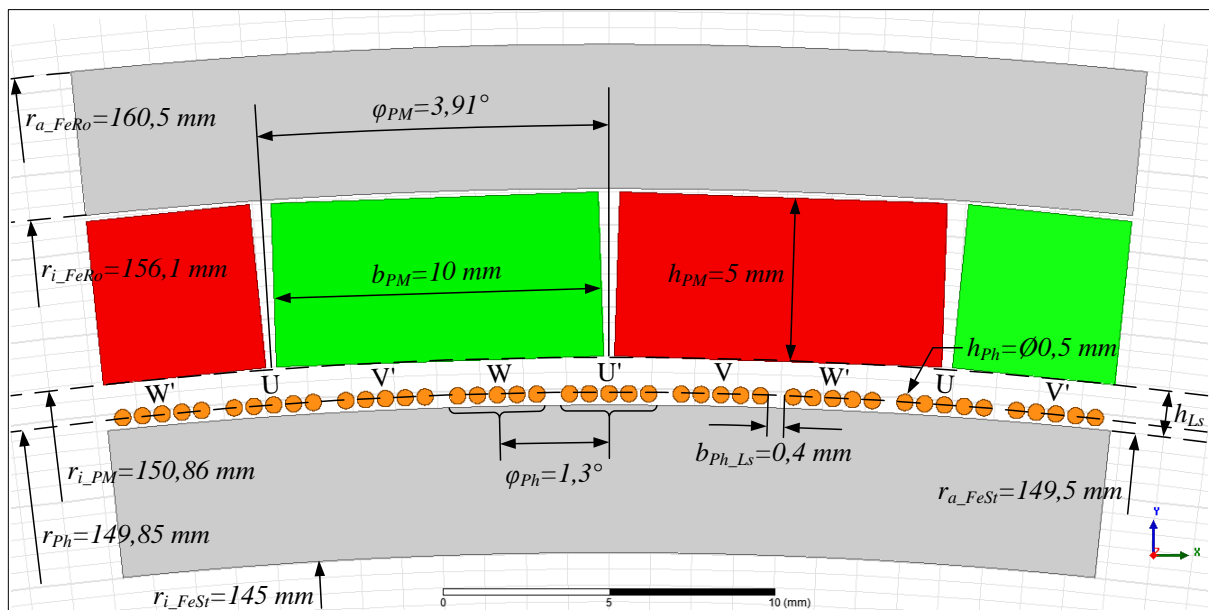


Abbildung 4.11: Geometrische Größen des 2D-FEM-Modells

Mit Hilfe der in Abbildung 4.10 dargestellten geometrischen Abmessungen, werden nachfolgend sämtliche FEM-Simulationen des statischen Magnetkreises in Abschnitt 4.5.1 sowie des transienten Magnetkreises in Abschnitt 4.5.2 erstellt. Anschließend werden die Selbst- und Gegeninduktivitäten in Abschnitt 4.5.3 ermittelt. Des Weiteren erfolgt in Abschnitt 4.5.4 die Beschreibung der Wirbelstromverlustleistung in der Luftspaltwicklung und im Eisenrückschluss des Stators. Abschließend wird in Abschnitt 4.5.5 die Hystereseverlustleistung in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit bestimmt.

4.5.1 Statischer Magnetkreis

Die Grundlage sämtlicher Magnetfeldberechnungen bildet der magnetische Kreis zwischen dem Rotor und Stator der elektrischen Radnabenmaschine. Der aufgebaute Prototyp enthält insgesamt 92 geschlossene magnetische Kreise. Ein Einzelner besteht aus je elf Reluktanzen und vier magnetischen Quellspannungen. Letztere setzen sich aus zwei permanenterregten magnetischen Spannungen U_{m_PM1} , U_{m_PM2} und zwei elektrisch erregten magnetischen Spannungen U_{m_EM1} , U_{m_EM2} zusammen. Die Ursache liegt darin, dass zwei Permanentmagnete (PM) und zwei durch den Stromfluss I bewirkte Elektromagnete (EM) je Magnetkreis vorhanden sind. Die Windungszahl der Elektromagnete beträgt $w=I$, da pro stromführende Phase exakt ein Phasenleiter innerhalb eines magnetischen Kreises vorhanden ist. In der folgenden Abbildung 4.12 ist das magnetische Ersatzschaltbild eines Magnetkreises, über den in ANSYS/Maxwell simulierten magnetischen Fluss, dargestellt.

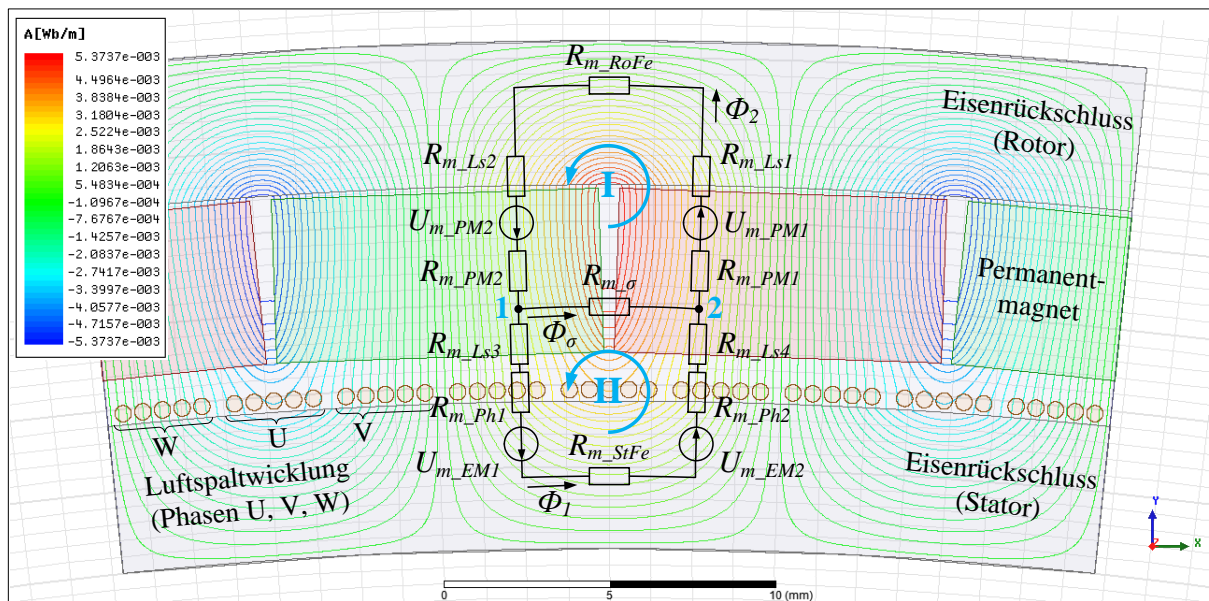


Abbildung 4.12: Magnetisches Ersatzschaltbild eines magnetischen Kreises

Sämtliche Reluktanzen R_m und Permeabilitätszahlen μ_r innerhalb eines magnetischen Kreises sind in der folgenden Tabelle 4.4 aufgelistet.

	Reluktanz	Symbol	Medium	Permeabilitätszahl μ_r
	Permanentmagnet 1 (PM1)	R_{m_PM1}	NdFeB	1,0836
	Permanentmagnet 2 (PM2)	R_{m_PM2}	NdFeB	1,0836
	Luftspalt zw. PM1 und Rotor-Eisenrückschluss	R_{m_Ls1}	Luft	$1 + 4e-7$
	Luftspalt zw. PM2 und Rotor-Eisenrückschluss	R_{m_Ls2}	Luft	$1 + 4e-7$
	Rotor-Eisenrückschluss	R_{m_RoFe}	S235 1.0254	nichtlinear
	Stator-Eisenrückschluss	R_{m_SiFe}	M250-50A	nichtlinear
	Luftspalt zwischen PM1 und Kupferrundleiter 1	R_{m_Ls3}	Luft	$1 + 4e-7$
	Luftspalt zwischen PM2 und Kupferrundleiter 2	R_{m_Ls4}	Luft	$1 + 4e-7$
	Kupferrundleiter 1	R_{m_Ph1}	Kupfer	$1 - 6,4e-6$
	Kupferrundleiter 2	R_{m_Ph2}	Kupfer	$1 - 6,4e-6$
	Streufluss zwischen PM1 und PM2	R_{m_sigma}	Luft	$1 + 4e-7$

Tabelle 4.4: Reluktanzen und Permeabilitätszahlen

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus der magnetischen Kreise können folgende Reluktanzen zusammengefasst werden: $R_{m_Ls1}=R_{m_Ls2}$, $R_{m_Ls3}=R_{m_Ls4}$, $R_{m_PM1}=R_{m_PM2}$ und $R_{m_Ph1}=R_{m_Ph2}$. Des Weiteren sind sowohl die permanenterregten magnetischen Quellspannungen als auch die elektrisch erregten magnetischen Quellspannungen gleich groß $U_{m_PM1}=U_{m_PM2}$ sowie $U_{m_EM1}=U_{m_EM2}$. Die Eisenrückschlüsse des Rotors und Stators bestehen aus einem ferromagnetischen Werkstoff und weisen jeweils eine nichtlineare Permeabilität auf. Der Rotor-Eisenrückschluss wurde aus einem unlegierten Baustahl des Typs S235 1.0254 hergestellt. Dieser Werkstoff ist für den Aufbau eines Prototyps gut geeignet, da er die notwendigen mechanischen Eigenschaften aufweist, gut zu bearbeiten ist und einen geringen Kohlenstoffgehalt besitzt, wodurch gute magnetische Eigenschaften erreicht werden. In [38] wird für diesen Werkstoff die Kommutierungskurve angegeben. Die magnetische Sättigungsflussdichte beträgt ca. 2 T bei einer magnetischen Feldstärke von ca. 500 A/cm. Der Stator-Eisenrückschluss wurde aus einem kaltgewalzten nichtkornorientierten Elektroblech des Typs M250-50A hergestellt. Die Blechstärke beträgt 0,5 mm und wurde in den formulierten FEM-Modellen berücksichtigt. Die Herstellung von Elektroblechen wird allgemein durch die Normungen DIN EN 10106 und EN 10107 festgelegt. In [71] werden für das gewählte Elektroblech die modellrelevanten magnetischen Größen angegeben. Die magnetische Sättigungsflussdichte beträgt 1,77 T bei einer magnetischen Feldstärke von 10 kA/m. Anhand der quantitativen magnetischen Größen in [38] und [71] konnten somit die Werkstoffe der Eisenrückschlüsse in ANSYS/Maxwell nachgebildet und für die in diesem Abschnitt durchgeführten FEM-Berechnungen verwendet werden.

Allgemein kann der magnetische Kreis anhand des Hopkinsonschen Gesetzes formuliert werden. Dieses stellt den Zusammenhang zwischen der magnetischen Quellspannung U_m , dem magnetischen Fluss ϕ und den Reluktanzen R_m dar. Das diskretisierte Hopkinsonsche Gesetz lautet:

$$U_m = \sum_i R_{mi} \phi_i = R_m \phi. \quad 4.2$$

Des Weiteren besitzen in magnetischen Ersatzschaltbildern die Kirchhoffschen Gesetze ihre Gültigkeit. Aufgrund des magnetischen Streuflusses ϕ_σ zwischen zwei angrenzenden Permanentmagneten entstehen zwei Maschen je Magnetkreis. Die magnetische Flussdichte ist in der folgenden Abbildung 4.13 (links) als vektorielle Größe dargestellt. Der magnetische Streufluss zwischen zwei angrenzenden Polen ist im Detailbild (rechts) abgebildet.

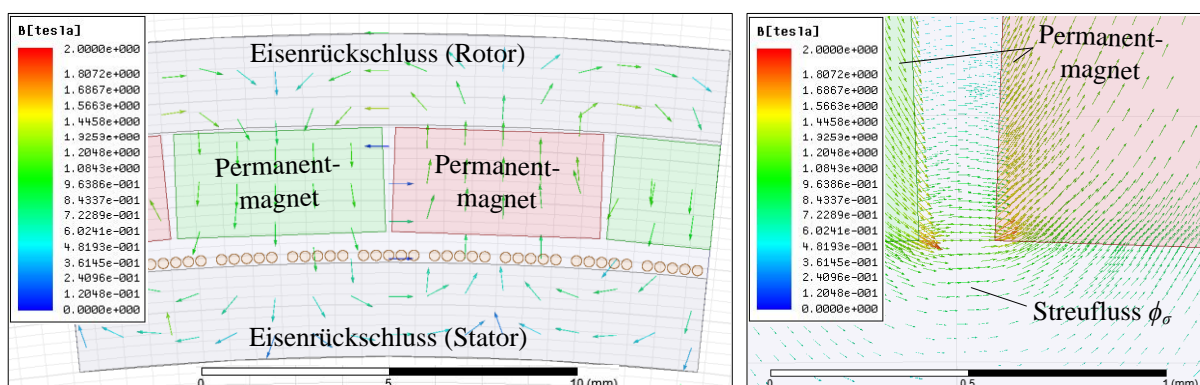


Abbildung 4.13: Magnetische Flussdichtevektoren (links), magnetischer Streufluss zwischen zwei Permanentmagneten (rechts)

Mit Hilfe des Knotenpunkt- und Maschensatzes können drei Gleichungen gebildet werden. Der Knotenpunktsatz beschreibt hierbei die Summe der zu- und abfließenden magnetischen Flüsse in einem Knotenpunkt. Für Punkt 1 in Abbildung 4.12 gilt demnach:

$$0 = \phi_2 - \phi_\sigma - \phi_1. \quad 4.3$$

Nach Anwendung der Maschenregel folgt für Masche I:

$$2U_{m_PMI} = \phi_2 \underbrace{(2R_{m_PMI} + 2R_{m_LsI} + R_{m_RoFe})}_{R_{m_1}} + \phi_\sigma R_{m_2} = \phi_2 R_{m_1} + \phi_\sigma R_{m_2} \quad 4.4$$

und für Masche II:

$$2U_{m_EMI} = \phi_1 \underbrace{(2R_{m_Ls3} + 2R_{m_PhI} + R_{m_StFe})}_{R_{m_2}} - \phi_\sigma R_{m_2} = \phi_1 R_{m_2} - \phi_\sigma R_{m_2}. \quad 4.5$$

Anhand der drei Gleichungen 4.3, 4.4 und 4.5 kann somit das folgende Gleichungssystem aufgestellt werden:

$$\begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 \\ 0 & R_{m_2} & R_{m_1} \\ R_{m_2} & -R_{m_2} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_\sigma \\ \phi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 2U_{m_PMI} \\ 2U_{m_EMI} \end{pmatrix}. \quad 4.6$$

Die beiden Maschengleichungen 4.4 und 4.5 besitzen den identischen Funktionsterm $\phi_\sigma R_{m_2}$. Werden beide Gleichungen nach diesem aufgelöst und gleichgesetzt, folgt daraus:

$$\phi_\sigma R_{m_2} = \phi_1 R_{m_2} - 2U_{m_EMI} = 2U_{m_PMI} - \phi_2 R_{m_1}. \quad 4.7$$

Wird U_{m_EMI} in Gleichung 4.7 isoliert, folgt daraus die Darstellung des Hopkinsonschen Gesetzes für einen magnetischen Kreis der entwickelten Radnabenmaschine mit $U_{m_EMI} = w \cdot I$:

$$\begin{aligned} 2U_{m_EMI} = 2wI &= \phi_1 R_{m_2} + \phi_2 R_{m_1} - 2U_{m_PMI} = \phi_1 R_{m_2} + (\phi_1 + \phi_\sigma) R_{m_1} - 2U_{m_PMI} \\ &= (\phi_2 - \phi_\sigma) R_{m_2} + \phi_2 R_{m_1} - 2U_{m_PMI}. \end{aligned} \quad 4.8$$

Neben den magnetischen Quellspannungen der Permanentmagneten sind die magnetischen Quellspannungen der ferromagnetischen Eisenrückschlüsse zu berücksichtigen. Diese sind sehr gering, da die Remanenzflussdichte der Eisenwerkstoffe deutlich kleiner ist als die der Dauermagnete. Dennoch werden diese nicht vernachlässigt und können anhand des Ampérschen Durchflutungsgesetzes analytisch formuliert werden. Das Durchflutungsgesetz besagt allgemein, dass das geschlossene Linienintegral entlang der magnetischen Feldstärke H der magnetischen Spannung U_m entspricht. Für U_m gilt:

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = wI = U_m, \quad 4.9$$

mit $d\vec{s}$ als infinitesimale Länge des geschlossenen Linienintegrals. Das diskretisierte Durchflutungsgesetz mit homogenen Teilabschnitten lautet im Zusammenhang mit dem Hopkinsonschen Gesetz und der idealisierten Materialgleichung der Elektrodynamik $B = B_R + \mu_0 \mu_r H$ wie folgt:

$$U_m = \underbrace{\sum_i H_i l_i}_{\text{magn. Feldstärke}} = \underbrace{\sum_i \frac{B_i - B_{Ri}}{\mu_0 \mu_r} l_i}_{\text{magn. Flussdichte}} = \underbrace{\sum_i R_{mi} \phi_i}_{\text{Hopkinsonsche Gesetz}}. \quad 4.10$$

Anhand der Gleichung 4.10 ist es möglich, die magnetische Quellspannung U_m eines magnetischen Kreises in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke oder der magnetische Flussdichte auszudrücken. Letztere beinhaltet sowohl die Remanenzflussdichten der Permanentmagneten als auch die der ferromagnetischen Eisenrückschlüsse. Sämtliche magnetischen Quellspannungen können somit isoliert dargestellt und analytisch berechnet werden.

Das Ampérsche Durchflutungsgesetz lautet in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke H für Masche I:

$$2H_{PM1}l_{PM1} + 2H_{Ls1}l_{Ls1} + H_{RoFe}l_{RoFe} + H_{\sigma}l_{\sigma} = 0 \quad 4.11$$

und für die Masche II:

$$2H_{Ls3}l_{Ls3} + 2H_{Ph1}l_{Ph1} + H_{StFe}l_{StFe} - H_{\sigma}l_{\sigma} = 2U_{m_EMI} \cdot \quad 4.12$$

Die Kopplung beider Maschengleichungen erfolgt anhand des Funktionsterms $H_{\sigma}l_{\sigma}$:

$$H_{\sigma}l_{\sigma} = -2H_{PM1}l_{PM1} - 2H_{Ls1}l_{Ls1} - H_{RoFe}l_{RoFe} = 2H_{Ls3}l_{Ls3} + 2H_{Ph1}l_{Ph1} + H_{StFe}l_{StFe} - 2U_{m_EMI} \cdot \quad 4.13$$

Durch weiteres Auflösen kann U_{m_EMI} isoliert dargestellt werden:

$$2U_{m_EMI} = 2wI = 2(H_{Ls1}l_{Ls1} + H_{Ls3}l_{Ls3} + H_{Ph1}l_{Ph1} + H_{PM1}l_{PM1}) + H_{RoFe}l_{RoFe} + H_{StFe}l_{StFe} \cdot \quad 4.14$$

In Abbildung 4.14 ist die geschlossene Kurve der gemittelten magnetischen Feldstärke H eines Magnetkreises, mit sämtlichen Strecken innerhalb der Reluktanzen, nach Gleichung 4.14 dargestellt.

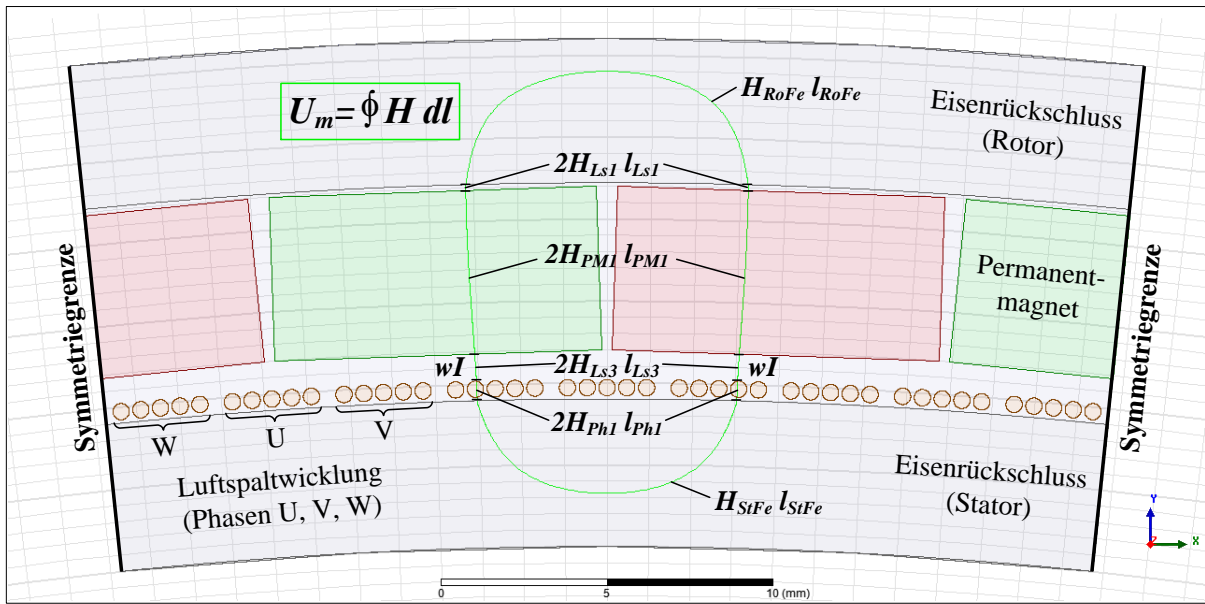


Abbildung 4.14: Gemittelte magnetische Feldstärke eines magnetischen Kreises

Unter Berücksichtigung der Materialgleichung $B=B_R+\mu_0\mu_rH$ kann U_{m_EMI} aus Gleichung 4.14 in guter Näherung in Abhängigkeit von den magnetischen Flussdichten B sowie den Remanenzflussdichten B_R dargestellt werden:

$$2wI = 2 \left(\frac{B_{Ls1}}{\mu_0\mu_L} l_{Ls1} + \frac{B_{Ls3}}{\mu_0\mu_L} l_{Ls3} + \frac{B_{Ph1}}{\mu_0\mu_{Cu}} l_{Ph1} + \frac{B_{PM1} - B_{R_PM1}}{\mu_0\mu_{PM}} l_{PM1} \right) + \frac{B_{RoFe} - B_{R_RoFe}}{\mu_0\mu_{RoFe}} l_{RoFe} + \frac{B_{StFe} - B_{R_StFe}}{\mu_0\mu_{StFe}} l_{StFe} \cdot \quad 4.15$$

Folgende magnetische Flussdichten wurden in Gleichung 4.15 verwendet: B_{PM1} der Permanentmagnete, B_{Ls1} der Luftspalte zwischen den Permanentmagneten und dem Eisenrückschluss des Rotors, B_{Ls3} der Luftspalte zwischen den Permanentmagneten und den Kupferleitern, B_{Ph1} der Kupferleiter, B_{RoFe} des Rotor-Eisenrückschlusses und B_{StFe} des Stator-Eisenrückschlusses. Sämtliche von der magnetischen Flussdichte durchfluteten Längen werden in Gleichung 4.15 durch die Variable l charakterisiert. B_{R_PM1} , B_{R_RoFe} und B_{R_StFe} kennzeichnen die jeweiligen magnetischen Remanenzflussdichten der Permanentmagnete, des Rotor-Eisenrückschlusses und des Stator-Eisenrückschlusses. Die Permeabilitätszahlen der jeweiligen Materialien wurden bereits zuvor in Tabelle 4.4 festgelegt.

Durch das Separieren der Remanenzflussdichten in Gleichung 4.15 können nun sämtliche magnetischen Quellspannungen isoliert dargestellt werden:

$$\begin{aligned}
& 2 \left(\frac{B_{Ls1}}{\mu_0 \mu_L} l_{Ls1} + \frac{B_{Ls3}}{\mu_0 \mu_L} l_{Ls3} + \frac{B_{Ph1}}{\mu_0 \mu_{Cu}} l_{Ph1} + \frac{B_{PM1}}{\mu_0 \mu_{PM}} l_{PM1} \right) + \frac{B_{RoFe}}{\mu_0 \mu_{RoFe}} l_{RoFe} + \frac{B_{StFe}}{\mu_0 \mu_{StFe}} l_{StFe} \\
& = 2wI + 2 \frac{B_{R_PM1}}{\mu_0 \mu_{PM}} l_{PM1} + \frac{B_{R_RoFe}}{\mu_0 \mu_{RoFe}} l_{RoFe} + \frac{B_{R_StFe}}{\mu_0 \mu_{StFe}} l_{StFe}.
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Die magnetische Quellspannung der zwei Elektromagnete U_{m_EM} kann anhand der Windungszahl $w=1$ und dem zulässigen maximalen elektrischen Dauerstrom von $I=100\text{ A}$ quantifizieren werden:

$$U_{m_EM} = 2wI = 200\text{ A}. \tag{4.17}$$

Die magnetische Quellspannung der Permanentmagnete U_{m_PM} kann anhand der Remanenzflussdichte $B_{R_PM1}=1,28\text{ T}$, der Permeabilitätszahl $\mu_{PM}=1,0836$, der magnetischen Feldkonstante $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}\text{ N/A}$ und der Länge $l_{PM} \approx 0,005\text{ m}$ quantifiziert werden:

$$U_{m_PM} = 2 \frac{B_{R_PM1}}{\mu_0 \mu_{PM}} l_{PM} = 9400\text{ A}. \tag{4.18}$$

Anhand der Ergebnisse in den Gleichungen 4.17 und 4.18 ist zu erkennen, dass die magnetische Quellspannung der Permanentmagnete deutlich größer ist als die der Elektromagnete. Der Unterschied ist zum einen durch die sehr geringe Windungszahl der Phasenleiter und zum anderen durch die sehr hohe magnetische Energiedichte der verwendeten NdFeB-Magnete zu erklären.

Die analytische Beschreibung des magnetischen Kreises ermöglicht es, gezielt die magnetische Flussdichte einzelner Reluktanzen in erster Näherung zu berechnen. Ist z.B. die magnetische Flussdichte im Luftspalt zwischen Rotor und Stator gesucht, muss Gleichung 4.15 nach B_{Ls1} aufgelöst und nach Tabelle 4.4 sowie Abbildung 4.11 parametrisiert werden. Das analytisch berechnete Ergebnis beträgt demnach $B_{Ls1}=893,83\text{ mT}$. Im laufenden Kapitel wird gezeigt, dass dieses Ergebnis relativ gut mit dem FEM-Simulationsergebnis übereinstimmt.

Für sämtliche stationäre FEM-Simulationen wurde ein Modell verwendet, das drei magnetische Kreise abbildet. Durch das Setzen von Symmetriegrenzen an den jeweiligen Rändern des Modells (siehe Abbildung 4.14) wird eine regelmäßige Verteilung der magnetischen Kreise erzielt. Es liegt somit ein reduziertes Modell vor, das mit geringen Simulationszeiten und genügender Genauigkeit analysiert werden kann. Die Vernetzung der Geometrie erfolgt in ANSYS/Maxwell Version 15.0.0 automatisiert. Es besteht jedoch die Möglichkeit, die maximale Kantenlänge sowie die maximale Anzahl der Elemente je Geometrie zu beeinflussen. In der folgenden Abbildung 4.15 ist das Gitter des 2D-FEM-Modells (links) und die Vernetzung an fünf Rundleitern im Luftspalt (rechts) abgebildet. Es werden sowohl die Anzahl der Elemente als auch der quadratische Mittelwert der Elementkantenlängen l_{K_RMS} je Geometrie angegeben.

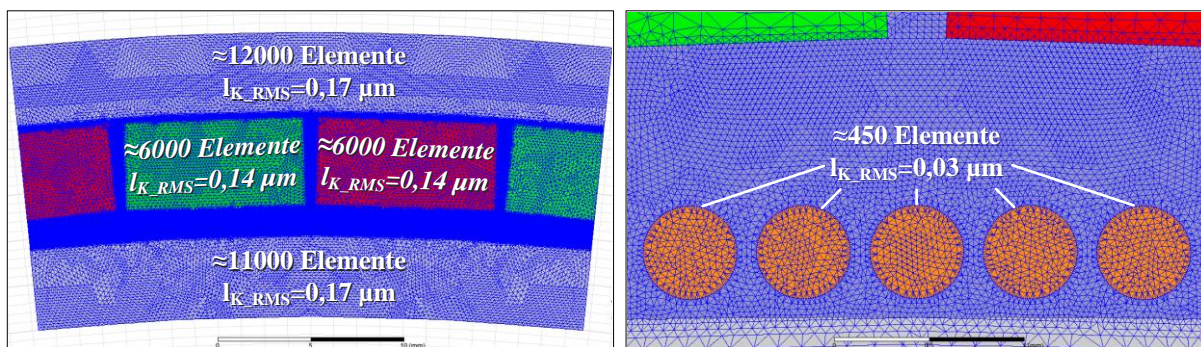


Abbildung 4.15: FEM-Gitter (links), Detailansicht eines Phasenleiters (rechts)

Anhand der Geometrie, der parametrisierten Materialien, der Vernetzung des Modells und den definierten Randbedingungen kann die zur Erzeugung eines Antriebsmoments erforderliche magnetische Flussdichte simuliert werden. Der elektrische Strom in der nutenlosen Luftspaltwicklung soll dauerhaft zwischen ± 100 A variiert werden können. Dieser besitzt somit einen variablen Einfluss auf die magnetische Flussdichte innerhalb eines magnetischen Kreises, siehe Gleichung 4.15. Zunächst soll jedoch die magnetische Flussdichte für eine stromlose Luftspaltwicklung betrachtet werden. Das FEM-Simulationsergebnis ist in der folgenden Abbildung 4.16 über drei magnetische Pole dargestellt. Im Luftspalt zwischen den Permanentmagneten und dem Eisenrückschluss des Stators beträgt das Maximum der magnetischen Flussdichte $B_{max}=910,52$ mT und das Minimum $B_{min}=888,03$ mT.

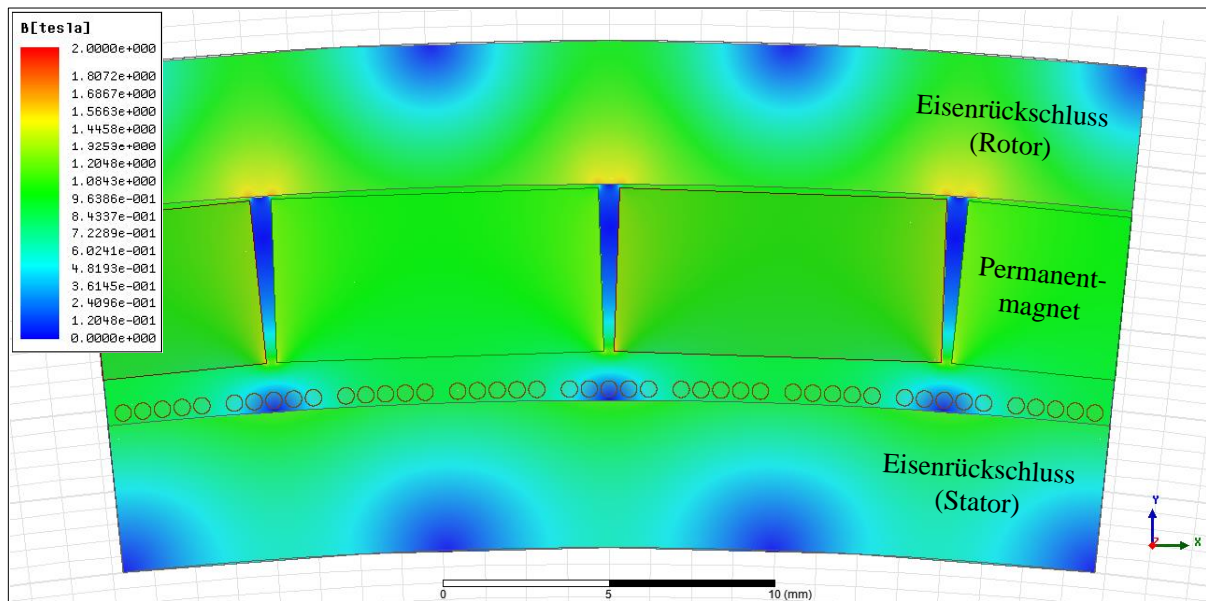


Abbildung 4.16: 2D-FEM-Simulation der magnetischen Flussdichte

Entscheidend für die elektromechanische Leistungswandlung ist jedoch der Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte im Luftspalt [8]. Diese bezieht sich direkt auf die durchflutete Geometrie des Leiters der nutenlosen Luftspaltwicklung und besitzt einen nichtlinearen periodischen Verlauf. Letzterer resultiert aufgrund der alternierenden Anordnung der Permanentmagnete auf dem Rotor-Eisenrückschluss und dem im Vergleich zu konventionellen elektrischen Maschinen verhältnismäßig großen Luftspalt von $h_{LS}=1,36$ mm. In der folgenden Abbildung 4.17 ist zunächst das FEM-Simulationsergebnis des nichtlinearen periodischen Verlaufs der magnetischen Flussdichte, exemplarisch auf der Oberfläche des Stator-Eisenrückschlusses, dargestellt.

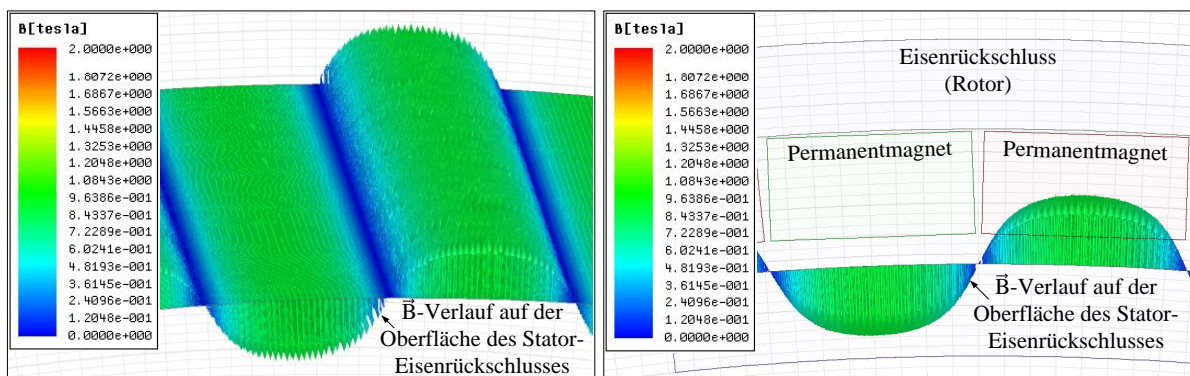


Abbildung 4.17: Magnetische Flussdichte auf der Oberfläche des Eisenrückschlusses

Wird genau ein Polpaarwinkel $\varphi_{PM}=360^\circ/46=7,83^\circ$ betrachtet und über diesen die magnetische Flussdichte innerhalb des Radius $160,5\text{ mm} < r < 145\text{ mm}$ abgebildet, entsteht die in der folgenden Abbildung 4.18 dargestellte Fläche. In dieser ist der Streufluss zwischen zwei benachbarten magnetischen Polen deutlich zu erkennen. Des Weiteren sind in Abbildung 4.18 die lokalen Bereiche mit der höchsten magnetischen Flussdichtekonzentration im Eisenrückschluss des Rotors und des Stators zu erkennen. Neben den Bereichen mit hoher Flussdichtekonzentration sind auch jene zu erkennen, die von der magnetischen Flussdichte nur sehr schwach durchflutet werden.

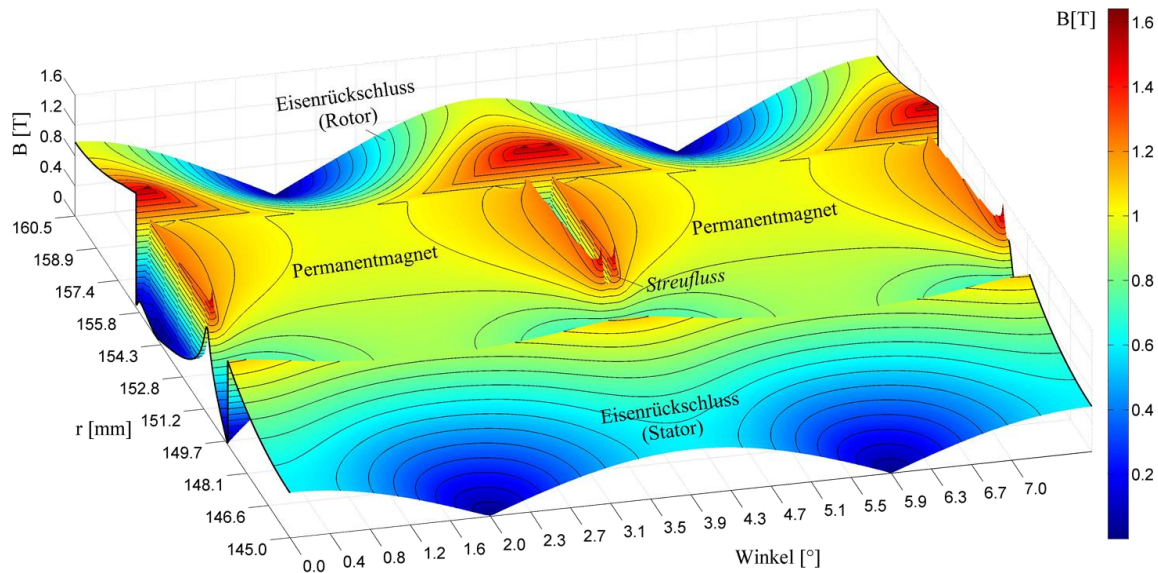


Abbildung 4.18: Flächendarstellung der magnetischen Flussdichte

Die zyklisch bestromte Luftspaltwicklung erzeugt eine sehr geringe magnetische Spannung, welche den Verlauf der magnetischen Flussdichte im Rotor-Eisenrückschluss nicht wesentlich beeinflusst. Im Sinne des Leichtbaus kann somit in den Bereichen mit geringer magnetischer Flussdichtekonzentration zusätzlich Eisenmaterial eingespart werden. Grundsätzlich ist zu erkennen, dass der magnetische Kreis einen schlichten geometrischen Aufbau besitzt und aufgrund der geringen Wandstärken der Eisenrückschlüsse ein erhebliches Leichtbaupotential aufweist. Im Vergleich zu herkömmlichen elektrischen Maschinen kann somit die Eisenverlustleistung reduziert und die Masse verringert werden.

Um den quantitativen Einfluss einer bestromten Luftspaltwicklung auf einen magnetischen Kreis zu analysieren, werden nachfolgend vier Pfade untersucht. Diese sind in der folgenden Abbildung 4.19 im Gesamtbild (links) sowie Pfad 4 im Detailbild (rechts) dargestellt.

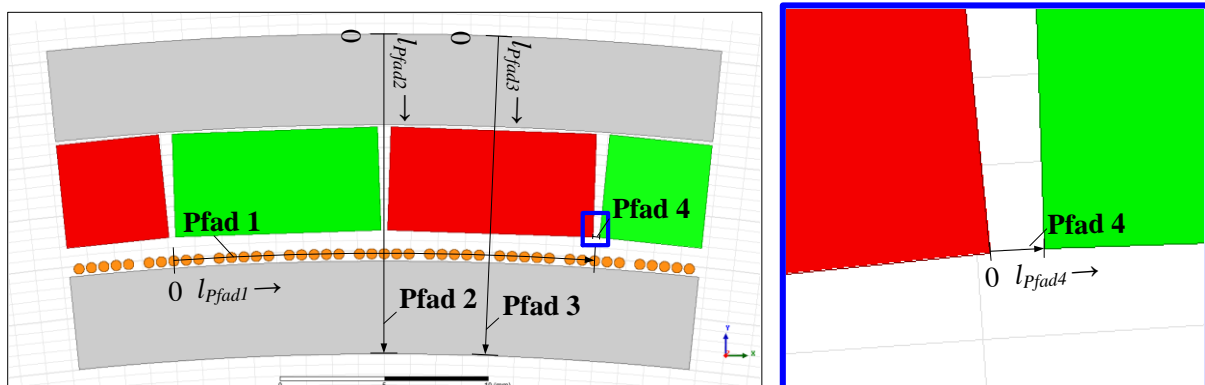


Abbildung 4.19: Pfad 1-4 (links), Pfad 4 im Detailbild (rechts)

Entlang dieser Pfade wird die magnetische Flussdichte für eine stromlose und stromführende Luftspaltwicklung verglichen. Die vier Pfade sind folgendermaßen definiert:

- **Pfad 1:** entspricht der Bogenlänge l_{Pfad1} über dem Winkel eines magnetischen Polpaars $2\varphi_{PM}$ und ist auf dem Radius r_{Ph} entlang der Mittelpunkte der Phasenrundleiter angeordnet,
- **Pfad 2:** entspricht der Strecke l_{Pfad2} zwischen dem Eisenrückschluss des Rotors und dem des Stators, weist eine radiale Orientierung zum Drehmittelpunkt der elektrischen Radnabenmaschine auf und ist exakt zwischen zwei magnetischen Polen angeordnet,
- **Pfad 3:** entspricht der Strecke l_{Pfad3} zwischen dem Eisenrückschluss des Rotors und dem des Stators, weist eine radiale Orientierung zum Drehmittelpunkt der elektrischen Radnabenmaschine auf und ist exakt in der Mitte eines magnetischen Poles angeordnet,
- **Pfad 4:** entspricht der Bogenlänge l_{Pfad4} über dem Winkel zwischen zwei magnetischen Polen und ist auf dem Radius des geringsten Abstands dieser Magnetpole angeordnet.

Sowohl die elektrische Stromstärke als auch der Relativwinkel zwischen Rotor und Stator besitzen einen Einfluss auf die magnetische Spannung. Im Folgenden werden die maximalen elektrischen Stromstärken von ± 100 A und der in Abbildung 4.11 dargestellte maximale Winkelversatz zwischen Rotor und Stator analysiert. Letzterer repräsentiert jenen Zustand, bei dem zwei aktiv bestromte Phasen von einer symmetrischen magnetischen Flussdichte durchflutet werden. Der elektrische Strom wird sowohl für eine positive (Linkslauf) als auch negative Stromstärke (Rechtslauf) in den zwei aktiven Phasen untersucht. Jede Phase setzt sich aus fünf Phasenleitern zusammen, die innerhalb des Luftspaltes parallel verschaltet sind und somit identische elektrische Stromstärken von ± 20 A aufweisen. Die stromführenden Phasen besitzen je nach Orientierung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt entweder eine positive oder eine negative Stromdichte J . In jedem der fünf Rundleiter mit dem Durchmesser $h_{Ph}=0,5$ mm, lautet der Betrag der Stromdichte $|J|$ demnach:

$$|J| = \frac{I}{\pi \cdot (0,5 \cdot h_{Ph})^2} = 1,0191 \cdot 10^8 \frac{A}{m^2}. \quad 4.19$$

Wie bereits im Abschnitt 4.4.1 erläutert wurde, befindet sich die stromfreie Phase zwischen zwei Permanentmagneten, um so den Vorzeichenwechsel der magnetischen Flussdichte zu überbrücken. In Abbildung 4.20 sind die alternierenden Stromdichten der stromführenden Phasen V und W dargestellt.

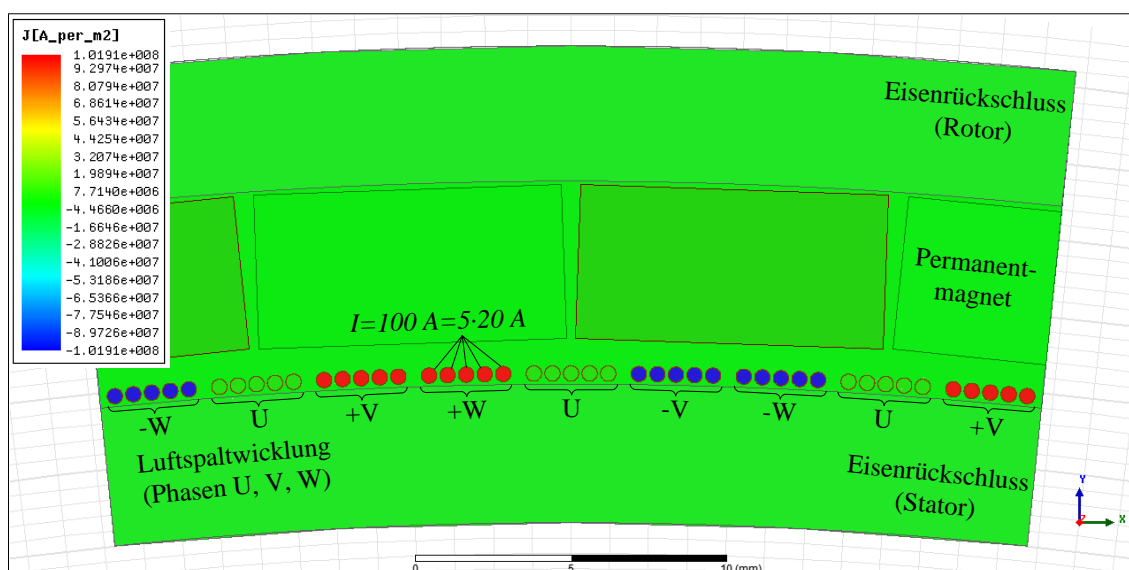


Abbildung 4.20: Alternierende elektrische Stromdichte

Pfad 1

Das Ergebnis der simulierten magnetischen Flussdichte entlang Pfad 1 ist in der folgenden Abbildung 4.21 über exakt einem Polpaar dargestellt. Der Betrag des Minimums bei $l_{\text{Pfad1}}=5,14 \text{ mm}$ entspricht dem des Maximums bei $l_{\text{Pfad1}}=15,35 \text{ mm}$ und lautet $|B_{\text{min}}|=B_{\text{max}}=888,18 \text{ mT}$. Der quadratische Mittelwert des nichtlinearen periodischen Verlaufs beträgt $B_{\text{eff}}=714,13 \text{ mT}$.

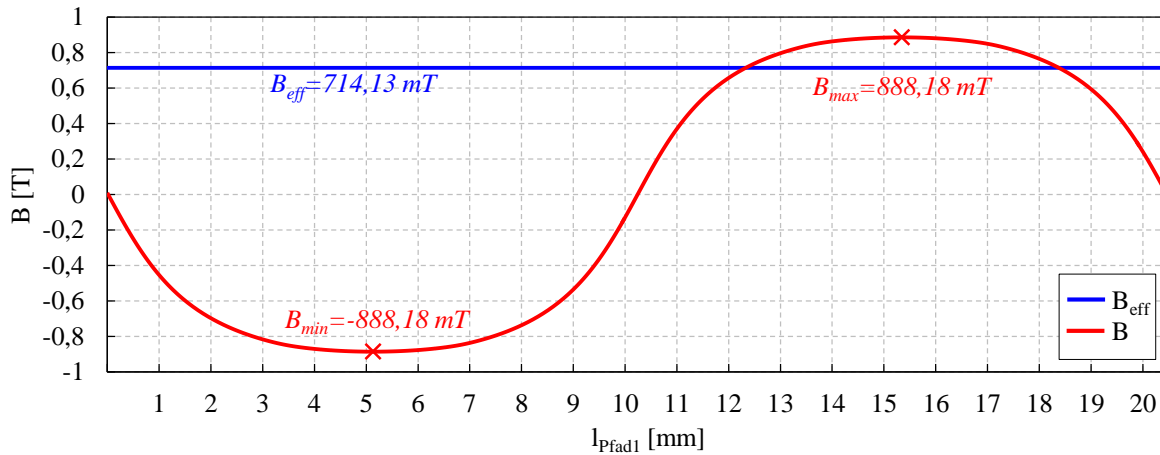


Abbildung 4.21: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 1 für eine unbestromte LSW

Werden nun die Phasen V und W jeweils mit 100 A bzw. -100 A korrespondierend zur Polarisierung der magnetischen Pole bestromt, wird der Verlauf der magnetischen Flussdichte entlang Pfad 1 beeinflusst. Das FEM-Simulationsergebnis für eine Luftspaltwicklung (LSW) mit 0 A, 100 A, und -100 A ist in der folgenden Abbildung 4.22 dargestellt.

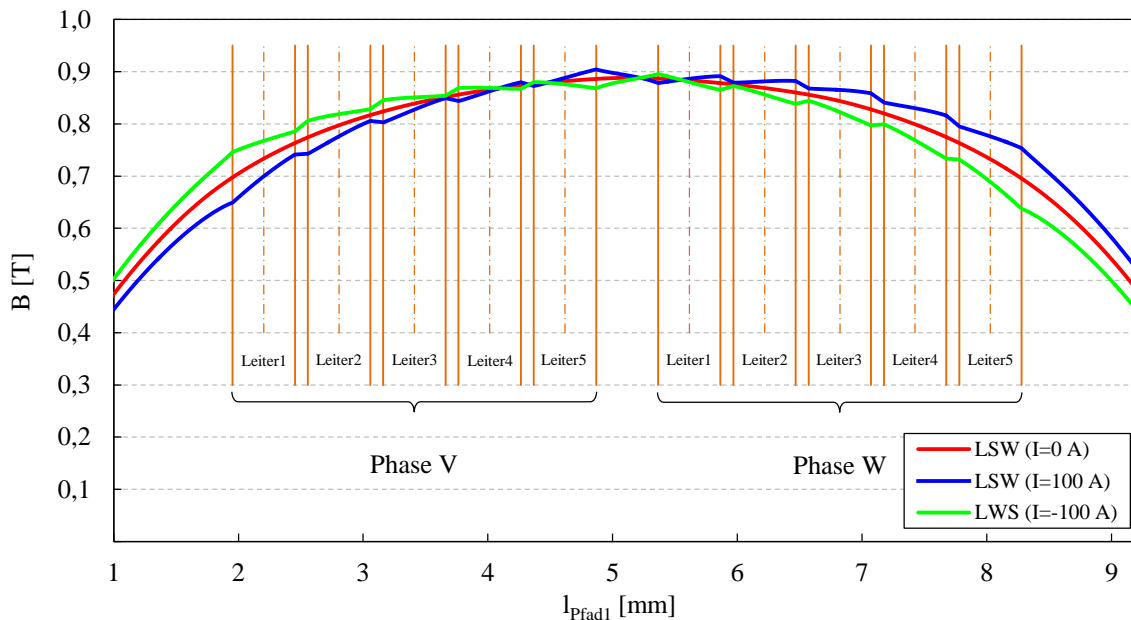


Abbildung 4.22: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 1

Es ist deutlich zu erkennen, dass eine Verschiebung des magnetischen Flussdichteverlaufs stattfindet. Diese weist für eine mit 100 A und eine mit -100 A bestromte Luftspaltwicklung entgegengesetzte Orientierung auf. Die Ursache liegt darin, dass eine Wechselwirkung zwischen den magnetischen Feldern der Permanentmagneten und der stromdurchflossenen elektrischen Leiter stattfindet. Die Orientierung der permanenterragten magnetischen Flussdichte im Luftspalt besitzt einen radial zur Rotationsachse ausgerichteten Verlauf. Die magnetische Flussdichte der stromdurchflossenen elektrischen Leiter weist

eine Orientierung gemäß der sog. „Rechte-Hand-Regel“ auf. Es entsteht um jeden elektrischen Leiter ein individuelles magnetisches Feld sowie um den gesamten Leiterverbund ein geschlossenes Magnetfeld. Die aktiv bestromten Phasenleiter weisen unter jedem magnetischen Pol dieselbe Orientierung auf und liegen im Luftspalt direkt nebeneinander. Aus diesem Grund kommt es zu einer Verschiebung des magnetischen Flussdichteverlaufs. Ein positiver Stromfluss erzeugt eine Rechtsverschiebung und ein negativer Stromfluss eine Linksverschiebung. Des Weiteren ist der Abbildung 4.22 zu entnehmen, dass der Anstieg des magnetischen Flussdichteverlaufs zwischen den Kupferrundleitern und innerhalb der Kupferrundleiter stark voneinander abweicht. Der Verlauf der magnetischen Flussdichte ist für eine mit 100 A bestromte Luftspaltwicklung zunächst geringer als der für eine stromlose Luftspaltwicklung. Nach jedem Materialwechsel zwischen den fünf Kupferrundleitern und den mit Luft gefüllten Zwischenräumen ist eine Unstetigkeitsstelle zu erkennen. Der Anstieg ist innerhalb der Leiter 1-5 für Phase V anfangs positiv und größer als der in den vier Luftspalten zwischen diesen, siehe Abbildung 4.22. Die Ursache liegt darin, dass die Feldbeeinflussung innerhalb der stromführenden Kupferrundleiter sehr viel stärker ist als im Luftspalt. Die radiale Orientierung der permanenterregten magnetischen Flussdichte im Luftspalt wird durch das elektrisch erregte magnetische Feld, mit einer parallel zur Rotationsachse ausgerichteten Orientierung gemäß der sog. „Rechte-Hand-Regel“, geringfügig verändert. Dieses charakteristische Verhalten kehrt sich für eine entgegengesetzte Stromstärke in den jeweiligen Leitern um.

Pfad 2

Das FEM-Simulationsergebnis der magnetischen Flussdichte entlang Pfad 2 ist in der folgenden Abbildung 4.23 für eine mit 0 A, 100 A und -100 A bestromte Luftspaltwicklung dargestellt.

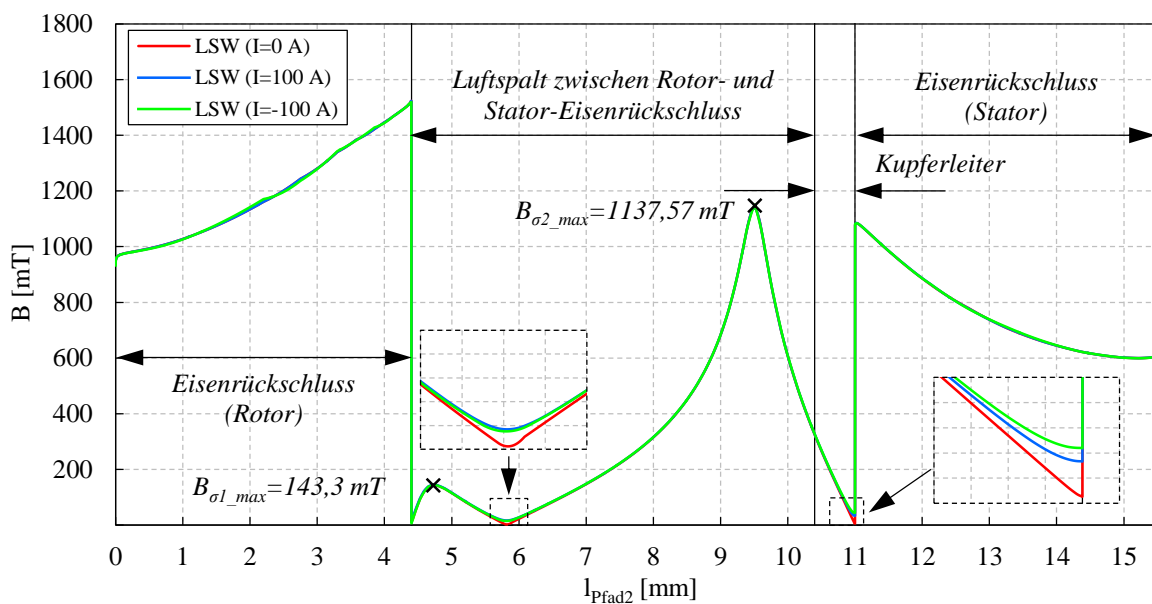


Abbildung 4.23: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 2

Innerhalb der vier betrachteten Reluktanzen entlang Pfad 2 ist ein unstetiger Verlauf der magnetischen Flussdichte zu erkennen. Der Maximalwert im Eisenrückschluss des Stators ist deutlich geringer als der im Eisenrückschluss des Rotors. Dies bedeutet, dass in Abhängigkeit von der magnetischen Sättigungsflussdichte die Wandstärke des Stator-Eisenrückschlusses schwächer dimensioniert werden kann als die des Rotor-Eisenrückschlusses. Des Weiteren sind im Luftspalt zwischen zwei Permanentmagneten zwei magnetische Streuflüsse zu erkennen. Der Erste befindet sich zwischen $4,4 \text{ mm} < l_{\text{Pfad2}} < 5,8 \text{ mm}$ und besitzt bei $l_{\text{Pfad2}} = 4,75 \text{ mm}$ ein Maximum von $B_{\sigma 1_{\text{max}}} = 143,3 \text{ mT}$. Dieser entsteht aufgrund des geringen

Abstandes zwischen den Permanentmagneten und dem Rotor-Eisenrückschluss und ist im Vergleich zum zweiten Streufluss zwischen $5,8 \text{ mm} < l_{\text{Pfad2}} < 11 \text{ mm}$ deutlich geringer. Das Maximum des zweiten magnetischen Streuflusses befindet sich bei $l_{\text{Pfad2}}=9,51 \text{ mm}$ und beträgt $B_{\sigma2_max}=1137,57 \text{ mT}$. Das durch den elektrischen Phasenstrom bewirkte Magnetfeld besitzt nahezu keinen merklichen Einfluss auf den Verlauf der magnetischen Flussdichte entlang Pfad 2. Geringfügige qualitative und quantitative Abweichungen entstehen zwischen den zwei magnetischen Streuflüssen sowie beim Übergang zwischen den Reluktanzen Luftspalt und Stator-Eisenrückschluss, siehe Detailbilder in Abbildung 4.23.

Pfad 3

Das FEM-Simulationsergebnis der magnetischen Flussdichte entlang Pfad 3 ist in der folgenden Abbildung 4.24 für eine Luftspaltwicklung mit 0 A, 100 A und -100 A dargestellt. Zunächst ist zu erkennen, dass innerhalb der Eisenrückschlüsse ein nahezu lineares Verhalten vorliegt. Die magnetische Flussdichte beträgt bei $l_{\text{Pfad3}}=0 \text{ mm}$ und bei $l_{\text{Pfad3}}=15,5 \text{ mm}$ annähernd 0 T. In diesen Bereichen kann im Sinne des Leichtbaus lokal Eisenmaterial eingespart werden. Der Unterschied zwischen einer bestromten und einer unbestromten Luftspaltwicklung ist relativ gering. Exemplarisch ist dieser in Abbildung 4.24 für den Bereich des Luftspalts qualitativ dargestellt.

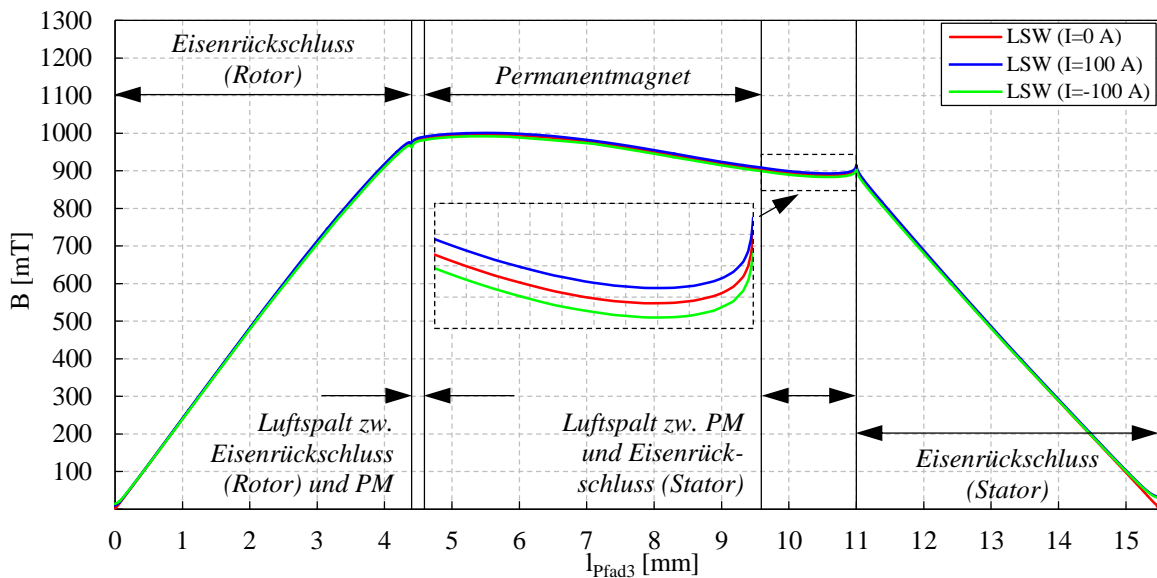


Abbildung 4.24: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 3

Die Differenz zwischen 0 A und 100 A sowie zwischen 0 A und -100 A beträgt im Bereich des Luftspalts im Mittel 4,69 mT. Der Einfluss des maximalen elektrischen Dauerstroms auf die magnetische Flussdichte ist demzufolge sehr gering. Das magnetische Feld innerhalb des Rotors verändert sich kaum und kann in erster Näherung als konstant angesehen werden.

Pfad 4

Entlang des vierten analysierten Pfads ist der Verlauf des magnetischen Streuflusses zwischen zwei angrenzenden Permanentmagneten zu erkennen. In der folgenden Abbildung 4.25 ist dieser für eine stromlose sowie für eine mit 100 A und -100 A bestromte Luftspaltwicklung dargestellt. Das Minimum des magnetischen Streuflusses beträgt bei einer stromlosen Luftspaltwicklung 1140,6 mT. Des Weiteren ist der Abbildung 4.25 zu entnehmen, dass sich das Minimum nur sehr geringfügig verändert wenn ein elektrischer Stromfluss von 100 A bzw. -100 A in der Luftspaltwicklung vorhanden ist. Diese minimale

Verschiebung liegt jedoch im Bereich der Simulationsgenauigkeit, so dass eine exakte Quantifizierung nicht möglich ist.

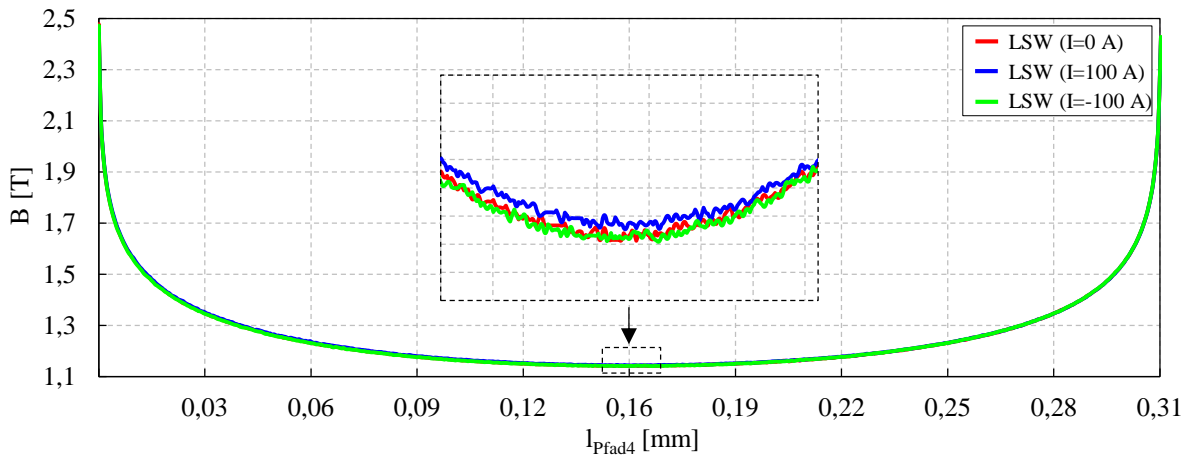


Abbildung 4.25: Magnetische Flussdichte entlang Pfad 4

Zusammenfassend konnte mit Hilfe dieser Pfadanalyse festgestellt werden, dass die magnetische Wechselwirkung zwischen der permanenterregten magnetischen Flussdichte, erzeugt durch Dauermagnete, und der elektrisch erregten Flussdichte, erzeugt durch den elektrischen Stromfluss in der Luftspaltwicklung, sehr gering ist. Qualitative und quantitative Abweichungen treten zwar vereinzelt auf, beeinflussen jedoch nicht merklich den Verlauf der magnetischen Flussdichte und somit die elektromechanische Leistungswandlung. Die magnetische Durchflutung der elektrischen Radnabenmaschine wird daher hauptsächlich durch die magnetische Quellspannung der Permanentmagneten bewirkt. Elektrische Wirbelströme im Rotor-Eisenrückschluss und in den Permanentmagneten können somit ausgeschlossen werden.

4.5.2 Transienter Magnetkreis

In diesem Abschnitt werden die induzierte Spannung und die magnetische Flussdichte in Abhängigkeit vom Rotationswinkel $\varphi(t)$ simuliert. Diesbezüglich wird ein 3D-FEM-Modell verwendet, das aus zwei Eisenrückschlüssen, zwei Permanentmagneten und sechs Phasenleitern mit je fünf Kupferrundleitern besteht. Der Rotor des Modells kann definiert in Bewegung versetzt werden. In der folgenden Abbildung 4.26 ist das in ANSYS/Maxwell erstellte 3D-FEM-Modell dargestellt. Die geometrischen Abmessungen stimmen mit dem Aufbau in Abbildung 4.11 überein.

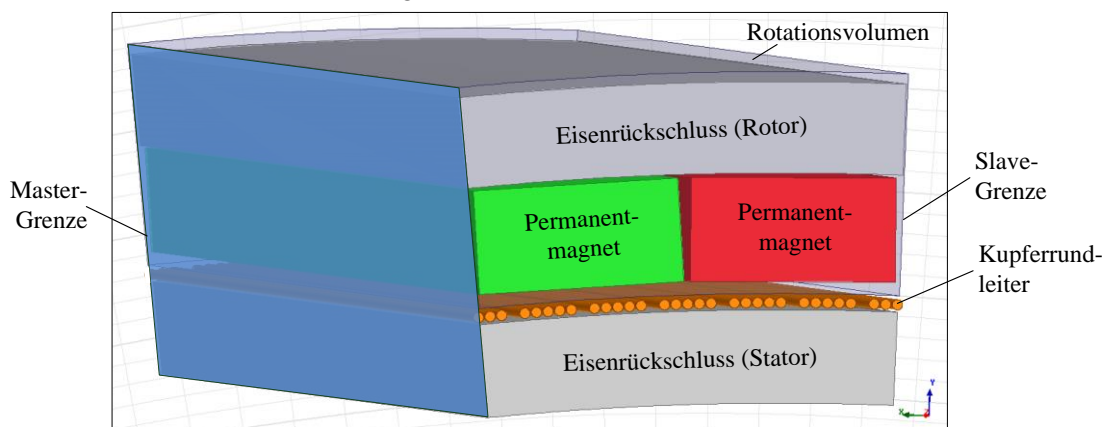


Abbildung 4.26: Transientes 3D-FEM-Modell

Um ein transientes 3D-FEM-Modell zu erzeugen, muss ein Rotationsvolumen definiert werden. Sämtliche Volumenkörper innerhalb dieses Volumens unterliegen einer konstanten Winkelgeschwindigkeit. Die symmetrische Verteilung der 92 magnetischen Kreise ermöglicht es, nur einen Teilausschnitt des Gesamtmodells zu untersuchen. Dies ist in ANSYS/Maxwell durch das Setzen von sog. „Master-“ und „Slave-Boundaries“ möglich. Die jeweiligen Grenzen werden hierbei durch Ebenen definiert. An der Master-Grenze wird das Modell mit der Slave-Grenze periodisch fortgeführt, siehe Abbildung 4.26. Folglich kann ausschließlich ein rotationssymmetrischer Teilausschnitt simuliert werden.

Exemplarisch soll der Verlauf der induzierten Spannung $e(\varphi)$ für eine konstante Winkelgeschwindigkeit von $\omega=100 \text{ rad/s}$ betrachtet werden. Nach dem Induktionsgesetz wird die Amplitude der Induktionsspannung mit steigendem ω größer. Die Nullstellen sind jedoch ausschließlich vom Magnetwinkel φ_{PM} abhängig und bleiben stets konstant. In der folgenden Abbildung 4.27 ist das FEM-Simulationsergebnis des Verlaufs von $e(\varphi)$ für eine Kommutierungsperiode, d.h. über zwei Magnetwinkel $2\varphi_{PM}$, dargestellt. Der Betrag des Minimums entspricht nahezu dem des Maximums und lautet $|e_{min}| \approx e_{max} = 122,12 \text{ V}$. Der Effektivwert beträgt $e_{eff} = 100,05 \text{ V}$ und charakterisiert den Gleichspannungsmittelwert der simulierten elektrischen Wechselspannung.

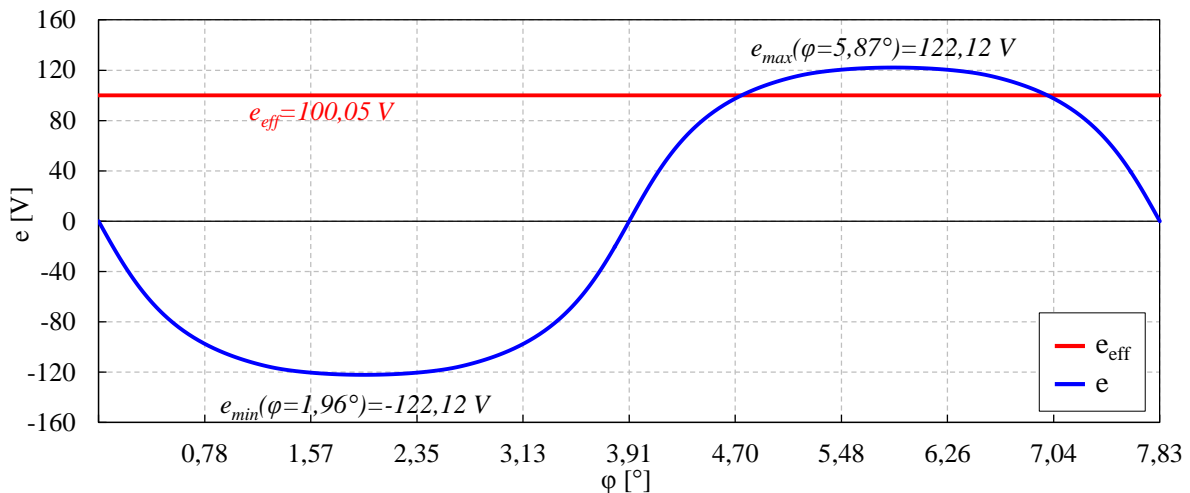


Abbildung 4.27: Simulierter Verlauf der induzierten Spannung

Um eine stationäre Kennlinie über den gesamten Drehzahlbereich zu erhalten, wurde die Winkelgeschwindigkeit von 0 rad/s bis 200 rad/s mit einer Schrittweite von 20 rad/s variiert und jeweils die induzierte Spannung simuliert. Diesbezüglich wurde ein Polpaarwinkel mit 2200 Stützstellen aufgelöst. Daraus konnten dann die Effektivwerte berechnet werden. In der folgenden Abbildung 4.28 ist der interpolierte Verlauf der Gleichspannungsmittelwerte für zwei in Reihe geschaltete Phasen dargestellt.

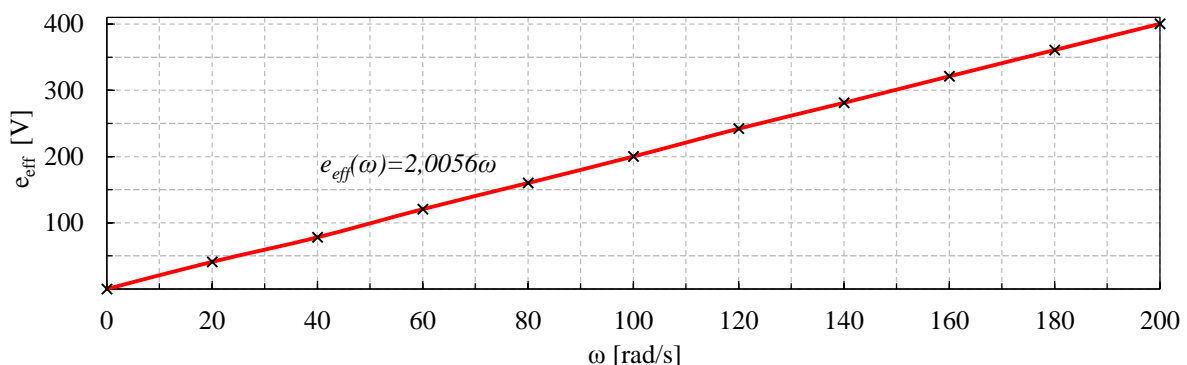


Abbildung 4.28: Induktionsspannung in Abhängigkeit von ω

Die lineare Regression des interpolierten Verlaufs besitzt die Funktion $e_{\text{eff}}(\omega) = 2,0056\omega$. Das Ergebnis zeigt, dass mit dem geometrischen Aufbau und den verwendeten Materialien ein Magnetkreis vorliegt, der die geforderte Winkelgeschwindigkeit von $\omega = \pm 209,43 \text{ rad/s}$ weitestgehend abdecken kann. Bei $\omega = 199,44 \text{ rad/s}$ werden demnach $e_{\text{eff}} = 400 \text{ V}$ in die Luftspaltwicklung induziert und wirken gemäß der Lenzschen Regel der elektrischen Spannungsquelle entgegen. Diesbezüglich ist jedoch zu erwähnen, dass aufgrund der vorhandenen elektrischen Phasenwiderstände ein gewisses Spannungspotential benötigt wird, um den elektrischen Dauerstrom von 100 A treiben zu können, siehe dazu Abschnitt 5.1.2.

Anhand des nichtlinearen periodischen Verlaufs in Abbildung 4.27 kann der Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte berechnet werden. Das Faradaysche Induktionsgesetz besagt, dass die induzierte Spannung e von der Länge des Leiters l , der effektiven magnetischen Flussdichte \hat{B} (bezogen auf die Leitergeometrie) und der Translationsgeschwindigkeit v abhängig ist. Wird v durch ω mit $v = \omega \cdot r$ substituiert, ist e folgendermaßen zu berechnen:

$$e = l \cdot v \cdot \hat{B} = l \cdot \omega \cdot r \cdot \hat{B}. \quad 4.20$$

Da der Verlauf von e bekannt ist, l und r konstante geometrische Größen sind und $\omega = 100 \text{ rad/s}$ beträgt, kann somit die effektive magnetische Flussdichte bezogen auf die Leitergeometrie berechnet werden. Eine weitere Möglichkeit diese zu bestimmen, kann durch Integration der magnetischen Flussdichte über die gesamte Querschnittsfläche eines Phasenleiters in jedem diskreten Simulationsschritt erfolgen. Dieses ist jedoch sehr zeitaufwendig, da transiente FEM-Simulationen eine genügend feine Diskretisierung benötigen, um eine numerische Interpolation mit hoher Güte zu erhalten. In der folgenden Abbildung 4.29 ist der Verlauf der magnetischen Flussdichte B (blaue Linie), bezogen auf den Mittelpunkt des Leiters, und der simulierte Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte \hat{B} (rote Linie), bezogen auf die Geometrie eines Phasenleiters, dargestellt.

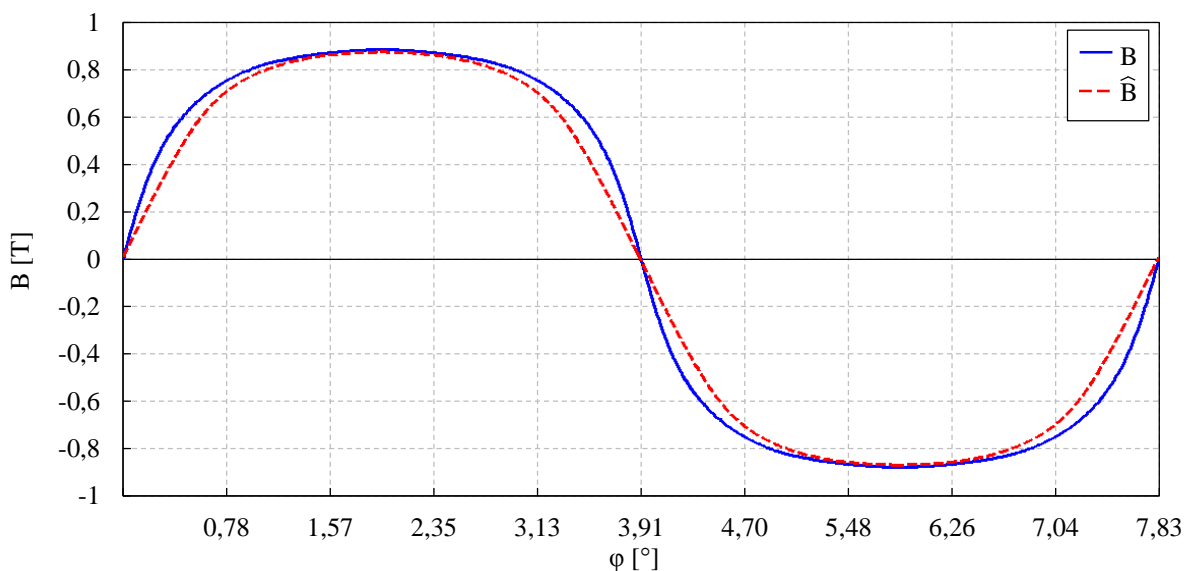


Abbildung 4.29: Magnetische Flussdichte und effektive magnetische Flussdichte [8]

Der Vergleich zeigt deutlich, dass die Maxima beider Verläufe nahezu gleich groß sind und die Nullstellen exakt übereinstimmen. Ein nicht zu vernachlässigender Unterschied ist jedoch in der insgesamt zur Verfügung stehenden magnetischen Flussdichte zu erkennen. Die Fläche unter dem Verlauf von \hat{B} ist deutlich kleiner als die unter dem Verlauf von B . Das Verhalten der elektrischen Radnabenmaschine wird daher maßgeblich durch die Leitergeometrie beeinflusst. Für die Modellierung der elektromechanischen Wandlung wird daher stets die effektive magnetische Flussdichte verwendet.

4.5.3 Selbst- und Gegeninduktivität

Es gibt verschiedene Ansätze für die analytische Berechnung von Selbst- und Gegeninduktivitäten elektrischer Leiter. Aufgrund der speziellen Geometrie des entwickelten magnetischen Kreises entsteht jedoch ein gesonderter Fall, der nicht ohne weiteres auf ein bestehendes analytisches Modell adaptiert werden kann. Jede Phase setzt sich aus mehreren parallelen Phasenleitern zusammen, die kreisrund auf dem Stator-Eisenrückschluss angeordnet sind. Daraus resultieren zahlreiche ineinander versetzte Leiterschleifen. Des Weiteren besitzt der Stator-Eisenrückschluss einen erheblichen Einfluss auf die Induktivität. Die Ursache liegt darin, dass die Permeabilitätszahlen zwischen dem Eisenmaterial im Rückschluss und dem Medium Luft im Luftspalt stark voneinander abweichen. Die magnetische Flussdichte weist somit einen ungleichen Verlauf in beiden Reluktanzen auf. Aufgrund der zuvor genannten Gründe wurde ein Ersatzmodell in ANSYS/Maxwell erstellt, mit dem sowohl die Selbst- als auch die Gegeninduktivitäten der nutenlosen Luftspaltwicklung sehr genau berechnet werden können.

Das Ersatzmodell besteht aus einer Leiterschleife und einem geblechten Eisenrückschluss. Es werden fünf Rundleiter betrachtet, die jeweils einen Durchmesser von $\varnothing 0,5$ mm aufweisen. Die Leiterschleife ist auf dem geblechten Eisenrückschluss appliziert, besitzt abgewinkelte Wickelköpfe und erstreckt sich über einem Magnetwinkel φ_{PM} . In jedem Leiter fließt ein elektrischer Gleichstrom von 20 A. Der parallel ausgerichtete elektrische Stromfluss in den fünf Leitern erzeugt ein magnetisches Feld, welches die Fläche A_L der Leiterschleife durchsetzt. In der folgenden Abbildung 4.30 ist das geometrische Modell der Leiterschleife (links) und die von der magnetischen Flussdichte durchsetzte Fläche der Leiterschleife (rechts) dargestellt.

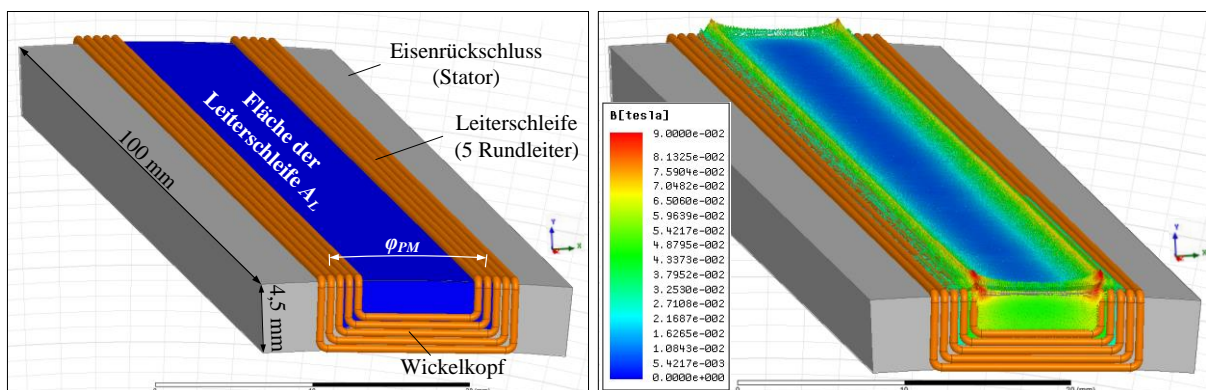


Abbildung 4.30: Modell der Leiterschleife (links), durchflutete Fläche (rechts)

Werden die Normalvektoren der magnetische Flussdichte \vec{B}_N über die Fläche der Leiterschleife integriert, ist der magnetische Fluss Φ_L bekannt. Mit Hilfe der in ANSYS/Maxwell implementierten Funktionen zur Feldberechnungen wurde folgendes Integral numerisch gelöst:

$$\Phi_L = \int \vec{B}_N d\vec{A}_N = 10,8259 \mu\text{Wb}. \quad 4.21$$

Aus Φ_L und der Anzahl der magnetischen Kreise kann der verkettete magnetische Fluss Ψ_{Ph} einer Phase bestimmt werden. Pro Phase werden aufgrund der entwickelten mäanderförmigen Struktur insgesamt 92 Leiterschleifen erzeugt. Die Anzahl der Leiterschleifen entspricht demnach der Anzahl der Permanentmagnete p , siehe Abschnitt 4.5.1. Der verkettete magnetische Fluss einer Phase beträgt somit:

$$\Psi_{Ph} = \Phi_L \cdot p = 995,9808 \mu\text{Wb}. \quad 4.22$$

Schließlich kann somit die Selbstinduktivität einer Phase berechnet werden. Der Quotient zwischen dem verketteten magnetischen Fluss und dem elektrischen Strom entspricht der Phaseninduktivität L_{Ph} einer Phase. Das Ergebnis lautet:

$$L_{Ph} = \frac{\Psi_{Ph}}{I} = \frac{\Phi_{L \cdot P}}{I} = \frac{995,9808 \mu Wb}{100 A} = 9,9598 \mu H. \quad 4.23$$

Für zwei Phasen L_{PhPh} , die in einer Sternschaltung nach Abschnitt 4.3.2 miteinander verbunden sind, beträgt die Induktivität demnach:

$$L_{PhPh} = 2L_{Ph} = 19,9196 \mu H. \quad 4.24$$

Die drei Phasen der Wicklung werden im Luftspalt direkt nebeneinander angeordnet. Durch diese räumliche Nähe der Leiter tritt zwischen den Phasen eine magnetische Kopplung auf, die als Gegeninduktivität bezeichnet wird. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus der Luftspaltwicklung (siehe Abschnitt 4.3.1) ist die Kopplung zwischen den direkt angrenzenden Phasen gleich groß, d.h. es entsteht eine identische Gegeninduktivität. In dem zuvor erstellten 3D-FEM-Modell kann durch das Verschieben der Fläche A_L um exakt einen Phasenwinkel $\varphi_{Ph}=1,3043^\circ$, die Gegeninduktivität G der räumlich benachbarten Leiterschleife bestimmt werden. Nach dem Integrieren der Normalvektoren von \vec{B}_N über die nun rotierte Fläche A_L , beträgt der magnetische Fluss $\Phi_{G_L}=2,2868 \mu Wb$ sowie der verkettete magnetische Fluss $\Psi_{G_Ph}=210,3830 \mu Wb$. Daraus folgt für G :

$$G = \frac{\Psi_{G_Ph}}{I} = \frac{\Phi_{G_L \cdot P}}{I} = \frac{210,3830 \mu Wb}{100 A} = 2,1038 \mu H. \quad 4.25$$

Wird die Fläche der Leiterschleife in die entgegengesetzte Richtung rotiert, d.h. um den Phasenwinkel $\varphi_{Ph}=-1,3043^\circ$, lautet die berechnete Gegeninduktivität ebenfalls $G=2,1038 \mu H$. Die Ursache liegt darin, dass die von der magnetischen Flussdichte durchsetzte Fläche für beide Leiterschleifen gleich groß ist. In der folgenden Abbildung 4.31 ist die von der magnetischen Flussdichte durchsetzte Fläche der Leiterschleife A_L für die Bestimmung der Selbstinduktivität (mittig) und für die Bestimmung der Gegeninduktivitäten (links, rechts) dargestellt.

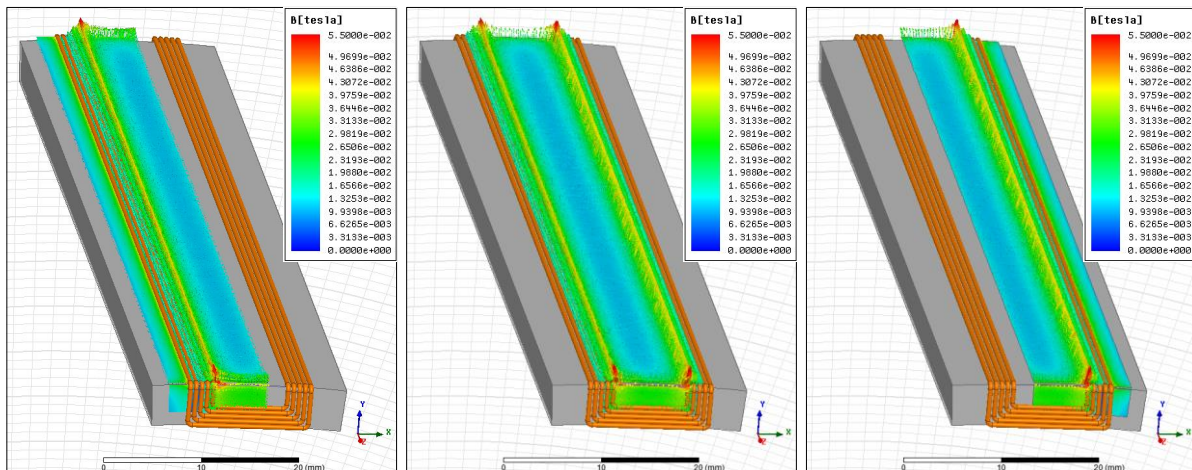


Abbildung 4.31: Bestimmung der Selbst- (mittig) und Gegeninduktivitäten (links, rechts)

Grundsätzlich ist festzuhalten, dass das Verhältnis zwischen Selbst- und Gegeninduktivität für die ausgelegte dreiphasige Luftspaltwicklung 1:0,21 beträgt. Des Weiteren sind sämtliche Gegeninduktivitäten zwischen den Phasen gleich groß. Das Ergebnis lässt eine Drehmomentwandlung mit sehr hoher Dynamik vermuten.

4.5.4 Wirbelstromverlustleistung

In elektrischen Maschinen werden während der elektromechanischen Wandlung räumliche Wirbelströme erzeugt. Wie bereits erläutert wurde, ist der Einfluss einer stromführenden Luftspaltwicklung auf die magnetische Durchflutung verhältnismäßig gering. Das magnetische Feld kann demnach innerhalb der Rotor-Baugruppe als konstant angesehen werden. Ab einer Winkelgeschwindigkeit von $\omega > 0 \text{ rad/s}$ wird sowohl in der aus Kupfer bestehenden nutenlosen Luftspaltwicklung als auch im Eisenrückschluss des Stators eine elektrische Spannung nach dem Faradayschen Induktionsgesetz induziert. Dies hat zur Folge, dass sich in beiden elektrisch leitfähigen Volumenkörpern räumliche Wirbelströme ausbilden. Mit Hilfe des in ANSYS/Maxwell implementierten Löser für elektrische Wirbelströme konnten diese simuliert und in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit dargestellt werden. Diesbezüglich wurde das identische 3D-Modell aus Abschnitt 4.5.2 verwendet. Der Stator-Eisenrückschluss besteht aus isolierten Einzelblechen, die eine gängige Blechdicke von 0,5 mm aufweisen. Es wurden exemplarisch die Materialeigenschaften des Elektroblechs M250-50A nach [71] verwendet, um den Stator-Eisenrückschluss zu parametrieren. Das Datenblatt des Elektroblechs ist im Anhang A hinterlegt.

In der verwendeten ANSYS/Maxwell Version 15.0.0 ist es für transiente Simulationen nicht möglich, die Wirbelstromverlustleistung in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit als Funktionsgraph auszugeben. Aus diesem Grund wurde die Winkelgeschwindigkeit zwischen 10 rad/s und 210 rad/s, mit einer Schrittweite von 10 rad/s, variiert. Des Weiteren wurde exakt ein Polpaarwinkel durch 200 Stützstellen diskretisiert und in jeder einzelnen Stützstelle die Wirbelstromverlustleistung in der Luftspaltwicklung und im Stator-Eisenrückschluss quantifiziert. Diesbezüglich wurden die Ohmschen Verluste über das Volumen der betrachteten Körper integriert. Anschließend konnte daraus die gemittelte Wirbelstromverlustleistung über den gesamten Umfang des Radnabenmotors berechnet und ein interpolierter Verlauf von der Wirbelstromverlustleistung P_W in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit ω erstellt werden. In der folgenden Abbildung 4.32 sind die Ohmschen Verluste, erzeugt durch elektrische Wirbelströme, innerhalb eines diskreten Simulationsschrittes auf der Oberfläche des Stator-Eisenrückschlusses (links) und auf der Querschnittsfläche eines Rundleiters (rechts) qualitativ dargestellt.

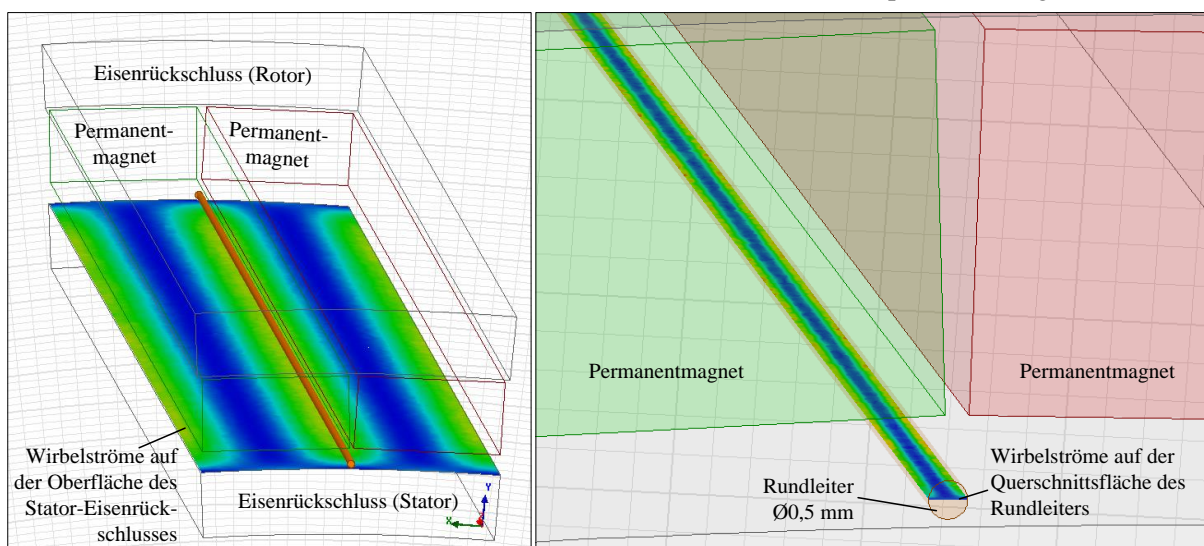


Abbildung 4.32: Ohmsche Verluste (qualitativ) auf der Oberfläche des Eisenrückschlusses (links), auf der Querschnittsfläche eines Leiters (rechts)

Die interpolierten Verläufe von der Wirbelstromverlustleistung des Stator-Eisenrückschlusses P_{W_StFe} , der dreiphasigen Luftspaltwicklung P_{W_LSW} und der Gesamtwirbelstromverlustleistung P_W sind in der folgenden Abbildung 4.33 in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit dargestellt.

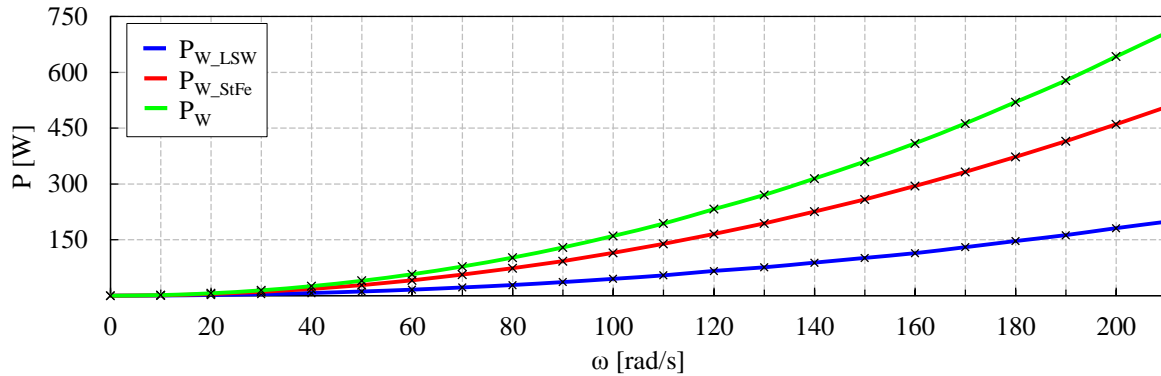


Abbildung 4.33: Wirbelstromverlustleistung in Abhängigkeit von ω

Die Funktionsgraphen in Abbildung 4.33 besitzen einen annähernd quadratischen Verlauf. Dieser deckt sich mit den empirisch ermittelten Formeln wie z.B. der Steinmetz-Formel (siehe Gleichung 3.8) und der in der Literatur beschriebenen quadratischen Abhängigkeit zwischen P_W und der Frequenz eines magnetischen Wechselfeldes [43]. Werden die interpolierten Verläufe durch ein Polynom zweiter Ordnung angenähert, folgt daraus für $P_{W_LSW}(\omega)$:

$$\frac{P_{W_LSW}(\omega)}{W} = \frac{\omega^2 \cdot 4,5048 \cdot 10^{-3}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}} + \frac{\omega \cdot 1,7044 \cdot 10^{-3}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}} \quad 4.26$$

und für $P_{W_StFe}(\omega)$:

$$\frac{P_{W_StFe}(\omega)}{W} = \frac{\omega^2 \cdot 1,1506 \cdot 10^{-2}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}} + \frac{\omega \cdot 6,2928 \cdot 10^{-4}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}}. \quad 4.27$$

Mit einem Bestimmtheitsmaß von 99,94% für Gleichung 4.26 und 99,99% für Gleichung 4.27 besitzt diese quadratische Regression eine sehr hohe Güte. Das Ergebnis zeigt, dass die Wirbelstromverlustleistung der nutenlosen Luftspaltwicklung deutlich geringer ist als die des Stator-Eisenrückschlusses. Die Ursache liegt darin, dass das Volumen der elektrischen Leiter relativ klein ist, im Vergleich zum geblechten Eisenrückschluss des Stators. Somit wird die räumliche Ausbreitung der elektrischen Wirbelströme innerhalb der Leiter stark begrenzt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass das Volumen des Eisenrückschlusses einen erheblichen Einfluss auf die Eisenverlustleistung besitzt. Konventionelle Aufbauten mit Polkernen und Polschuhen weisen bei gleicher Polpaarzahl eine deutlich höhere Eisenverlustleistung auf, als der in dieser Arbeit vorgestellte Stator-Eisenrückschluss. In den Grundlagen dieser Arbeit wurde bereits dargestellt, dass P_W proportional zum Quadrat der Ummagnetisierungsfrequenz und zum Quadrat der magnetischen Flussdichte ist. Dieser quadratische Einfluss konnte in den FEM-Simulationsergebnissen bestätigt werden. Um die Gesamtwirbelstromverlustleistung P_W zu erhalten, müssen die Gleichungen 4.26 und 4.27 addiert werden. Daraus folgt für P_W :

$$\frac{P_W(\omega)}{W} = \frac{P_{W_LSW}(\omega)}{W} + \frac{P_{W_StFe}(\omega)}{W} = \frac{\omega^2 \cdot 1,6010 \cdot 10^{-2}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}} + \frac{\omega \cdot 2,3337 \cdot 10^{-3}}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}}. \quad 4.28$$

Mit Hilfe der Gleichung 4.28 ist es möglich, die Gesamtwirbelstromverlustleistung für diesen geometrischen Aufbau zu modellieren. Das charakteristische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung kann demzufolge mit einer sehr hohen Güte abgebildet werden. Des Weiteren ist es möglich, den Einfluss von P_W auf den Wirkungsgrad der elektrischen Radnabenmaschine zu analysieren.

4.5.5 Hystereseverlustleistung

Die Ursache einer Hystereseverlustleistung P_H wurde bereits im Abschnitt 3.3.2 näher erläutert. In diesem Abschnitt 4.5.5 wird P_H für den ausgelegten magnetischen Kreis der elektrischen Radnabenmaschine in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit bestimmt. Das gewählte Elektroblech des Stator-Eisenrückschlusses lautet exemplarisch M250-50A. Es gibt zahlreiche Hersteller, die für dieses Elektroblech die Eisenverlustleistung P_{Fe} in [W/kg] bei unterschiedlichen Ummagnetisierungsfrequenzen angeben. Die Eisenverlustleistung beinhaltet sowohl die Wirbelstrom- als auch die Hystereseverlustleistung. Letztere kann demnach anhand der Eisenverlustleistung P_{Fe} abzüglich der Wirbelstromverlustleistung des Stator-Eisenrückschlusses $P_{W,StFe}$ bestimmt werden. Für das gewählte Elektroblech M250-50A wurde exemplarisch die Eisenverlustleistung P_{Fe} in [W/kg] aus [71] verwendet. Diese ist eine Funktion von der Ummagnetisierungsfrequenz und dem Scheitelwert der magnetischen Flussdichte. Das Datenblatt dieses Elektroblechs ist im Anhang A hinterlegt.

Zunächst ist die Ummagnetisierungsfrequenz f_{Um} für den magnetischen Kreis der elektrischen Radnabenmaschine zu bestimmen. Diese ist abhängig von der Anzahl der magnetischen Pole $p/2$ und der Winkelgeschwindigkeit ω . Für f_{Um} gilt:

$$f_{Um}(p, \omega) = \frac{1}{\Delta t} = \frac{p\omega}{4\pi}. \quad 4.29$$

Die geforderte maximale Winkelgeschwindigkeit von ca. $\omega=210 \text{ rad/s}$ resultiert somit in einer maximalen Ummagnetisierungsfrequenz von $f_{Um}=1537 \text{ Hz}$.

Des Weiteren ist die Eindringtiefe der magnetischen Flussdichte in den Stator-Eisenrückschluss zu bemessen. Diesbezüglich wurde der 4,5 mm starke Eisenrückschluss in neun Volumen, mit identischen Wandstärken von je 0,5 mm, aufgeteilt. Somit war es möglich, den Scheitelwert der magnetischen Flussdichte innerhalb der einzelnen Volumen differenziert zu betrachten. Das erstellte 3D-FEM-Modell mit den neun Volumenkörpern V1 bis V9 ist in der folgenden Abbildung 4.34 dargestellt.

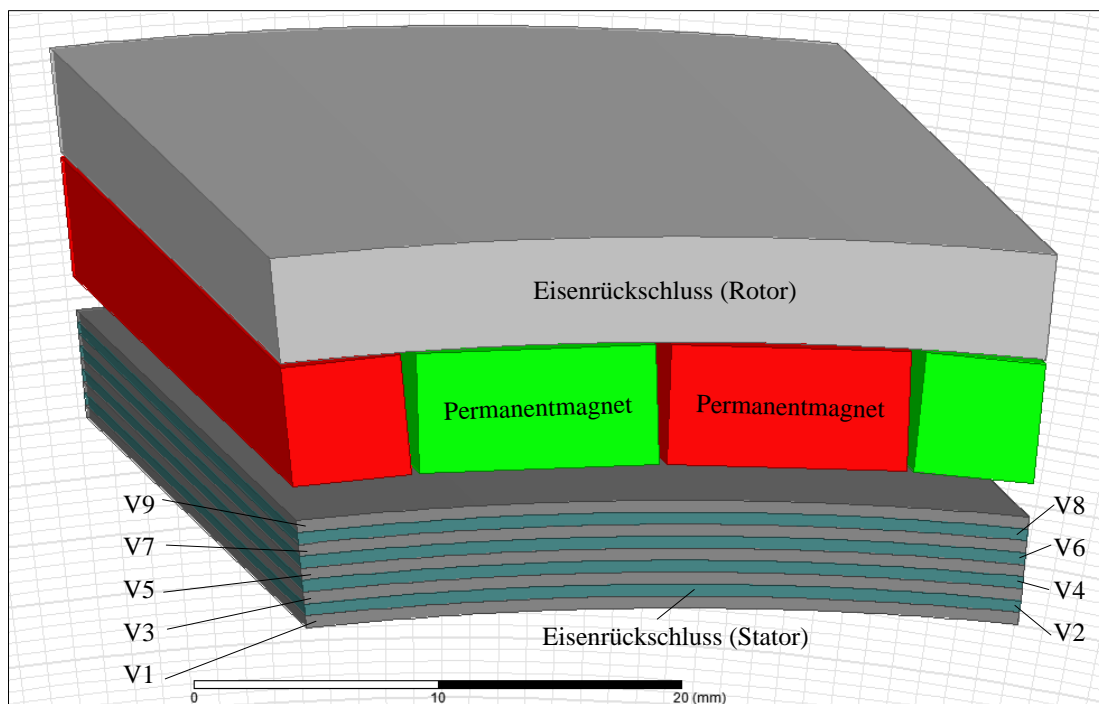


Abbildung 4.34: Aufteilung des Stator-Eisenrückschlusses in neun Volumen

Über jedes einzelne Volumen wurde der Scheitelwert der magnetischen Flussdichte B_{max} mit Hilfe der in ANSYS/Maxwell implementierten Funktionen zur Feldberechnung bestimmt. Die Ergebnisse sind in der nachfolgenden Tabelle 4.5 für sämtliche neun Volumenkörper V1 bis V9 dargestellt.

Volumen	Volumeninhalt [mm ³]	Masse [g]	B_{max} [mT]
V1	1487,99	352,78	562,47
V2	1493,11	353,99	569,52
V3	1498,23	355,21	606,74
V4	1503,35	356,42	655,11
V5	1508,48	357,63	725,38
V6	1513,60	358,85	814,61
V7	1518,72	360,06	931,21
V8	1523,84	361,28	1075,55
V9	1528,96	362,49	1437,58

Tabelle 4.5: Gemittelte magnetische Flussdichte der neun Volumenkörper

Anhand der berechneten Scheitelwerte, kann nun die Hystereseverlustleistung P_H in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit bestimmt werden. Diesbezüglich wurde zunächst für P_{Fe} ein interpolierter Funktionsgraph erstellt. Dieser wird zum einen benötigt, um die Eisenverlustleistungen zwischen den in [71] angegebenen Ummagnetisierungsfrequenzen quantifizieren zu können und zum anderen, um die maximale Ummagnetisierungsfrequenz des elektrischen Radnabenmotors von $f_{Um}=1537 \text{ Hz}$ darstellen zu können. Somit ist es möglich, die Eisenverlustleistung über den gesamten Drehzahlbereich kontinuierlich abzubilden. Das Ergebnis ist in der folgenden Tabelle 4.6 für die neun betrachteten Volumen dargestellt.

Volumen	P_{Fe} [W]	P_{Fe} [W]	P_{Fe} [W]	P_{Fe} [W]	P_{Fe} [W]	P_{Fe} [W]
	$f_{Um}=50 \text{ Hz}$	$f_{Um}=100 \text{ Hz}$	$f_{Um}=200 \text{ Hz}$	$f_{Um}=400 \text{ Hz}$	$f_{Um}=1 \text{ kHz}$	$f_{Um}=1,537 \text{ kHz}$
V1($B_{max}=562 \text{ mT}$)	0,1324	0,3472	0,9210	2,5835	11,1868	22,9569
V2($B_{max}=570 \text{ mT}$)	0,1355	0,3557	0,9446	2,6530	11,5131	23,6561
V3($B_{max}=607 \text{ mT}$)	0,1507	0,3968	1,0605	2,9983	13,1596	27,2172
V4($B_{max}=655 \text{ mT}$)	0,1718	0,4538	1,2225	3,4860	15,5164	32,3607
V5($B_{max}=725 \text{ mT}$)	0,2049	0,5442	1,4812	4,2769	19,4050	40,9446
V6($B_{max}=815 \text{ mT}$)	0,2519	0,6728	1,8533	5,4365	25,2212	53,9573
V7($B_{max}=931 \text{ mT}$)	0,3220	0,8660	2,4184	7,2368	34,4537	74,9233
V8($B_{max}=1076 \text{ mT}$)	0,4236	1,1478	3,2520	9,9612	48,7564	107,9159
V9($B_{max}=1438 \text{ mT}$)	0,7575	2,0823	6,0661	19,5575	100,9702	231,2483

Tabelle 4.6: Eisenverlustleistungen der neun Volumenkörper

Anhand der Ergebnisse in Tabelle 4.6 wird deutlich, dass die Eisenverlustleistungen in jedem der neun Volumen für eine entsprechende Ummagnetisierungsfrequenz unterschiedlich stark ausfallen. Werden nun sämtliche Verlustleistungen einer einzelnen Ummagnetisierungsfrequenz addiert und wird $f_{Um}(\omega)$ durch $\omega(f_{Um})$ nach Gleichung 4.29 ausgedrückt, folgt daraus der funktionelle Zusammenhang zwischen

der Eisenverlustleistung und der Winkelgeschwindigkeit $P_{Fe}(\omega)$. Dieser ist in der folgenden Abbildung 4.35 dargestellt.

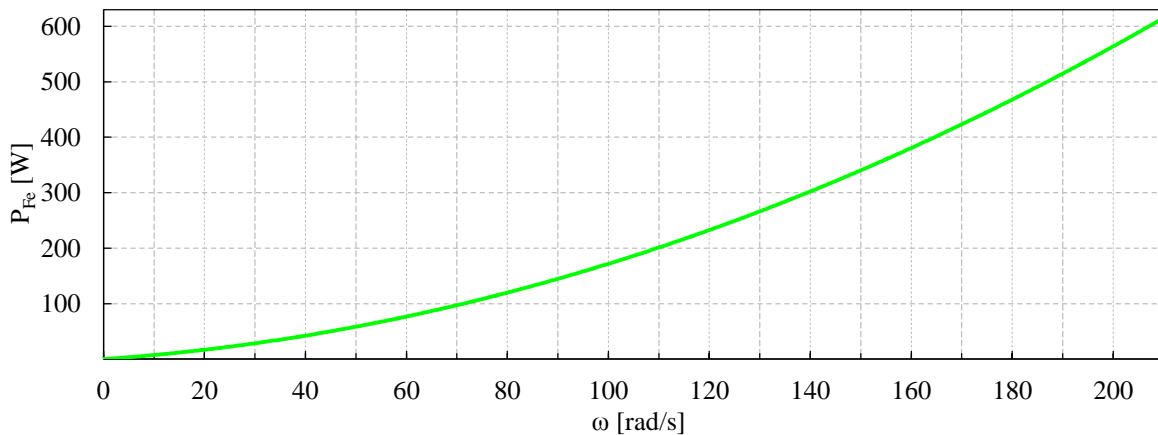


Abbildung 4.35: Eisenverlustleistung in Abhängigkeit von ω

Der in Abbildung 4.35 dargestellte Verlauf von $P_{Fe}(\omega)$ besitzt ein nahezu quadratisches Verhalten. Des Weiteren beträgt die Eisenverlustleistung bei der maximalen Winkelgeschwindigkeit von $\omega=210 \text{ rad/s}$ demnach $P_{Fe}(\omega)=615 \text{ W}$. Die quadratisch interpolierte Funktion von $P_{Fe}(\omega)$ lautet:

$$\frac{P_{Fe}(\omega)}{W} = \frac{1,1014 \cdot 10^{-2} \cdot \omega^2}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}} + \frac{0,6165 \cdot \omega}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}}. \quad 4.30$$

Um nun die Hystereseverlustleistung $P_H(\omega)$ von der Eisenverlustleistung $P_{Fe}(\omega)$ zu separieren, muss die Wirbelstromverlustleistung des Stator-Eisenrückschlusses $P_{W_StFe}(\omega)$ nach Gleichung 4.27 von $P_{Fe}(\omega)$ subtrahiert werden. Daraus folgt für $P_H(\omega)$ der nahezu lineare Verlauf:

$$\frac{P_H(\omega)}{W} = \frac{P_{Fe}(\omega)}{W} - \frac{P_{W_StFe}(\omega)}{W} \approx \frac{0,5366 \cdot \omega}{\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}}. \quad 4.31$$

Das proportionale Verhalten zwischen der Hystereseverlustleistung und der Winkelgeschwindigkeit wurde bereits in den theoretischen Grundlagen dieser Arbeit erläutert und konnte in Gleichung 4.31 bestätigt werden. Abschließend sind in der folgenden Abbildung 4.36 die Eisenverlustleistung $P_{Fe}(\omega)$, die Wirbelstromverlustleistung $P_{W_StFe}(\omega)$ und die Hystereseverlustleistung $P_H(\omega)$ des Stator-Eisenrückschlusses in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit dargestellt.

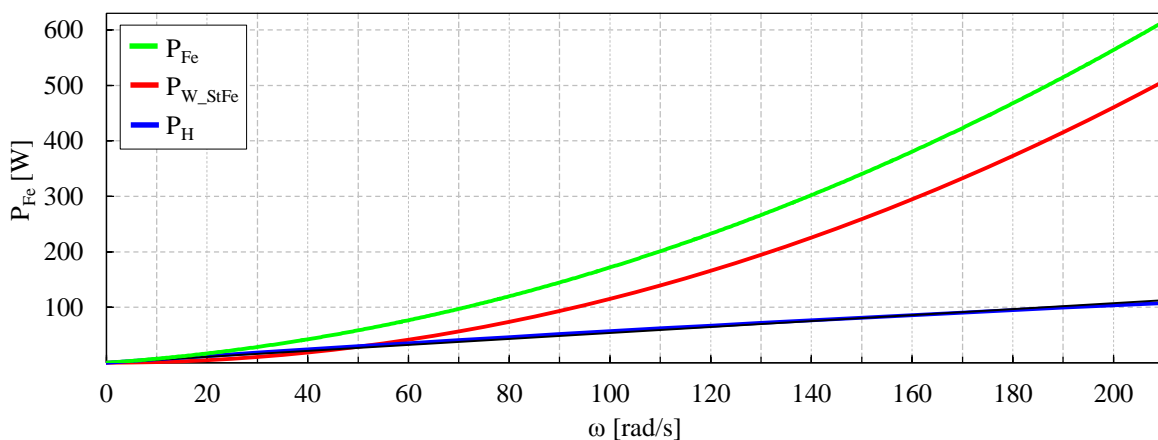


Abbildung 4.36: Hysterese-, Wirbelstrom- und Eisenverluste in Abhängigkeit von ω

4.6 Flüssigkeitskühlung

Um die elektromechanische Leistungswandlung der entwickelten nutzenlosen Luftspaltwicklung experimentell validieren zu können, wird für den ausgelegten Leistungsbereich von 0-40 kW eine aktive Flüssigkeitskühlung benötigt. Wie bereits zuvor im Abschnitt 4.5.4 erläutert wurde, entstehen im Eisenrückschluss des Stators Hysterese- und Wirbelstromverluste und in der Luftspaltwicklung Ohmsche Verluste und Wirbelstromverluste. Diese erzeugten Wärmeverlustleistungen müssen in gewissem Maße der elektrischen Radnabenmaschine kontinuierlich entzogen werden. Anderenfalls würde eine zu starke Erwärmung thermisch bedingte Schäden verursachen. Aus diesem Grund wird im folgenden Abschnitt 4.6 die Eignung eines Kühlkreislaufs mit integriertem Wärmetauscher anhand einer analytischen Überschlagsrechnung überprüft.

Der bestehende Kühlkreislauf besitzt eine Pumpe, die ein maximales Fördervolumen von 5 l/min leisten kann. Als Annahme gilt zunächst, dass die Eintrittstemperatur des Kühlmediums T_{Ein} durch den Wärmetauscher auf konstant 30 °C temperiert werden kann. Es sind insgesamt vier Kühlkanäle vorgesehen, die in den aus Aluminium bestehenden Statorkörper integriert werden sollen. Die theoretische Überschlagsrechnung beschränkt sich zunächst auf die Bestimmung der Wärmeübergangszahl eines Kühlkanals. Die Geometrie der Kühlkanäle wurde auf eine einfach gehaltene Rechteckform mit den Kantenlängen 6 mm x 5 mm festgelegt, um so den Prototyp mit den am Lehrstuhl vorhandenen konventionellen Bearbeitungsmaschinen herstellen zu können.

Der Wärmeübergang vom Stator in die Kühlflüssigkeit wird maßgeblich durch die vorliegende Strömungsform beeinflusst. Es ist grundsätzlich zu unterscheiden, ob eine laminare Strömung (d.h. die Flüssigkeitsteilchen bewegen sich ausschließlich in Flussrichtung und zwischen den Schichten der Strömung entstehen keine Vermischungen) oder eine turbulente Strömung (d.h. die Flüssigkeitsteilchen bewegen sich in sämtlichen Raumrichtungen im Mittel jedoch in Flussrichtung und zwischen den Schichten der Strömung entstehen Vermischungen) vorliegt. Zur Unterscheidung dieser beiden Strömungsformen wird die dimensionslose Reynolds-Zahl Re verwendet. Allgemein gilt, dass für $Re < 2300$ eine laminare und für $Re > 2300$ eine turbulente Strömung vorliegt. Für sämtliche Berechnungen wird im folgenden Wasser als Referenzmedium verwendet. Die Reynolds-Zahl ist eine Funktion von der Strömungsgeschwindigkeit c_{Wasser} , der charakteristischen Länge l_{ch} und der kinematischen Viskosität des Kühlmediums ν_{Wasser} . Die Strömungsgeschwindigkeit ist charakterisiert durch den Quotienten zwischen dem Volumenstrom \dot{V} und der Querschnittsfläche eines Kühlkanals A_K . Das maximale Fördervolumen der verwendeten Pumpe lautet 5 l/min bzw. $8,33 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3/\text{s}$ und beträgt somit für einen der vier Kühlkanäle $\dot{V} = 2,0833 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3/\text{s}$. Für c_{Wasser} gilt:

$$c_{Wasser} = \frac{\dot{V}}{A_K} = \frac{2,0833 \cdot 10^{-5} \frac{\text{m}^3}{\text{s}}}{0,005 \text{ m} \cdot 0,006 \text{ m}} = 0,6944 \frac{\text{m}}{\text{s}}. \quad 4.32$$

Die charakteristische Länge l_{ch} wird für einen Kühlkanal mit nicht kreisförmigem Querschnitt durch den sogenannten hydraulischen Durchmesser d_h angenähert. Diese Näherung beschreibt eine zum kreisförmigen Querschnitt äquivalente Querschnittsfläche, die ein nahezu gleiches Druckgefälle, eine nahezu gleiche Strömungsgeschwindigkeit und eine nahezu gleiche Länge aufweist. Für einen rechteckigen Querschnitt ist d_h nach [32] folgendermaßen zu berechnen:

$$d_h = \frac{2 \cdot 0,005 \text{ m} \cdot 0,006 \text{ m}}{(0,005 \text{ m} + 0,006 \text{ m})} = 0,0054 \text{ m}. \quad 4.33$$

Die kinematische Viskosität von Wasser ν_{Wasser} bei 45 °C setzt sich aus dem Quotienten zwischen der dynamischen Viskosität $\zeta_{\text{Wasser}}=596,32 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ und der Dichte $\rho_{\text{Wasser}}=990,21 \text{ kg/m}^3$ zusammen. Daraus folgt für ν_{Wasser} :

$$\nu_{\text{Wasser}} = \frac{\zeta_{\text{Wasser}}}{\rho_{\text{Wasser}}} = \frac{596,32 \cdot 10^{-6} \frac{\text{kg}}{\text{ms}}}{990,21 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}} = 6,0222 \cdot 10^{-7} \frac{\text{m}^2}{\text{s}}. \quad 4.34$$

Mit Hilfe der Ergebnisse aus den Gleichungen 4.32, 4.34 und 4.34, kann Re berechnet werden:

$$Re = \frac{c_{\text{Wasser}} \cdot d_h}{\nu_{\text{Wasser}}} = \frac{0,6944 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 0,00545 \text{ m}}{6,0222 \cdot 10^{-7} \frac{\text{m}^2}{\text{s}}} = 6289,9038. \quad 4.35$$

Da $Re > 2300$ ist, liegt eine turbulente Strömungsform vor. Diese ist in hydraulisch glatte und hydraulisch raue Rohre sowie dem Übergangsbereich zwischen diesen beiden zu unterscheiden. Anhand des Verhältnisses zwischen dem hydraulischen Durchmesser d_h und der Rauigkeit z des Kühlkanals, kann diese Einteilung getroffen werden. Nach [26] und [32] beträgt z für ein neues Stahlrohr ca. 0,1 mm. Das Verhältnis lautet demnach: $d_h/z=54,54$ und kann nach [32] anhand der Bedingung:

$$65 \frac{d_h}{z} < Re < 1300 \frac{d_h}{z}, \quad 4.36$$

in den Übergangsbereich zwischen einem hydraulisch glatten und einem hydraulisch rauem Rohr eingeordnet werden. Um letztendlich die Wärmeübergangszahl α_K zwischen der Kühlflüssigkeit und dem Stator zu erhalten, muss zunächst noch die dimensionslose Nusselt-Zahl Nu ermittelt werden. Diese beschreibt allgemein die Verbesserung des Wärmeübertrags von einem fließenden Medium gegenüber dem eines ruhenden Mediums. Die Nusselt-Zahl ist eine Funktion von der Prandtl-Zahl Pr , der Reynolds-Zahl Re und dem Reibungsbeiwert ζ . Die dimensionslose Prandtl-Zahl ist ein Stoffwert und beträgt für Wasser bei 45 °C $Pr=3,93$. Der Reibungsbeiwert ζ ist für turbulente Strömungen anhand der empirisch ermittelten Formel von Petukhov zu berechnen [26]:

$$\zeta = (0,790 \cdot \ln(Re) - 1,64)^{-2} = 0,0360. \quad 4.37$$

Die Nusselt-Zahl kann mit Hilfe der empirischen Gleichung von Gnielinski berechnet werden, da die Bedingungen $0,6 \leq Pr \leq 1000$ und $2300 \leq Re \leq 10^6$ erfüllt sind [26]:

$$Nu = \frac{\frac{\zeta}{8} \cdot (Re - 1000) \cdot Pr}{1 + 12,7 \sqrt{\frac{\zeta}{8}} (Pr^{2/3} - 1)} \cdot \left[1 + \left(\frac{d_h}{l_{\text{Wasser}}} \right)^{2/3} \right] = 42,5531. \quad 4.38$$

Die Länge l_{Wasser} entspricht der Umfangslänge des Stators und wird anhand des Durchmessers d_{Stator} und der Kreiszahl π bestimmt. Folglich kann die Wärmeübergangszahl eines Kühlkanals α_K mit Hilfe der Wärmeleitfähigkeit von Wasser $\lambda_{\text{Wasser}}=0,615 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$, der Nusselt-Zahl Nu und dem hydraulischen Durchmesser d_h berechnet werden:

$$\alpha_K = \frac{Nu \cdot \lambda_{\text{Wasser}}}{d_h} = \frac{35,86 \cdot 0,615 \frac{\text{W}}{\text{mK}}}{0,00545 \text{ m}} = 4797,8575 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}}. \quad 4.39$$

Aufgrund der Temperaturdifferenz zwischen der Kühlflüssigkeit und der Luftspaltwicklung entsteht ein Wärmestrom \dot{Q}_{Stator} . Dieser durchläuft zunächst die ca. 20 μm dicke Isolierung eines elektrischen Leiters. Das Material dieser Schicht ist ein Polyurethan-Kunststoff, der eine Wärmeleitzahl von $\lambda_{\text{PU}}=0,028 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ besitzt. Anschließend passiert der Wärmestrom \dot{Q}_{Stator} den Stator-Eisenrückschluss. Dieser besitzt eine Wandstärke von 4,5 mm und eine Wärmeleitzahl von $\lambda_{\text{Fe}}=67 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$. Bevor der

Wärmeaustausch mit der Kühlflüssigkeit stattfindet, ist noch ein aus Aluminium bestehender Stator-Ring mit einer Wandstärke von 5 mm und einer Wärmeleitfähigkeit von $\lambda_{Al}=221 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ zu überwinden. Es liegen somit drei thermische Wärmeleitwiderstände vor. In der folgenden Abbildung 4.37 sind die einzelnen Wärmeleitwiderstände sowie deren Radien bis zur Rotationsachse der elektrischen Radnabenmaschine, der Wärmestrom des Stators \dot{Q}_{Stator} und der Wärmestrom der Kühlflüssigkeit \dot{Q}_K schematisch dargestellt.

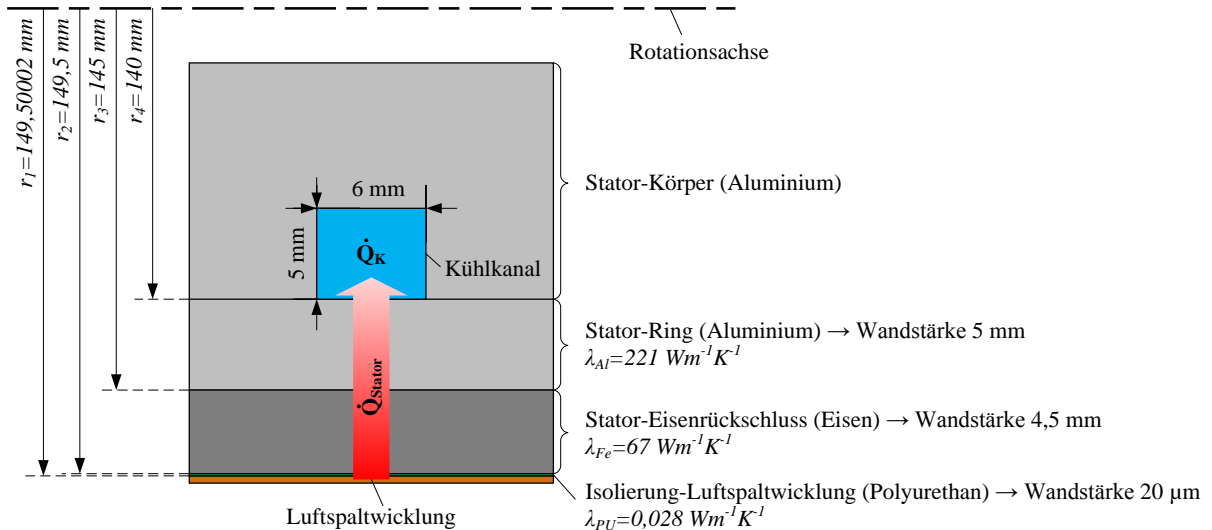


Abbildung 4.37: Wärmestrom zwischen der Luftspaltwicklung und einem Kühlkanal

Sämtliche Wärmeübergänge werden in der Wärmeleitfähigkeit k_{ges} zusammengefasst. Diese ist für den betrachteten Wärmeaustausch folgendermaßen zu berechnen:

$$k_{ges} = \frac{2\pi}{\frac{1}{\alpha_K d_h} + \frac{1}{\lambda_{PU}} \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{1}{\lambda_{Fe}} \ln\left(\frac{r_2}{r_3}\right) + \frac{1}{\lambda_{Al}} \ln\left(\frac{r_3}{r_4}\right)} \quad 4.40$$

und beträgt für die zuvor definierten Wärmeleitfähigkeiten, der Wärmeübergangszahl α_K , dem hydraulischen Durchmesser d_h und den in Abbildung 4.37 dargestellten Radien demnach $k_{ges}=81,5546 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$.

Der Wärmestrom \dot{Q}_K der Flüssigkeitskühlung soll die erzeugte Wärmeverlustleistung aus dem Radnabenmotor herausführen. Die Wärmeströme \dot{Q}_{Stator} und \dot{Q}_K sind daher gleichzusetzen. Letzterer ist eine Funktion von der spezifischen Wärmekapazität der Kühlflüssigkeit $c_{p,Wasser}=4180 \text{ J/(kg}\cdot\text{K)}$, vom Massenstrom \dot{m} und von der Temperaturdifferenz zwischen Austritts- T_{Aus} sowie Eintrittstemperatur der Kühlflüssigkeit T_{Ein} . Der Massenstrom \dot{m} ist abhängig von der Dichte des Kühlmediums ρ_{Wasser} und vom Volumenstrom \dot{V} . Für \dot{Q}_K gilt demzufolge:

$$\dot{Q}_K = \dot{m} \cdot c_{p,Wasser} \cdot (T_{Aus} - T_{Ein}) = \dot{V} \cdot \rho_{Wasser} \cdot c_{p,Wasser} \cdot (T_{Aus} - T_{Ein}) \quad 4.41$$

und für \dot{Q}_{Stator} :

$$\dot{Q}_{Stator} = k_{ges} \cdot l_{Wasser} \cdot \Delta T_M \quad 4.42$$

In Gleichung 4.42 wird die sogenannte logarithmische Temperaturdifferenz ΔT_M nach [26] verwendet. Diese ist folgendermaßen definiert:

$$\Delta T_M = \frac{(T_{Wicklung} - T_{Ein}) - (T_{Wicklung} - T_{Aus})}{\ln\left(\frac{T_{Wicklung} - T_{Ein}}{T_{Wicklung} - T_{Aus}}\right)} \quad 4.43$$

mit der Temperatur der Luftspaltwicklung $T_{Wicklung}$. Werden die Wärmeströme aus den Gleichungen 4.41 und 4.42 gleichgesetzt und die logarithmische Temperaturdifferenz nach Gleichung 4.43 berücksichtigt, kann $T_{Wicklung}$ als Funktion von T_{Aus} dargestellt werden. Das Gleichgewicht der Wärmeströme $\dot{Q}_K = \dot{Q}_{Stator}$ lautet:

$$\dot{V} \cdot \rho_{Wasser} \cdot c_{p,Wasser} \cdot (T_{Aus} - T_{Ein}) = k_{ges} \cdot l_{Wasser} \cdot \Delta T_M \quad 4.44$$

Wird Gleichung 4.44 nach T_{Aus} umgestellt, folgt daraus:

$$T_{Aus} = T_{Wicklung} - \frac{T_{Wicklung}}{\frac{k_{ges} \cdot l_{Wasser}}{e \dot{V} \cdot \rho_{Wasser} \cdot c_{p,Wasser}}} + \frac{T_{Ein}}{\frac{k_{ges} \cdot l_{Wasser}}{e \dot{V} \cdot \rho_{Wasser} \cdot c_{p,Wasser}}} \quad 4.45$$

Nach dem Einsetzen sämtlicher bekannter Parameter in Gleichung 4.45 beträgt $T_{Aus}(T_{Wicklung}, T_{Ein})$:

$$\frac{T_{Aus}(T_{Wicklung}, T_{Ein})}{K} = \frac{0,5899 \cdot T_{Wicklung}}{K} + \frac{0,4101 \cdot T_{Ein}}{K} \quad 4.46$$

Wird die Eintrittstemperatur der Kühlflüssigkeit T_{Ein} auf konstant 303,15 K temperiert, kann sowohl $T_{Aus}(T_{Wicklung})$ als auch $\dot{Q}_K(T_{Wicklung})$ in Abhängigkeit von der Temperatur der Wicklung ausgedrückt werden. Das Ergebnis ist in der folgenden Abbildung 4.38 dargestellt.

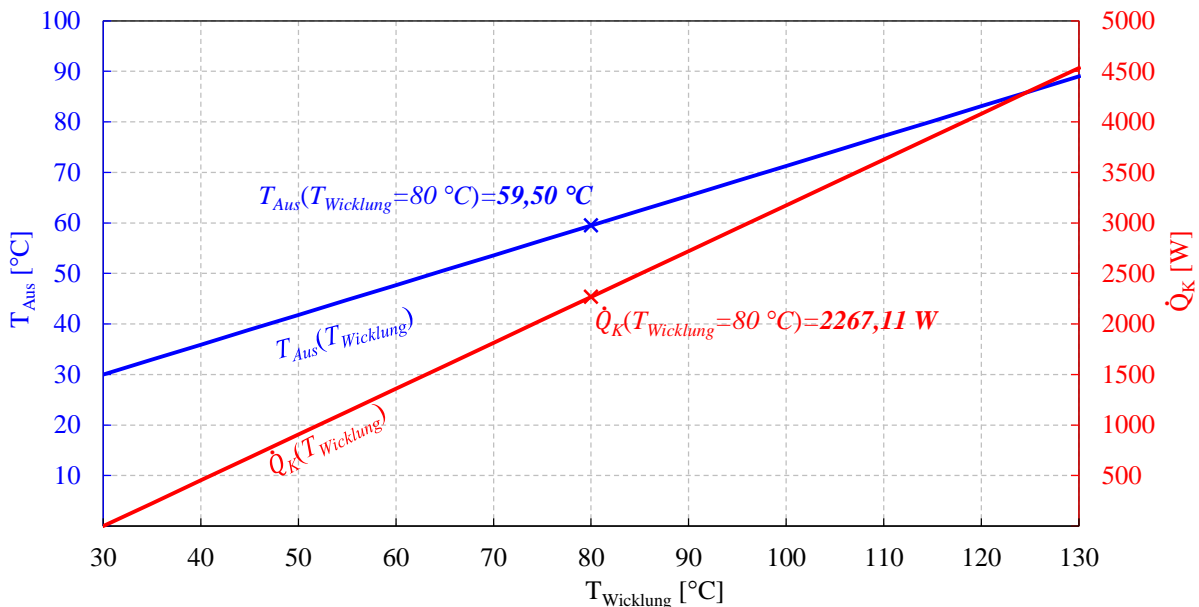


Abbildung 4.38: Wärmestrom und Austrittstemperatur der Kühlflüssigkeit in Abhängigkeit von der Temperatur der Luftspaltwicklung

Das Ergebnis in Abbildung 4.38 zeigt, dass bereits ein Kühlkanal eine Wärmeleistung von ca. 2267 W bei einer Wicklungstemperatur von 80 °C abführen kann. Für vier Kühlkanäle gilt somit in erster Näherung, dass das Vierfache an Wärmeleistung aus dem Radnabenmotor herausgeführt werden kann.

Die Berechnung der Flüssigkeitskühlung wurde in diesem Abschnitt mit Hilfe eines vereinfachten analytischen Ansatzes durchgeführt. Anhand der gewonnenen Ergebnisse war es möglich, einen abgeschlossenen Kühlkreislauf für den Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine auszulegen. Während der experimentellen Versuchsdurchläufe wurden mit Hilfe von Sensoren die Temperaturen der Luftspaltwicklung und des Kühlmediums permanent aufgezeichnet. Des Weiteren konnte die Eintrittstemperatur der Kühlflüssigkeit variiert werden, um so den Prototyp vor einer zu starken Erwärmung zu schützen. Das exakte Beschreiben des thermischen Verhaltens erfordert eine detaillierte räumliche Berechnung oder 3D-FEM-Simulation. In dieser wissenschaftlichen Arbeit ist der Fokus jedoch auf die Modellierung und

Validierung der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutenloser Luftspaltwicklung gerichtet und nicht auf die exakte Auslegung der Flüssigkeitskühlung.

4.7 Gesamtentwurf

Anhand der festgelegten Anforderungen und Randbedingungen, den gewonnenen Simulationsergebnissen und der entworfenen Blockkommütierung, konnte ein erster Gesamtentwurf von der elektrischen Radnabenmaschine mit nutenloser Luftspaltwicklung erstellt werden. Dieser wurde gezielt für einen Prüfstandsbetrieb ausgelegt und besteht aus den folgenden drei Baugruppen: Welle, Stator und Rotor. Im Fokus stand nicht der radikale Leichtbau, sondern die messtechnische Erfassung diverser Parameter, um so das charakteristische Verhalten für einen motorischen und generatorischen Betrieb analysieren zu können. Der Gesamtentwurf beinhaltet eine magnetische, elektromechanische und mechanische Auslegung der einzelnen Baugruppen. Diese beeinflussen sich gegenseitig und müssen stets zusammenhängend betrachtet werden. Bis auf die Mechanik wurden sämtliche Auslegungen selbständig erarbeitet und in dieser Arbeit dargestellt. Die mechanische Auslegung des Gesamtentwurfs erfolgte am Lehrstuhl für Mechatronik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg. Hierbei wurden die in Abschnitt 4.2 festgelegten Anforderungen und Randbedingungen entsprechend berücksichtigt, diverse Berechnungsmethoden der Maschinenelemente angewandt und ein 3D-FEM-Simulationsmodell verwendet. In diesem Abschnitt werden die drei Hauptbaugruppen vorgestellt und deren wesentlichen Eigenschaften und Merkmale erläutert.

Baugruppe: Welle

Das Hauptelement dieser Baugruppe bildet eine aus Stahl gefertigte Hohlwelle. Diese gewährleistet unter anderem die Medien-, Leistungs- und Informationsanbindung zwischen der Stator-Baugruppe und dem Prüfstand bzw. dem Versuchsfahrzeug. Sämtliche Leitungen können durch die Hohlwelle in den Innenraum des Stators geleitet werden. Die mechanische Schnittstelle zwischen dieser Baugruppe und dem Prüfstand bzw. dem Versuchsträger erfolgt über eine Zahnwellenverbindung. Die Wellen-Baugruppe besitzt eine Hauptlagerung bestehend aus zwei vorgespannten Kegelrollenlagern und eine Nebenlagerung bestehend aus zwei Radialrillenkugellagern. In der folgenden Abbildung 4.39 ist die vollständige Wellen-Baugruppe dargestellt.

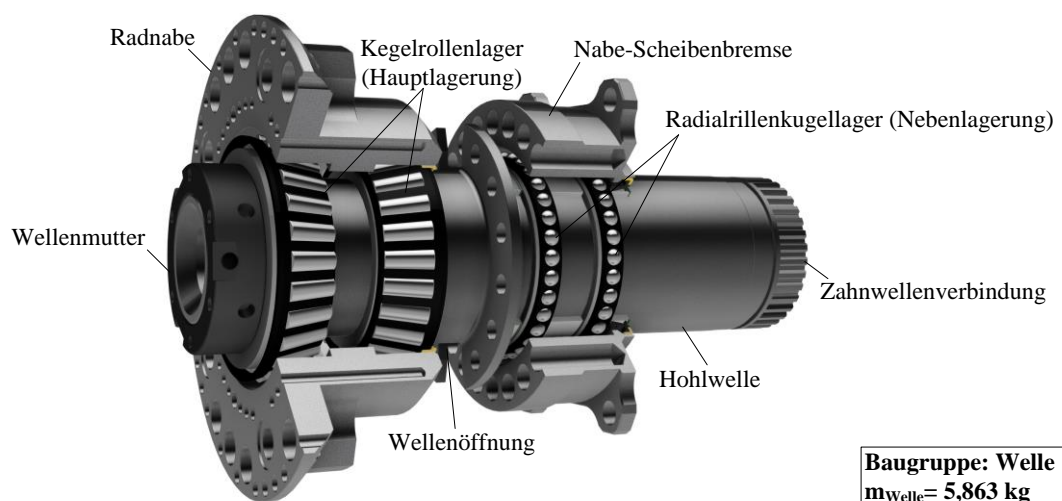


Abbildung 4.39: CAD-Modell der Wellen-Baugruppe

Des Weiteren wird eine Radnabe verwendet, welche das Verbindungselement zwischen der Hohlwelle, dem Rotor und der Felge darstellt. Diese wird über die Hauptlagerung gestützt und leitet die auftretenden Radlasten in die Hohlwelle ein. Eine weitere Nabe wird für die Anbindung der optionalen Scheibenbremse verwendet. Die Gesamtmasse der Baugruppe beträgt $m_{welle}=5,863\text{ kg}$. Die mechanische Scheibenbremse besitzt eine Masse von 0,805 kg und ist optional zur Masse der Wellen-Baugruppe hinzuzufügen.

Baugruppe: Stator

Die Verbindung zwischen der Wellen-Baugruppe und dem aus Aluminium gefertigten Stator erfolgt über eine feste Schraubenverbindung. An der Innenwand des Statorkörpers befinden sich zwei Schnittstellen. Zum einen werden drei Anschlussstutzen (zwei Zuflüsse und ein Abfluss) für den Kühlkreislauf verwendet und zum anderen ist ein Anschluss zur Kontaktierung der drei Phasen der Luftspaltwicklung integriert. Letzterer besitzt neben den drei Phasenanschlüssen einen zusätzlichen Kontakt für den Sternpunkt. Über diesen können diverse Messungen von den einzelnen Phasen abgegriffen werden. Auf dem Statorkörper befindet sich ein geblechter Eisenrückschluss, der aus dem Material M400-50A hergestellt wurde. Der Eisenrückschluss besitzt eine Blechstärke von 0,5 mm und eine Länge von insgesamt 100 mm. Die Masse dieses Bauteils beträgt $m_{FeSt}=3,219\text{ kg}$. Auf dem Eisenrückschluss ist die dreiphasige Luftspaltwicklung mit einer Gesamtmasse von $m_{LSW}=0,473\text{ kg}$ appliziert. Sämtliche Wickelköpfe der einzelnen Phasen wurden um den Eisenrückschluss abgewinkelt. Daraus resultiert eine räumlich überlappende Struktur, mit einem ebenen Kontakt zwischen der unteren Phase und dem aktiv gekühlten Statorkörper. Die zwei oberen Lagen werden über einen Wärmeleitkleber an den Stator gekoppelt. Somit können die in den Wickelköpfen erzeugten Wärmeverlustleistungen von der aktiven Flüssigkeitskühlung abgeführt werden. Die Stator-Baugruppe besitzt eine Gesamtmasse von $m_{Stator}=8,451\text{ kg}$ und stellt das Ergebnis der magnetischen, elektromechanischen und mechanischen Auslegung dar. In der folgenden Abbildung 4.40 sind die wesentlichen Bestandteile der Stator-Baugruppe abgebildet.

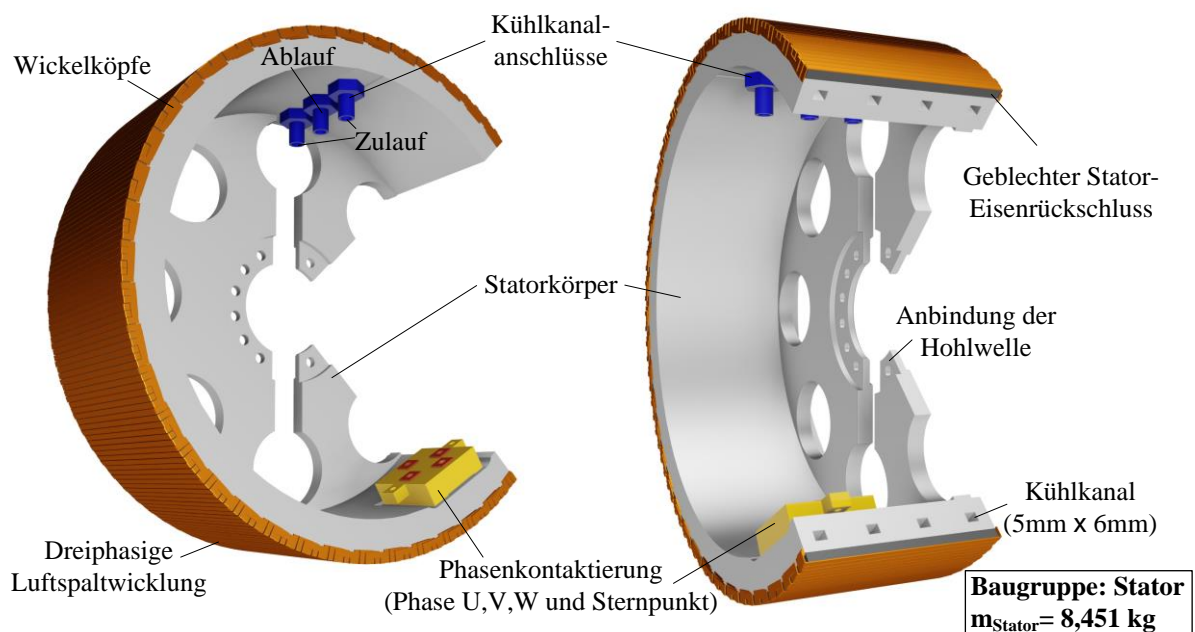


Abbildung 4.40: CAD-Modell der Stator-Baugruppe

In den vier rechteckförmigen Kühlkanälen werden gegenläufige Kühlmittelströme erzeugt. Dies hat zur Folge, dass ein Wärmeaustausch zwischen dem Zu- und Ablauf stattfinden kann. Daraus resultiert eine homogene Verteilung der Wärme innerhalb der Stator-Baugruppe. Sämtliche Kühlkanalanschlüsse befinden sich am Stator-Umfang an der gleichen Position. Jeder Kühlmittleingangsstrom wird nach dem Erreichen des halben Stator-Umfangs zurückgeleitet und aus dem Radnabenmotor herausgeführt. Insgesamt beträgt die gesamte Länge vom Zu- bis zum Ablauf eines Kühlmittelstromes einer Umfangslänge des Statorkörpers. Die zwei Zuläufe und der Ablauf werden jeweils durch eine einzelne Leitung versehen und durch die Hohlwelle des elektrischen Radnabenmotors geleitet. Somit kann ein geschlossener Kühlkreislauf dargestellt werden. In der folgenden Abbildung 4.41 sind die gegenläufigen Kühlmittelströme und die Positionen der zwei Zuläufe und des Ablaufs innerhalb des CAD-Modells dargestellt.

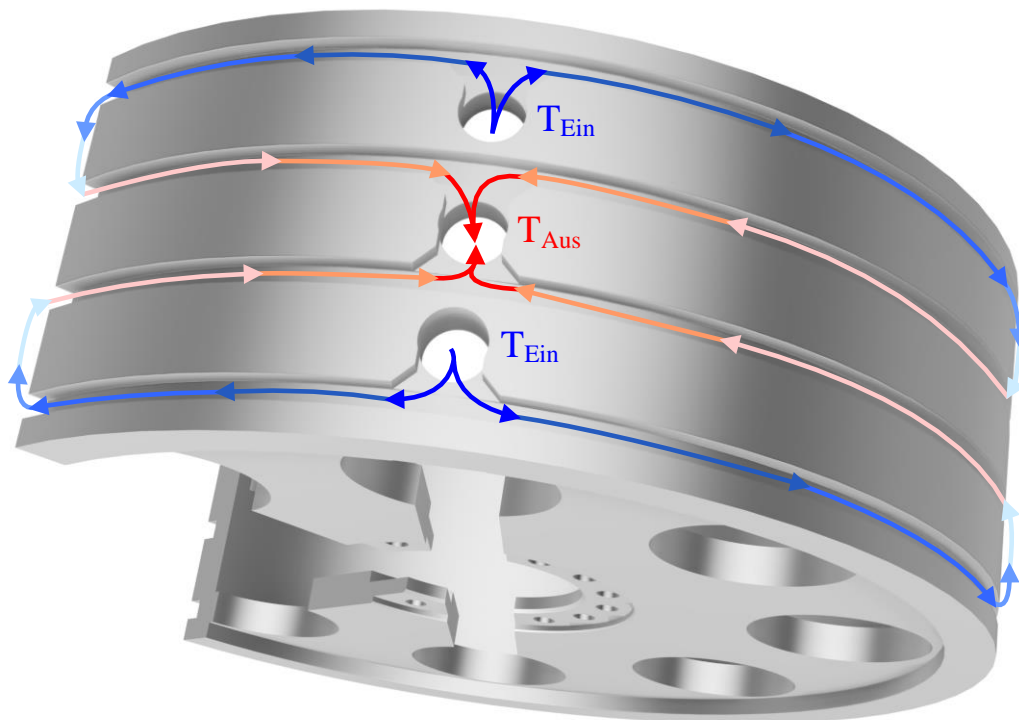


Abbildung 4.41: Verlauf der gegenläufigen Kühlmittelströme

Baugruppe: Rotor

Der Rotor wurde in der Bauform eines Außenläufers ausgeführt. Er bildet zugleich das Gehäuse und stellt die äußere Systemgrenze der elektrischen Radnabenmaschine dar. Des Weiteren werden zwei Seitendeckel aus Aluminium verwendet, die an den Eisenrückschluss des Rotors befestigt werden. Letzterer besteht aus dem Material S235 1.0254. Damit der magnetische Fluss den Eisenrückschluss ohne Sättigungseffekte durchfluten kann, wurde eine Wandstärke von 4,5 mm ausgelegt. Daraus resultiert hauptsächlich die Gesamtmasse dieses Bauteils von 3,912 kg. Insgesamt werden 92 Permanentmagnete verwendet, die auf der Innenseite des Eisenrückschlusses gleichmäßig über den Umfang verteilt und fixiert wurden. Die Permanentmagnete bestehen aus dem Material Neodym-Eisen-Bohr und weisen eine Masse von je 36 g auf. Insgesamt werden somit 3,312 kg Magnetmaterial verwendet. Die Gesamtmasse dieser Baugruppe beträgt $m_{Rotor}=9,406 \text{ kg}$ inkl. sämtlicher Schraubverbindungen. Dieses ist das Ergebnis der magnetischen, elektromechanischen und mechanischen Auslegung. Die komplette Rotor-Baugruppe ist in der folgenden Abbildung 4.42 dargestellt.

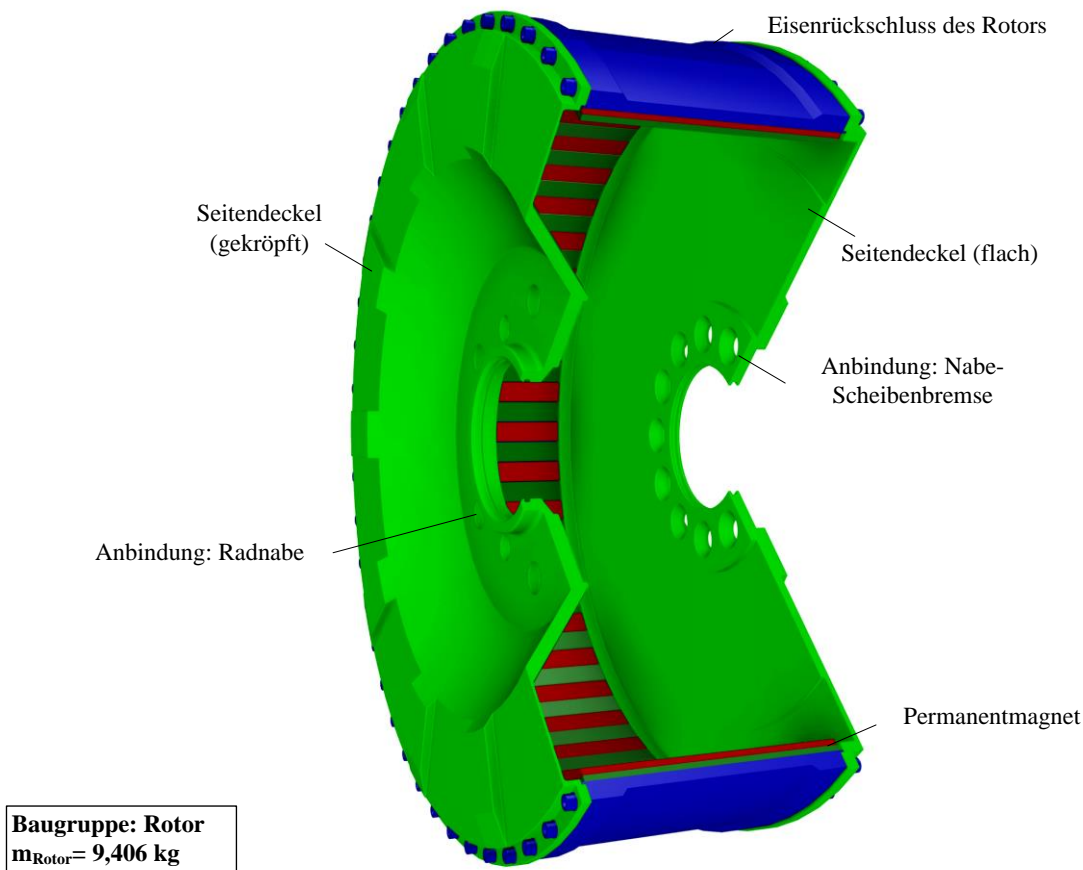


Abbildung 4.42: CAD-Modell der Rotor-Baugruppe

Insgesamt besitzt dieser Erstentwurf eine Gesamtmasse m_{RNM} von:

$$m_{RNM} = m_{Welle} + m_{Stator} + m_{Rotor} = 23,72 \text{ kg.} \quad 4.47$$

Die Gesamtmasse m_{RNM} ist in eine bewegliche m_{b_RNM} und in eine unbewegliche Masse m_{ub_RNM} zu unterteilen:

$$m_{RNM} = m_{b_RNM} + m_{ub_RNM}. \quad 4.48$$

Zu den beweglichen Massen zählen die Rotor-Baugruppe, die Radnabe, die Nabe der Scheibenbremse sowie sämtliche rotierenden Teile der zwei Haupt- und der zwei Nebenlagerungen. Insgesamt entsteht somit eine bewegliche Masse von $m_{b_RNM}=11,21 \text{ kg}$. Diese weist einen Anteil von 47,26% an der Gesamtmasse auf. Die unbewegliche Masse beträgt demnach $m_{ub_RNM}=12,51 \text{ kg}$ (52,74%). Das Massenträgheitsmoment dieses Erstentwurfs lautet $J_{RNM}=0,21 \text{ kgm}^2$. Bezogen auf die elektrische Eingangsleistung von $P_{el}=40 \text{ kW}$ beträgt die gravimetrische Leistungsdichte ρ_{RNM} der elektrischen Radnabenmaschine somit:

$$\rho_{RNM} = \frac{P_{el}}{m_{RNM}} = 1,69 \frac{\text{kW}}{\text{kg}}. \quad 4.49$$

Abschließend ist in der folgenden Abbildung 4.43 der Gesamtentwurf des Prototyps von der elektrischen Radnabenmaschine mit nutenloser Luftspaltwicklung dargestellt. Die drei Hauptbaugruppen bilden zusammen ein komplexes, autarkes Radnabenmodul und wurden zunächst speziell für einen Prüfstands-betrieb ausgelegt. Des Weiteren ist es gelungen, den Gesamtentwurf in das zur Verfügung stehende Raumvolumen von $10,72 \text{ dm}^3$ der 15 Zoll-Felge des Versuchsfahrzeugs (siehe Abbildung 4.3) zu integrieren.

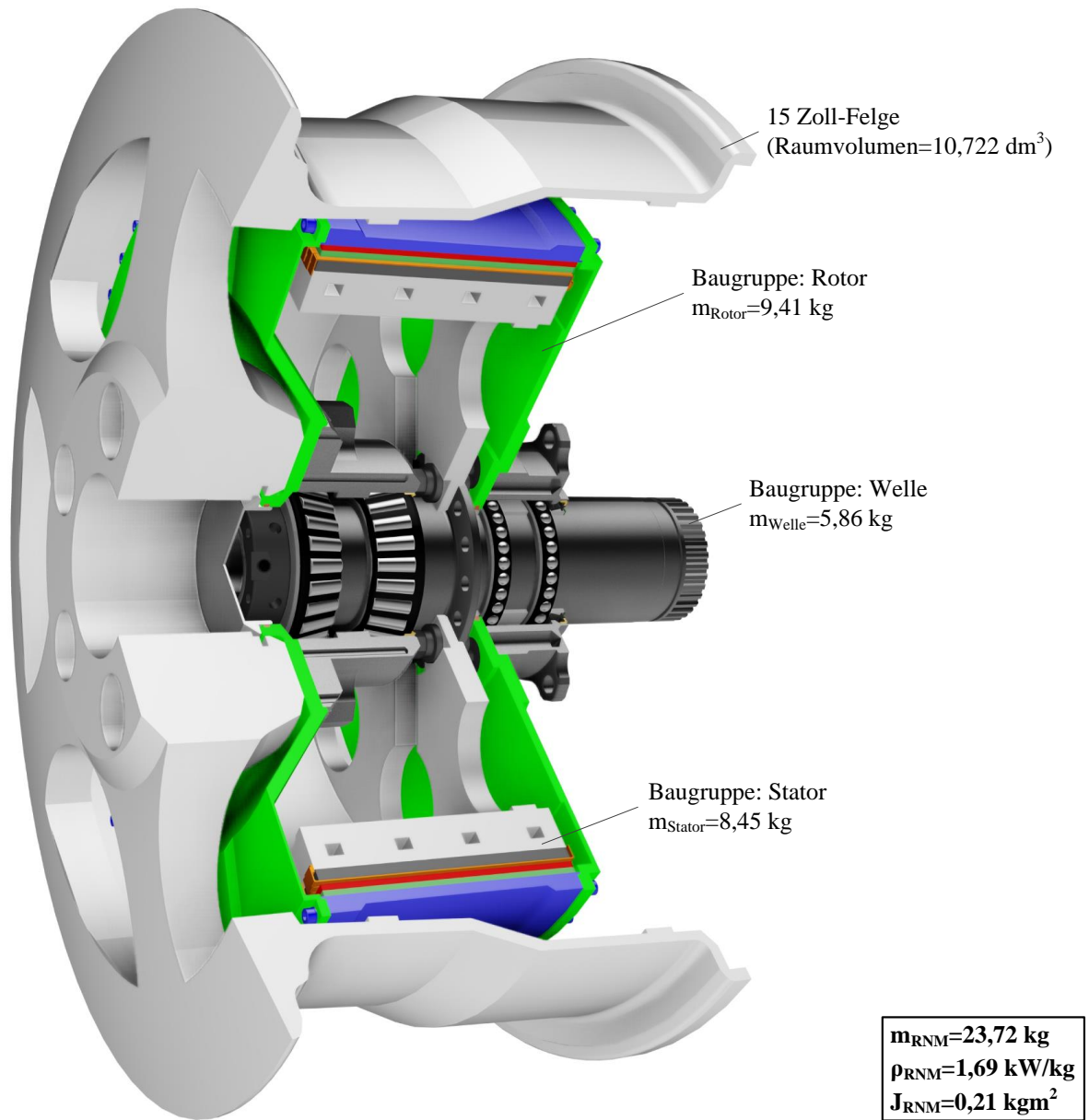


Abbildung 4.43: CAD-Modell des Gesamtentwurfs

5 Modellbildung

Anhand einer rechnergestützten Modellierung kann das charakteristische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung vor einem praktischen Versuch untersucht werden. Je nach Modellierungstiefe und den festgelegten Randbedingungen ist es somit möglich, diverse Verhaltenscharakteristiken aufzuzeigen. Eine praktische Umsetzung kann demnach prädiktiv beeinflusst werden. Es ist zunächst zu unterscheiden, ob es sich um ein zeitabhängiges oder zeitunabhängiges Modell handelt. Dynamische Modelle besitzen mindestens eine Zustandsvariable, die als Funktion von der Zeit abhängig ist. Stationäre Modelle hingegen besitzen eine zeitunabhängige Struktur [29]. Beide Modelltypen werden in diesem Kapitel angewandt, um das charakteristische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenlosen Luftspaltwicklung zu simulieren.

Das Kapitel Modellbildung besteht aus drei Abschnitten. Zu Beginn wird im Abschnitt 5.1 das stationäre Verhalten für einen unregelmäßig und einen stromgeregelten Betrieb einer elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung analytisch hergeleitet. Im Abschnitt 5.2 erfolgt dann die Modellierung des dynamischen Verhaltens einschließlich der Kommutierung. Zu diesem Zweck wurde die Simulationssoftware MATLAB/Simulink verwendet. Abschließend wird im letzten Teilabschnitt 5.2.5 ein in sich geschlossenes und parametrisiertes Simulationsmodell vorgestellt. Mit diesem kann das grundlegende dynamische und stationäre Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung beschrieben werden.

Der in der folgenden Abbildung 5.1 schematisch dargestellte Ausschnitt eines Rotors und Stators mit applizierter nutzenloser Luftspaltwicklung, bildet die Grundlage der vorgestellten Modellierung in diesem Kapitel. Sämtliche geometrische Parameter werden fortwährend für die Herleitung der Modellgleichungen aufgegriffen und erläutert.

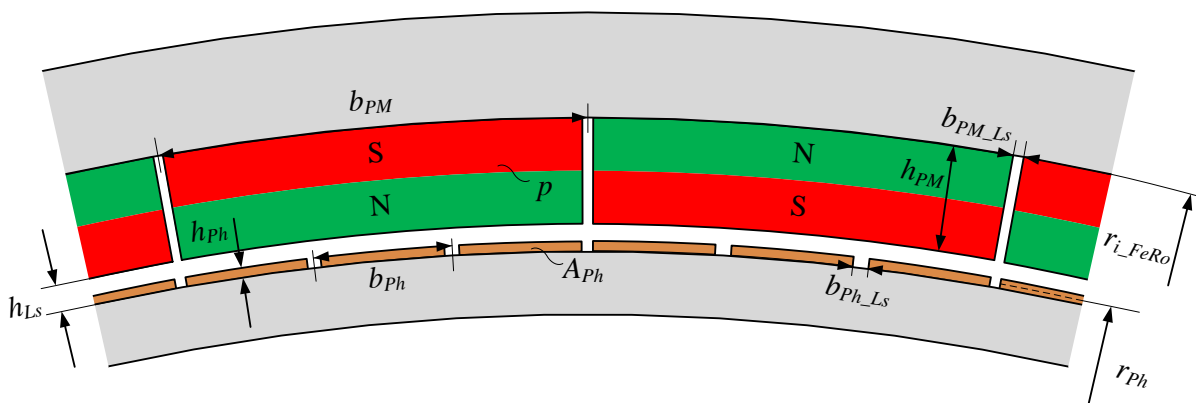


Abbildung 5.1: Geometrische Modellparameter

5.1 Stationäres Verhalten

Zunächst werden im Abschnitt 5.1.1 sämtliche stationäre Kennlinien der elektrischen Radnabenmaschine anhand des elektrischen Ersatzschaltbildes hergeleitet. Anschließend erfolgt im Abschnitt 5.1.2 die Beschreibung eines stromgeregelten Verhaltens.

Für die Erstellung quantitativer Motorkennlinien werden geometrische, elektrische und magnetische Modellparameter benötigt. Diese sind in der folgenden Tabelle 5.1 aufgelistet und orientieren sich an den Werten des in Abschnitt 6.1 ausgelegten Prototyps.

Modellparameter	Symbol	Wert	Einheit
Differentieller Bahnwiderstand des IGBT [65]	R_{on}	4,5	mΩ
Maximaler elektrischer Dauerstrom	I_{max}	100	A
Maximale elektrische Spannung	U_{B_max}	400	V
Effektivwert der magnetischen Flussdichte	\hat{B}_{eff}	0,714	T
Anzahl der magnetischen Pole	p	92	-
Anzahl der aktiv bestromten Phasen	z	2	-
Länge der Leiter im Luftspalt	l_l	0,1	m
Höhe der Leiter	h_{Ph}	0,0007	m
Radius der Luftspaltwicklung	r_{Ph}	0,14985	m
Innenradius des Rotor-Eisenrückschlusses	r_{i_FeRo}	0,1561	m
Breite des Luftspaltes zwischen den Magneten	b_{PM_Ls}	0,0002	m
Breite des Luftspaltes zwischen den Phasen	b_{Ph_Ls}	0	m

Tabelle 5.1: Geometrische, elektrische und magnetische Modellparameter

5.1.1 Ungeregelter Betrieb

Zunächst ist das elektrische Ersatzschaltbild des Radnabenmotors im stationären Zustand aufzustellen. Für eine dreiphasige Luftspaltwicklung werden jeweils zwei in Reihe geschaltete Phasen von einem elektrischen Strom durchflossen. Eine Phase setzt sich aus einem elektrischen Phasenwiderstand R_{Ph} , einer Phaseninduktivität L_{Ph} und einer elektrischen Spannungsquelle e_{Ph} zusammen. Des Weiteren können optional die differentiellen Bahnwiderstände R_{on} , der für die Kommutierung verwendeten Leistungsteller, berücksichtigt werden. Das elektrische Ersatzschaltbild ist in der folgenden Abbildung 5.2 (links) dargestellt.

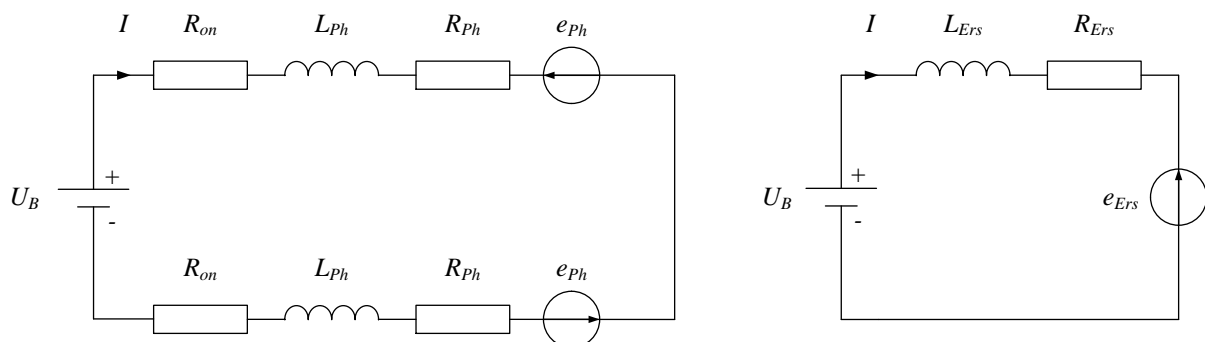


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild (links), äquivalentes Ersatzschaltbild (rechts)

Da sämtliche Induktivitäten und elektrischen Widerstände in einer Reihenschaltung miteinander verbunden sind, kann ein vereinfachtes äquivalentes Ersatzschaltbild verwendet werden. Dieses besteht aus einem Ersatzwiderstand R_{Ers} , einer Ersatzinduktivität L_{Ers} und einer Ersatzspannungsquelle e_{Ers} , siehe

Abbildung 5.2 (rechts). Die elektrische Gleichspannungsquelle U_B stellt den für die elektrische Radnabenmaschine verwendeten Akkumulator dar. Aufgrund der vorliegenden Reihenschaltung von zwei aktiv bestromten Phasen im stationären Zustand, gilt für R_{Ers} , L_{Ers} und e_{Ers} :

$$\begin{pmatrix} R_{Ers} \\ L_{Ers} \\ e_{Ers} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2(R_{on} + R_{Ph}) \\ 2L_{Ph} \\ 2e_{Ph} \end{pmatrix}. \quad 5.1$$

Das zweite Kirchhoffsche Gesetz besagt, dass die algebraische Summe sämtlicher elektrischer Spannungsabfälle innerhalb einer Masche gleich Null ist [20]. Die Maschengleichung für das zusammengefasste elektrische Ersatzschaltbild aus Abbildung 5.2 (rechts) führt somit zu folgender Differentialgleichung:

$$U_B = L_{Ers} \cdot \frac{dI}{dt} + R_{Ers} \cdot I + \frac{d\phi}{dt}. \quad 5.2$$

Da in diesem Abschnitt ausschließlich das zeitunabhängige Verhalten betrachtet wird, entfällt der Term $L_{Ers} \cdot dI/dt$ in Gleichung 5.2. Des Weiteren wird das zeitabhängige Verhalten des magnetischen Flusses $d\phi/dt$ vernachlässigt. Für die Modellierung der elektromechanischen Leistungswandlung wird jedoch die magnetische Flussdichte benötigt. Aus diesem Grund wird für die Beschreibung des stationären Verhaltens, der in Abschnitt 4.2.2 simulierte Effektivwert der magnetischen Flussdichte \widehat{B}_{eff} verwendet.

Zunächst soll die induzierte elektrische Spannung eines Leiters betrachtet werden. Diese ist von der Winkelgeschwindigkeit ω , der Länge des Leiters l_l und der effektiven magnetischen Flussdichte \widehat{B}_{eff} , bezogen auf die durchflutete Phasengeometrie, abhängig. Nach Anwendung des Faradayschen Induktionsgesetzes beträgt die induzierte Spannung eines einzelnen Leiters e_l :

$$e_l = \frac{d}{dt} \phi = \underbrace{\frac{\partial \widehat{B}_{eff}}{\partial t}}_{=0} \underbrace{l_l (b_{Ph} - b_{Ph_{Ls}})}_{\text{Fläche des Leiters}} + \widehat{B}_{eff} \underbrace{\frac{\partial l_l (b_{Ph} - b_{Ph_{Ls}})}{\partial t}}_{=l_l \cdot v} = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot v, \quad 5.3$$

wobei v die Translationsgeschwindigkeit in [m/s] ist. Der Term $l_l (b_{Ph} - b_{Ph_{Ls}})$ beschreibt die von der magnetischen Flussdichte durchsetzte Fläche des Leiters. Der Luftspalt zwischen zwei Phasen $b_{Ph_{Ls}}$ wird durch $b_{Ph} - b_{Ph_{Ls}}$ berücksichtigt. Da es sich bei dem elektrischen Radnabenmotor um eine rotatorisch arbeitende elektrische Maschine handelt, erfolgt die Umrechnung der Translationsgeschwindigkeit v in die Winkelgeschwindigkeit ω anhand des Radius r_{Ph} . Letzterer ist von der Rotationsachse des Radnabenmotors bis zum Mittelpunkt eines Leiters definiert, siehe Abbildung 5.1. Für e_l gilt somit:

$$e_l = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot v = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{Ph}. \quad 5.4$$

Die elektrischen Leiter im Luftspalt verlaufen parallel zur Rotationsachse und besitzen je Phase jeweils ein Phasenleitersegment unter jedem magnetischen Pol p . Die induzierte Spannung e_{Ers} der gesamten Luftspaltwicklung wird mit Hilfe der Windungszahl w modelliert. Diese setzt sich aus der Anzahl der bestromten Phasen z und der Anzahl der magnetischen Pole p zusammen:

$$w = p \cdot z. \quad 5.5$$

Die Phasenzahl z beschreibt hierbei die Menge der stromführenden Phasen, die aktiv zur elektromechanischen Leistungswandlung verwendet werden. Demzufolge wird die induzierte elektrische Spannung e_{Ers} aus der Summe der induzierten elektrischen Teilspannungen e_i von sämtlichen aktiv bestromten elektrischen Leitern gebildet. Daraus folgt für e_{Ers} :

$$e_{Ers} = \sum_{i=1}^{w=pz} e_i = e_1 + e_2 + \dots + e_w = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{Ph} \cdot w = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{Ph} \cdot p \cdot z. \quad 5.6$$

Für die stationäre Modellierung werden sämtliche konstanten Parameter aus Gleichung 5.6 zu einer elektrischen Wandlungskonstante \hat{k}_e zusammengefasst:

$$e_{Ers} = \hat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{Ph} \cdot p \cdot z = \hat{k}_e \cdot \omega. \quad 5.7$$

Die Anzahl der magnetischen Pole p ist in Abhängigkeit von der Magnetbreite b_{PM} und dem Radnabenmotorumfang U_{RNM} zu bestimmen. Letzterer berechnet sich wie folgt:

$$U_{RNM} = 2\pi \cdot r_{i_FeRo}, \quad 5.8$$

wobei r_{i_FeRo} den Radius zwischen der Rotationsachse und der inneren Mantelfläche des Rotor-Eisenrückschlusses darstellt. Für r_{i_FeRo} gilt:

$$r_{i_FeRo} = r_{Ph} - \frac{h_{Ph}}{2} + h_{LS} + h_{PM}, \quad 5.9$$

mit der Höhe der Luftspaltwicklung h_{Ph} , der Höhe des Luftspaltes h_{LS} und der Höhe der Permanentmagnete h_{PM} , siehe Abbildung 5.1. Die theoretisch maximale Magnetbreite b_{PM} wird anhand des Quotienten zwischen dem Radnabenmotorumfang U_{RNM} und der Anzahl der magnetischen Pole p subtrahiert mit der Magnetluftspaltbreite b_{PM_LS} berechnet:

$$b_{PM} = \frac{U_{RNM}}{p} - b_{PM_LS} = \frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p} - b_{PM_LS}. \quad 5.10$$

Für b_{PM_LS} gilt die Randbedingung $0 \leq b_{PM_LS} < b_{PM}$ welche ausschließt, dass die Breite des Luftspaltes zwischen den Magneten b_{PM_LS} größer ist als die Magnetbreite b_{PM} .

Sämtliche Phasen der nutenlosen Luftspaltwicklung besitzen eine identische Phasenleiterquerschnittsfläche A_{Ph} . Diese setzt sich aus der Höhe der Luftspaltwicklung h_{Ph} und der Breite eines Phasenleiters b_{Ph} zusammen. Da sich unter jedem magnetischen Pol p jeweils ein Phasenleiter der drei Phasen befindet, entspricht die Phasenleiterbreite b_{Ph} einem Drittel der Magnetbreite b_{PM} abzüglich einer Phasenluftspaltbreite b_{Ph_LS} . Für b_{Ph} gilt:

$$b_{Ph} = \frac{b_{PM}}{z+1} - b_{Ph_LS} = \frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_LS}}{z+1} - b_{Ph_LS}. \quad 5.11$$

Für b_{Ph_LS} gilt die Randbedingung $0 \leq b_{Ph_LS} < 1/3 b_{PM}$ welche ausschließt, dass die Breite des Luftspaltes zwischen den Phasen b_{Ph_LS} größer ist als ein Drittel der Magnetbreite b_{PM} . Ein maximaler Füllfaktor der nutenlosen Luftspaltwicklung wird erreicht, wenn kein Luftspalt zwischen den Phasen vorhanden ist, d.h. b_{Ph_LS} gleich Null ist. Die Phasenleiterquerschnittsfläche A_{Ph} berechnet sich aus:

$$A_{Ph} = h_{Ph} \cdot b_{Ph} = h_{Ph} \left(\frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_LS}}{z+1} - b_{Ph_LS} \right). \quad 5.12$$

Der elektrische Widerstand einer Phase R_{Ph} wird durch den spezifischen Widerstand ρ_{Cu} des Leiters, der Phasenleiterquerschnittsfläche A_{Ph} und der Länge der Phase l_{Ph} bestimmt. Letztere setzt sich je Phase aus den Längen der einzelnen Leitersegmente l_l innerhalb des Luftspaltes multipliziert mit der Anzahl der magnetischen Pole p und der Gesamtlänge der Wickelköpfe l_{Wk} zusammen. Aufgrund der mäanderförmigen Struktur der Luftspaltwicklung, entspricht die Länge der Wickelköpfe l_{Wk} annähernd dem Radnabenmotorumfang U_{RNM} , siehe Abbildung 4.5. Daraus folgt für l_{Ph} :

$$l_{Ph} = l_l \cdot p + l_{Wk} = l_l \cdot p + U_{RNM} = l_l \cdot p + 2\pi \cdot r_{i_FeRo}. \quad 5.13$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen 5.12 und 5.13 kann somit der elektrische Phasenwiderstand R_{Ph} einer Phase berechnet werden:

$$R_{Ph} = \rho_{Cu} \frac{l_{Ph}}{A_{Ph}} = \rho_{Cu} \frac{l_l \cdot p + 2\pi r_{i_FeRo}}{h_{Ph} \left(\frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_LS}}{z+1} - b_{Ph_LS} \right)}. \quad 5.14$$

Für zwei in Reihe geschaltete Phasen R_{phPh} beträgt der elektrische Widerstand demnach:

$$R_{phPh} = 2R_{ph} . \quad 5.15$$

In der Gleichung 5.14 sind sämtliche Abhängigkeiten des elektrischen Widerstandes R_{ph} von den geometrischen Gestaltungsparametern der elektrischen Radnabenmaschine dargestellt. Dazu gehören die Anzahl der magnetischen Pole p , die Leiterlänge l_l , die Magnetluftspaltbreite b_{PM_Ls} , die Phasenluftspaltbreite b_{Ph_Ls} , die Höhe der Luftspaltwicklung h_{Ph} , die aktive Phasenzahl z und der Radius r_{i_FeRo} .

Mit den zuvor erörterten Gleichungen 5.1 bis 5.15 erfolgt zunächst die Herleitung des stationären Zusammenhangs zwischen dem elektrischen Strom I und dem gewandelten Drehmoment M .

Elektrischer Strom I und Drehmoment M

Sämtliche Phasenleiter die vom elektrischen Strom I durchflossen werden und innerhalb des Luftspalts zwischen dem Rotor und Stator der elektrischen Radnabenmaschine angeordnet sind, erzeugen nach Gleichung 3.11 eine Lorentzkraft. Mit Hilfe der Windungszahl w können sämtliche aktiv bestromte Phasenleiter zu einer insgesamt resultierenden Lorentzkraft F_L zusammengefasst werden:

$$F_L = \sum_{i=1}^{w=pz} F_{Li} = F_{L1} + F_{L2} + \dots + F_{Lw} = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot I \cdot w = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot I \cdot p \cdot z . \quad 5.16$$

Anhand der Lorentzkraft F_L und dem Radius r_{ph} kann das im Luftspalt gewandelte Drehmoment M der elektrischen Radnabenmaschine bestimmt werden:

$$M = F_L \cdot r_{ph} = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot I \cdot r_{ph} \cdot p \cdot z . \quad 5.17$$

Sämtliche konstanten Parameter in Gleichung 5.17 werden durch eine mechanische Wandlungskonstante \widehat{k}_m substituiert. Somit vereinfacht sich diese Gleichung zu:

$$M = F_L \cdot r_{ph} = \widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot I \cdot r_{ph} \cdot p \cdot z = \widehat{k}_m \cdot I . \quad 5.18$$

Das maximale Drehmoment im Luftspalt M_{max} wird durch den maximal zulässigen elektrischen Strom I_{max} und der mechanischen Wandlungskonstante \widehat{k}_m limitiert:

$$I_{max} = \frac{M_{max}}{\widehat{k}_m} = \frac{M_{max}}{\widehat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot r_{ph} \cdot p \cdot z} . \quad 5.19$$

Der maximal zulässige elektrische Dauerstrom I_{max} ist eine Funktion von der maximal zulässigen elektrischen Dauerstromdichte J_{max} . Letztere ist durch den Quotienten zwischen dem elektrischen Strom und der Querschnittsfläche eines elektrischen Leiters definiert. Die Auslegung von J_{max} erfolgt anhand thermischer Grenzen. Diese können durch eine aktive oder passive Kühlung erheblich beeinflusst werden. Die maximal zulässige elektrische Dauerstromdichte J_{max} der dreiphasigen nutenlosen Luftspaltwicklung berechnet sich wie folgt:

$$J_{max} = \frac{I_{max}}{A_{ph}} . \quad 5.20$$

Die maximal zulässige elektrische Stromdichte für einen kurzzeitigen Überlastbetrieb lautet J_{peak} und begrenzt die zulässige Dauer des elektrischen Spitzenstroms I_{peak} . Dieser ist wiederum von der aktiven Motorkühlung sowie von der thermischen Zeitkonstante der nutenlosen Luftspaltwicklung abhängig. Letztere entspricht einem Verzögerungsglied erster Ordnung. Die Überlaststromdichte J_{peak} wurde für die nutenlose Luftspaltwicklung der elektrischen Radnabenmaschine mit integrierter Flüssigkeitskühlung auf das 2,5fache der elektrischen Dauerstromdichte J_{max} begrenzt:

$$J_{peak} = J_{max} \cdot 2,5 = \frac{2,5 \cdot I_{max}}{A_{ph}} . \quad 5.21$$

Nach dem Einsetzen der Parameter aus Tabelle 5.1 in Gleichung 5.18, erfolgt der in Abbildung 5.3 dargestellte lineare Zusammenhang zwischen dem elektrischen Strom I und dem im Luftspalt gewandelten Drehmoment M . Die Steigung dieses linearen Verhaltens wird durch die Wandlungskonstante \hat{k}_m festgelegt. Des Weiteren ist der erforderliche Anlaufstrom I_0 zu erkennen. Dieser wird benötigt, um die elektrische Radnabenmaschine aus dem Stillstand heraus in Rotation zu versetzen. Das zu überwindende Moment wird im Folgenden als Anlaufmoment M_0 bezeichnet.

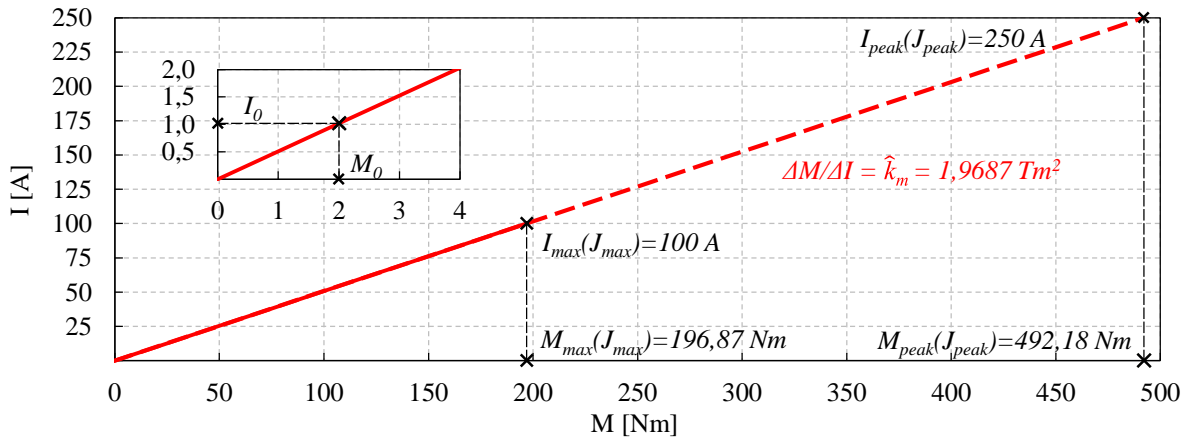


Abbildung 5.3: Drehmoment in Abhängigkeit vom elektrischen Strom

Der lineare Zusammenhang zwischen dem elektrischen Strom und dem gewandelten Drehmoment im Luftspalt gilt in allen vier Quadranten des Koordinatensystems. Innerhalb des zweiten und dritten Quadranten liegt jedoch ein negatives Drehmoment vor, welches z.B. zum Rückwärtsfahren oder für negative Beschleunigungen benötigt wird. Betragsmäßig ist das Drehmoment in allen vier Quadranten gleich groß.

Mechanische Leistung P_{mech} und elektrische Leistung P_{el}

Die Wandlung einer elektrischen P_{el} in eine mechanische Leistung P_{mech} und umgekehrt ist stets verlustbehaftet. Daraus folgt, dass P_{el} und P_{mech} über eine Verlustleistung P_V miteinander gekoppelt sind. Für einen motorischen Betrieb gilt nach dem Energieerhaltungssatz folgende Leistungsbilanz:

$$P_{\text{el}} = P_V + P_{\text{mech}} \quad 5.22$$

Die Verlustleistung besteht aus mehreren Anteilen. Diese lauten:

- **Ohmsche Verlustleistung P_{Ohm} :** Ursache ist der elektrische Widerstand des Leitermaterials (siehe Abschnitt 3.3.1),
- **Hystereseverlustleistung P_H :** Ursache ist die zur Ummagnetisierung des geblechten Stator-Eisenrückschlusses benötigte Energie (siehe Abschnitt 3.3.2),
- **Wirbelstromverlustleistung P_W :** Ursache ist die nach dem Faradayschen Induktionsgesetz induzierte Spannung in der Luftspaltwicklung und im geblechten Stator-Eisenrückschluss (siehe Abschnitt 3.3.3),
- **Reibverlustleistung P_R :** Ursache ist die Entkopplung zwischen den feststehenden und rotierenden Bauteilen der elektrischen Radnabenmaschine durch Lagerungen und Dichtungen (siehe Abschnitt 3.3.4),
- **Halbleiterverlustleistung P_S :** Ursache ist das Einschalt-, Ausschalt- und Durchlassverhalten der für die Kommutierung verwendeten elektronischen Leistungssteller.

Die vollständige Leistungsbilanz der elektrischen Radnabenmaschine lautet demnach für einen rein motorischen Betrieb:

$$P_{el} = P_{mech} + P_V = P_{mech} + P_{Ohm} + P_H + P_W + P_R + P_S. \quad 5.23$$

Die Stromwärmeverlustleistung P_{Ohm} kann anhand des Ohmschen Gesetzes $U=R_{Ph}I$, unter Vernachlässigung der Stromverdrängung aufgrund der geringen Frequenzen, wie folgt berechnet werden [37]:

$$P_{Ohm} = I^2 \cdot R_{Ph}. \quad 5.24$$

Die Hystereseverlustleistung P_H ist eine Komponente der Eisenverlustleistung P_{Fe} und wurde bereits im Abschnitt 4.5.5 bestimmt. Die Wirbelstromverlustleistung P_W setzt sich aus zwei Anteilen zusammen. Dazu zählen die Wirbelstromverlustleistung in der Luftspaltwicklung P_{W_LSW} und die Wirbelstromverlustleistung im geblechten Stator-Eisenrückschluss P_{W_StFe} . Im Abschnitt 4.5.4 wurden beide Anteile mit Hilfe von FEM-Simulationen in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit simuliert. Des Weiteren wurde das Reibmoment $M_R(\omega)$ in [34] experimentell ermittelt. Hierfür wurde lediglich der Rotor verwendet, um so ausschließlich die Reibung der Haupt- und Nebenlagerung sowie die der Dichtungen zu erfassen. Das Ergebnis der gemessenen Reibkennlinie ist in der folgenden Abbildung 5.4 dargestellt.

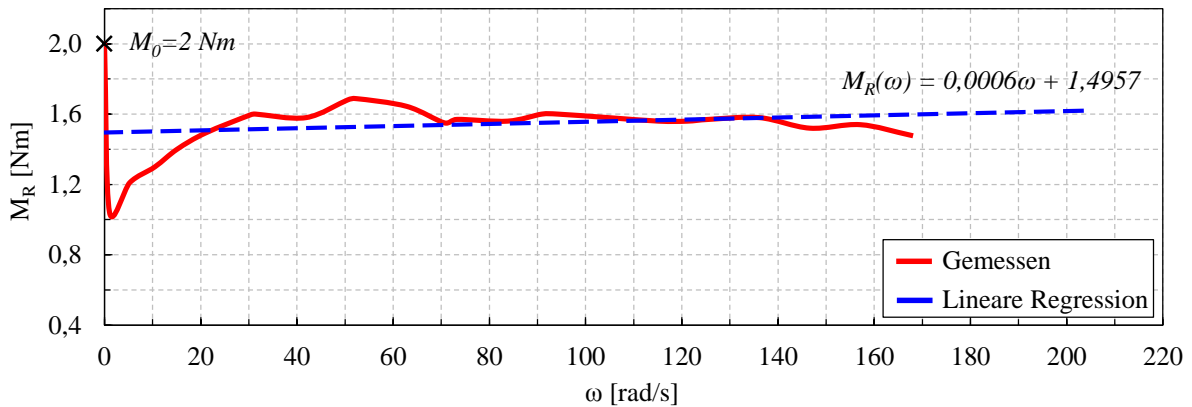


Abbildung 5.4: Reibmoment als Funktion von der Winkelgeschwindigkeit [34]

In Abbildung 5.4 ist zunächst die Größe des gemessenen Anlaufmoments $M_0=2 \text{ Nm}$ zu erkennen. Des Weiteren ist ein nahezu lineares Verhalten über den gesamten Drehzahlbereich festzustellen. Eine Ausnahme bildet der Bereich $\omega < 20 \text{ rad/s}$. Die Modellierung des Reibmoments $M_R(\omega)$ erfolgt in erster Näherung anhand der in Abbildung 5.4 dargestellten linearen Regression. Für M_R gilt die Gleichung:

$$\frac{M_R(\omega)}{\text{Nm}} = \frac{0,0006\omega}{\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}} + 1,4957. \quad 5.25$$

Diese Näherungsfunktion beschreibt ausschließlich die gegenwärtige Lager- und Dichtungsreibung des ausgelegten Prototyps. Eine allgemeingültige analytische Modellierung ist an dieser Stelle nicht verlangt. Die Reibverlustleistung $P_R(\omega)$ als Funktion von ω wird demnach wie folgt berechnet:

$$\frac{P_R(\omega)}{W} = \frac{M_R(\omega)}{\text{Nm}} \cdot \frac{\omega}{\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}} = \frac{0,0006\omega^2}{\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}} + \frac{1,4957\omega}{\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}}. \quad 5.26$$

Optional kann die Halbleiterverlustleistung P_S modelliert und in der Leistungsbilanz berücksichtigt werden. Diese fällt in der B6 aufgrund der elektronischen Kommutierung an. Ein IGBT benötigt eine elektrische Leistung, um seinen Zustand zwischen elektrisch leitend und elektrisch sperrend zu variieren. Es ist in eine Einschaltverlustleistung P_{Ein} und in eine Ausschaltverlustleistung P_{Aus} zu unterscheiden. Beide sind von der Kommutierungsfrequenz f_k (siehe Gleichung 4.1), der Einschaltenergie E_{Ein} sowie der Ausschaltenergie E_{Aus} eines Leistungsstellers abhängig. Des Weiteren entsteht im elektrisch leitenden Zustand eine sogenannte Durchlassverlustleistung P_D . Diese besteht zum einem aus der Verlustleistung

zwischen der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE0} und dem elektrischen Strom I und zum anderen aus der Ohmschen Verlustleistung zwischen dem differentiellen Bahnwiderstand R_{on} und dem elektrischen Strom I . Beide Verluste treten ausschließlich während des elektrisch leitenden Zustands eines IGBTs auf, so dass P_D auf ein Tastverhältnis bezogen werden muss. Dieses beschreibt den Quotienten zwischen der Impulsdauer t_e und der Periodendauer t_p eines Leistungsstellers. Die Formel zur Bestimmung der Durchlassverlustleistung P_D lautet für einen Transistor:

$$P_D = (U_{CE0} \cdot I + R_{on} \cdot I^2) \cdot \frac{t_e}{t_p}. \quad 5.27$$

Aufgrund der geringen Phaseninduktivitäten können die Diodenverluste zunächst vernachlässigt werden. Die Halbleiterverlustleistung P_S für sechs Transistoren kann somit für eine konstante Einschalt- und Ausschaltenergie in erster Näherung folgendermaßen modelliert werden:

$$P_S = 6 \cdot (P_{Ein} + P_{Aus} + P_D) = 6 \cdot \left[\frac{\omega \cdot p}{4\pi} \cdot (E_{Ein} + E_{Aus}) + (U_{CE0} \cdot I + R_{on} \cdot I^2) \cdot \frac{t_e}{t_p} \right]. \quad 5.28$$

Für die Modellierung der Halbleiterverlustleistung wurde exemplarisch eine handelsübliche B6 betrachtet. Diese lautet „SemiX®13“ und wird von der Firma Semikron GmbH veräußert [65]. Sämtliche benötigten Modellparameter sind in der folgenden Tabelle 5.2 aufgelistet. Das vollständige Datenblatt der B6 ist im Anhang B hinterlegt.

Modellparameter	Symbol	Wert	Einheit
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CE0}	0,88	V
Einschaltenergie	E_{Ein}	3,8	mJ
Ausschaltenergie	E_{Aus}	6,1	mJ
Differentieller Bahnwiderstand eines IGBTs	R_{on}	4,7	mΩ

Tabelle 5.2: Modellparameter zur Bestimmung der Halbleiterverlustleistung [65]

Anhand der gemittelten Parameter aus [65] und der nach Gleichung 4.1 berechneten Kommutierungsfrequenz, können die einzelnen Verlustanteile quantifiziert werden. Die Temperaturabhängigkeiten der Parameter wurden hierbei vernachlässigt. Anhand Gleichung 5.28 ist die Halbleiterverlustleistung $P_S(\omega, I)$ in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit ω und vom elektrischen Strom I zu modellieren. Beispielhaft wird bei einem elektrischen Dauerstrom von 50 A und einer Winkelgeschwindigkeit von 100 rad/s, eine Halbleiterverlustleistung in Höhe von $P_S=154,5$ W von der Kommutierung erzeugt. Diese setzt sich wie folgt zusammen: Einschaltverlustleistung $P_{Ein}=16,7$ W, Ausschaltverlustleistung $P_{Aus}=26,8$ W und Durchlassverlustleistung $P_D=111$ W. Letztere ist aufgrund des Verlustterms $U_{CE0} \cdot I$ verhältnismäßig am größten.

Sämtliche erzeugten Verlustleistungen werden entweder als Funktion des elektrischen Stroms oder der Winkelgeschwindigkeit modelliert. Eine Ausnahme bildet die Halbleiterverlustleistung, da diese von beiden Größen abhängig ist, siehe Gleichung 5.28. Für die Modellierung gelten somit folgende funktionelle Zusammenhänge: $P_{Ohm}(I)$, $P_H(\omega)$, $P_W(\omega)$, $P_R(\omega)$ und $P_S(\omega, I)$.

Die elektrische Leistung P_{el} ist allgemein durch den Quotienten zwischen der elektrischen Arbeit W_{el} und der Zeit t definiert. Dabei entspricht W_{el} dem Produkt zwischen der elektrischen Ladung q und der elektrischen Spannung U_B . Der elektrische Strom ist ein Gleichstrom, so dass die elektrische Ladung mit $q=I \cdot t$ berechnet werden kann. Für P_{el} gilt allgemein:

$$P_{el} = I \cdot U_B. \quad 5.29$$

Die mechanische Leistung P_{mech} wird allgemein durch den Quotienten zwischen der mechanischen Arbeit der Drehbewegung W_{mech} und der Zeit t definiert. Dabei entspricht W_{mech} dem Drehmoment M_{RNM} multipliziert mit dem Rotationswinkel φ . Für P_{mech} folgt daraus:

$$P_{mech} = M_{RNM} \cdot \omega. \quad 5.30$$

Das Drehmoment M_{RNM} entspricht dem gewandelten Drehmoment der elektrischen Radnabenmaschine im Luftspalt M abzüglich sämtlicher Verlustmomente erzeugt durch Reibung, Wirbelströme und Hysterese. Mit Hilfe des Energieerhaltungssatzes kann P_{mech} aus der zugeführten elektrischen Leistung P_{el} abzüglich sämtlicher Verlustleistungen P_V modelliert werden. Die Leistungsbilanz für P_{mech} lautet demnach wie folgt:

$$P_{mech} = P_{el} - P_V = P_{el} - P_{Ohm} - P_H - P_W - P_R - P_S. \quad 5.31$$

Die mechanische Leistung P_{mech} ist von der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Drehmoment M_{RNM} abhängig. Wird in die Maschengleichung 5.2 die induzierte elektrische Gegenspannung e_{Ers} nach Gleichung 5.7 und die Lorentzkraft nach Gleichung 5.18 eingesetzt, folgt daraus für die elektrische Spannung U_B :

$$U_B = R_{Ers} \cdot I + e_{Ers} = 2(R_{on} + R_{Ph}) \frac{M_{RNM}}{\hat{k}_m} + \hat{k}_e \cdot \omega. \quad 5.32$$

Die elektrische Wandlungskonstante \hat{k}_e und die mechanische Wandlungskonstante \hat{k}_m besitzen übereinstimmende Funktionsterme und werden im Folgenden zu einer gemeinsamen Wandlungskonstante \hat{k} zusammengefasst:

$$\hat{k} = \hat{k}_e = \hat{k}_m = \hat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot r_{Ph} \cdot p \cdot z. \quad 5.33$$

Anhand der physikalischen Einheiten der Wandlungskonstanten, [V/rad·s⁻¹] für \hat{k}_e und [Nm/A] für \hat{k}_m , ist erkennbar, dass diese Substitution gültig ist:

$$\frac{Vs}{rad} = \frac{Nm}{A} \rightarrow \frac{kg \cdot m^2 \cdot s}{A \cdot s^3} = \frac{kg \cdot m^2}{A \cdot s^2} \rightarrow 1 = 1. \quad 5.34$$

Um nun die Abhängigkeit zwischen der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Drehmoment M_{RNM} beschreiben zu können, muss Gleichung 5.32 mit 5.1, 5.15, 5.18, 5.33 ausmultipliziert und anschließend nach ω aufgelöst werden. Daraus folgt für $\omega(M_{RNM})$ im stationären Zustand:

$$\begin{aligned} \omega(M_{RNM}) &= \frac{U_B}{\hat{k}} - R_{Ers} \frac{M_{RNM}}{\hat{k}^2} = \frac{U_B}{\hat{k}} - 2(R_{on} + R_{Ph}) \frac{M_{RNM}}{\hat{k}^2} \\ &= \frac{U_B}{\hat{k}} - \frac{2R_{on}M_{RNM}}{\hat{k}^2} - 2\rho_{Cu} \frac{M_{RNM}(l_l p + 2\pi r_{i_FeRo})}{h_{Ph} \left(\frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_Ls}}{z+1} - b_{Ph_Ls} \right) \hat{k}^2}. \end{aligned} \quad 5.35$$

Alternativ lautet die Abhängigkeit des Drehmoments von der Winkelgeschwindigkeit $M_{RNM}(\omega)$:

$$\begin{aligned} M_{RNM}(\omega) &= \frac{U_B \hat{k} - \hat{k}^2 \omega}{R_{Ers}} = \frac{U_B \hat{k} - \hat{k}^2 \omega}{2(R_{on} + R_{Ph})} \\ &= \frac{U_B \hat{k} - \hat{k}^2 \omega}{\left(2R_{on} + 2\rho_{Cu} \frac{(l_l p + 2\pi r_{i_FeRo})}{h_{Ph} \left(\frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_Ls}}{z+1} - b_{Ph_Ls} \right) \hat{k}^2} \right)}. \end{aligned} \quad 5.36$$

Folglich kann P_{mech} entweder als Funktion von der Winkelgeschwindigkeit $P_{mech}(\omega)$ oder als Funktion vom Drehmoment $P_{mech}(M_{RNM})$ ausgedrückt und modelliert werden.

Anhand der zuvor hergeleiteten Gleichungen ist es möglich, die mechanische Leistung P_{mech} des elektrischen Radnabenmotors zu berechnen. Für einen generatorischen Betrieb kehren sich die Terme P_{el} und P_{mech} in Gleichung 5.23 um, die Verlustanteile bleiben jedoch stets identisch. In der folgenden Abbildung 5.5 ist der quantitative Verlauf der elektrischen Leistung P_{el} nach Gleichung 5.29 und der mechanischen Leistung P_{mech} nach Gleichung 5.31 in Abhängigkeit vom Drehmoment M_{RNM} im I. Quadranten dargestellt. Diesbezüglich wurden die Parameter aus Tabelle 5.1 sowie vier unterschiedlich große elektrische Spannungen $U_B=100\text{ V}, 200\text{ V}, 300\text{ V}, 400\text{ V}$ betrachtet.

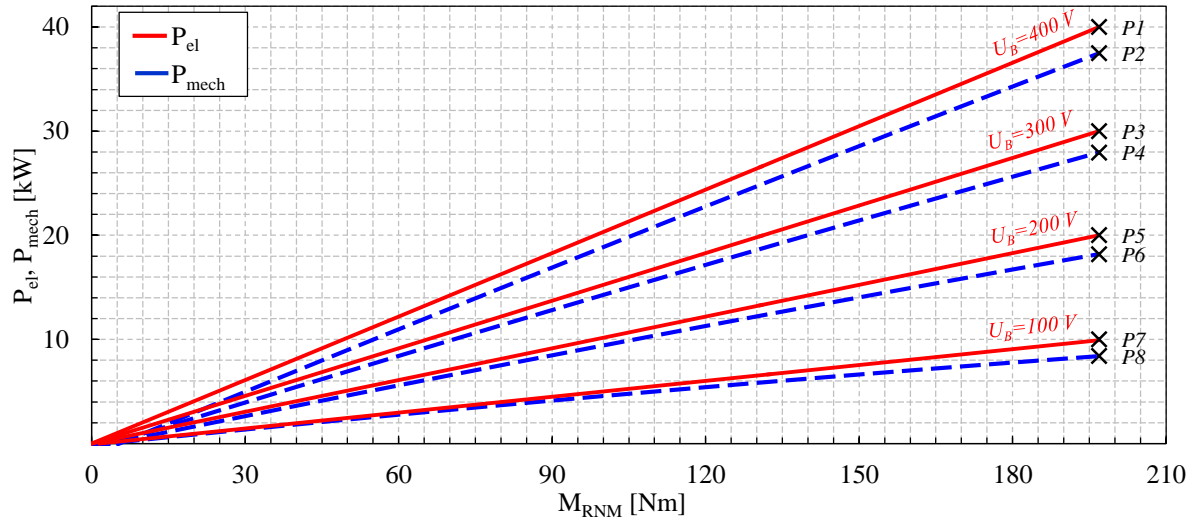


Abbildung 5.5: Elektrische und mechanische Leistung als Funktion vom Drehmoment

Die in Abbildung 5.5 gekennzeichneten Arbeitspunkte P1 bis P8 werden in der nachfolgenden Tabelle 5.3 hinsichtlich ihrer mengenmäßigen Zusammensetzung aufgelistet. Neben den elektrischen und mechanischen Leistungen werden zusätzlich sämtliche Verlustleistungen quantitativ angegeben. Die Halbleiterverlustleistung ist nicht direkt der elektromechanischen Leistungswandlung zuzuordnen und wird deshalb nur ergänzend aufgelistet.

Pkt.	Elektrische Leistung P_{el}			Verlustleistung P_V						Mechanische Leistung P_{mech}		
	U [V]	I [A]	$U \cdot I$ [kW]	P_{Ohm} [kW]	P_W [kW]	P_H [kW]	P_R [kW]	P_S [kW]	Σ [kW]	M_{RNM} [Nm]	ω [rad/s]	$M_{RNM} \cdot \omega$ [kW]
P1	400	100	40	1,48	0,61	0,11	0,32	(0,35)	2,52	196,87	195,65	37,48
P2												
P3	300	100	30	1,48	0,34	0,08	0,23	(0,33)	2,13	196,87	144,84	27,87
P4												
P5	200	100	20	1,48	0,14	0,05	0,15	(0,31)	1,82	196,87	94,05	18,18
P6												
P7	100	100	10	1,48	0,03	0,02	0,07	(0,29)	1,60	196,87	43,25	8,40
P8												

Tabelle 5.3: Eingangs-, Ausgangs- und Verlustleistungen der acht Arbeitspunkte

Winkelgeschwindigkeit ω und Drehmoment M_{RNM}

Der funktionelle Zusammenhang zwischen ω und M_{RNM} wurde bereits in den Gleichungen 5.35 und 5.36 beschrieben. Mit Hilfe dieser Gleichungen und den festgelegten Parametern aus Tabelle 5.1, kann der stationäre Verlauf für unterschiedliche große elektrische Spannungen dargestellt werden. Die theoretisch maximale Winkelgeschwindigkeit ω_{th_max} lautet bei einem Drehmoment von $M_{RNM}=0 Nm$:

$$\omega_{th_max}(M_{RNM} = 0) = \frac{U_B}{\hat{k}} = \frac{U_B}{\hat{B}_{eff} \cdot l_l \cdot r_{Ph} \cdot p \cdot z} \quad 5.37$$

Diese wird jedoch praktisch nie erreicht, da sich die elektrische Radnabenmaschine erst nach dem Überwinden ihrer Haftreibung in Rotation versetzt. Sobald eine Winkelgeschwindigkeit größer Null vorliegt, werden drehzahlabhängige Verlustleistungen erzeugt. Für die Bestimmung der Leerlaufwinkelgeschwindigkeit ω_0 muss demnach $M_0=M_{RNM}$ gesetzt werden. Daraus folgt für ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{U_B}{\hat{k}} - \frac{R_{ers} \cdot M_{RNM}}{\hat{k}^2} \quad 5.38$$

und gilt sowohl für eine linksdrehende als auch rechtsdrehende elektrische Radnabenmaschine. Die Änderung des Drehsinns wurde bereits im Abschnitt 4.4.1 erläutert. Mit Hilfe der entwickelten nutlosen Luftspaltwicklung kann sowohl eine mechanische Leistung im motorischen Betrieb als auch eine elektrische Leistung im generatorischen Betrieb gewandelt werden. Die elektrische Radnabenmaschine kann somit in allen vier Quadranten des Drehzahl-Drehmoment-Diagramms modelliert werden. Innerhalb der vier Quadranten gelten folgende Zusammenhänge:

- | | | | |
|------|------------------------------------|-------------------|----------------------|
| I. | rechtsdrehender Radnabenmotor: | positive Drehzahl | positives Drehmoment |
| II. | rechtsdrehender Radnabengenerator: | positive Drehzahl | negatives Drehmoment |
| III. | linksdrehender Radnabenmotor: | negative Drehzahl | negatives Drehmoment |
| IV. | linksdrehender Radnabengenerator: | negative Drehzahl | positives Drehmoment |

In der folgenden Abbildung 5.6 ist der lineare Verlauf zwischen der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Drehmoment M_{RNM} nach Gleichung 5.35 in allen vier Quadranten dargestellt. Es wurden exemplarisch die elektrischen Spannungen $U_B=100 V, 200 V, 300 V$ und $400 V$ betrachtet.

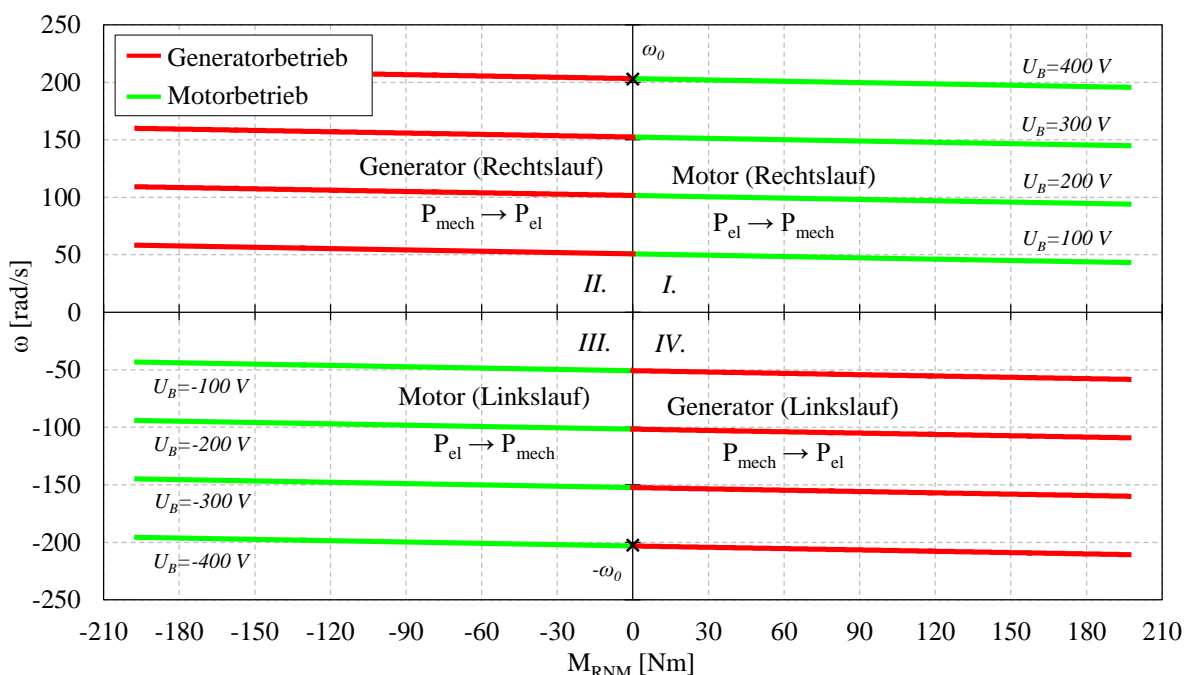


Abbildung 5.6: Winkelgeschwindigkeit in Abhängigkeit vom Drehmoment

Wirkungsgrad η

Der Wirkungsgrad η ist allgemein durch den Quotienten zwischen der zugeführten Leistung und der Nutzleistung definiert. Für den elektrischen Radnabenmotor gilt demnach im motorischen Betrieb, d.h. im ersten und dritten Quadranten des Drehmoment-Drehzahl-Diagramms:

$$\eta_{mot} = \frac{P_{mech}}{P_{el}}. \quad 5.39$$

Die funktionellen Zusammenhänge von P_{el} und P_{mech} wurden bereits in den Gleichung 5.29 und 5.31 dargestellt. Werden diese in Gleichung 5.39 eingesetzt, gilt für den Wirkungsgrad η_{mot} :

$$\begin{aligned} \eta_{mot} &= \frac{P_{mech}}{P_{el}} = \frac{P_{el} - P_V}{P_{el}} \\ &= 1 - \frac{P_{Ohm} + P_W + P_H + P_R + P_S}{P_{el}}. \end{aligned} \quad 5.40$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde an dieser Stelle auf ein ausführliches ausmultiplizieren in Gleichung 5.40 verzichtet. In der folgenden Abbildung 5.7 ist exemplarisch der quantitative Verlauf des Wirkungsgrads η_{mot} in Abhängigkeit vom Motordrehmoment M_{RNM} nach Gleichung 5.40 dargestellt. Diesbezüglich wurden die Parameter aus der Tabelle 5.1 sowie die elektrischen Spannungen $U_B = 100 \text{ V}$, 200 V , 300 V , 400 V verwendet. Die Halbleiterverlustleistung, als nicht essentieller Bestandteil der elektromechanischen Leistungswandlung, wurde nicht berücksichtigt.

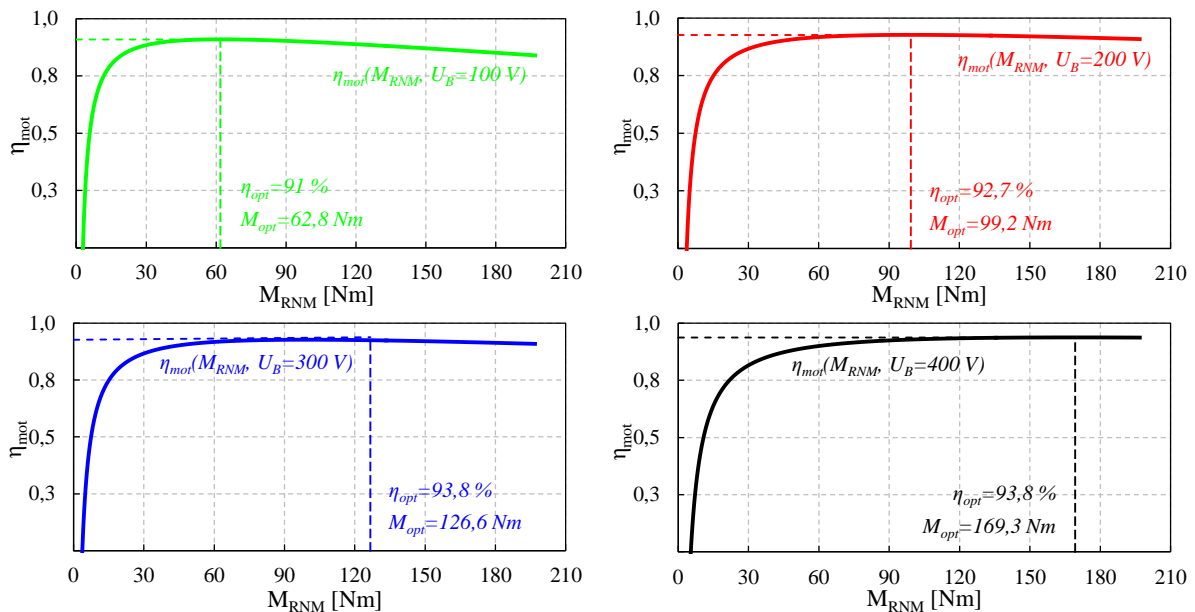


Abbildung 5.7: Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Drehmoment

Das Ergebnis in Abbildung 5.7 zeigt, dass der ausgelegte magnetische Kreis mit integrierter nutzenloser Luftspaltwicklung für den gewählten Anwendungsfall eine Effizienz von bis zu 93,8% erreicht. Werden sämtliche Terme der einzelnen Verlustleistungen in Gleichung 5.40 eingesetzt und ausmultipliziert, kann der Wirkungsgrad als Funktion von M_{RNM} und ω dargestellt werden. Für $\eta_{mot}(M_{RNM}, \omega)$ gilt:

$$\eta_{mot}(M_{RNM}, \omega) = \frac{\frac{1,9687 \cdot M_{RNM}}{Nm} \cdot \frac{\omega}{rad \cdot s^{-1}} - \frac{3,269 \cdot 10^{-2} \cdot \omega^2}{rad \cdot s^{-1}} - \frac{4,0055 \cdot \omega}{rad \cdot s^{-1}}}{\frac{7,5424 \cdot 10^{-2} \cdot M_{RNM}^2}{Nm} + \frac{1,9687 \cdot M_{RNM}}{Nm} \cdot \frac{\omega}{rad \cdot s^{-1}}}. \quad 5.41$$

Anhand der Gleichung 5.41 ist es somit möglich, den Verlauf des Wirkungsgrads $\eta_{mot}(M_{RNM}, \omega)$ über den gesamten Drehmomentbereich $0 \leq M_{RNM} \leq 196,87 \text{ Nm}$ und Drehzahlbereich $0 \leq \omega \leq 203,18 \text{ rad/s}$ der

elektrischen Radnabenmaschine quantitativ abzubilden. Das Ergebnis ist in der folgenden Abbildung 5.8 dargestellt.

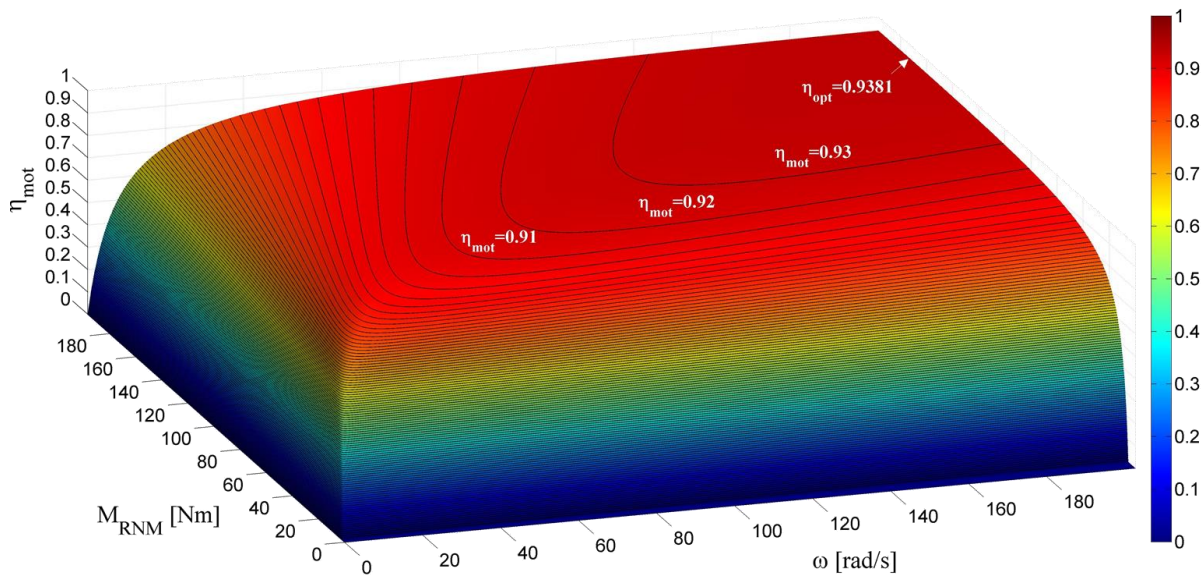


Abbildung 5.8: Wirkungsgradverlauf

Um den optimalen Wirkungsgrad η_{opt} zu bestimmen, ist Gleichung 5.41 nach $d\eta_{mot}(M_{RNM}, \omega)/d\omega$ sowie $d\eta_{mot}(M_{RNM}, \omega)/dM_{RNM}$ abzuleiten und anschließend gleichzusetzen. Daraus resultiert ein optimaler Wirkungsgrad von $\eta_{opt}(M_{opt}, \omega_{opt})=93,8\%$, der bei einem Drehmoment von $M_{opt}=169,31 \text{ Nm}$ und einer Winkelgeschwindigkeit von $\omega_{opt}=196,69 \text{ rad/s}$ erreicht wird. Abschließend sind in der folgenden Abbildung 5.9 sämtliche stationären Kennlinien, anhand der Parameter aus Tabelle 5.1 und einer elektrischen Spannung von $U_B=400 \text{ V}$, in Abhängigkeit vom Drehmoment dargestellt.

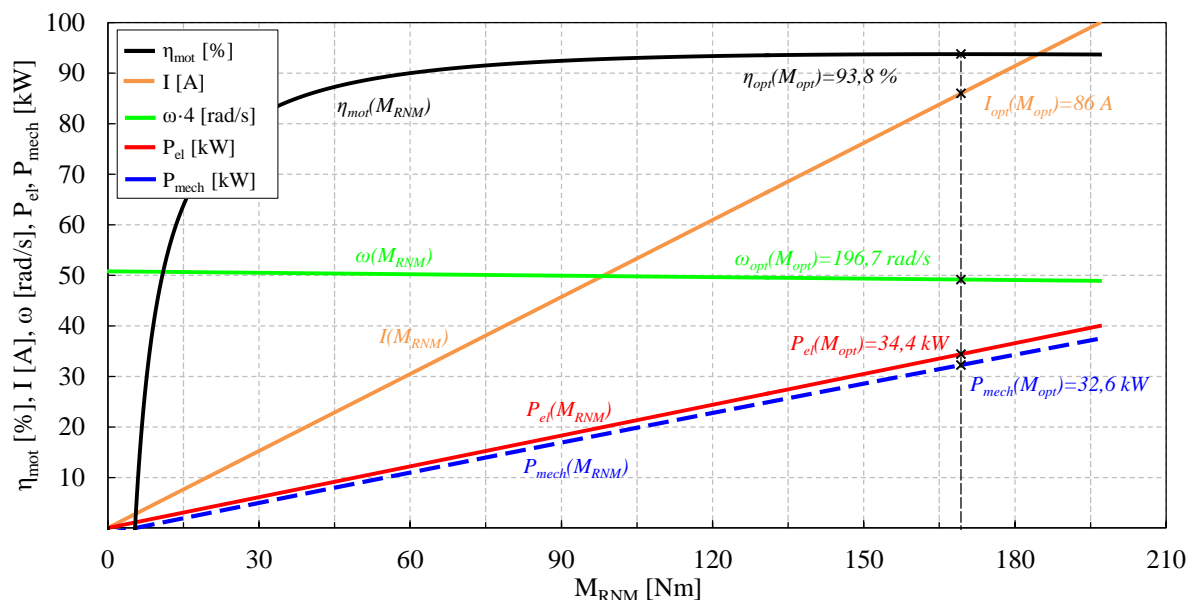


Abbildung 5.9: Stationäre Kennlinien eines unregulierten Betriebs

Das Ergebnis der stationären Modellierung zeigt, dass das Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutenloser Luftspaltwicklung dem einer permanenterrregten Gleichstrommaschine entspricht. Grundsätzlich ist zu erkennen, dass die Eisenverlustleistung sehr gering ist und die Ohmsche Verlustleistung gezielt durch die Auslegung der Luftspaltwicklung beeinflusst werden kann. Insgesamt kann somit eine sehr effiziente elektromechanische Leistungswandlung dargestellt werden.

5.1.2 Strom geregelter Betrieb

In diesem Abschnitt wird das stationäre Verhalten einer stromgeregelten elektrischen Radnabenmaschine mit dreiphasiger nutzenloser Luftspaltwicklung modelliert. Die Annahme lautet demnach, dass ein elektrischer Gleichstrom konstant der elektromechanischen Leistungswandlung zur Verfügung gestellt werden kann. Das kennzeichnende Verhalten wird sowohl analytisch als auch mit Hilfe von quantitativen Kennlinien näher erläutert. Der Istwert des elektrischen Gleichstroms beträgt in diesem Abschnitt durchgehend $I_{max}=100\text{ A}$. Der Entwurf einer Strom- und Drehzahlregelung ist nicht Bestandteil dieser wissenschaftlichen Arbeit.

Zunächst ist die elektrische Spannung U_0 zu ermitteln. Dieses Spannungspotential wird benötigt, um den maximalen elektrischen Dauerstrom I_{max} in zwei Phasen des elektrischen Radnabenmotors treiben zu können. Der funktionelle Zusammenhang des elektrischen Phasenwiderstands R_{Ph} der nutzenlosen Luftspaltwicklung wurde bereits in Gleichung 5.14 erläutert. Das Ohmsche Gesetz lautet für U_0 :

$$U_0 = 2R_{Ph} \cdot I_{max} = 2\rho_{Cu} I_{max} \frac{l_l p + 2\pi r_{i_FeRo}}{h_{Ph} \left(\frac{2\pi r_{i_FeRo}}{p(z+1)} - \frac{b_{PM_Ls}}{z+1} - b_{Ph_Ls} \right)}. \quad 5.42$$

Des Weiteren ist die induzierte Spannung e_{Ers} nach Gleichung 5.6 zu berücksichtigen. Diese ist proportional zur Winkelgeschwindigkeit der elektrischen Radnabenmaschine mit $e_{Ers}=\hat{k}\cdot\omega$. Damit ein gezielter elektrischer Stromfluss in den Phasen der Luftspaltwicklung erzeugt werden kann, muss U_B stets größer sein als e_{Ers} . Für die Modellierung bedeutet dies, dass mit steigendem ω die elektrische Quellspannung U_B kontinuierlich erhöht werden muss, um so die induzierte elektrische Spannung e_{Ers} zu kompensieren. Da U_B nicht unendlich groß ist, folgt ab einer Winkelgeschwindigkeit ω_{krit} die allmähliche Reduzierung des elektrischen Stroms. Befindet sich ω zwischen der kritischen Winkelgeschwindigkeit ω_{krit} und der Leerlaufwinkelgeschwindigkeit ω_0 , wird U_B nach dem Ohmschen Gesetz linear reduziert. Die kritische Winkelgeschwindigkeit ω_{krit} beträgt für $U_B=400\text{ V}$ und den Parametern aus Tabelle 5.1:

$$\omega_{krit} = \frac{U_B - U_0}{\hat{k}} - R_{Ers} \frac{M_{RNM}}{\hat{k}^2} = 195,64\text{ rad/s}. \quad 5.43$$

Mit der elektrischen Spannung U_0 , der Winkelgeschwindigkeit ω_0 und der kritischen Winkelgeschwindigkeit ω_{krit} , können die stationären Kennlinien des stromgeregelten Betriebs in zwei Intervalle eingeteilt werden. Für $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ kann I_{max} verwendet werden, für $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ nimmt I_{max} linear ab.

Der Verlauf der elektrischen Spannung $U_B(\omega)$ innerhalb des Intervall $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ berechnet sich aus der Summe von U_0 und e_{Ers} . Befindet sich ω zwischen $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$, ist die Grenze von U_B erreicht und es gilt $U_{B_max}=400\text{ V}$. Der Verlauf von $U_B(\omega)$ wird demnach folgendermaßen modelliert:

$$U_B(\omega) = \begin{cases} U_0 + \hat{k} \cdot \omega & 0 \leq \omega < \omega_{krit} \\ U_{B_max} & \omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0 \end{cases} \quad 5.44$$

Das Antriebsmoment als Funktion von der Winkelgeschwindigkeit $M_{RNM}(\omega)$ wird innerhalb des Intervalls $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ durch den Quotienten zwischen P_{mech} zu ω ausgedrückt. Für das Intervall $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ kann der maximale elektrische Dauerstrom nicht mehr zur Drehmomentwandlung verwendet werden. Die Ursache liegt darin, dass die Differenz zwischen U_B und e_{Ers} geringer ist als U_0 . Der elektrische Strom, als zu regelnde Größe, muss demnach fortwährend reduziert werden, so dass stets die Gleichung $I=(U_{B_max} - \hat{k}\cdot\omega)/R_{PhPh}$ gilt. Innerhalb der Intervalle $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ und $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ wird $M_{RNM}(\omega)$ demnach folgendermaßen modelliert:

$$M_{RNM}(\omega) = \begin{cases} \frac{(U_0 + \hat{k} \cdot \omega) \cdot I_{max} - P_V}{\omega} & 0 \leq \omega < \omega_{krit} \\ U_{B_max} \left(\frac{U_{B_max} - \hat{k} \cdot \omega}{R_{PhPh}} \right) - P_V & \omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0 \end{cases} \quad 5.45$$

Die elektrische Leistung als Funktion von der Winkelgeschwindigkeit $P_{el}(\omega)$ wird innerhalb des Intervalls $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ mit $U_B(\omega) \cdot I_{max}$ bestimmt, wobei $U_B(\omega)$ mit $U_B(\omega) = U_0 + \hat{k} \cdot \omega$ nach Gleichung 5.44 definiert ist. Liegt die Winkelgeschwindigkeit innerhalb des Intervalls $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$, muss der Verlauf von $P_{el}(\omega)$ wiederum durch den geradlinig abnehmenden elektrischen Strom angepasst werden. Die elektrische Leistung $P_{el}(\omega)$ wird folgendermaßen modelliert:

$$P_{el}(\omega) = \begin{cases} (U_0 + \hat{k} \cdot \omega) \cdot I_{max} & 0 \leq \omega < \omega_{krit} \\ U_{B_max} \left(\frac{U_{B_max} - \hat{k} \cdot \omega}{R_{PhPh}} \right) & \omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0 \end{cases} \quad 5.46$$

Letztendlich wird noch das Verhalten der mechanischen Leistung in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit $P_{mech}(\omega)$ benötigt, um sämtliche stationären Kennlinien eines stromgeregelten Betriebs darstellen zu können. Für $0 \leq \omega < \omega_{krit}$ wird $P_{mech}(\omega)$ aus der Differenz zwischen P_{el} und P_V bestimmt, siehe Gleichung 5.31. Innerhalb des Intervalls $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ muss wiederum der abnehmende elektrische Strom berücksichtigt werden. Daraus folgt für $P_{mech}(\omega)$:

$$P_{mech}(\omega) = \begin{cases} (U_0 + \hat{k} \cdot \omega) \cdot I_{max} - P_V & 0 \leq \omega < \omega_{krit} \\ U_{B_max} \left(\frac{U_{B_max} - \hat{k} \cdot \omega}{R_{PhPh}} \right) - P_V & \omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0 \end{cases} \quad 5.47$$

In der folgenden Abbildung 5.10 sind sämtliche Motorkennlinien anhand der Gleichungen 5.42 bis 5.47 für einen stromgeregelten Betrieb der elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit dargestellt. Diesbezüglich wurden die Parameter aus Tabelle 5.1 sowie eine elektrische Spannung von $U_{B_max} = 400$ V verwendet.

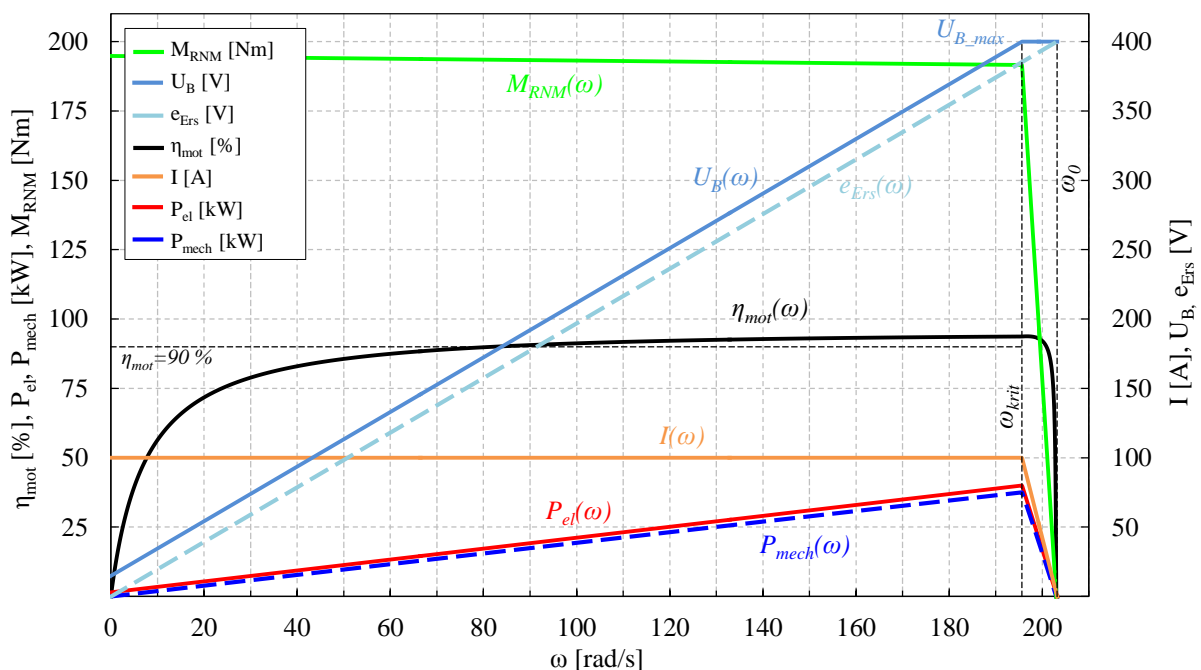


Abbildung 5.10: Stationäre Kennlinien eines stromgeregelten Betriebs

Das Ergebnis in Abbildung 5.10 zeigt, dass die elektromechanische Leistungswandlung eines stromgeregelten elektrischen Radnabenmotors über einen weiten Drehzahlbereich mit einer sehr hohen Effizienz realisiert werden kann. Des Weiteren ist zu erkennen, dass zwischen der kritischen Winkelgeschwindigkeit und der Leerlaufwinkelgeschwindigkeit $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ eine Sollwertreduzierung vorgenommen werden muss. Die Ursache liegt darin, dass der elektrische Strom nach dem Ohmschen Gesetz linear abnimmt, sobald die Differenz zwischen der elektrischen Quellspannung U_B und der induzierten Spannung e_{Ers} kleiner ist als U_0 . Da U_B als Stellgröße verwendet wird um den elektrischen Strom zu regeln, kann der maximale elektrische Dauerstrom innerhalb des Intervalls $\omega_{krit} \leq \omega \leq \omega_0$ nicht in voller Höhe der elektromechanischen Leistungswandlung zur Verfügung gestellt werden.

5.2 Dynamisches Verhalten

Um die Dynamik der nutenlosen Luftspaltwicklung zu beschreiben, wird der Modellierungsansatz in diesem Abschnitt erweitert. Anstelle der Wandlungskonstante \hat{k} wird ein vom Rotationswinkel abhängiger Wandlungsfaktor $k(\varphi)$ verwendet. Dieser wird maßgeblich durch den nichtlinearen periodischen Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte $\hat{B}(\varphi)$ beeinflusst. Des Weiteren werden sowohl das zeitabhängige Verhalten der Luftspaltwicklung als auch die winkelabhängige Kommutierung berücksichtigt. Diesbezüglich wird ein Verhaltensmodell mit Hilfe der Software Matlab/Simulink erstellt. Es werden die Bibliotheken SimPowerSystems für die Modellierung des elektrischen Teilsystems in Abschnitt 5.2.1 und SimDriveline für die Modellierung des mechanischen Teilsystems in Abschnitt 5.2.2 verwendet. Weiterhin wird ein magnetisches Teilsystem erstellt, um den nichtlinearen Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte zu modellieren, siehe dazu Abschnitt 5.2.3. Anschließend erfolgt in Abschnitt 5.2.4 die Modellierung der verwendeten Blockkommutierung. Im letzten Abschnitt 5.2.5 dieses Kapitels wird ein Gesamtmodell dargestellt, mit dessen Hilfe das dynamische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung untersucht werden kann.

5.2.1 Elektrisches Teilsystem

Das elektrische Teilsystem besteht aus drei Phasengleichungen. Jede Phase wird mit einem elektrischen Phasenwiderstand, einer Phaseninduktivität, zwei Gegeninduktivitäten und einer elektrischen Gegenspannungsquelle modelliert. Letztere wird für die Beschreibung des induzierten Spannungsverlaufs in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte und der Winkelgeschwindigkeit verwendet. Aufgrund der Gegeninduktivitäten besteht das elektrische Teilsystem der dreiphasigen Luftspaltwicklung aus drei gekoppelten Differentialgleichungen. Für die drei elektrischen Phasenspannungen U_U, U_V, U_W gilt [8]:

$$\begin{pmatrix} U_U \\ U_V \\ U_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_U & 0 & 0 \\ 0 & R_V & 0 \\ 0 & 0 & R_W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_U & G_{UV} & G_{UW} \\ G_{VU} & L_V & G_{VW} \\ G_{WU} & G_{WV} & L_W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} dI_U/dt \\ dI_V/dt \\ dI_W/dt \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_U \\ e_V \\ e_W \end{pmatrix}. \quad 5.48$$

Die elektrischen Phasenwiderstände R_U, R_V, R_W sind aufgrund des symmetrischen Aufbaus identisch und können nach Gleichung 5.14 analytisch beschrieben sowie mit den Parametern aus Tabelle 5.1 quantifiziert werden. Die Induktivitäten L_U, L_V, L_W und Gegeninduktivitäten $G_{UV}, G_{UW}, G_{VU}, G_{VW}, G_{WU}, G_{WV}$ wurden bereits im Abschnitt 4.5.3 für den Aufbau der elektrischen Radnabenmaschine bestimmt. Die induzierten elektrischen Phasenspannungen werden in Abhängigkeit von den effektiven magnetischen Flussdichteverläufen und den winkelabhängigen Wandlungsfaktoren modelliert. Diesbezüglich wird ein konstanter Winkelversatz von einem Phasenwinkel φ_{Ph} zwischen den drei Phasen berücksichtigt, siehe Abbildung 4.8 (rechts). Daraus folgt für e_U, e_V, e_W :

$$\begin{pmatrix} e_U(\varphi) \\ e_V(\varphi + \varphi_{Ph}) \\ e_W(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B(\varphi) \\ B(\varphi + \varphi_{Ph}) \\ B(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{pmatrix} \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{Ph} \cdot p = \begin{pmatrix} k(\varphi) \\ k(\varphi + \varphi_{Ph}) \\ k(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{pmatrix} \cdot \omega. \quad 5.49$$

Mit Hilfe der Gleichungen 4.23, 4.25, 5.14, 5.48 und 5.49 ist das elektrische Teilsystem vollständig bestimmt. Es handelt sich hierbei um ein Verzögerungssystem erster Ordnung. Die Zeitkonstante der Luftspaltwicklung setzt sich aus dem Quotienten zwischen der Phaseninduktivität und dem elektrischen Phasenwiderstand zusammen. Aufgrund der geringen Phaseninduktivität ist diese als sehr gering einzuschätzen. Die in Matlab/Simulink erstellte Blockstruktur des elektrischen Teilsystems ist in der folgenden Abbildung 5.11 dargestellt.

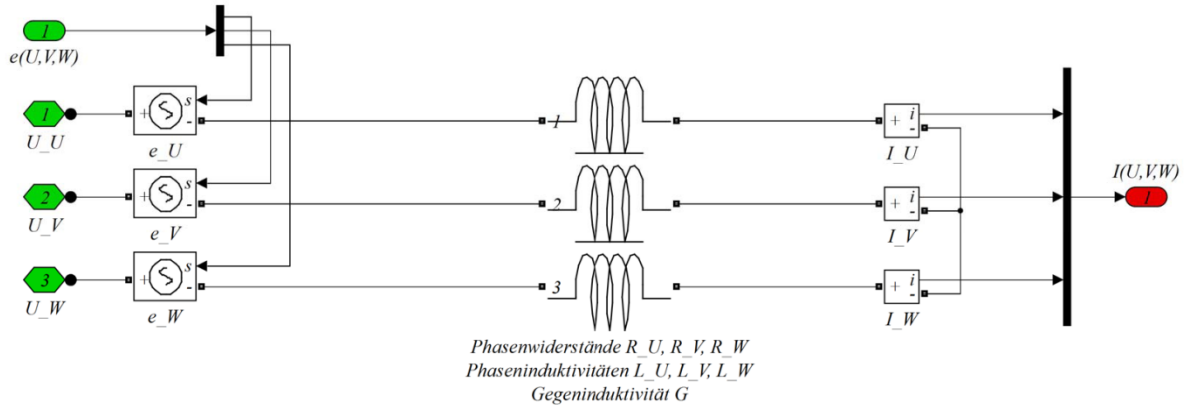


Abbildung 5.11: Blockschaltbild des elektrischen Teilsystems

5.2.2 Mechanisches Teilsystem

Das mit Hilfe der nutenlosen Luftspaltwicklung gewandelte Antriebsmoment M_{RNM} wird zum einen für die Winkelbeschleunigung $\ddot{\varphi}$ der Massenträgheit J benötigt und zum anderen, um sämtliche Lastmomente M_L zu kompensieren. Letztere setzen sich im Wesentlichen aus zwei Anteilen zusammen. Dazu gehören die von der elektrischen Radnabenmaschine aktiv erzeugten Lastmomente $M_{L_{RNM}}$ und die von den äußeren Fahrwiderständen bewirkten Lastmomente $M_{L_{FW}}$. Sämtliche aktiv von der elektrischen Radnabenmaschine erzeugten Lastmomente $M_{L_{RNM}}$ sind von der Winkelgeschwindigkeit abhängig. Dazu zählen das Reibmoment $M_R(\omega)$ nach Gleichung 5.25, das Moment $M_W(\omega)$ erzeugt aufgrund der Wirbelstromverlustleistung nach Gleichung 4.28 und das Moment $M_H(\omega)$ erzeugt aufgrund der Hystereseverlustleistung nach Gleichung 4.31. Zu den Lastmomenten $M_{L_{FW}}$ zählen z.B. der Roll-, Luft- und Steigungswiderstand eines Elektrofahrzeugs. Diese sind z.B. durch eine entsprechende Lastkennlinie zu berücksichtigen. Insgesamt werden während der elektromechanischen Leistungswandlung folgende Lastmomente modelliert:

$$M_L = M_{L_{RNM}} + M_{L_{FW}} = M_R + M_W + M_H + M_{L_{FW}}. \quad 5.50$$

Sämtliche Lastmomente sind von dem gewandelten Antriebsmoment M_{RNM} der elektrischen Radnabenmaschine zu kompensieren. Die Differentialgleichung des mechanischen Teilsystems lautet nach Anwendung des Drallsatzes folgendermaßen:

$$J \cdot \ddot{\varphi} = M_{RNM} - M_{L_{RNM}} - M_{L_{FW}} = M_{RNM} - M_R - M_W - M_H - M_{L_{FW}}. \quad 5.51$$

Die Massenträgheit J der rotierenden Bauteile des elektrischen Radnabenmotors wurde bereits im Abschnitt 4.7 mit Hilfe des erstellten CAD-Modells bestimmt. Anhand der drei elektrischen Phasenströme I_U, I_V, I_W und der effektiven magnetischen Flussdichte wird nach Gleichung 5.16 eine Lorentzkraft erzeugt. Diese wird mit dem Radius r_{Ph} , welcher zwischen der Luftspaltwicklung und der Rotationsachse

des elektrischen Radnabenmotors definiert ist, in ein Antriebsmoment M_{RNM} gewandelt. Aufgrund der zyklisch bestromten Phasen, besteht das Antriebsmoment M_{RNM} aus drei Einzelmomenten M_U, M_V, M_W . Diese werden folgendermaßen modelliert:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} M_U \\ M_V \\ M_W \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} B(\varphi) & 0 & 0 \\ 0 & B(\varphi + \varphi_{Ph}) & 0 \\ 0 & 0 & B(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{pmatrix} \cdot l_l \cdot r_{Ph} \cdot p \\ &= \begin{pmatrix} k(\varphi) & 0 & 0 \\ 0 & k(\varphi + \varphi_{Ph}) & 0 \\ 0 & 0 & k(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad 5.52$$

Das Modell des mechanischen Teilsystems wurde mit Hilfe der SimDriveline Bibliothek in Matlab/Simulink erstellt. In der folgenden Abbildung 5.12 ist das Blockschaltbild des mechanischen Teilsystems abgebildet.

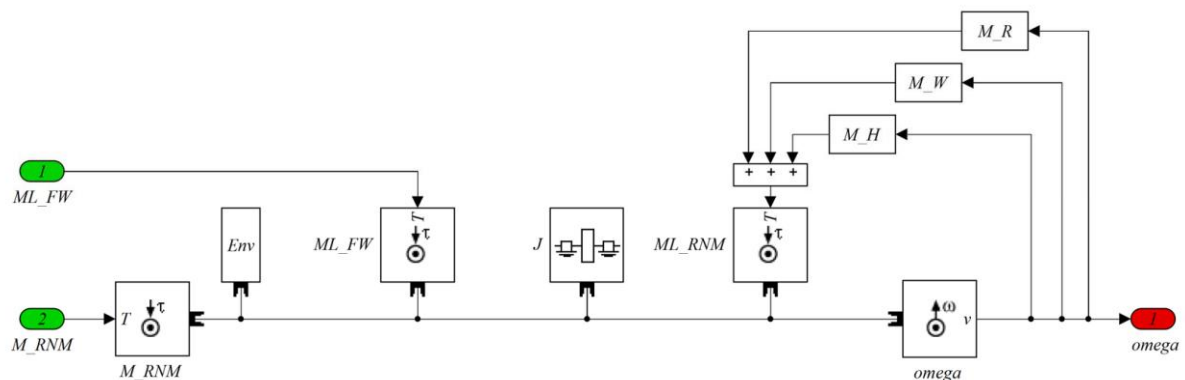


Abbildung 5.12: Blockschaltbild des mechanischen Teilsystems

5.2.3 Magnetisches Teilsystem

Die simulativ ermittelte effektive magnetische Flussdichte liegt als zeitdiskretes periodisches Signal vor. Eine Möglichkeit diesen Verlauf in einem Verhaltensmodell abzubilden, wäre durch die Verwendung einer Lookup-Tabelle. Diesbezüglich ist jedoch ein Algorithmus notwendig, der den Rotationswinkel φ nach exakt einem Polpaarwinkel $2\varphi_{PM}$ zurücksetzt. Die interne Nullstellenerkennung in Matlab/Simulink (zero-crossing-detection) kann zu diesem Zweck verwendet werden. Diese ist jedoch ausschließlich für eine variable Löser-Schrittweite anwendbar. Des Weiteren kann die Anzahl der Kommutierungsperioden über einen Zähler erfasst werden. Für längere Simulationszeiten ist diese Variante jedoch nur begrenzt anwendbar.

Eine weitere Möglichkeit den Verlauf der effektiven magnetischen Flussdichte in einem Verhaltensmodell abzubilden, kann durch die Approximation mit einer Fourier-Reihe erfolgen. Die zeitdiskreten periodischen FEM-Simulationsergebnisse werden hierbei durch eine Folge von Sinus- und Kosinusfunktionen angenähert. Beide Modellierungsvarianten weisen eine gewisse Unschärfe in Bezug auf die Nullstellengenauigkeit auf.

Im Folgenden wird die effektive magnetische Flussdichte durch fouriertransformierte Sinusfunktionen modelliert. Der Vorteil dieser Variante liegt darin, dass der benötigte Rechen- und Zeitaufwand vergleichsweise sehr gering ist. In einer schnellen Fourier-Transformation (FFT) wurden zunächst die am stärksten vertretenden Frequenzen der FEM-Simulationsergebnisse ermittelt [8]. Folglich konnte der

magnetische Flussdichteverlauf aus der Summe von vier fouriertransformierten Sinusfunktionen beschrieben und kontinuierlich modelliert werden. Das erstellte Verhaltensmodell verwendet je Phase vier Sinusfunktionen mit ungleichen Amplituden (a_1, a_3, a_5, a_7) und Frequenzen (f_1, f_3, f_5, f_7). Die Summe dieser vier Sinusfunktionen wurde auf 1 normiert, so dass diese mit der maximalen Amplitude der magnetischen Flussdichte multipliziert werden kann. Die Phasenverschiebung zwischen den drei Flussdichteverläufen B_U, B_V, B_W wird durch einen konstanten Winkelversatz berücksichtigt. In der folgenden Abbildung 5.13 sind die diskreten Fourier-Reihen (DFT) erster bis siebter Ordnung, im Vergleich zu der in ANSYS/Maxwell simulierten effektiven magnetischen Flussdichte, über einem Polpaarwinkel dargestellt.

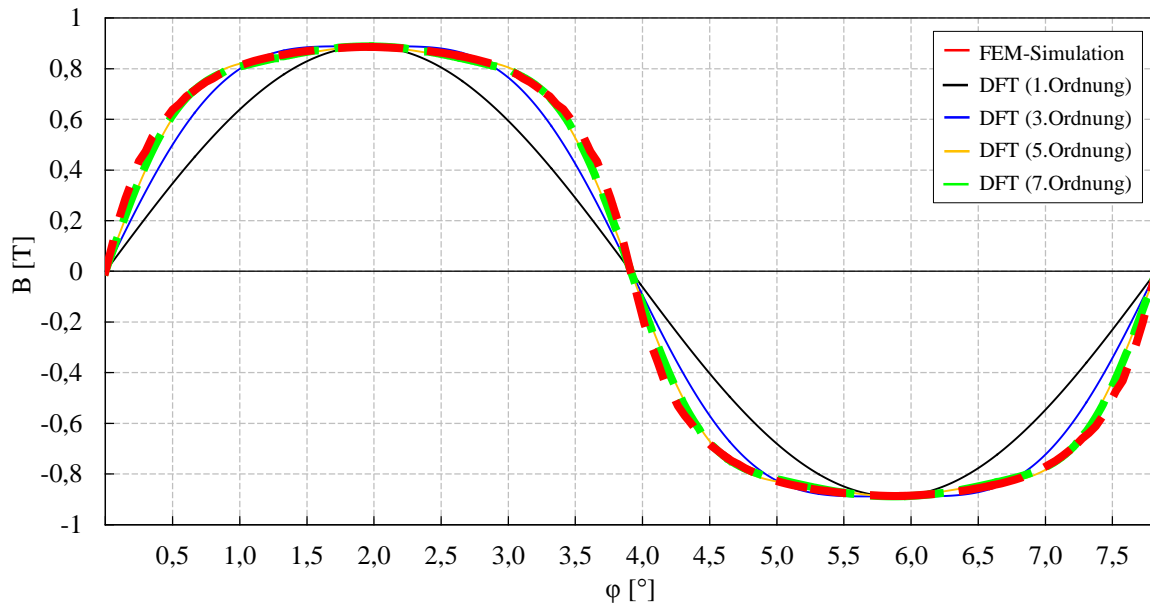


Abbildung 5.13: FEM-Simulationsergebnis und fouriertransformierte magnetische Flussdichten erster bis siebter Ordnung in Abhängigkeit vom Rotationswinkel

Der maximale Fehler zwischen dem FEM-Simulationsergebnis und einer Fourier-Reihe siebter Ordnung beträgt lediglich 0,7 %. Aufgrund dieser sehr hohen Übereinstimmung wurde eine Fourier-Reihe siebter Ordnung für die Modellierung der effektiven magnetischen Flussdichte verwendet.

Abschließend ist in der folgenden Abbildung 5.14 der in Matlab/Simulink erstellte Signalfluss des magnetischen Teilsystems als Blockschaltbild dargestellt.

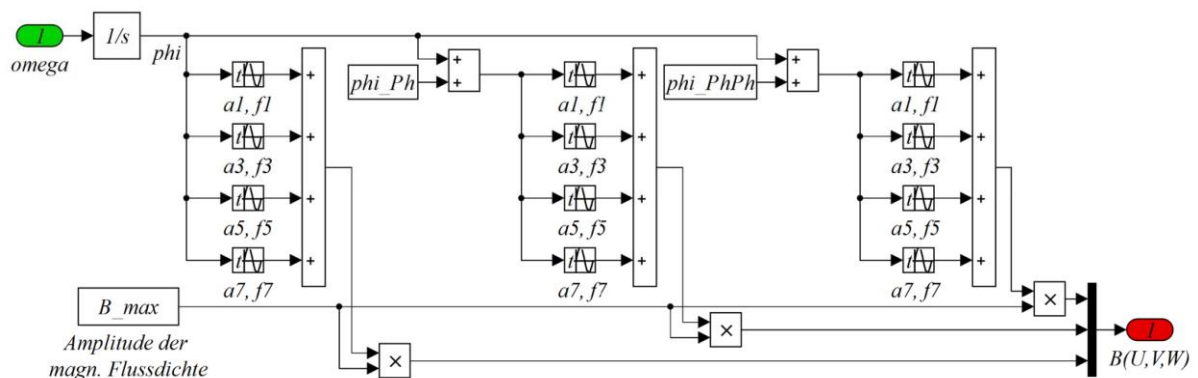


Abbildung 5.14: Blockschaltbild des magnetischen Teilsystems

5.2.4 Kommutierung

Die drei digitalen Hallsensorsignale werden anhand der magnetischen Flussdichteverläufe $B_U(\varphi)$, $B_V(\varphi)$, $B_W(\varphi)$ und einer konstanten Schaltschwelle B_{Sch} modelliert. Letztere beträgt $B_{Sch}=0$ T und entspricht somit nahezu dem Schaltverhalten der verwendeten unipolaren Hallsensoren des Prototyps, siehe dazu Abschnitt 6.1. Über einen logischen Vergleich zwischen $B_U(\varphi)$, $B_V(\varphi)$, $B_W(\varphi)$ und B_{Sch} kann der Verlauf der drei digitalen Hallsensorsignale $H_1(\varphi)$, $H_2(\varphi)$, $H_3(\varphi)$ in Abhängigkeit vom Rotationswinkel φ abgebildet werden. Für $H_1(\varphi)$, $H_2(\varphi)$ und $H_3(\varphi)$ gilt:

$$\begin{aligned} H_1(\varphi) &= \begin{cases} 0 & B_{Sch} < B_U(\varphi) \\ 1 & B_{Sch} \geq B_U(\varphi) \end{cases} \\ H_2(\varphi + \varphi_{Ph}) &= \begin{cases} 0 & B_{Sch} < B_V(\varphi + \varphi_{Ph}) \\ 1 & B_{Sch} \geq B_V(\varphi + \varphi_{Ph}) \end{cases} \\ H_3(\varphi + 2\varphi_{Ph}) &= \begin{cases} 0 & B_{Sch} < B_W(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \\ 1 & B_{Sch} \geq B_W(\varphi + 2\varphi_{Ph}) \end{cases} \end{aligned} \quad 5.53$$

Anhand der Hallsensorsignale werden anschließend die Steuersignale der sechs Leistungssteller in der B6 generiert. Die angewandte Kombinatorik wurde bereits in Tabelle 4.2 erläutert und ist dementsprechend für einen Rechts- bzw. Linkslauf zu unterscheiden. Um die passenden Steuersignale aus den 2^3 Kombinationsmöglichkeiten der drei Hallsensorsignale zu erzeugen, werden logische Operatoren in Verbindung mit dem Absorptionsgesetz verwendet. Letzteres ermöglicht das Vereinfachen von Kombinationen mit UND- und ODER-Verknüpfungen. Daraus folgt z.B. für den Leistungssteller T1 (siehe Abbildung 4.7) und der Kombinatorik aus Tabelle 4.2:

$$\begin{aligned} T1 &= (H1 \wedge \overline{H2} \wedge H3) \vee (\overline{H1} \wedge \overline{H2} \wedge H3) \\ &= \overline{H2} \wedge H3. \end{aligned} \quad 5.54$$

Mit Hilfe des Absorptionsgesetzes kann somit der Modellierungsaufwand reduziert werden. Die vollständigen Abhängigkeiten, zwischen den sechs Leistungsstellern in der B6 und den drei Hallsensorsignalen, sind in der folgenden Tabelle 5.4 für eine rechts- sowie linksdrehende elektrische Radnabenmaschine dargestellt.

	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Rechtslauf	$\overline{H2} \wedge H3$	$H1 \wedge \overline{H3}$	$\overline{H1} \wedge H2$	$H2 \wedge \overline{H3}$	$\overline{H1} \wedge H3$	$H1 \wedge \overline{H2}$
Linkslauf	$H2 \wedge \overline{H3}$	$\overline{H1} \wedge H3$	$H1 \wedge \overline{H2}$	$\overline{H2} \wedge H3$	$H1 \wedge \overline{H3}$	$\overline{H1} \wedge H2$

Tabelle 5.4: Modellierung der IGBT-Steuersignale

Als Leistungssteller wurden IGBT mit antiparallelen Freilaufdioden aus der Bibliothek SimPowerSystems verwendet. Diese wurden anhand der Quelle [65] parametrisiert. Das Datenblatt der betrachteten Leistungssteller ist im Anhang B hinterlegt.

Abschließend sind in der folgenden Abbildung 5.15 exemplarisch die Schaltsequenzen der Transistoren T1 und T4 sowie die simulierte effektive magnetische Flussdichte in Abhängigkeit vom Rotationswinkel φ dargestellt. Das Ergebnis zeigt, dass mit der bestehenden Kommutierung eine optimale Ausnutzung der potentiell zur Verfügung stehenden magnetischen Flussdichte erreicht wird. Des Weiteren ist zu erkennen, dass die magnetische Flussdichte symmetrisch für die elektromechanische Leistungswandlung verwendet wird. Daraus resultiert eine geringe Welligkeit des Antriebsmoments über sämtliche magnetischen Pole des Rotors.

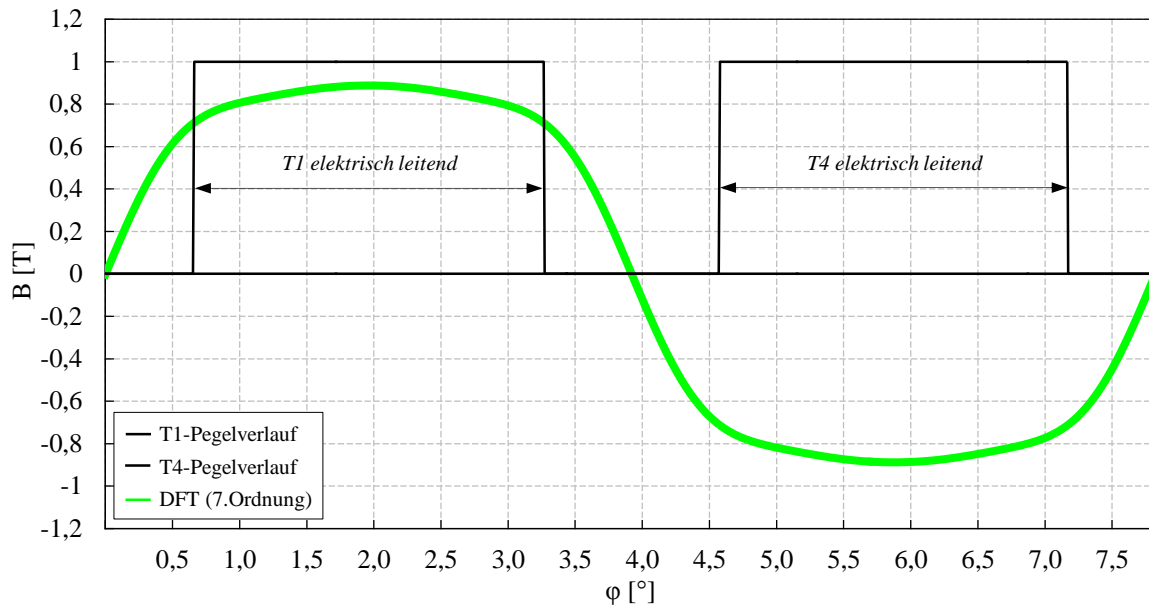


Abbildung 5.15: Schaltsequenzen T1, T4 und magnetischer Flussdichteverlauf in Abhängigkeit von φ

5.2.5 Gesamtmodell

Anhand der erstellten Modelle in den Abschnitten 5.2.1 bis 5.2.4, kann ein geschlossenes Gesamtmodell von der elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung formuliert werden. Um dieses zu vervollständigen, werden ergänzend eine elektrische Gleichspannungsquelle, eine B6 und ein Modell von der elektromechanischen Kopplung benötigt. Letzteres wird zur Berechnung des Wandlungsfaktors $k(\varphi)$ verwendet. Mit diesem ist es möglich, die elektromechanische Wandlung zwischen den drei elektrischen Phasenströmen und dem Antriebsmoment sowie zwischen den drei induzierten Phasenspannungen und der Winkelgeschwindigkeit zu beschreiben. Das in Matlab/Simulink erstellte Gesamtmodell ist in der folgenden Abbildung 5.16 als Blockschaltbild dargestellt.

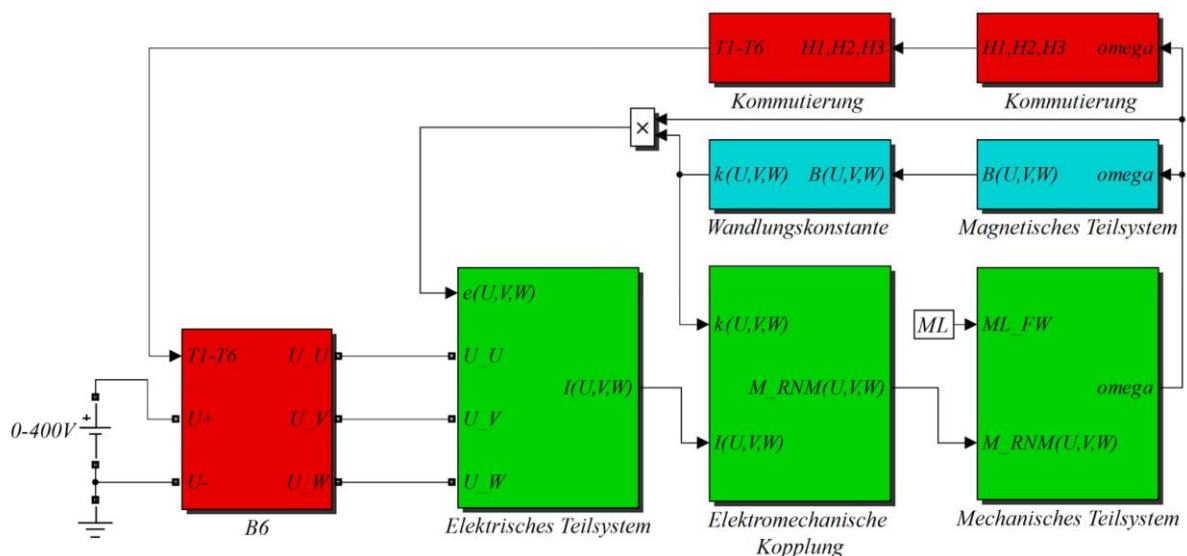


Abbildung 5.16: Blockschaltbild des Gesamtmodells

Im Folgenden werden nun die wesentlichen dynamischen Verhaltenscharakteristiken der nutzenlosen Luftspaltwicklung während der elektromechanischen Leistungswandlung aufgezeigt. Diesbezüglich wurde das Gesamtmodell anhand der Parameter aus Tabelle 5.1 und der Quelle [65] parametrisiert.

Zunächst wird das dynamische Verhalten der Winkelgeschwindigkeit ω in Abhängigkeit von der elektrischen Spannung U_B analysiert. Das Übertragungsverhalten wird durch die elektrische Zeitkonstante τ_{el} der Luftspaltwicklung und die mechanische Zeitkonstante τ_{mech} der rotierenden Massenträgheiten bestimmt. Die elektrische Zeitkonstante ist für eine nutzenlose Luftspaltwicklung aus dem Quotienten zwischen der Phaseninduktivität L_{Ph} und dem elektrischen Phasenwiderstand R_{Ph} definiert. Die mechanische Zeitkonstante ist für die ausgelegte elektrische Radnabenmaschine aus dem Quotienten zwischen der Summe der drehzahlabhängigen Verlustmomente $M_L(\omega)$ und der Massenträgheit J definiert. Beide werden als konstante Größen modelliert, d.h. es werden keine Temperaturabhängigkeiten, Alterungseffekte usw. berücksichtigt. In der folgenden Abbildung 5.17 sind vier Sprungantworten von der Winkelgeschwindigkeit $\omega(t)$ für vier verschiedene elektrische Spannungssprünge dargestellt. Diesbezüglich wurden vier Rechteckfunktionen verwendet, die zwischen 0-100 V, 0-200 V, 0-300 V sowie 0-400 V variieren und der elektrischen Gleichspannungsquelle U_B als Sollwertimpulse dienen.

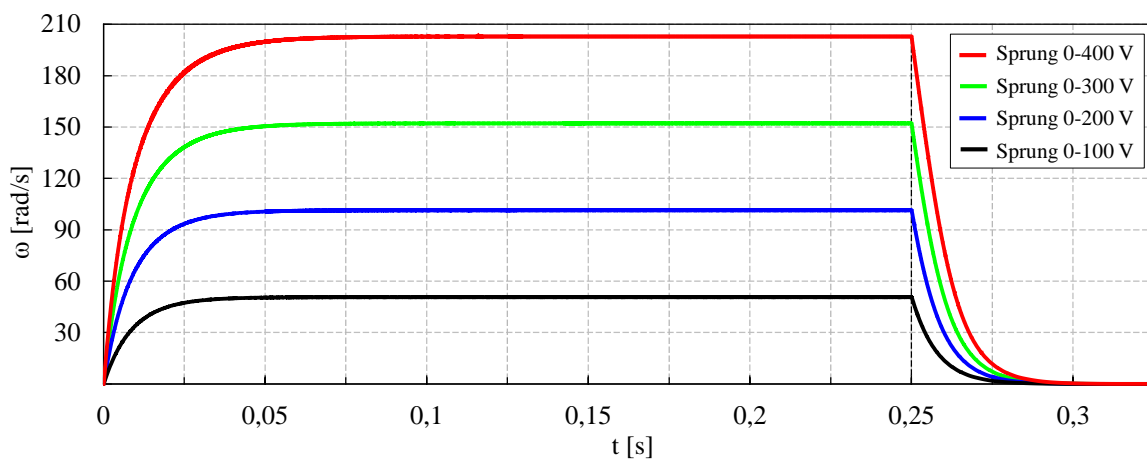


Abbildung 5.17: Sprungantwort der Winkelgeschwindigkeit

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 5.17 zeigen, dass die Stationärwerte sehr gut mit denen der in Abschnitt 5.1 analytisch beschriebenen stationären Kennlinien übereinstimmen. Die elektrische Zeitkonstante ist um ein Vielfaches kleiner als die Mechanische $\tau_{el} \ll \tau_{mech}$. Die Ursache liegt darin, dass die Phaseninduktivität vergleichsweise sehr gering ist (siehe Abschnitt 4.5.3). Dies hat zur Folge, dass in Abbildung 5.17 ausschließlich der dynamische Verlauf in Abhängigkeit von τ_{mech} zu erkennen ist. In der folgenden Abbildung 5.18 sind dieselben Sprungantworten dargestellt, jedoch wurde der Zeithorizont logarithmisch skaliert. Der Einfluss der elektrischen Zeitkonstante τ_{el} wird somit deutlich.

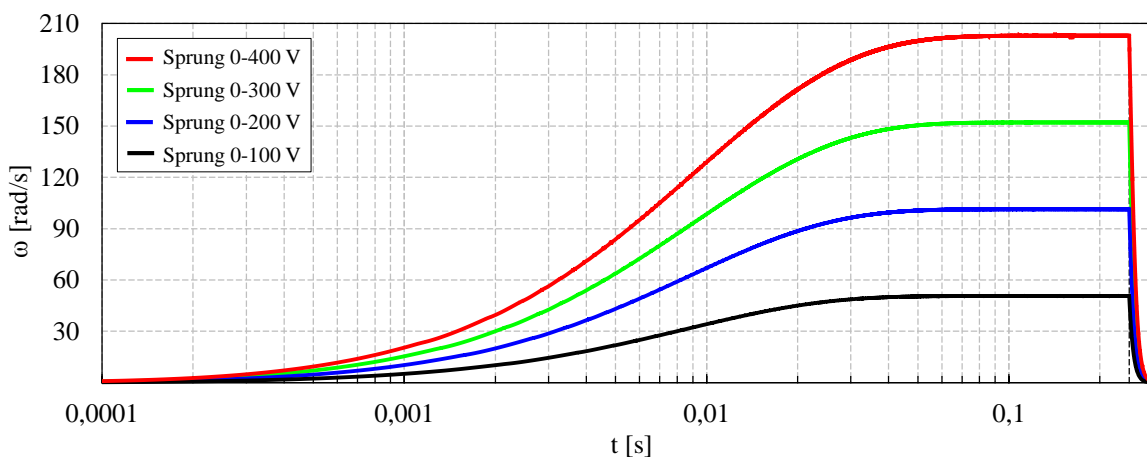


Abbildung 5.18: Sprungantwort der Winkelgeschwindigkeit (logarithmisch skaliert)

Mit Hilfe der simulierten Sprungantworten konnten sowohl die elektrische als auch die mechanische Zeitkonstante grafisch ermittelt werden. Da es sich bei der elektrischen Radnabenmaschine um ein Verzögerungssystem zweiter Ordnung handelt, wurde das Wendetangentenverfahren verwendet. Anhand des Anstiegs der Sprungantwort konnte der Wendepunkt lokalisiert sowie anschließend die Wendetangente analytisch berechnet werden. Das Ergebnis für einen maximalen Sprung der elektrischen Gleichspannungsquelle U_B von 0 V auf 400 V lautet für $\tau_{el}=49,9 \mu s$ und für $\tau_{mech}=12,66 ms$. Das Fünffache der Zeitkonstanten entspricht mit einer Genauigkeit von 99,3% dem Wert des jeweiligen eingeschwungenen Stationärwerts. Daraus folgt für $5\tau_{el}=249,5 \mu s$ und für $5\tau_{mech}=63,3 ms$. Das Ergebnis zeigt, dass die Drehmomentwandlung sehr viel schneller erfolgt als die Drehzahlwandlung. Aufgrund dieser hohen Dynamik der elektrischen Radnabenmaschine ist es möglich, Stellbewegungen innerhalb kürzester Zeit durchzuführen. Durch die Wahl geeigneter Fahrerassistenzsysteme können somit völlig neue Fahr sicherheitspotentiale von Elektrofahrzeugen erschlossen werden.

Liegt eine Winkelgeschwindigkeit von $\omega > 0$ vor, wird nach dem Induktionsgesetz eine elektrische Spannung in die nutenlose Luftspaltwicklung induziert. Das dynamische Verhalten der drei Induktionsspannungen $e_U(t)$, $e_V(t)$, $e_W(t)$ ist in der folgenden Abbildung 5.19 für einen Sprung zwischen 0 V und 400 V dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde an dieser Stelle der Zeithorizont auf 16 ms begrenzt.

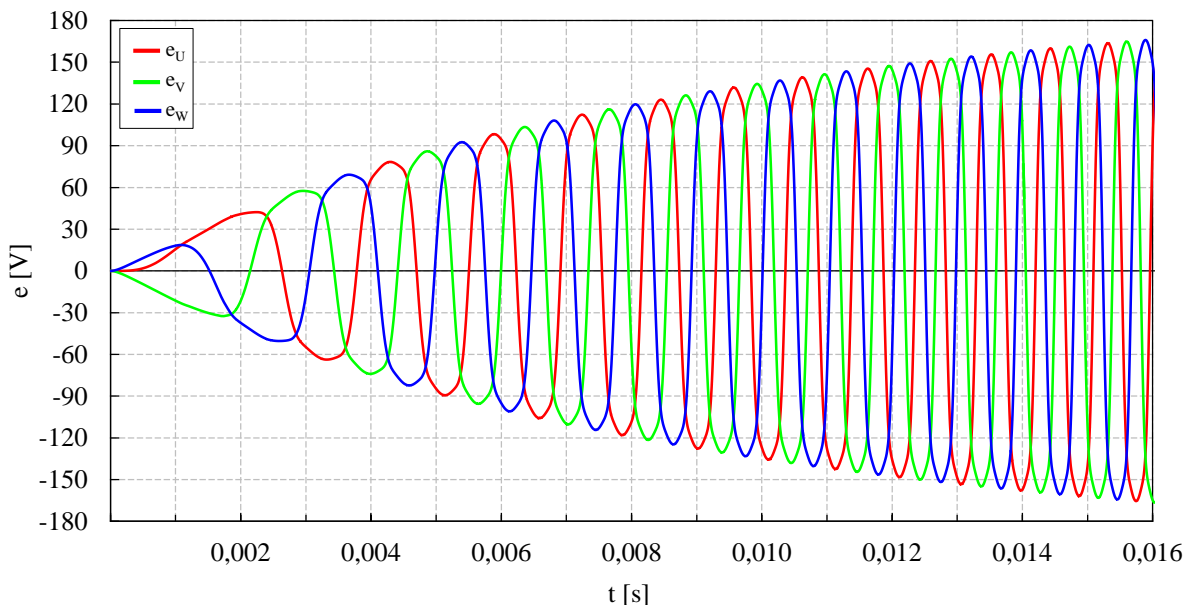


Abbildung 5.19: Sprungantworten der drei induzierten Phasenspannungen

Der nichtlineare Verlauf der drei Induktionsspannungen $e_U(t)$, $e_V(t)$, $e_W(t)$ ist durch die funktionelle Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte zu erklären. Die Effektivwerte der induzierten elektrischen Phasenspannungen entsprechen mit einer hohen Genauigkeit den stationär modellierten elektrischen Induktionsspannungen in Abschnitt 5.1.1.

Der nichtlineare Verlauf der drei elektrischen Induktionsspannungen beeinflusst die elektrische Gleichspannungsquelle U_B . Als Folge dessen, wird eine Welligkeit im elektrischen Stromverlauf der drei Phasen erzeugt. In der folgenden Abbildung 5.20 sind exemplarisch die Verläufe der drei elektrischen Phasenströme $I_U(t)$, $I_V(t)$, $I_W(t)$ dargestellt, welche benötigt werden um ein Lastmoment von 100 Nm zu kompensieren.

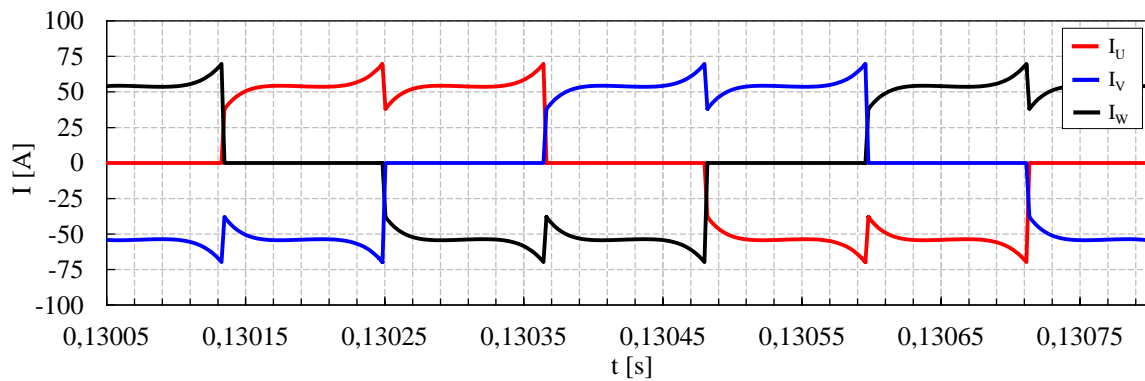


Abbildung 5.20: Elektrische Phasenströme bei einer Last von 100 Nm

Um den Einfluss des nichtlinearen magnetischen Flussdichteverlaufs auf die einzelnen elektrischen Phasenströme genauer zu analysieren, erfolgt in Abbildung 5.21 eine Gegenüberstellung zwischen dem elektrischen Phasenstrom $I_U(t)$ und der simulierten magnetischen Flussdichte $B_U(t)$.

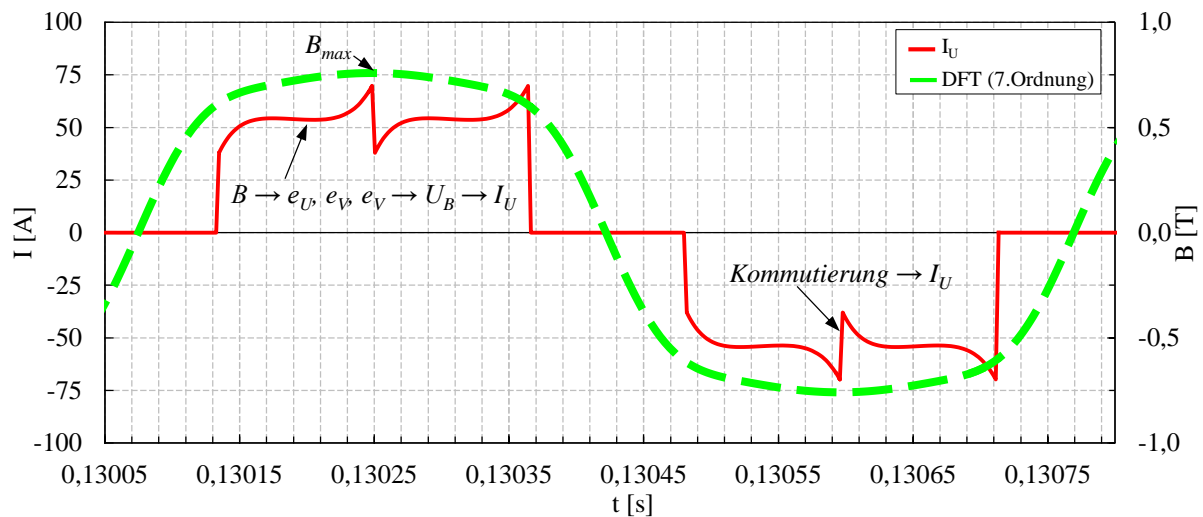


Abbildung 5.21: Elektrischer Phasenstrom und magnetische Flussdichte

In Abbildung 5.21 ist zu erkennen, dass die Welligkeit des elektrischen Stroms mit zunehmenden B anfangs nichtlinear ansteigt und kurz darauf wieder geringfügig abnimmt. Vor dem Erreichen des Maximums von B entsteht ein rapider Anstieg des elektrischen Stroms. Die Ursache könnte darin liegen, dass die Induktionsspannung e_U zu diesem Zeitpunkt ebenfalls maximal ist und demnach den größtmöglichen Einfluss auf die elektrische Gleichspannungsquelle U_B besitzt. Diese maximale elektrische Spannungsdifferenz zwischen U_B und e_U resultiert in einem raschen Anstieg des elektrischen Phasenstroms I_U , um so die elektrischen Phasenwiderstände weiterhin zu überwinden. Des Weiteren ist neben der Welligkeit des elektrischen Phasenstroms $I_U(t)$, ein Sprung in Abbildung 5.21 zu erkennen. Dieser entsteht bei jedem Kommutierungswechsel, d.h. bei jedem Wechsel zwischen zwei elektrischen Stromkreisen in der Luftspaltwicklung. Zu diesem Zeitpunkt bricht die Phasenspannung kurzzeitig ein und der in der Luftspaltwicklung gespeicherte elektrische Strom wird über die Freilaufdiode eines IGBTs geleitet. Aufgrund des geringen elektrischen Widerstands der Diode und der geringen Phaseninduktivität entsteht ein Einbruch, der mit einer sehr geringen elektrischen Zeitkonstante und einem nahezu linearen Verlauf stattfindet. In der folgenden Abbildung 5.22 ist exemplarisch ein Kommutierungswechsel zwischen den Transistoren T5 und T6 sowie dessen Auswirkung auf den elektrischen Phasenstrom $I_U(t)$ dargestellt. Es ist zunächst zu erkennen, dass die Transistoren T5 und T6 exakt zur gleichen Zeit t geschaltet werden.

Der elektrische Phasenstrom I_U bricht mit Beginn des Kommutierungszeitpunkts für eine Dauer von $\Delta t = 2,6 \mu\text{s}$ ein. Innerhalb dieser Zeitspanne weist der elektrische Phasenstrom $I_U(t)$ einen negativen Anstieg von $\Delta I / \Delta t = -12,1 \text{ A}/\mu\text{s}$ auf, so dass dieser um $\Delta I = 31,4 \text{ A}$ reduziert wird. Der negative Anstieg entspricht nahezu der simulierten Phaseninduktivität von $L_{ph} = 9,96 \mu\text{H}$.

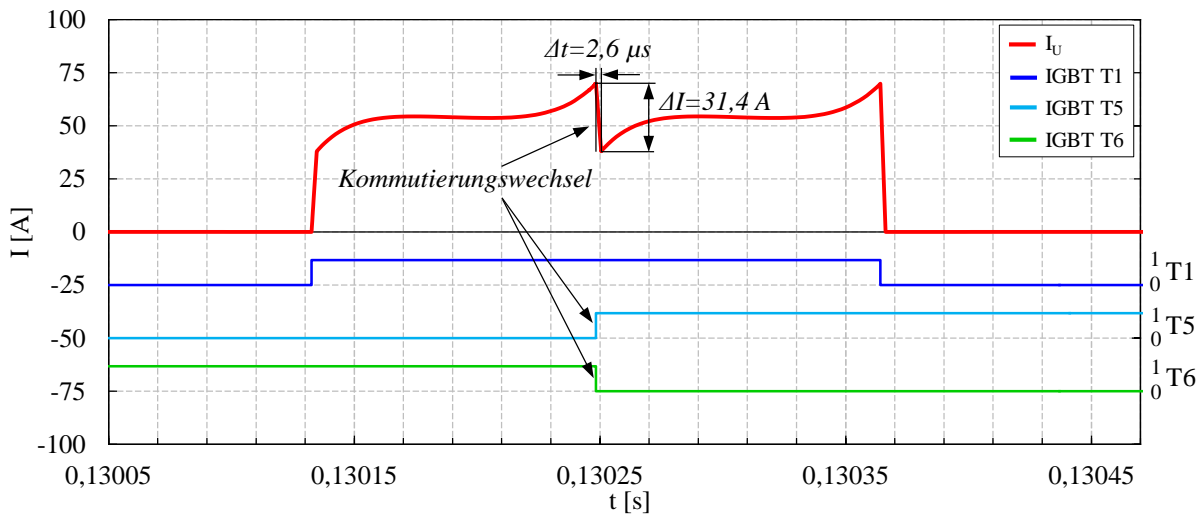


Abbildung 5.22: Einfluss der Kommutierung auf einen elektrischen Phasenstrom

Werden die elektrischen Phasenströme zu einem elektrischen Summenstrom zusammengefasst, kann der Verlauf des Antriebsmoments bestimmt werden. In der folgenden Abbildung 5.23 ist sowohl der Verlauf des elektrischen Summenstroms I als auch der des Antriebsmoments M_{RNM} für ein Lastmoment von 100 Nm dargestellt. Zusätzlich werden die Effektivwerte I_{eff} und $M_{RNM,eff}$ abgebildet.

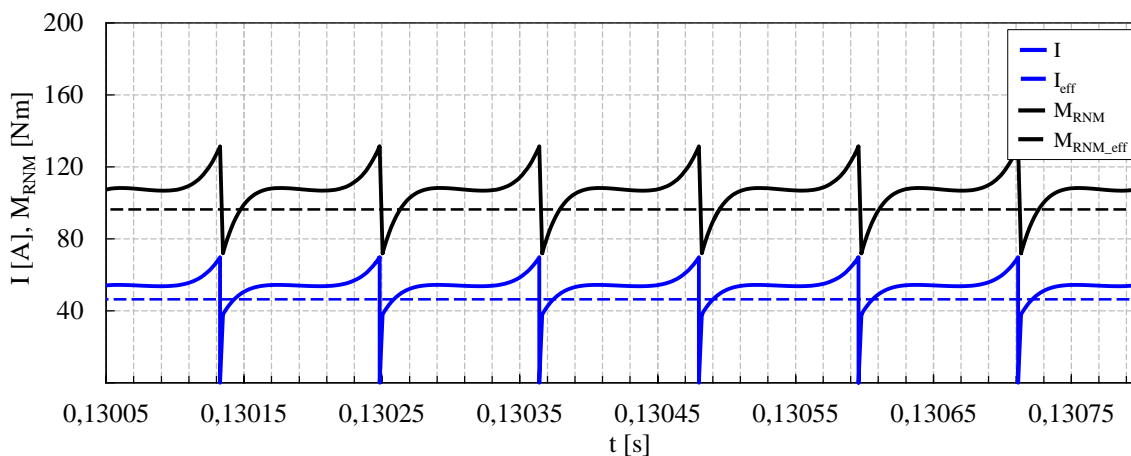


Abbildung 5.23: Summenstrom und Antriebsmoment bei einer Last von 100 Nm

In Abbildung 5.23 ist sowohl die Welligkeit als auch der Einbruch des elektrischen Summenstroms und des Antriebsmoments bei jedem Kommutierungswechsel zu erkennen. Werden diese Verläufe gemittelt (siehe gestrichelte Linien), können die Gleichanteile des Summenstroms und des Antriebsmoments quantifiziert werden. Aus diesen wird ersichtlich, dass das benötigte Antriebsmoment im Mittel dem des Lastmoments entspricht, d.h. dieses somit kompensiert.

In diesem Abschnitt wurde das dynamische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutenloser Luftspaltwicklung für den Anwendungsfall elektrischer Radnabenmotor mit Blockkommutierung analysiert. Darauf aufbauend ist eine ausgereifte Steuerung und Regelung zu entwerfen, welche die Vorteile dieser dynamischen Leistungswandlung vollständig ausnutzen kann.

6 Experimentelle Validierung

In diesem Kapitel erfolgt die experimentelle Validierung der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung. Anhand diverser experimentell ermittelter Messreihen, wird das charakteristische Verhalten der stationären Leistungswandlung dargestellt. Zunächst erfolgt die Beschreibung des verwendeten Prototyps in Abschnitt 6.1 und des aufgebauten Prüfstands in Abschnitt 6.2. Anschließend werden sämtliche elektrische, geometrische und magnetische Parameter des verwendeten Prototyps bestimmt, siehe dazu Abschnitt 6.3. Abschließend werden diverse stationäre und dynamische Messungen in den Abschnitten 6.4 und 6.5 präsentiert. In diesem Kapitel findet durchweg ein Vergleich zwischen den experimentell erfassten Messverläufen und dem Modellverhalten statt.

6.1 Prototyp

Anhand des in Abschnitt 4.7 ausgearbeiteten Gesamtentwurfs konnte ein vollständig funktionsfähiger Prototyp einer elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung aufgebaut werden. Dieser besteht im Wesentlichen aus den drei Hauptbaugruppen Welle, Stator und Rotor. Aufgrund der universitätsinternen Fertigung wurden bewusst Abstriche in Bezug auf die Auslegung dieser drei Baugruppen gemacht. Dazu zählte unter anderem die Festlegung der Leitergeometrie. Anstatt rechteckförmige Querschnitte zu verwenden, wurden zunächst handelsübliche Runddrähte auf den Stator appliziert. Alle weiteren Bauteile konnten mit standardisierten Fertigungsverfahren hergestellt werden. Sämtliche Normteile wurden käuflich erworben.

Die Herstellung des Rotors erfolgte durch konventionelle Dreh- und Fräsbearbeitungen. Der Eisenrückschluss besteht aus dem Werkstoff S235 1.0254. Des Weiteren besitzt dieser eine Wandstärke von 4,4 mm und weist somit eine genügende Materialdicke auf, um den magnetischen Fluss ohne Sättigungseffekte führen zu können, siehe Abschnitt 4.5.1. Die Länge des Zylinders beträgt insgesamt 103 mm, wobei an beiden Rändern jeweils ein 1,5 mm tiefer Zentrierflansch vorhanden ist. Diese werden für die Positionierung der aus Aluminium gefertigten Seitendeckel benötigt. Beide Deckel werden durch lösbare Schraubverbindungen an den Eisenrückschluss montiert. Da die äußere Grenze der elektrischen Radnabenmaschine von den Seitendeckeln und dem Eisenrückschluss gebildet wird, wurden diese Bauteile zusätzlich mit einer stoßfesten Lackschicht versehen.

Die insgesamt 92 magnetischen Pole wurden in einer zweistufigen Montage an der inneren Mantelfläche des Eisenrückschlusses befestigt. Diesbezüglich wurden in jeder Stufe jeweils 46 Permanentmagnete mit einer eigens dafür erstellten Schablone positioniert und anschließend mit Hilfe eines Magnetklebers fixiert. Diese zweistufige Montage bietet den Vorteil, dass eine sehr hohe Positioniergenauigkeit der Magnete erreicht wird und so das Aufsummieren von Toleranzen über mehr als zwei magnetische Pole vermieden wird. Des Weiteren ermöglicht diese Methodik eine einheitliche Tiefenpositionierung der insgesamt 92 Permanentmagnete. Somit wird ein gleichmäßiger Abstand zwischen den Stirnflächen der Permanentmagnete und den drei digitalen Hallsensoren sichergestellt. Außerdem ist die Länge der Phasenleiter identisch zur Länge der Permanentmagnete. In der folgenden Abbildung 6.1 ist der Rotor nach der ersten Montagesstufe (links), nach der zweiten Montagesstufe (mittig) und während des Vermessens der Rundheit in einer Koordinatenmessmaschine (rechts) dargestellt.

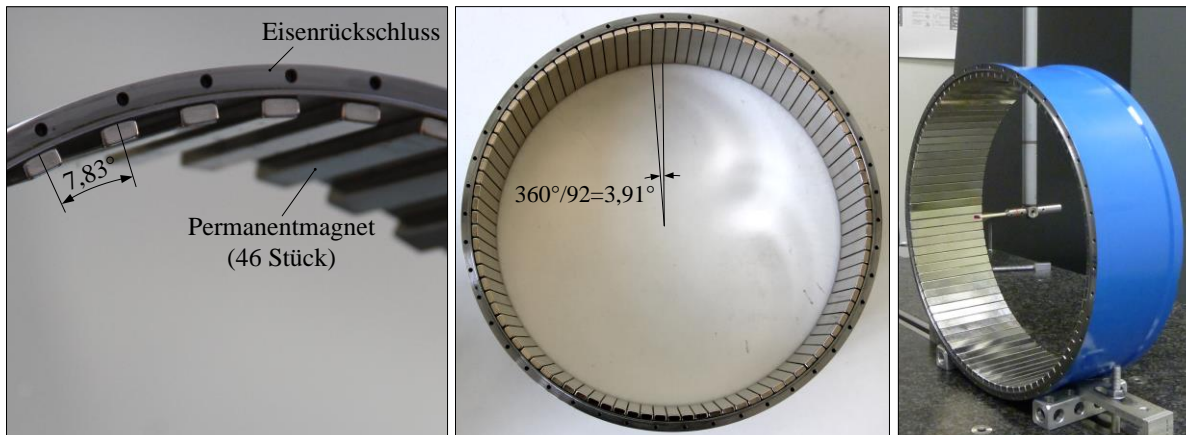


Abbildung 6.1: Rotor nach der ersten Montagestufe (links), nach der zweiten Montagestufe (mittig), während der Vermessung der Rundheit (rechts)

Abschließend wurde die Rundheit, des mit 92 magnetischen Polen bestückten Eisenrückschlusses, in einer dreidimensionalen Koordinatenmessmaschine vermessen, siehe Abbildung 6.1 (rechts). Somit konnte zum einen sichergestellt werden, dass der Luftspalt zwischen Rotor und Stator gleichmäßig ausfällt und zum anderen, dass die Montage der drei Hauptbaugruppen durchgeführt werden kann.

Der Statorkörper besteht aus dem Material Aluminium und wurde mit Hilfe von konventionellen Dreh- und Fräsbearbeitungen hergestellt. Auf der Mantelfläche wurden vier rechteckförmige Kühlkanäle eingearbeitet und mit Hilfe eines dünnwandigen Zylinderrings aus Aluminium abgedeckt. Auf diesem wurde ein Blechpaket aus dem Material M400-50A [75] mit einer Wandstärke von 4,5 mm aufgeschumpft. Um eine hohe Koaxialität zwischen den Rotationsachsen der Welle und des Stators zu erreichen, wurden beide Bauteile in einer Aufspannung auf das gewünschte Endmaß gefertigt.

Die auf den Stator applizierte Wicklung besteht aus drei Phasen. Diese setzen sich jeweils aus fünf isolierten Kupferdrähten mit einem Durchmesser von $\varnothing 0,5$ mm zusammen. Ein Leiter weist nach [23] eine Durchschlagsfestigkeit von 8,5 kV auf. Die Montage erfolgte mit Hilfe von zwei aus Aluminium hergestellten Schablonen. Mit diesen war es möglich, die Parallelität zwischen den einzelnen Phasenleitern und der Rotationsachse des Stators zu gewährleisten. In der folgenden Abbildung 6.2 sind zwei befestigte Phasen auf dem Eisenrückschluss des Stators während des Montageprozesses dargestellt.

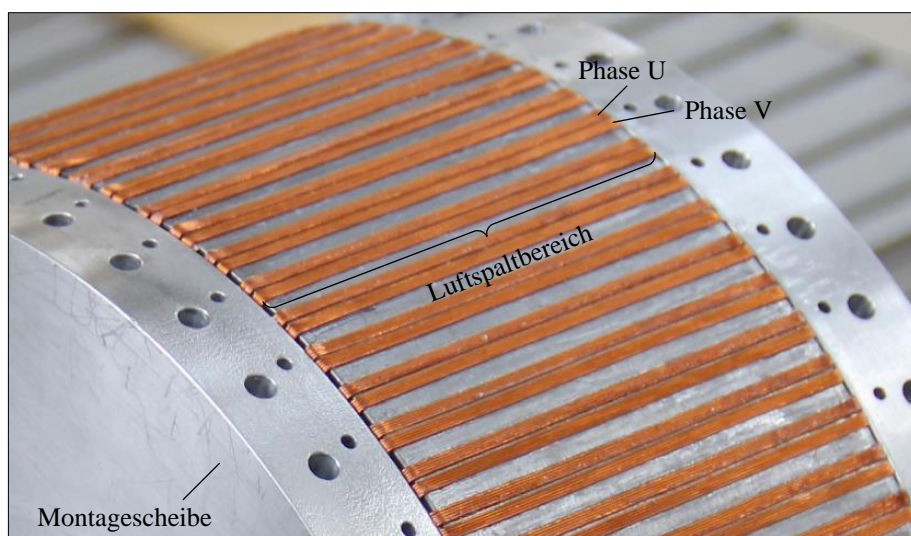


Abbildung 6.2: Montage der Luftspaltwicklung

Für die Befestigung der einzelnen Runddrähte wurde ein Kleber verwendet, der eine hohe Temperaturbeständigkeit von 120 °C bei einer geringen Topfzeit von wenigen Sekunden aufweist. Des Weiteren besitzt dieser eine deutlich höhere Haftkraft, als die auf einem Leiter wirkende maximale Lorentzkraft. Die Wicklung wurde im Bereich des Luftspaltes und im Bereich der Wickelköpfe vollständig mit einem Wärmeleitpachtel überzogen, siehe Abbildung 6.3. Die Ursache liegt darin, dass so eine verbesserte Wärmeabfuhr zwischen der Luftspaltwicklung und dem aktiv gekühlten Stator erreicht wird und zusätzlich ein stoßfester Montageschutz vorhanden ist. Sämtliche Wickelköpfe wurden abgewinkelt und an die Stirnfläche des Stators kontaktiert. Dies hat zur Folge, dass zum einen die Länge des Radnabenmotors insgesamt sehr gering ausfällt und zum anderen die Wickelköpfe aktiv gekühlt werden können. Die Geometrie der Wickelköpfe ist flach ausgeführt und besitzt eine relativ geringe Länge im Verhältnis zur Länge der Leiter im Bereich des Luftspaltes. Mit den entsprechenden Fertigungseinrichtungen können die Wickelköpfe zukünftig auf ein Minimum reduziert werden. Dies hat zur Folge, dass der elektrische Widerstand, die Ohmsche Verlustleistung und der Materialaufwand reduziert werden.

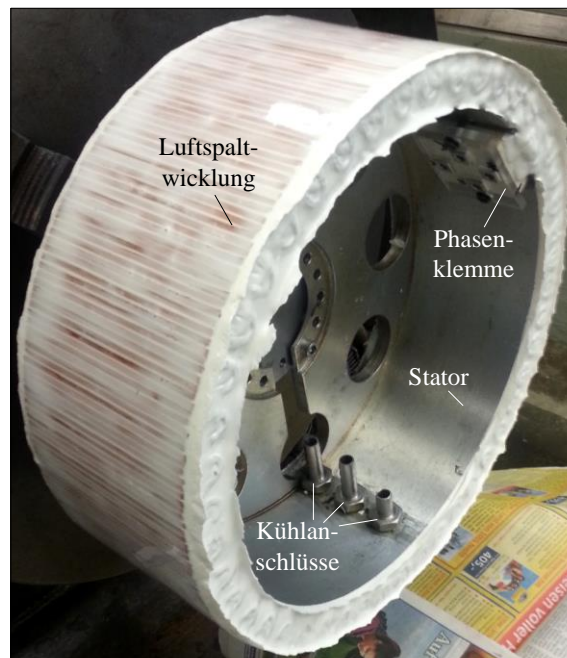


Abbildung 6.3: Stator des Prototyps

Die Verschaltung der Luftspaltwicklung wird durch eine eigens aufgebaute Phasenklemme realisiert. Sämtliche Phasenanschlüsse befinden sich direkt nebeneinander, so dass diese auf dem kürzesten Weg der Phasenklemme zugeführt werden können. Neben den drei Anschlüssen der Phasen U, V und W wurde zusätzlich ein Nulleiteranschluss integriert. Dieser wird mit dem Sternpunkt der dreiphasigen Luftspaltwicklung kontaktiert, um so jede Phase individuell vermessen zu können. Die Phasenklemme ist über ein Wärmeleitpad an den aktiv gekühlten Stator gekoppelt, so dass ein Wärmeaustausch stattfinden kann. Das Wärmeleitpad besitzt zudem eine Durchschlagsfestigkeit von 6 kV. In Abbildung 6.3 ist die Phasenklemme auf der Innenseite des Statorkörpers dargestellt. Des Weiteren sind die drei Anschlüsse der aktiven Flüssigkeitskühlung zu erkennen. Diese wurden nach dem in Abschnitt 4.6 erläuterten Gegenstromprinzip, mit zwei Zuläufen und einem Ablauf, ausgeführt.

Die Vervollständigung der Stator-Baugruppe erfolgt durch das Fixieren der drei digitalen unipolaren Hallsensoren. Diese werden fest mit dem Stator verbunden und entsprechend zu den Phasen der Luftspaltwicklung ausgerichtet. Somit wird die nach Abschnitt 4.4.1 entworfene Blockkommutierung, mit

einer symmetrischen Ausnutzung der magnetischen Flussdichte, realisiert. Verwendet wurden drei digitale unipolare Hallensoren des Typs AH173 von der Firma Diodes Incorporated [13]. Diese besitzen ein geringes Hystereseverhalten und einen zulässigen Temperaturbereich von -40 °C bis 125 °C , siehe Datenblatt [13]. In der folgenden Abbildung 6.4 sind die drei gemessenen Hallensensorsignale H1, H2 und H3 dargestellt. Diese wurden bei einer konstanten Winkelgeschwindigkeit von $\omega=53\text{ rad/s}$ diskret aufgelöst. Das Ergebnis zeigt, dass sowohl die Winkelbereiche der High-Phasen als auch die der Low-Phasen exakt einem Magnetwinkel $\varphi_{PM}=3,91^\circ$ entsprechen. Die Phasenverschiebung zwischen den drei Signalverläufen ist konstant und beträgt mit $\varphi=1,3^\circ$ genau dem Phasenwinkel φ_{Ph} .

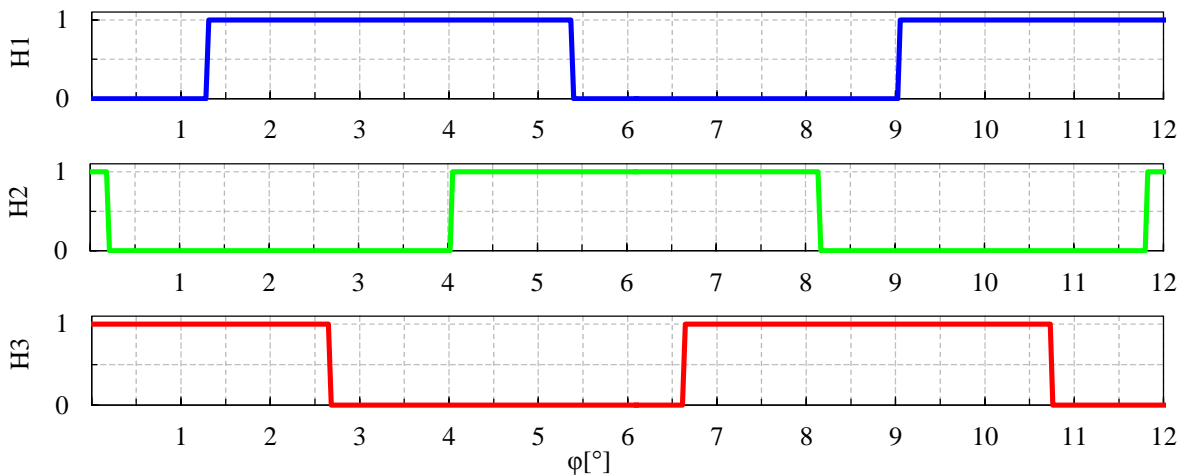


Abbildung 6.4: Gemessene Signalverläufe der Hallensensoren

Die Endmontage des Prototyps erfolgte durch das Zusammenfügen der drei Hauptbaugruppen. Diesbezüglich wurde der Rotor mit einer eigens entwickelten Vorrichtung auf den mit der Welle verbundenen Stator montiert. Sämtliche Leitungen wurden durch die Hohlwelle geführt und am Prüfstand angeschlossen. Insgesamt konnten alle Bauteile des Prototyps, bis auf die dreiphasige Luftspaltwicklung, durch gängige Fertigungsverfahren und verfügbare Normteile zeitnah bereitgestellt und zusammengebaut werden. Der aufgebaute Prototyp ist in der folgenden Abbildung 6.5 dargestellt.

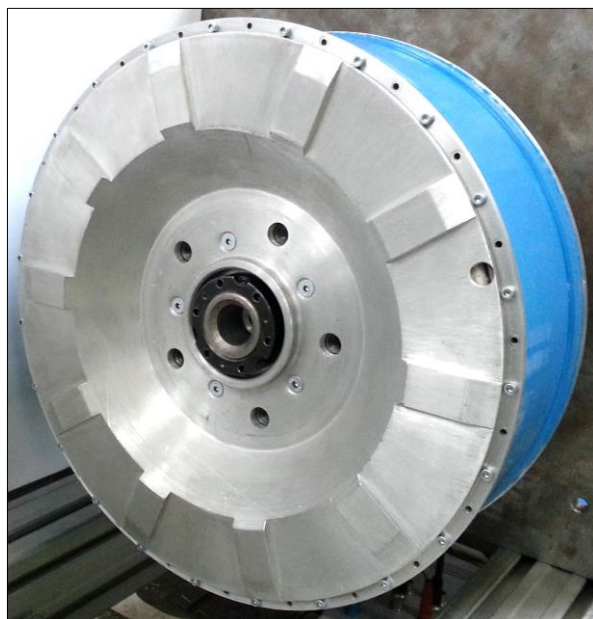


Abbildung 6.5: Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine

6.2 Prüfstand

Die Validierung der elektromechanischen Leistungswandlung erfolgte in einem eigens aufgebauten Prüfstand. Der mechanische Antriebsstrang setzt sich aus einer elektrischen Lastmaschine, zwei Metallbalgkupplungen, einem inkrementellen Drehgeber, einer Drehzahl-/Drehmomentmesswelle, zwei Stahllamellenkupplungen und einem Metallwinkel zusammen. Letzterer dient als Festlager und beinhaltet die Aufnahme des Prüflings.

Als Lastmaschine wurde eine dreiphasige Asynchronstrommaschine verwendet, deren Drehzahl mit Hilfe eines Frequenzumrichters geregelt wird. Die maximale elektrische Dauerleistung beträgt 22 kW bei einer maximalen Drehzahl von 1465 min^{-1} . Somit kann der Leistungsbereich bis zu 55% und der Drehzahlbereich bis zu 75% des Prototyps aufgelöst werden. Des Weiteren wurde ein inkrementeller Drehgeber des Typs A02H von der Firma Fritz Kübler GmbH in den Antriebsstrang integriert. Dieser wird zur Erfassung des Rotationswinkels verwendet. Er besitzt eine Impulszahl von 5000 [16], wodurch eine genügend feine Auflösung von ca. 54 Impulsen pro Magnetwinkel erreicht wird. Zur Erfassung des Drehmoments wird eine Drehmomentmesswelle des Typs 42/500 von der Firma KTR Kupplungstechnik GmbH verwendet. Der Messbereich beträgt $\pm 500 \text{ Nm}$ bei einem Linearitätsfehler einschließlich Hysterese von $\pm 0,5\%$, siehe Datenblatt [45]. Die maximale Bandbreite beträgt 16 kHz. Weiterhin ist in dieser eine integrierte Drehzahlerfassung enthalten. Diese besitzt eine Auflösung von 60 Impulsen pro Umdrehung und kann bis zu einer Drehzahl von 6000 min^{-1} verwendet werden [45]. Insgesamt besitzt die Drehmomentmesswelle eine sehr geringe Massenträgheit von 760 kgmm^2 und beeinflusst somit die Dynamik des Antriebsstrangs nur sehr geringfügig.

Sämtliche Verbindungen zwischen der elektrischen Lastmaschine, dem inkrementellen Drehgeber, der Drehzahl-/Drehmomentmesswelle und dem Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine wurden durch Metallbalg- oder Stahllamellenkupplungen ausgeführt. Somit kann ein Ausgleich der Winkel-, Radial- und Axialverlagerungen zwischen den einzelnen Komponenten des Antriebsstrangs erfolgen. In der nachfolgenden Abbildung 6.6 ist der komplette Antriebsstrang des aufgebauten Prüfstands dargestellt. Mit diesem wurden sämtliche Messungen durchgeführt, welche für die Validierung der elektrischen Radnabenmaschine mit nutzloser Luftspaltwicklung benötigt wurden [9].

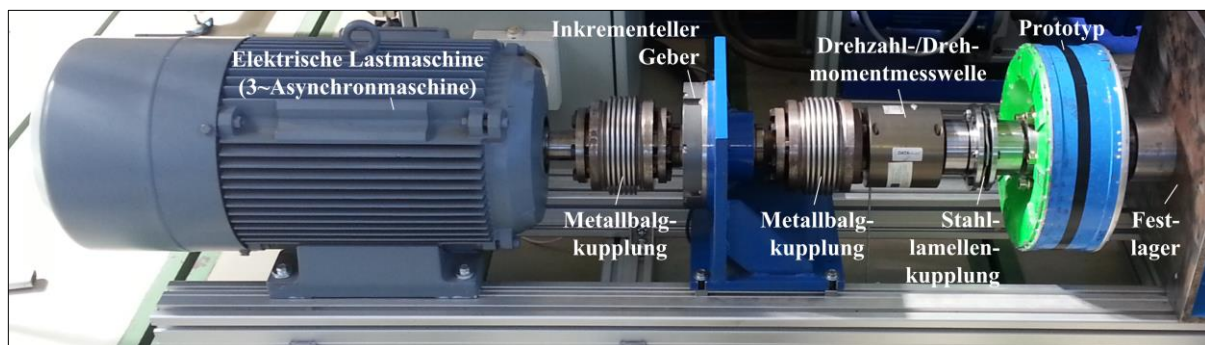


Abbildung 6.6: Prüfstand

Als Energiequelle bzw. –senke standen zwei bidirektionale elektrische Stromversorgungen des Typs TC.GSS.32.600.400.S von der Regatron AG zur Verfügung. Die elektrische Leistung beider Geräte beträgt $\pm 32 \text{ kW}$. Eine maximale Gleichspannung von 600 V bei einem maximalen elektrischen Dauerstrom von $\pm 66 \text{ A}$ kann pro Gerät zur Verfügung gestellt werden. Im Matrixverbund kann die Leistung beider Geräte addiert werden, so dass $\pm 64 \text{ kW}$ bei einem maximalen elektrischen Dauerstrom von $\pm 132 \text{ A}$

verwendet werden können. Eine integrierte digitale Regelung bietet die Möglichkeit Sollwertvorgaben vorzugeben, siehe Datenblatt [59]. Somit ist es möglich den Prototyp sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb zu testen.

Die Kommutierung wurde durch eine vollgesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung des Typs MWI200-06 A8 von der Firma IXYS Corporation realisiert. Dieses Modul kann mit einer maximalen elektrischen Dauerspannung von 600 V und einen maximalen elektrischen Dauerstrom von 225 A betrieben werden. Es sind sechs IGBT-Leistungssteller integriert, zu denen jeweils eine Freilaufdiode parallel geschaltet ist. Die Transistoren weisen geringe Schaltzeiten auf und können bis zu einer maximalen Frequenz von 30 kHz betrieben werden, siehe Datenblatt [36]. Die Gleichspannungsanschlüsse sowie die Phasenanschlüsse der B6 bestehen aus isolierten Kupferleitungen und wurden nach DIN 57100 (Strombelastbarkeit isolierter Leitungen) ausgelegt.

Die Informations- und Signalverarbeitung im Prüfstandbetrieb wurde durch eine eigens erstellte Steuerplatine realisiert. Auf dieser erfolgt die galvanische Potentialtrennung zwischen den generierten Steuersignalen der sechs IGBT und den drei digitalen Hallsensorsignalen. Für die drei IGBT im oberen Brückenzweig der B6 werden drei separate Gleichspannungswandler verwendet. Die drei IGBT im unteren Brückenzweig der B6 besitzen ein gemeinsames Massepotential und benötigen lediglich einen Gleichspannungswandler. Die Platine besitzt einen Spannungsanschluss von 5 V sowie einen Festspannungsregler zur Stabilisierung der Versorgungsspannung des verwendeten Mikrocontrollers.

Mit Hilfe des aufgebauten mechanischen Antriebsstrangs, der elektrischen Stromversorgungen, der B6 Brückenschaltung und der Steuerplatine ist ein vollständig funktionsfähiger Prüfstand realisiert worden, mit dem der Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung in allen vier Quadranten experimentell untersucht werden konnte.

6.3 Parameterermittlung

Zunächst wurden sämtliche elektrische, geometrische und magnetische Parameter des aufgebauten Prototyps ermittelt. Mit Hilfe des zusätzlichen Nullleiters am Sternpunkt der dreiphasigen Luftspaltwicklung wurden zunächst die elektrischen Widerstände R_U , R_V , R_W und Induktivitäten L_U , L_V , L_W mit einer LCR-Messbrücke vermessen. Daraus konnten die elektrischen Zeitkonstanten τ_U , τ_V , τ_W für jede der drei Phasen berechnet werden. In der folgenden Tabelle 6.1 sind die Ergebnisse der elektrischen Parameter aufgelistet.

	Elektrische Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Phase U	Elektrischer Widerstand	R_U	0,2162	Ω
	Induktivität bei 10kHz	L_U	9,7270	μH
	Elektrische Zeitkonstante	τ_U	44,9907	μs
Phase V	Elektrischer Widerstand	R_V	0,2194	Ω
	Induktivität bei 10kHz	L_V	10,1160	μH
	Elektrische Zeitkonstante	τ_V	46,1076	μs
Phase W	Elektrischer Widerstand	R_W	0,2220	Ω
	Induktivität bei 10kHz	L_W	9,9810	μH
	Elektrische Zeitkonstante	τ_W	44,9595	μs

Tabelle 6.1: Elektrische Parameter der dreiphasigen nutzenlosen Luftspaltwicklung

Um die Induktivitätsmatrix der drei gekoppelten Differentialgleichungen nach Gleichung 5.48 vollständig parametrieren zu können, sind die Gegeninduktivitäten G_{UV} , G_{UW} , G_{VU} , G_{VW} , G_{WU} , G_{WV} zu ermitteln. Diesbezüglich wurde die Phase U an einen Funktionsgenerator angeschlossen. Über diesen konnte eine sinusförmige Wechselspannung, mit gleichbleibender Amplitude und veränderlicher Frequenz, erzeugt werden. In den Phasen V und W wurde jeweils über den Sternpunkt und dem jeweiligen Phasenanschluss die elektrische Induktionsspannung mit Hilfe von differentiellen Tastköpfen gemessen. Der Messaufbau ist in der folgenden Abbildung 6.7 dargestellt.

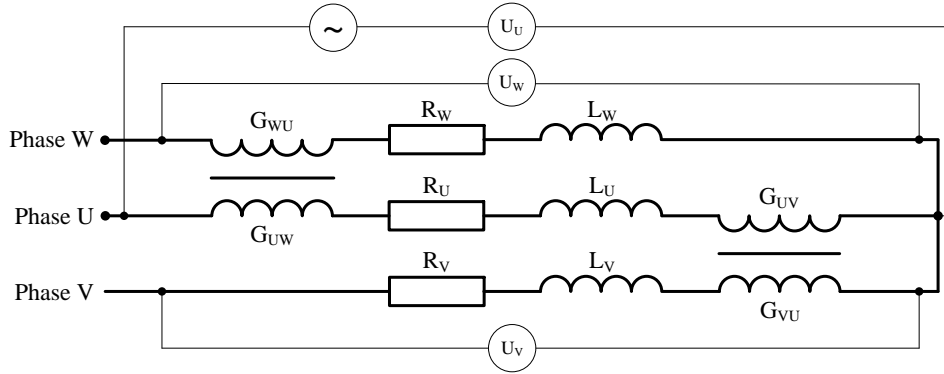


Abbildung 6.7: Messanordnung zur Bestimmung der Gegeninduktivitäten

Mit dieser Messanordnung können sowohl die Amplituden als auch die Phasenverschiebungen zwischen der Referenzspannung U_U und den induzierten Spannungsverläufen U_V und U_W gemessen werden.

Da nur in Phase U ein elektrischer Stromfluss vorliegt, vereinfacht sich das Differentialgleichungssystem in Gleichung 5.48. Neben den nichtvorhandenen Phasenströmen I_V und I_W entfallen zusätzlich die Terme der induzierten Spannungen e_U , e_V , e_W , da diese Messung im Stillstand durchgeführt wurde. Die Maschengleichungen aus 5.48 lauten für diesen Messaufbau wie folgt:

$$\begin{pmatrix} U_U \\ U_V \\ U_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_U & 0 & 0 \\ 0 & R_V & 0 \\ 0 & 0 & R_W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_U \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_U & G_{UV} & G_{UW} \\ G_{VU} & L_V & G_{VW} \\ G_{WU} & G_{WV} & L_W \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} dI_U/dt \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad 6.1$$

Wird Gleichung 6.1 nach I_U aufgelöst und im Frequenzbereich dargestellt, gilt:

$$I_U = \frac{U_U}{L_U \cdot s + R_U}, \quad 6.2$$

mit s als komplexe Laplace-Variable. Die elektrischen Phasenspannungen U_V und U_W setzen sich somit aus ihren Gegeninduktivitäten G_{VU} und G_{WU} und der Ableitung dI_U/dt zusammen:

$$\begin{aligned} U_V &= G_{VU} \cdot \dot{I}_U = G_{VU} \cdot I_U \cdot s = \frac{G_{VU} \cdot U_U \cdot s}{(L_U \cdot s + R_U)} \\ U_W &= G_{WU} \cdot \dot{I}_U = G_{WU} \cdot I_U \cdot s = \frac{G_{WU} \cdot U_U \cdot s}{(L_U \cdot s + R_U)}. \end{aligned} \quad 6.3$$

Das Teilungsverhältnis zwischen den gemessenen Phasenspannungen konvergiert für Frequenzen oberhalb der Eckfrequenz gegen einen konstanten Wert. Strebt s gegen unendlich, vereinfachen sich somit die Gleichungen 6.3 zu:

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{G_{VU} \cdot U_U \cdot s}{(L_U \cdot s + R_U)} &= \frac{G_{VU} \cdot U_U}{L_U} \\ \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{G_{WU} \cdot U_U \cdot s}{(L_U \cdot s + R_U)} &= \frac{G_{WU} \cdot U_U}{L_U}. \end{aligned} \quad 6.4$$

Anhand der gemessenen Phasenspannungen U_U , U_V , U_W und der Phaseninduktivität L_U konnten somit die Gegeninduktivitäten G_{VU} und G_{WU} quantitativ berechnet werden. Die Ergebnisse lauten:

$$\begin{aligned} G_{VU} &= \frac{U_V}{U_U} \cdot L_U \approx 2 \mu H \\ G_{WU} &= \frac{U_V}{U_W} \cdot L_U \approx 2 \mu H. \end{aligned} \quad 6.5$$

Sämtliche Gegeninduktivitäten sind betragsmäßig gleich groß. Die nach Abschnitt 4.5.3 simulativ ermittelte Gegeninduktivität beträgt $G=2,1 \mu H$. Die Differenz zwischen dieser und der gemessenen Induktivität ist relativ gering und zeigt, dass das verwendete FEM-Modell eine hohe Güte besitzt. Anhand der bekannten Induktivitäten und Gegeninduktivitäten kann somit das elektrische Teilsystem der Luftspaltwicklung vollständig parametrisiert und in dem zuvor erstellten Verhaltensmodell simuliert werden.

Des Weiteren wurde die Durchschlagsfestigkeit zwischen den drei Phasen untereinander sowie zwischen jeder Phase und dem Stator überprüft. Die Auslegung des Prototyps der elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung erfolgte für eine elektrische Gleichspannungsquelle mit maximal 400 V. Damit eventuell auftretende elektrische Spannungsspitzen keine Schädigungen verursachen, wurde eine elektrische Durchschlagsfestigkeit von 1000 V, was dem 2,5-fachen der maximalen elektrischen Nennspannung entspricht, sichergestellt.

Sämtliche geometrischen Abmessungen wurden aufgrund der definierten Randbedingungen, der mechanischen Lastfälle, der Fertigungsmöglichkeiten und der mechanischen Leistung des Prototyps ausgelegt. In der folgenden Tabelle 6.2 sind diese vollständig aufgelistet.

Geometrische Parameter		Symbol	Wert	Einheit
Phasen	Länge im Luftspalt	l_l	100	mm
	Breite	b_{ph}	2,5	mm
	Höhe	h_{ph}	0,5	mm
	Abstände zueinander	$b_{ph_{Ls}}$	0,2	mm
	Radius bis Mittelpunkt	r_{ph}	149,85	mm
Permanentmagnete	Länge im Luftspalt	l_l	100	mm
	Breite	b_{PM}	10	mm
	Höhe	h_{PM}	5	mm
	Abstände zueinander	$b_{PM_{Ls}}$	0,4	mm
	Radius bis Unterkante	$r_{i_{PM}}$	150,86	mm
Eisenrückschluss (Rotor)	Außenradius	$r_{a_{FeRo}}$	160,5	mm
	Innenradius	$r_{i_{FeRo}}$	156,1	mm
Eisenrückschluss (Stator)	Außenradius	$r_{a_{FeSt}}$	149,5	mm
	Innenradius	$r_{i_{FeSt}}$	145	mm

Tabelle 6.2: Geometrische Parameter des Prototyps

Anhand der gemessenen induzierten Spannungen konnten die effektiven magnetischen Flussdichteverläufe jeder einzelnen Phase mit Hilfe der Gleichung 5.6 berechnet werden. Die individuelle Auflösung der magnetischen Flussdichte einzelner Phasenleiter war zum einen aufgrund der fehlenden Sensorik und zum anderen aufgrund der in Reihe geschalteten Phasen nicht möglich. Dennoch ist die gemittelte

magnetische Flussdichte über 92 Phasenleitersegmente eine aussagekräftige Größe, um das charakteristische Wandlungsverhalten beschreiben zu können. In der nachfolgenden Abbildung 6.8 werden die effektiven magnetischen Flussdichten B_U , B_V , B_W der drei Phasen U, V, W im Vergleich zu der in ANSYS/Maxwell simulierten magnetischen Flussdichte B_{FEM} über ein Polpaar dargestellt. Neben den quantitativen Verläufen werden zusätzlich die maximalen und minimalen Amplituden angegeben.

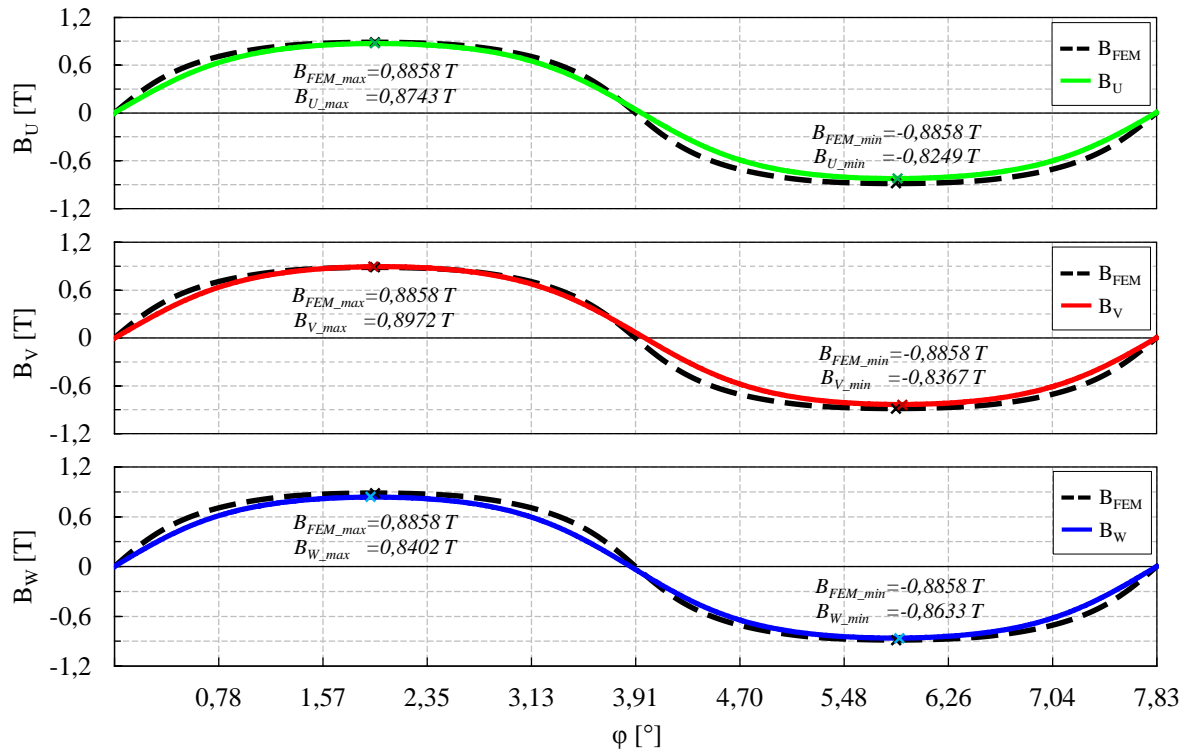


Abbildung 6.8: Berechnete und simulierte magnetische Flussdichte als Funktion von ϕ

In Abbildung 6.8 ist zu erkennen, dass zum einen die Verläufe zwischen den drei Phasen untereinander nicht kongruent sind und zum anderen die Verläufe zwischen den drei Phasen und der simulierten effektiven magnetischen Flussdichte sowohl qualitative als auch quantitative Abweichungen besitzen. Die Ursache könnte darin liegen, dass der aufgebaute Prototyp manuell hergestellt wurde und insbesondere die Montage der Permanentmagneten sowie die der nutlosen Luftspaltwicklung Ungenauigkeiten aufweisen. Beide Montageteranzen beeinflussen sowohl qualitativ als auch quantitativ jeden der insgesamt 92 vorhandenen magnetischen Kreise. Des Weiteren entstehen aufgrund der variierenden Abstände zwischen den einzelnen Permanentmagneten unterschiedlich stark ausgeprägte Streuflüsse. Diese beeinflussen die Höhe des magnetischen Flusses innerhalb eines magnetischen Kreises und somit auch die Höhe der effektiven magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Weiterhin wurden die magnetischen Eigenschaften der verwendeten Eisenrückschlüsse durch die mechanische Bearbeitung geringfügig verändert. Die Folge daraus ist, dass keine homogenen magnetischen Materialeigenschaften im Vergleich zur FEM-Simulation vorhanden sind.

In diesem Abschnitt wurden die relevanten elektrischen, geometrischen und magnetischen Parameter vollständig erläutert. Nachfolgend werden diese für die Parametrierung des erstellten Verhaltensmodells verwendet. Damit ist es möglich, die experimentell erfassten Messreihen mit dem Modellverhalten zu vergleichen.

6.4 Stationäre Messungen

Die experimentelle Validierung der nutzenlosen Luftspaltwicklung erfolgte anhand diverser stationärer Messreihen. Zunächst wird im Abschnitt 6.4.1 die Beziehung zwischen den induzierten elektrischen Phasenspannungen und der Winkelgeschwindigkeit dargestellt. Anschließend wird im Abschnitt 6.4.2 die elektromechanische Wandlung zwischen dem elektrischen Strom in der dreiphasigen Luftspaltwicklung und dem Drehmoment validiert. Danach wird im Abschnitt 6.4.3 die Abhängigkeit zwischen der Leerlaufwinkelgeschwindigkeit und der elektrischen Spannung erfasst. Abschließend erfolgt dann im Abschnitt 6.4.4 die Validierung der Leistungswandlung für einen motorischen Betrieb im ersten Quadranten des Drehzahl-Drehmoment-Diagramms.

6.4.1 Induzierte Spannung – Winkelgeschwindigkeit

Nach dem Induktionsgesetz wird in die dreiphasige Luftspaltwicklung eine elektrische Spannung e während des Betriebs induziert. Die Abhängigkeiten dieser von der effektiven magnetischen Flussdichte, der Winkelgeschwindigkeit und der Geometrie wurden bereits im Abschnitt 5.1.1 hergeleitet. Die induzierte Spannung einer Phase $e_{ph}(\varphi)$ als Funktion des Rotationswinkels φ , weist folgende funktionelle Abhängigkeiten auf:

$$e_{ph}(\varphi) = \widehat{B}(\varphi) \cdot l_l \cdot \omega \cdot r_{ph} \cdot p. \quad 6.6$$

Für jede der drei Phasen U, V, W wurde der stationäre Verlauf der induzierten Spannung e_U, e_V, e_W individuell erfasst. Beispielhaft sind in der folgenden Abbildung 6.9 die Ergebnisse der induzierten Spannungen e_U, e_V, e_W für eine konstante Winkelgeschwindigkeit von $\omega=59,3 \text{ rad/s}$ über drei Magnetwinkel $3\varphi_{PM}=11,74^\circ$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sowohl qualitative als auch quantitative Abweichungen zwischen den simulierten und den gemessenen Verläufen vorliegen. Die Ursache könnte darin liegen, dass die dreiphasige nutzenlose Luftspaltwicklung toleranzbehaftet auf dem Eisenrückschluss des Stators appliziert wurde. Die Montage der insgesamt 1380 verklebten Rundleiter erfolgte in Handarbeit und weist Toleranzen hinsichtlich der Geradheit, der Ebenheit, der Parallelität, dem Winkel und der Position auf. Der Betrag der minimalen und maximalen Amplituden der drei induzierten Phasenspannungen in Abbildung 6.9 lautet im Mittel 70,6 V. Werden in Gleichung 6.6 folgende Parameter des Prototyps eingesetzt: $\widehat{B}=0,86 \text{ T}$, $l_l=0,1 \text{ m}$, $\omega=59,3 \text{ rad/s}$, $r_{ph}=0,14985 \text{ m}$, $p=92$, folgt daraus für $e_{ph}=70,31 \text{ V}$. Das Ergebnis zeigt, dass die Amplituden der induzierten Phasenspannungen im Mittel sehr gut mit der Modellbeschreibung übereinstimmen.

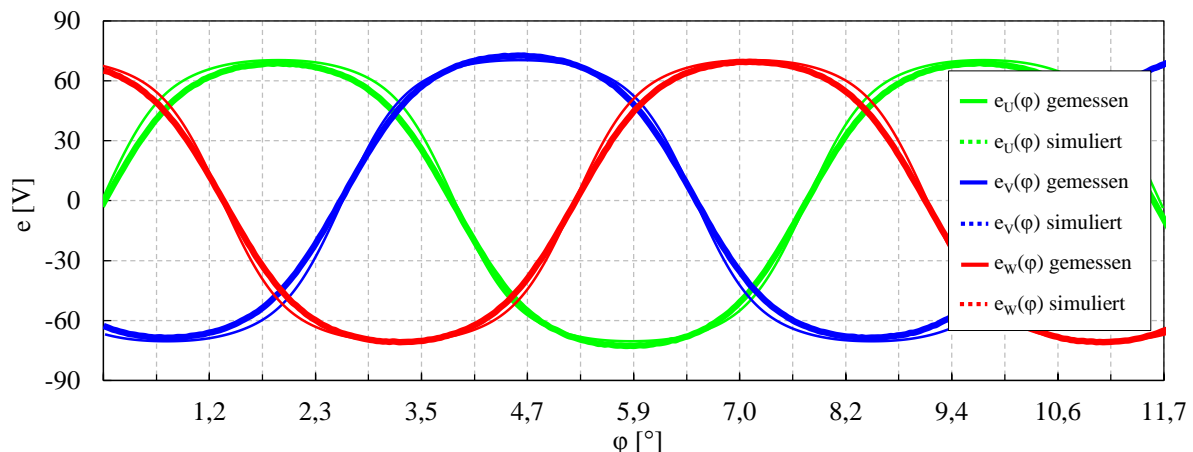


Abbildung 6.9: Gemessene und simulierte Phasenspannungen in Abhängigkeit von φ bei $\omega=59,3 \text{ rad/s}$

Anhand der Effektivwerte der drei phasenverschobenen induzierten Wechselspannungen und dem simulierten Verlauf, kann die Güte des erstellten Verhaltensmodells quantitativ überprüft werden. In der nachfolgenden Tabelle 6.3 werden exemplarisch die berechneten Effektivwerte der gemessenen und der simulierten induzierten Phasenspannungen aus Abbildung 6.9 gegenübergestellt.

Phase	U_{eff} (Messung)	U_{eff} (Simulation)
U	54,42 V	
V	54,26 V	56,42 V
W	53,92 V	

Tabelle 6.3: Effektivwerte der gemessenen und simulierten Induktionsspannungen

Der Vergleich in Tabelle 6.3 zeigt, dass das erstellte Verhaltensmodell eine sehr hohe Modellgüte besitzt. Die mittlere Abweichung ist mit 2,22 V verhältnismäßig gering und zum größten Teil durch Fertigungstoleranzen und abweichende Materialeigenschaften zu begründen.

Des Weiteren wurden für jede der drei Phasen individuell die induzierten Spannungen über einen Drehzahlbereich von 0-155 rad/s ermittelt und daraus die Effektivwerte berechnet. Die Ergebnisse sind in der folgenden Abbildung 6.10 im Vergleich zu den simulierten Verläufen dargestellt.

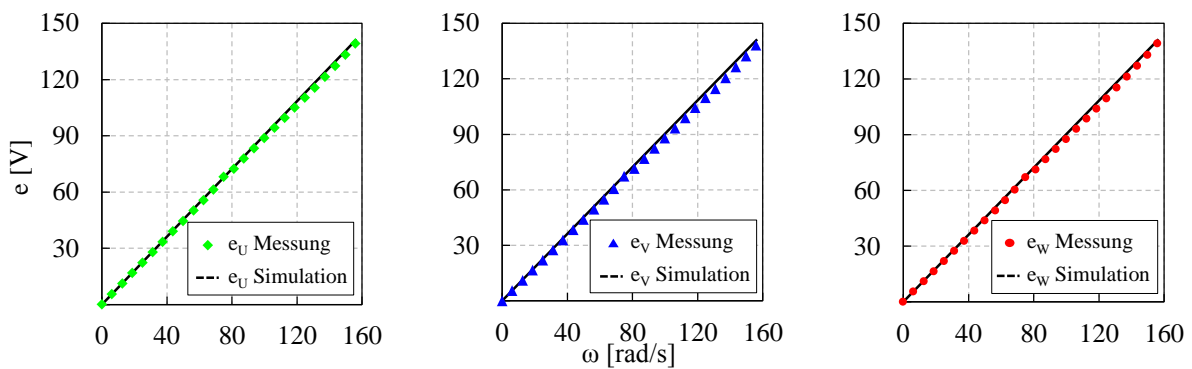


Abbildung 6.10: Effektivwerte der gemessenen und simulierten induzierten Spannungen in Abhängigkeit von ω

Aufgrund der gewählten Sternschaltung und der verwendeten Blockkommutierung bilden stets zwei Phasen einen geschlossenen elektrischen Kreis. Dies hat zur Folge, dass das Potential der induzierten Spannungen von zwei in Reihe geschalteten Phasen dem Potential der elektrischen Quellspannung entgegen wirkt. Wird die Summe der Effektivwerte von zwei Phasen $2\bar{e}$ in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit betrachtet, folgt der in Abbildung 6.11 dargestellte lineare Verlauf.

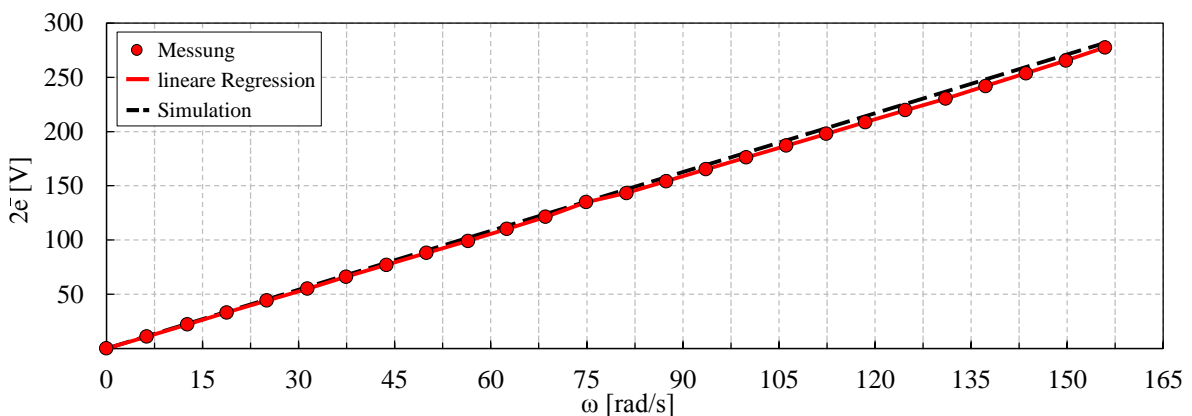


Abbildung 6.11: Effektivwerte der gemessenen und simulierten induzierten Spannungen von zwei Phasen in Abhängigkeit von ω

Das Ergebnis zeigt, dass das Modellverhalten relativ gut den tatsächlichen Verlauf abbilden kann. Pro 1 rad/s wird eine elektrische Spannung von 1,77 V (Effektivwert) in zwei Phasen induziert und muss von der elektrischen Quellspannung kompensiert werden.

6.4.2 Drehmoment – Elektrischer Strom

Zwischen dem elektrischen Summenstrom I in der dreiphasigen nutenlosen Luftspaltwicklung und dem gewandelten Drehmoment M im Luftspalt besteht der nach Gleichung 5.19 lineare Zusammenhang. Das tatsächlich verfügbare Drehmoment M_{RNM} unterscheidet sich jedoch von M hinsichtlich zusätzlicher Verlustmomente. Diese werden durch Reibung, elektrische Wirbelströme und Hystereseverhalten erzeugt. Wird die für den stationären Betrieb geltende Maschengleichung 5.2 nach I aufgelöst und der lineare Zusammenhang zwischen dem elektrischen Strom I und dem Drehmoment M_{RNM} berücksichtigt, gilt:

$$M - M_W - M_H - M_R - M_0 = M_{RNM} = \hat{k} \cdot I. \quad 6.7$$

Um nun die Wandlungskonstante \hat{k} zwischen M_{RNM} und I im stationären Zustand zu ermitteln, wurden zahlreiche Messwerte mit variierendem elektrischem Strom unter Last aufgenommen. Das Ergebnis ist in der folgenden Abbildung 6.12 dargestellt.

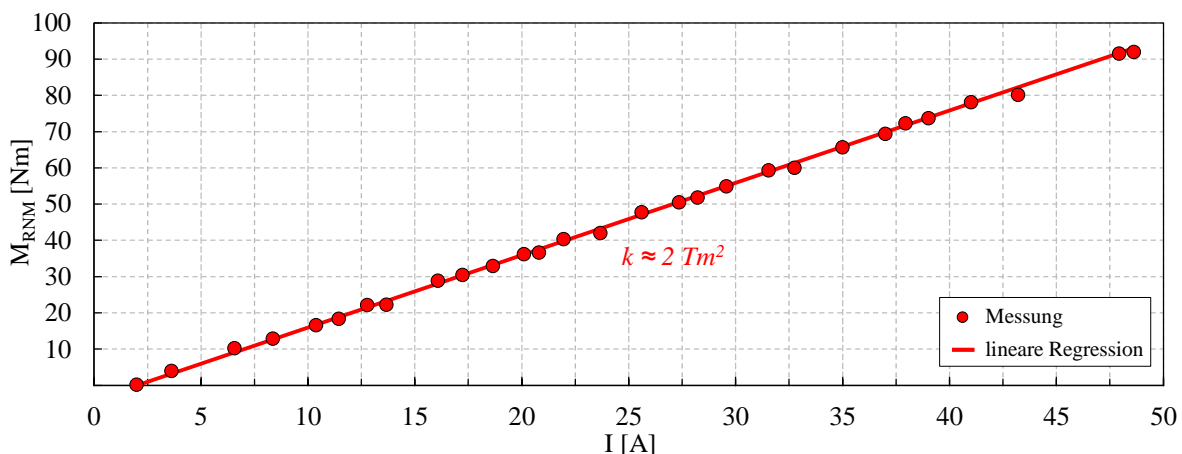


Abbildung 6.12: Drehmoment in Abhängigkeit vom elektrischen Strom

Das Ergebnis zeigt, dass in guter Näherung ein lineares Verhalten zwischen dem elektrischen Strom und dem gewandelten Drehmoment vorliegt. Hierbei weist die lineare Ausgleichsrechnung ein Bestimmtheitsmaß von 99,95% auf. Die Wandlungskonstante beträgt $\hat{k} \approx 2 \text{ Nm/A}$. Pro 1 A werden somit 2 Nm gewandelt. Für den aufgebauten Prototyp der elektrischen Radnabenmaschine ist bei einem maximalen elektrischen Strom von $I=100 \text{ A}$, demnach mit einem Drehmoment von 200 Nm zu rechnen. Eine zeitweilige Erhöhung des elektrischen Stroms auf $I=250 \text{ A}$, würde ein Drehmoment von 500 Nm erzeugen. Die elektromechanische Leistungswandlung zwischen dem elektrischen Strom in der blockkommutierten Luftspaltwicklung und dem Drehmoment konnte somit experimentell validiert werden.

6.4.3 Elektrische Spannung – Winkelgeschwindigkeit

Die elektrische Radnabenmaschine ist für eine maximale elektrische Gleichspannung von 400 V ausgelegt. Diesbezüglich wurde mit Hilfe des Prototyps die Abhängigkeit zwischen der elektrischen Quellspannung U_B und der Leerlaufwinkelgeschwindigkeit ω_0 untersucht. Da mit steigender Winkelge-

schwindigkeit auch die drehzahlabhängigen Verlustmomente steigen, ist in dieser Messung die Leerlaufwinkelgeschwindigkeit ω_0 sowohl von der elektrischen Quellspannung als auch von der Summe der drehzahlabhängigen Verlustmomente abhängig. Es ist somit das Verhalten der in Kapitel 5 hergeleiteten Maschengleichung 5.35 zu erwarten:

$$\omega_0(U_B, M_{RNM}) = \frac{U_B}{\hat{k}} - R_{Ers} \frac{M_{RNM}}{\hat{k}^2}. \quad 6.8$$

Die elektrische Quellspannung wurde bis auf maximal 200 V, mit einer Schrittweite von 20 V, variiert. Das Ergebnis ist in der folgenden Abbildung 6.13 dargestellt. Es werden insgesamt 20 gemessene Werte sowie deren lineare Regression im Vergleich zum simulierten Verlauf dargestellt.

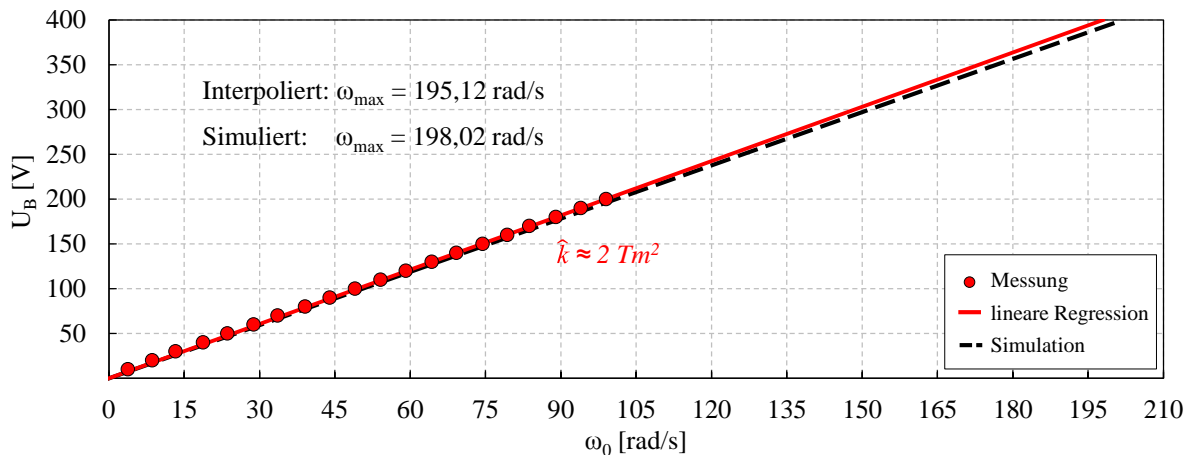


Abbildung 6.13: Winkelgeschwindigkeit als Funktion von der elektrischen Spannung

Das Ergebnis zeigt, dass eine lineare Beziehung zwischen der elektrischen Eingangsspannung und der Winkelgeschwindigkeit vorliegt. Die maximal zu erwartende Leerlaufwinkelgeschwindigkeit des Prototyps lautet $\omega_{max}=195,12 \text{ rad/s}$ und entspricht mit einer Differenz von $\Delta\omega=2,9 \text{ rad/s}$ nahezu der simulierten maximalen Leerlaufwinkelgeschwindigkeit. Die Wandlungskonstante beträgt $\hat{k}\approx 2 \text{ Vs/rad}$. Die elektromechanische Wandlung zwischen einer elektrischen Spannung und einer Winkelgeschwindigkeit konnte somit für die entwickelte blockkommutierte nutzenlose Luftspaltwicklung experimentell validiert werden.

6.4.4 Drehmoment – Winkelgeschwindigkeit

Der Verlauf zwischen der Winkelgeschwindigkeit und dem Drehmoment ist essentiell für die Beschreibung des Verhaltens einer elektrischen Maschine. Mit Hilfe dieser und einer Lastkennlinie können gezielt Betriebspunkte ausgelegt werden. Wie bereits zuvor im Kapitel 5 hergeleitet wurde, verhält sich die elektromechanische Leistungswandlung der nutzenlosen Luftspaltwicklung, bei Verwendung einer elektrischen Gleichspannung und einer Blockkommutierung, wie eine permanenterrregte Gleichstrommaschine ohne Feldschwächbereich. Prinzipiell ist es durchaus möglich für einen definierten Zeitraum den elektrischen Strom in der Wicklung derart zu erhöhen, dass das magnetische Erregerfeld der Permanentmagnete geschwächt wird. Aus energetischer Sicht ist dies für den gewählten Anwendungsfall der permanenterrregten elektrischen Radnabenmaschine jedoch nicht zweckmäßig. Für weitere Anwendungen kann eine kurzzeitige Erregerfeldschwächung allerdings durchaus sinnvoll sein, um somit das Drehmoment herab zu senken und die Drehzahl über die Nenndrehzahl hinaus weiterhin zu erhöhen.

Die Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω vom Drehmoment M_{RNM} wird durch die Gleichung 5.36 beschrieben und lautet:

$$\omega(U_B, M_{RNM}) = \frac{U_B}{\hat{k}} - R_{Ers} \frac{M_{RNM}}{\hat{k}^2}, \quad 6.9$$

wobei der Einfluss der Temperatur auf den elektrischen Widerstand R_{Ers} vernachlässigt wurde. Durch das Variieren der elektrischen Quellspannung U_B kann die Winkelgeschwindigkeit ω verändert werden. Der elektrische Widerstand R_{Ers} und das Drehmoment M_{RNM} beeinflussen die Steigung des linearen Zusammenhangs zwischen ω und M_{RNM} . Die Wandlungskonstante \hat{k} im stationären Betrieb beeinflusst sowohl die Lage als auch die Steigung der Gleichung 5.6. Mit Hilfe des aufgebauten Prototyps und der zur Verfügung stehenden elektrischen Leistungsquellen, konnte das stationäre Verhalten zwischen ω und M_{RNM} ermittelt werden. Das Ergebnis ist in der folgenden Abbildung 6.14 abgebildet. Es sind beispielhaft vier stationäre Verläufe für die elektrischen Gleichspannungen 30 V, 50 V, 70 V und 90 V im ersten Quadranten dargestellt. Jedem simulierten Verlauf wurden mehrere gemessene stationäre Betriebspunkte gegenübergestellt.

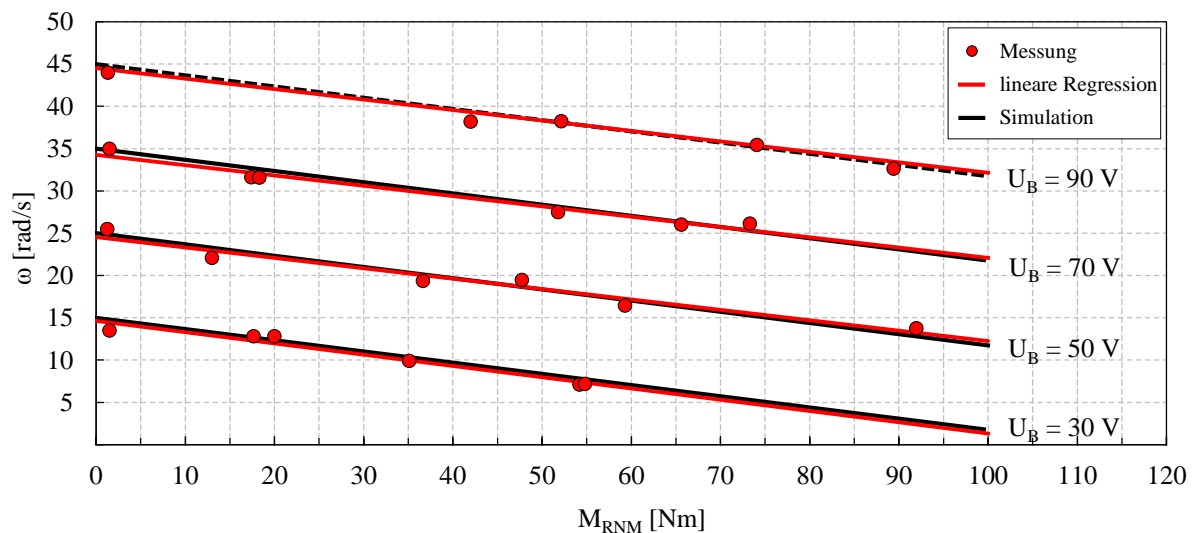


Abbildung 6.14: Winkelgeschwindigkeit in Abhängigkeit vom Drehmoment

Das Ergebnis in Abbildung 6.14 stellt den zuvor analytisch hergeleiteten linearen Zusammenhang zwischen der Winkelgeschwindigkeit und dem Drehmoment im stationären Betrieb dar. Eine geringfügige Welligkeit der Drehzahl, erzeugt durch den Prototyp und durch das Rastmoment der Lastmaschine, beeinflusste die elektrische Quellspannung. Die Folge daraus ist, dass die Messwerte um den Sollwert pendeln. Die Abweichung zwischen den fünf bis sechs Messwerten je Kennlinie und den simulierten Verläufen ist im Mittel sehr gering. Das identische Verhalten konnte im vierten Quadranten für einen generatorischen Betrieb validiert werden.

Zusammenfassend kann in diesem Abschnitt festgehalten werden, dass die experimentelle Validierung der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung nachweisbar gelungen ist. Es wurden zahlreiche Messreihen erfasst und ausgewertet. Sämtliche Ergebnisse besitzen eine sehr hohe Reproduzierbarkeit und stimmen sehr genau mit der analytischen Modellierung überein. Der aufgebaute Prototyp einer elektrischen Radnabenmaschine mit nutzenloser Luftspaltwicklung zeigte das generelle stationäre Verhalten einer permanenterregten Gleichstrommaschine auf. Dieses entspricht mit einer hohen Güte dem zuvor analytisch modellierten Verhalten.

6.5 Dynamische Messungen

In diesem Abschnitt wird das dynamische Verhalten der Luftspaltwicklung anhand der elektrischen Zeitkonstante τ_{el} in Abschnitt 6.5.1 und der thermischen Zeitkonstante τ_{th} in 6.5.2 erläutert.

6.5.1 Elektrische Zeitkonstante

Um die elektrische Zeitkonstante τ_{el} experimentell zu ermitteln, wurde der Rotor der elektrischen Radnabenmaschine festgehalten, so dass die Winkelgeschwindigkeit während der gesamten Messung stets $\omega=0 \text{ rad/s}$ betrug. Dementsprechend kann keine elektrische Spannung in die dreiphasige nutenlose Luftspaltwicklung induziert werden. Weiterhin wurde über die Phasen U und W ein Akkumulator angeschlossen. Dieser besitzt keinen signifikanten Einfluss auf das gemessene dynamische Verhalten der nutenlosen Luftspaltwicklung. Des Weiteren wurde ein elektrischer Schalter in den Messaufbau integriert, um so den elektrischen Stromfluss definiert ein- und ausschalten zu können. In der folgenden Abbildung 6.15 werden die gemessene und analytisch berechnete Sprungantwort miteinander verglichen. Letztere wurde anhand der folgenden Exponentialfunktion bestimmt:

$$I(t) = I_{max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{el}}} \right), \quad 6.10$$

mit $\tau_{el}=L_{UW}/R_{UW}=44,97 \mu\text{s}$. Diese Zeitkonstante resultiert aus den gemessenen elektrischen Parametern für Phase U und W, siehe Tabelle 6.1. Hierbei beträgt $L_{UW}=9,8540 \mu\text{H}$ (gemittelt aus $L_U=9,7270 \mu\text{H}$ und $L_W=9,9810 \mu\text{H}$) und $R_{UW}=0,2191 \Omega$ (gemittelt aus $R_U=0,2162 \Omega$ und $R_W=0,2220 \Omega$).

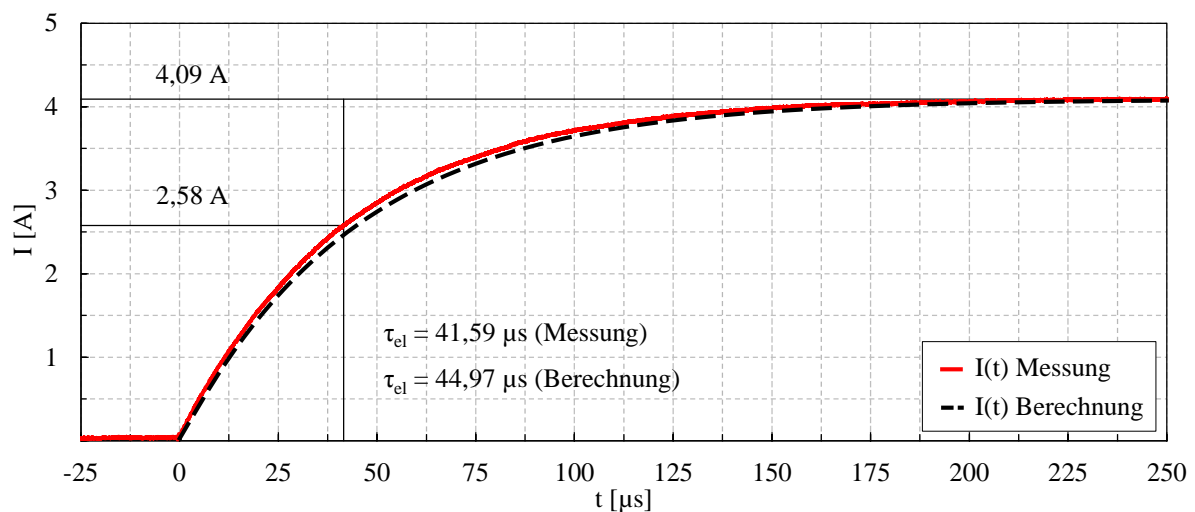


Abbildung 6.15: Gemessene und berechnete Sprungantwort des elektrischen Stroms

Die gemessene elektrische Zeitkonstante beträgt $\tau_{el}=41,59 \mu\text{s}$. Der Unterschied zwischen der analytisch berechneten und der gemessenen elektrischen Zeitkonstante ist mit $\Delta\tau_{el}=3,38 \mu\text{s}$ sehr gering. Die Ursache dieser Differenz ist durch eine geringfügige Abweichung des elektrischen Widerstandes zu begründen. Ein größerer elektrischer Widerstand, bedingt durch die verwendeten Messleitungen, verringerte demzufolge die gemessene elektrische Zeitkonstante.

Das Ergebnis stellt das enorme dynamische Potential der entwickelten nutenlosen Luftspaltwicklung dar. Aufgrund der geringen elektrischen Zeitkonstante von wenigen Mikrosekunden ist es möglich, den elektrischen Strom und somit die Wandlung eines Drehmoments sehr schnell zu vollziehen. Der entwickelte magnetische Kreis besitzt somit neben dem Leichtbaupotential auch eine sehr hohe Dynamik, wodurch sehr schnelle Beschleunigungs- und Verzögerungsmanöver realisiert werden können.

6.5.2 Thermische Zeitkonstante

Die thermische Zeitkonstante τ_{th} wurde experimentell anhand einer Thermografie bestimmt. Diesbezüglich wurde der Stator mit applizierter Luftspaltwicklung einzeln untersucht. Anhand der bekannten elektrischen Widerstände der drei Phasen (siehe Tabelle 6.1), konnte über den elektrischen Strom eine definierte Verlustleistung P_{Ohm} nach Gleichung 5.24 eingestellt werden. Um eine gleichmäßige Verteilung der erzeugten Ohmschen Verlustleistung über den gesamten Umfang des Stators zu erreichen, wurde die Luftspaltwicklung anhand des in Tabelle 4.2 erstellten Kommutierungsschemas zyklisch mit 1 kHz bestromt. Die Raumtemperatur betrug konstant 22 °C und es stand ein Volumenstrom von 5 l/min bei einer Wassereintrittstemperatur von 10 °C zur Verfügung. Mit den vorhandenen elektrischen Spannungsquellen konnte eine maximale Verlustleistung von 2000 W erzeugt werden. In der folgenden Abbildung 6.16 sind die mittels einer Wärmebildkamera erfassten und ausgewerteten zeitlichen Verläufe im Bereich des Luftspaltes (LS) und der Wickelköpfe (WK) für eine Verlustleistung von $P_V=1000$ W (2,5% der Nennleistung) und für $P_V=2000$ W (5% der Nennleistung) dargestellt.

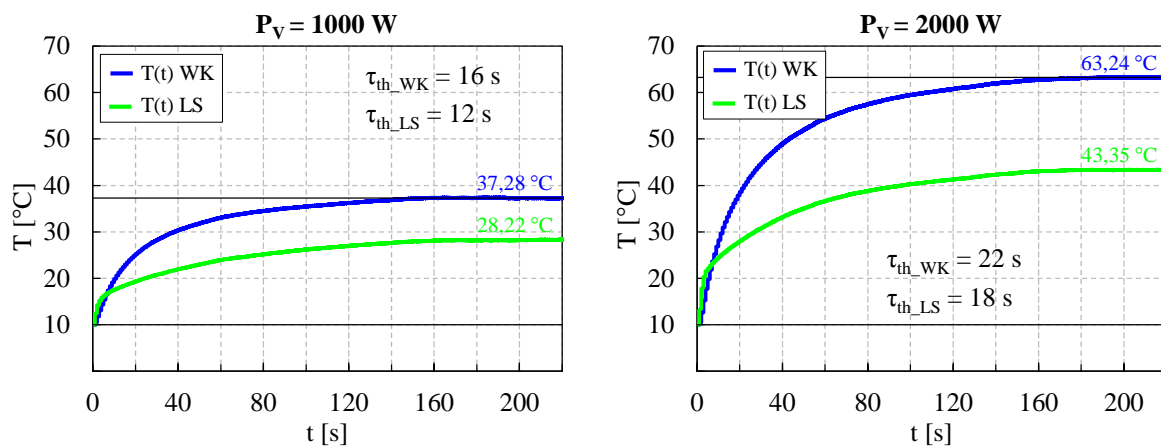


Abbildung 6.16: Temperatur-Zeit-Verhalten der Luftspaltwicklung und Wickelköpfe

Die stationären Temperaturen betragen für $P_V=1000$ W im Bereich des Luftspaltes 28,22 °C und im Bereich der Wickelköpfe 37,28 °C. Für eine Verlustleistung von $P_V=2000$ W lauten die stationären Temperaturen im Bereich des Luftspaltes 43,35 °C und im Bereich der Wickelköpfe 63,24 °C. Anhand der Ergebnisse ist zu erkennen, dass die Wärmeverlustleistung im Bereich des Luftspalts sehr effizient und flächendeckend durch die integrierte Flüssigkeitskühlung abgeführt werden kann. Die stationäre Temperatur im Bereich der Wickelköpfe ist höher als die stationäre Temperatur im Bereich des Luftspaltes. Die Ursache liegt darin, dass sich zum einen die Wickelköpfe der drei Phasen überlappen und somit lokal eine höhere Verlustleistung entsteht und zum anderen, dass diese erzeugten Wärmeverlustleistungen über einen Wärmeleitpachtel an die thermische Masse des aktiv gekühlten Stators gekoppelt wird. Dieser Wärmeleitpachtel besitzt im Vergleich zu Aluminium eine relativ geringe Wärmeleitzahl von $1,26 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$. Für eine Verlustleistung von $P_V=2000$ W lautet die thermische Zeitkonstante im Bereich des Luftspaltes $\tau_{th,LS}=18$ s und im Bereich der Wickelköpfe $\tau_{th,WK}=22$ s. Anhand der ermittelten Zeitkonstanten kann für einen geschlossenen Kühlkreislauf, die Dauer eines möglichen Überlastbetriebs der elektrischen Radnabenmaschine ausgelegt werden.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein elektromagnetischer Kreis für eine permanenterrregte elektrische Gleichstrommaschine vorgestellt. Es wurden zwei Eisenrückschlüsse verwendet, die durch einen sehr einfachen geometrischen Aufbau charakterisiert sind. Die Geometrie entspricht dem eines Hohlzylinders mit sehr geringen Wandstärken. Die Mehrheit konventioneller Elektromotoren verwendet eine Vielzahl von Polschuhen, um deren Kerne die einzelnen Phasen einer Wicklung gewickelt werden. Im Vergleich dazu wurde in dieser Arbeit ein Stator vorgestellt, der aus einem sehr dünnwandigen nutenlosen Eisenrückschluss und einer Luftspaltwicklung besteht. Die elektromechanische Leistungswandlung wurde analytisch beschrieben und konnte sowohl simulativ in einem Verhaltensmodell als auch experimentell mit Hilfe eines aufgebauten Prototypens validiert werden. Es stellte sich heraus, dass das charakteristische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung dem einer permanenterrregten Gleichstrommaschine entspricht.

Generell wurde gezeigt, dass diese Entwicklung zahlreiche Vorteile gegenüber dem Aufbau klassischer Elektromotoren besitzt. Das gewichtigste Merkmal ist, dass mit dem entwickelten magnetischen Kreis ein erheblicher Anteil an Eisenmaterial eingespart werden kann, ohne die magnetische Flussdichte im Luftspalt zu verringern. Dies wurde anhand zahlreicher FEM-Simulationen dargestellt und konnte durch diverse Messreihen experimentell bestätigt werden. Die Reduzierung des Eisenvolumens resultiert in einer sehr geringen Gesamtmasse des Stators und somit in einer sehr geringen Gesamtmasse des Elektromotors. Des Weiteren ist es aufgrund des verkleinerten Magnetkreises gelungen, die Reluktanz des Stator-Eisenrückschlusses zu verringern und somit die Eisenverlustleistung gegenüber einer Geometrie mit Polschuhen deutlich zu reduzieren. Die Eisenverlustleistung, mit den Komponenten der Hysterese- und der Wirbelstromverlustleistung, wurde in dieser Arbeit für einen exemplarisch ausgelegten magnetischen Kreis mit nutenloser Luftspaltwicklung in Abhängigkeit von der Ummagnetisierungsfrequenz bestimmt. Es wurden sowohl die Wirbelstromverlustleistung des Stator-Eisenrückschlusses als auch die Gesamteisenverlustleistung mit Hilfe von FEM-Simulationen in ANSYS/Maxwell simulativ ermittelt. Aus diesen beiden Anteilen konnte die Hystereseverlustleistung berechnet werden. Um die räumliche Ausbreitung von elektrischen Wirbelströmen innerhalb des Stator-Eisenrückschlusses zu begrenzen, wurde dieser aus mehreren Einzelblechen zusammengefügt, so wie es bei konventionellen elektrischen Maschinen der Fall ist. Neben der geringen Masse des Stators und der geringen Eisenverlustleistung des magnetischen Kreises wurde gezeigt, dass dieser Aufbau keinerlei Rastmomente verursacht. Der Eisenrückschluss des Stators besitzt keine Nuten, so dass die Reluktanzen sämtlicher magnetischen Kreise in jeder Winkelstellung nahezu gleich groß sind und im Vergleich zu klassischen Aufbauten mit einer Polschuhgeometrie kein Rastmoment erzeugt wird.

Des Weiteren wurde in dieser Arbeit erläutert, dass die elektromechanische Leistungswandlung der entwickelten nutenlosen Luftspaltwicklung anhand der Lorentzkraft für stromdurchflossene elektrische Leiter im magnetischen Feld erfolgt. Die einzelnen Phasen der Wicklung sind im Luftspalt parallel zur Rotationsachse einer elektrischen Maschine angeordnet und besitzen eine mäanderförmige Struktur. Diese ist korrespondierend zur Orientierung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt ausgerichtet. Aus diesem Grund können sämtliche magnetischen Pole gleichzeitig zur Leistungswandlung verwendet

werden. Weiterhin wurde gezeigt, dass die Luftspaltwicklung insgesamt weniger Kupfermaterial benötigt als vergleichbare Elektromotoren mit identischer Polpaarzahl und Leistung. Aufgrund der mäanderförmigen Struktur der Luftspaltwicklung ist die Länge der Wickelköpfe relativ gering im Verhältnis zur Länge der Leiter im Luftspalt. Ein weiterer zentraler Nutzen dieser Mäanderform entsteht aufgrund der geringen Anzahl von Windungen je Phase. Dies hat zur Folge, dass eine sehr geringe Phaseninduktivität existiert und diese in Kombination mit dem elektrischen Phasenwiderstand eine sehr geringe elektrische Zeitkonstante bewirkt. Somit ist es möglich einen elektrischen Strom sehr schnell bis zum Stationärwert aufzubauen sowie diesen innerhalb kürzester Zeit wiederum abzubauen. Für die elektromechanische Leistungswandlung bedeutet dies, dass im motorischen Betrieb ein Drehmoment sehr schnell gewandelt und gezielt variiert werden kann.

Des Weiteren wurde in dieser Arbeit dargelegt, dass die Luftspaltwicklung von einem magnetischen Wechselfeld durchflutet wird und somit elektrische Wirbelströme in dieser erzeugt werden. Diese wurden mit Hilfe von 3D-FEM-Modellen in ANSYS/Maxwell simuliert und es konnte gezeigt werden, dass durch eine entsprechende Segmentierung der einzelnen Phasen in mehrere parallele und voneinander isolierte Einzelleiter, die Wirbelstromverlustleistung in der nutzenlosen Luftspaltwicklung sehr gering ausfällt. Für den exemplarisch gewählten Anwendungsfall einer elektrischen Radnabenmaschine erfolgte eine ausführliche Modellierung, die das stationäre und dynamische Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung abbildet. Die in dieser Arbeit erläuterte Modellbildung basiert auf einem allgemeingültigen Ansatz und kann in den unterschiedlichsten Variationen für verschiedene Anwendungen angewandt werden. Des Weiteren konnte gezeigt werden, dass elektrische Maschinen mit nutzenloser Luftspaltwicklung zielgerichtet ausgelegt und in weiten Leistungsbereichen skaliert werden könnten. Konventionelle Elektromotoren stoßen aufgrund der benötigten Polschuhgeometrie für sehr kleine Bauvolumen sehr schnell an ihre Auslegungsgrenzen. Im Vergleich dazu, kann ein magnetischer Kreis mit nutzenloser Luftspaltwicklung auch für sehr kleine Bauvolumen ausgelegt und dimensioniert werden.

Für den entwickelten magnetischen Kreis mit nutzenloser Luftspaltwicklung, können die entstehenden Wärmeverlustleistungen sehr effizient und flächendeckend abgeführt werden. Zwischen der Wicklung, dem Eisenrückschluss und dem Statorkörper sind sehr geringe thermische Widerstände vorhanden, die überwiegend aus Materialien mit einer hohen Wärmeleitfähigkeit bestehen (z.B. Aluminium $\lambda_{Al}=221 \text{ W/mK}$ und Eisen $\lambda_{Fe}=67 \text{ W/mK}$). Eine aktive Flüssigkeitskühlung kann in einem solchen Aufbau deutlich einfacher integriert werden, als dies bei einem Aufbau mit Polschuhen der Fall ist. Zusätzlich wurde in dieser Arbeit gezeigt, dass die Wickelköpfe der nutzenlosen Luftspaltwicklung an den aktiv kühlbaren Statorkörper thermisch gekoppelt werden können. Dies hat zur Folge, dass die zulässige elektrische Dauerstromstärke zu Gunsten einer höheren elektrischen Stromstärke beeinflusst werden kann. Bei klassischen Aufbauten hingegen ist der Aufwand die Wickelköpfe aktiv zu kühlen erheblich schwerer.

In dieser Arbeit erfolgte weiterhin eine vollständige magnetische und elektromagnetische Auslegung der nutzenlosen Luftspaltwicklung für eine elektrische Radnabenmaschine. Diesbezüglich wurde das stationäre und dynamische Verhalten der Leistungswandlung mit sämtlichen Verlustleistungen modelliert. Aus dieser Erkenntnis heraus wurde ein Prototyp aufgebaut, mit dem das Verhalten der elektromechanischen Leistungswandlung experimentell validiert werden konnte. Das hohe Potential zum Leichtbau von elektrischen Maschinen mit nutzenloser Luftspaltwicklung spiegelte sich in der Masse des Prototyps

von 23,72 kg bei einer nominalen elektrischen Dauerleistung von 40 kW wieder. Im Fokus stand jedoch nicht der radikale Leichtbau, sondern die Validierung der elektromechanischen Leistungswandlung. Aus diesem Grund weist die Masse des Prototyps erhebliche Reserven auf und kann für dieselben Anforderungen und Randbedingungen deutlich geringer ausgelegt werden. Dennoch ist die gravimetrische Leistungsdichte des realisierten Prototyps bereits deutlich höher als die der meisten gegenwärtigen Entwicklungen von elektrischen Radnabenmotoren. Des Weiteren wurde die hohe Dynamik der Luftspaltwicklung anhand diverser Messergebnisse verdeutlicht. Insgesamt ist es in dieser Arbeit gelungen, eine Idee von einem neuartigen magnetischen Kreis mit nutzenloser Luftspaltwicklung theoretisch zu durchdringen, zu modellieren, für einen exemplarisch gewählten Anwendungsfall magnetisch und elektromagnetisch auszulegen, einen Prototyp aufzubauen und anhand zahlreicher Messreihen letztendlich experimentell zu validieren.

Auf der Grundlage dieser wissenschaftlichen Arbeit ist zukünftig das Prinzip der elektromechanischen Wandlung mit nutzenloser Luftspaltwicklung für weitere Anwendungsbereiche zu untersuchen. Die wesentlichsten Merkmale eines solchen Aufbaus sind eine geringe Masse, eine hohe Dynamik und eine hohe Effizienz. Dieser ist somit prädestiniert für mobile Anwendungen in den verschiedensten Leistungsbereichen. Elektrische Radnabenmotoren für Fahrräder und Motorräder sowie Antriebe für den Flug-, Bahn- und Schiffsverkehr wären weitere Anwendungsmöglichkeiten, die von diesen Vorteilen profitieren würden. Generell kann überall dort, wo durch bewegte Massen Energie eingespart werden kann, der in dieser Arbeit vorgestellte magnetische Kreis mit nutzenloser Luftspaltwicklung eingesetzt werden. Weiterhin ist zu untersuchen, wie effizient sich ein ausschließlich generatorischer Betrieb darstellen lässt. Es könnten elektrische Maschinen entwickelt werden, die ausschließlich zur Erzeugung regenerativer Energien aus Wind- und Wasserkraft verwendet werden.

Die Modellbildung wurde in dieser Arbeit exemplarisch für eine dreiphasige blockkommutierte Luftspaltwicklung ausgearbeitet. Es ist jedoch durchaus denkbar die Anzahl der Phasen zu variieren, um so z.B. ein höheres Drehmoment zu wandeln oder den elektrischen Strom auf mehrere Phasen parallel zu verteilen. Die Phasenanzahl hat einen erheblichen Einfluss auf die elektromechanische Leistungswandlung und ist demnach weiterführend in den verschiedensten Konstellationen zu untersuchen. Des Weiteren wurde exemplarisch eine Sternschaltung für den gewählten Anwendungsfall verwendet. Es sind jedoch diverse weitere Verschaltungen von Phasen zu analysieren, um so das charakteristische Verhalten der elektrischen Maschine gezielt zu beeinflussen. Weiterhin wurde zunächst ausschließlich eine permanenterrregte Gleichstrommaschine betrachtet. Die entwickelte nutzenlose Luftspaltwicklung kann jedoch durchaus für Wechselstrommaschinen ausgelegt werden. Diesbezüglich sind die Phasenverschiebungen der Wechselströme an die geometrischen Abstände der elektrischen Leiter im Luftspalt in Abhängigkeit vom Rotationswinkel anzupassen. Weiterhin sind diverse Varianten elektronischer und sensorloser Kommutierungen zu untersuchen und je nach gewünschter Auflösung auszulegen. Um geschlossene elektrische Antriebsmodule mit nutzenloser Luftspaltwicklung darstellen zu können ist es nötig, die erforderliche Leistungselektronik in den zur Verfügung stehenden Bauraum zu integrieren. Die Steuerung der elektromechanischen Leistungswandlung ist gezielt für einen entsprechenden Anwendungsfall durch diverse Regelungsstrategien zu erweitern.

Stehen hauptsächlich die Kosten eines Antriebs im Fokus ist es möglich, die Permanenterrregung durch eine Fremderregung zu ersetzen. Diesbezüglich kann eine Erregerspule verwendet werden. Im Sinne

des Leichtbaus ist es durchaus denkbar, Kupfer als Leitermaterial z.B. durch Aluminium zu substituieren. Steht die Effizienz im Vordergrund, kann die Ohmsche Verlustleistung z.B. durch eine gezielte geometrische Auslegung sowie durch die Wahl des Leitermaterials beeinflusst werden. Die zur magnetischen Flussführung benötigten Eisenrückschlüsse sind weiterhin hinsichtlich ihrer Geometrie zu optimieren. Dies betrifft unter anderen die Wandstärken und die äußere Gestalt der Eisenrückschlüsse. Ferner können die massiven Eisenvolumen durch z.B. Kunststoffe mit eingebetteten Eisenpartikeln ersetzt werden. Dies hat zur Folge, dass sich elektrische Wirbelströme nur in einem sehr geringen Volumen ausbreiten können und somit fast vollständig reduziert werden. Generell können diverse alternative Materialien wie z.B. Kunststoffe, glasfaserverstärkte Kunststoffe, Metallschäume usw. je nach Anwendungsfall eingesetzt werden, um so die Masse eines Elektromotors weiterhin zu reduzieren. Die elektromechanische Leistungswandlung bedingt eine magnetische, elektromechanische, thermische und mechanische Auslegung. Es ist im Sinne der Modellbildung zu untersuchen, in wie weit ein ganzheitliches 3D-Modell erstellt werden kann, mit dem eine allumfassende Auslegung eines magnetischen Kreises mit nutzenloser Luftspaltwicklung durchführbar ist.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass der in dieser wissenschaftlichen Arbeit vorgestellte magnetische Kreis mit nutzenloser Luftspaltwicklung auf weitere Anwendungsmöglichkeiten zu adaptieren ist, in Bezug auf die Reluktanzen, dem Volumen, der Effizienz und der Masse gezielt zu optimieren ist, für weitere Verschaltungsvarianten und Kommutierungsarten zu untersuchen ist und durch diverse Regelungsstrategien je nach Anwendungsfall zu erweitern ist.

Literaturverzeichnis

- [1] Altmann, Siegfried; Schlayer, Detlef: *Lehr- und Übungsbuch Elektrotechnik*. 4. Aufl. München : Carl Hanser Verlag, 2008. – ISBN 978-3-446-41426-6
- [2] Anderson, Martyn; Harty, Damian: *Unsprung Mass with In-Wheel Motors - Myths and Realities*. 10th International Symposium on Advanced Vehicle Control (AVEC), 2012.
- [3] Arendt, Wolfgang; Urban, Karsten: *Partielle Differenzialgleichungen – Eine Einführung in analytische und numerische Methoden*. Heidelberg : Spektrum Akademischer Verlag, 2010. – ISBN 978-3-8274-1942-2
- [4] Arnold, Armin: *Analyse der Auswirkung erhöhter ungefederter Radmassen auf das Fahrverhalten eines Pkws*. 2. Internationale Messe für Elektromobilität, München, 19-21.10.2010. http://www.zvei-elektromobilitaet.org/general/ecartec_2010/21-10-10_02_Arnold.pdf (Stand: 26.05.2014)
- [5] Babel, Gerhard: *Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik*. 2. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2009. – ISBN 978-3-8348-0563-8
- [6] Bolte, Ekkehard: *Elektrische Maschinen – Grundlagen, Magnetfelder, Wicklungen, Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen, Elektronisch kommutierte Gleichstrommaschinen*. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2012. – ISBN 978-642-05484-6
- [7] Borchardt, Norman; Kasper, Roland; Heinemann, Wolfgang: *Design of a wheel-hub motor with air gap winding and simultaneous utilization of all magnetic poles*. Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International, 4-8.3.2012. – ISBN 978-1-4673-1562-3
- [8] Borchardt, Norman; Penzlin, Bernhard; Kasper, Roland: *Mechatronic model of a novel slotless permanent magnet DC-motor with air gap winding design*. Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2013 IEEE/ASME International Conference, 9-12.07.2013. – ISBN 978-1-4673-5319-9
- [9] Borchardt, Norman; Penzlin, Bernhard; Zörnig, Andreas; Heinemann, Wolfgang; Kasper, Roland: *Entwicklung und Validierung eines BLDC Radnabenmotors mit Luftspaltwicklung*. In: K.-H. Grote et al. (Hg.): 11. Magdeburger Maschinenbau-Tage 2013. Effizienz, Präzision, Qualität. Magdeburg, 25-26.09.2013. Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg. – ISBN 978-3-940961-90-7
- [10] Busch, Rudolf: *Elektrotechnik und Elektronik*. 6. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2011. – ISBN 978-3-8348-0998-8
- [11] Cypress Semiconductor Corporation: *PSoC[®] 5 Architecture – Technical Reference Manual*. <http://www.cypress.com/?docID=39997> (Stand: 05.11.2014)
- [12] Detlefsen, Jürgen; Siart, Uwe: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. 3. Aufl. München : Oldenburger Wissenschaftsverlag, 2009. – ISBN 978-3-486-59131-6

- [13] Diodes Incorporated: *Internal Pull-Up Hall Effect Latch For High Temperature*. <http://www.diodes.com/datasheets/AH173.pdf> (Stand 05.11.2014)
- [14] ECOMove ApS: *Electric Powertrain*. <http://ecomove.dk/wp-content/uploads/2013/05/ECOMove-Powertrain-specifications.pdf> (Stand 05.11.2014)
- [15] ECOMove ApS: *In-wheel motor unit*. <http://ecomove.dk/in-wheel-motor-unit/> (Stand 05.11.2014)
- [16] Fritz Kübler GmbH: *Inkrementale Drehgeber*. http://www.kuebler.com/PDFs?A02H_DE.pdf (Stand: 05.11.2014)
- [17] Flegel, Georg; Birnstiel, Karl: *Elektrotechnik für Maschinenbauer und Mechatronik*. 8. Aufl. München : Carl Hanser Verlag, 2004. – ISBN 3-446-22858-6
- [18] Fraunhofer-Institut für Fertigungstechnik und Angewandte Materialforschung: *Entwicklung von Komponenten für Elektrofahrzeuge*. http://www.ifam.fraunhofer.de/content/dam/ifam/de/-documents/Formgebung_Funktionswerkstoffe/Komponentenentwicklung/komponenten_elektrofahrzeuge_fraunhofer_ifam.pdf (Stand 05.11.2014)
- [19] Fraunhofer-Institut für Werkstoffmechanik: *Reibarme, extrem steife Lagereinheit für Radnabenmotoren*. http://www.iwm.fraunhofer.de/fileadmin/media/organisiert-geschaeftsfelder/tribologie/verschleisschutz/pdf/JB10_G1-1.pdf (Stand 05.11.2014)
- [20] Frohne, Heinrich; Löcherer, Karl-Heinz; Müller, Hans: *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. 22. Aufl. Stuttgart : Vieweg+Teubner Verlag, 2011. – ISBN 978-3-8348-0898-1
- [21] Fuest, Klaus; Döring, Peter: *Elektrische Maschinen und Antriebe – Lehr- und Arbeitsbuch für Gleich-, Wechsel-, und Drehstrommaschinen sowie Elektronische Antriebstechnik*. 7. Aufl. Wiesbaden : Vieweg & Sohn Verlag, 2007. – ISBN 978-3-8348-0098-5
- [22] Georg, Otfried: *Elektromagnetische Felder und Netzwerke*. Berlin : Springer Verlag, 1999. – ISBN 3-540-65587-5
- [23] Golden House S.R.L.: *Round enamelled winding wire of copper, solderable, class 155*. http://www.goldenhouse.it/pdf/01c_dasol_e_0904.pdf (Stand: 05.11.2014)
- [24] Gombert, Bernd; Fischer, Raphael; Heinrich, Wolfgang: *Elektrische Radnabenmotoren - Konstruktionskriterien und Fahrzeugintegration*. In: ATZelektronik 01/2010, Vol. 5, Springer Automotive Media, 2010. – ISSN 1862-1791
- [25] Gröninger, Michael; Horch, Felix; Kock, Alexander; Pleiteit, Hermann: *Elektrischer Radnabenmotor*. In: ATZelektronik 01/2012, Vol. 7, Springer Automotive Media, 2012. – ISSN 1862-1791
- [26] Grote, Karl-Heinrich; Feldhusen, Jörg: *Dubbel – Taschenbuch für den Maschinenbau*. 23. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York : Springer Verlag, 2012. – ISBN 978-3-642-17305-9
- [27] Grünhaupt, Gvatter: *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil - Fahrzeugelektronik, Fahrzeugmechatronik*. 2. Aufl. Berlin : Springer Verlag, 2006. – ISBN 978-3-540-21205-8

- [28] Hanselka, Holger: *Der Elektromobile Antriebsstrang – Leicht und Zuverlässig*. Antrieb Zukunft, Fraunhofer-Forum, 16.04.2012, München. <http://www.fraunhofer.de/content/dam/zv/de/veranstaltungen/2012/prof-hanselka.pdf> (Stand 05.11.2014)
- [29] Haußer, Frank; Luchko, Yury: *Mathematische Modellierung mit MATLAB*. Heidelberg : Spektrum Akademischer Verlag, 2011. – ISBN 978-3-8274-2398-6
- [30] Henke, Heino: *Elektromagnetische Felder- Theorie und Anwendung*. 4. Aufl. Heidelberg : Springer Verlag, 2011. – ISBN 978-3-642-19745-1
- [31] Hering, Ekbert; Martin, Rolf; Gutekunst, Jürgen; Kempkes, Joachim: *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*. 2. Aufl. Heidelberg, Dordrecht, London, New York : Springer Verlag, 2012. – ISBN 978-3-642-12880-6
- [32] Hering, Ekbert; Modler, Karl-Heinz: *Grundwissen des Ingenieurs*. 14. Aufl. Leipzig : Carl Hanser Verlag, 2007. – ISBN 978-3-446-22814-6
- [33] Hering, Ekbert; Vogt, Alois; Bressler, Klaus: *Handbuch der Elektrischen Anlagen und Maschinen*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 1999. – ISBN 3-540-65184-5
- [34] Hinzelmann, Ralf: *Wälzlagerungen in Radnabenantrieben*. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Fakultät für Maschinenbau, Institut für Mobile Systeme, Diplomarbeit 2013.
- [35] Isermann, Rolf: *Mechatronische Systeme*. 2. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York : Springer Verlag, 2008. – ISBN 978-3-540-32512-3
- [36] IXYS Corporation: *IGBT Modules*. <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/MWI200-06A8.pdf> (Stand: 05.11.2014)
- [37] Kallenbach, Eberhard; Eick, Rüdiger; Quendt, Peer; Ströhla, Tom; Feindt, Karsten; Kallenbach, Mathias; Radler, Oliver: *Elektromagnete – Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendungen*. 4. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2012. – ISBN 978-3-8348-0968-1
- [38] Kallenbach, Eberhardt; Eick, Rüdiger; Quendt, Peer: *Elektromagnete – Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendungen*. 3. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2008. – ISBN 978-3-8351-0138-8
- [39] Kasper, Roland; Heinemann, Wolfgang; Borchardt, Norman: *Elektromotor mit eisenloser Wicklung*. Patentschrift DE 10 2011 111 352 A1. Anmeldetag: 29.08.2011.
- [40] Kasper, Roland; Schünemann, Martin: *Elektrische Antriebe – Topologien und Wirkungsgrad*. In: Motortechnische Zeitschrift 10/2012, Wiesbaden: Springer Vieweg Verlag, 2012.
- [41] Kockisch, René; Danzer, Christoph; Gläser, Kai: *Radnaher Hochleistungs-Elektroantrieb mit integriertem Planetengetriebe*. Zentrales Innovationsprogramm Mittelstand - Fachworkshop Elektromobilität, Berlin, April 2012.
- [42] Köppen, Thomas: *Die Rolle Ferdinand Porsches bei der Entwicklung ziviler und militärischer Elektrofahrzeuge zwischen 1900 und 1945*. In: NTM International Journal of History & Ethics of Natural Sciences, Technology & Medicine, Vol. 1, Birkhäuser Verlag, 1993. – ISSN 0036-6978

- [43] Kories, Ralf; Schmidt-Walter, Heinz: *Taschenbuch der Elektrotechnik*. 8. Aufl. Frankfurt am Main : Wissenschaftlicher Verlag Harri, 2008. – ISBN 978-3-8171-1830-4
- [44] Krebs, Gerhard; Weber, Rolf; Leppelsack, Simon; Hochberg, Ulrich: *Elektrische Radnabenmotoren für leichte Stadtfahrzeuge*. In: ATZelextronik 01/2010, Vol. 5, Springer Automotive Media, 2010. – ISSN 1862-1791
- [45] KTR Kupplungstechnik GmbH: *Drehmomentmesswelle Betriebs- und Montageanleitung*. www.ktr.com/root/img/pool/pdf/montageanleitungen/49010de000000.pdf (Stand: 05.11.2014)
- [46] Küpfmüller, Karl; Mathis, Wolfgang; Reibiger, Albrecht: *Theoretische Elektrotechnik*. 18. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2008. – ISBN 978-3-540-78589-7
- [47] Mercedes-AMG GmbH: *4 Synchronmotoren, 392 kW Leistung – Der Antrieb des SLS AMG E-Cell*. <http://www.springerprofessional.de/4-synchronmotoren-392-kw-leistung-der-antrieb-des-sls-amg-e-cell-15586/3952358.html> (Stand 05.11.2014)
- [48] Mercedes-AMG GmbH: *Hightech – sichtbar gemacht: Der Antrieb des Mercedes-Benz SLS AMG E-Cell*. <http://blog.mercedes-benz-passion.com/2012/03/hightech-sichtbar-gemacht-der-antrieb-des-mercedes-benz-sls-amg-e-cell/> (Stand 05.11.2014)
- [49] Mitschke, Manfred; Wallentowitz, Henning: *Dynamik der Kraftfahrzeuge*. 4. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2004. – ISBN 978-3-540-42011-8
- [50] Nagashima, James: *Wheel Hub Motors for Automotive Applications*. Proceedings of the 21st Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition, Monaco, 02-06.04.2005.
- [51] Otten, Ernst-Wilhelm: *Repetitorium Experimentalphysik*. 3. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2009. – ISBN 978-3-540-85787-7
- [52] Paul, Steffen; Paul, Reinhold: *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 2 - Elektromagnetische Felder und ihre Anwendungen*. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2012. – ISBN 978-3-642-24156-7
- [53] Paus, Hans J.: *Physik in Experimente und Beispielen*. 3. Aufl. München : Carl Hanser Verlag, 2007. – ISBN 978-3-446-41142-5
- [54] Pille, Christoph; Horch, Felix: *Von der Idee zum gießtechnisch umgesetzten Produkt*. AluMag Light Weight Technology Road Show, 2011.
- [55] Plassmann, Wilfried; Schulz, Detlef: *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen Für Elektrotechniker*. 5. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2009. – ISBN 978-3-8348-0470-9
- [56] Probst, Uwe: *Servoantriebe in der Automatisierungstechnik – Komponenten, Aufbau und Regelverfahren*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2011. – ISBN 978-3-8348-0927-8
- [57] Protean Electric Limited: <http://www.proteanelectric.com> (Stand: 17.10.2014)
- [58] Raith, Wilhelm: *Elektromagnetismus*. 8. Aufl. Berlin, New York : de Gruyter Verlag, 1999. – ISBN 3-11-016097-8

- [59] Regatron AG: *Bidirectional High-Power DC Supply*. http://www.ing-fischer.at/app/download/5779691998/Regatron_TC.GSS.32.600.40-0.S_EN+_+09-2012.pdf (Stand 05.11.2014)
- [60] Schaeffler AG: *Der Antrieb für das Stadtauto von morgen – Schaeffler und Ford zeigen Ideenauto mit E-Wheel Drive*. <http://www.schaeffler.de/content.schaeffler.de/de/press/press-releases/press-details.jsp?id=23637120> (Stand 05.11.2014)
- [61] Schencke, Thomas: *Entwicklungsstand elektrischer Radnabenmotor*. ACOD Workshop - Anforderungen an die Elektrifizierung von PKW-Antriebssträngen, Saalfeld, 06.12.2012.
- [62] Schröder, Dierk: *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. 3. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2009. – ISBN 978-3-540-89612-8
- [63] Schwab, Adolf J.: *Begriffswelt der Feldtheorie – Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz*. 7. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer Verlag, 2013. – ISBN 978-3-642-34566-1
- [64] Seibold, P.; Gartner, M.; Schuller, F.; Parspour, N.: *Design of a transverse flux permanent magnet excited machine as a near-wheel motor for the use in electric vehicles*. International Conference on Electrical Machines, 09.2012. – ISBN 978-1-4673-0143-5
- [65] Semikron International GmbH: *Datenblatt - SEMiX151GD066HDs*. http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SEMiX151GD066HDs_27891210.pdf (Stand: 05.11.2014)
- [66] Siemens AG: *Antrieb in der Felge*. http://www.siemens.com/innovation/apps/pof_microsite/_pof-spring-2012/_html_de/elektroautos.html (Stand 05.11.2014)
- [67] Society of Automotive Engineers of China, International Federation of Automotive Engineering Societies: *Proceedings of the FISITA 2012 World Automotive Congress*. 4. Aufl. Heidelberg, New York, Dordrecht : 2013. – ISBN 978-642-33740-6
- [68] Stamenkovic, I.; Milivojevic, N.; Schofield, N.: *Ironless machine design and novel digital control for automotive applications*. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 2009. – ISBN 978-1-4244-2600-3
- [69] Steinhilper, Waldemar; Sauer, Bernd: *Konstruktionselemente des Maschinenbaus 2 - Grundlagen von Maschinenelementen für Antriebsaufgaben*. 5. Aufl. Berlin, Heidelberg, New York : Springer Verlag, 2006. – ISBN 978-3-540-29629-4
- [70] Stroppe, Heribert: *Physik – für Studenten der Natur- und Ingenieurwissenschaften*. 13. Aufl. München, Wien : Carl Hanser Verlag, 2005. – ISBN 3-446-40047-8
- [71] Surahammars Bruks Aktiebolag: *Nicht kornorientiertes Elektroblech - M250-50A*. [http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA800-2280E6/\\$FILE/250-50.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA800-2280E6/$FILE/250-50.pdf?OpenElement) (Stand: 05.11.2014)
- [72] Trémolet de Lacheisserie, Étienne du; Gignoux, Damien; Schlenker, Michel: *Magnetism Materials and Applications*. Boston : Springer Verlag, 2005. – ISBN 0-387-23000-9

- [73] Van Schalkwyk, D.J.; Kamper, M. J.: *Effect of Hub Motor Mass on Stability and Comfort of Electric Vehicles*. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 2006. – ISBN 1-4244-0158-5
- [74] Vaske, P. Riggert, J. H.: *Elektrische Maschinen und Umformer*. 8. Aufl. Stuttgart : Vieweg+Teubner Verlag, 1976. – ISBN 3-519-16402-7
- [75] Vömel, Martin; Zastrow, Dieter: *Aufgabensammlung der Elektrotechnik 1*. 6. Aufl. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2012. ISBN – 978-3-8348-2177-5
- [76] Weidauer, John: *Elektrische Antriebstechnik*. 2. Aufl. Erlangen : Publicis Corporate Publishing, 2011. – ISBN 978-3-89578-308-1
- [77] Weißgerber, Wilfried: *Elektrotechnik für Ingenieure I – Gleichstromtechnik und Elektromagnetisches Feld*. 7. Aufl. Wiesbaden : Vieweg & Sohn Verlag, 2007. – ISBN 978-3-8348-0058-9
- [78] Winter, O.; Ucsnik, S.; Rudolph, M.: *Ironless in-wheel hub motor design by using multi-domain finite element analyses*. International Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion, 06.2012. – ISBN 978-1-4673-1299-8
- [79] Zach, Franz: *Leistungselektronik*. 4. Aufl. Wien, New York : Springer Verlag, 2010. – ISBN 978-3-211-89213-8
- [80] Zastrow, Dieter: *Elektrotechnik*. 16. Aufl. Wiesbaden : Vieweg & Sohn Verlag, 2006. – ISBN 978-3-8348-0099-2
- [81] ZF Friedrichshafen AG: http://www.zf.com/media/media/de/document/corporate_2/press_3/press_kits_1/iaa2011/iaa2011_02_Elektrifizierung_e_zf.pdf (Stand 26.05.2014)

Anhang A Datenblatt Elektroblech

Datenblatt des Elektroblechs M250-50A anhand der Quelle [71]:

Typical data for SURA[®] M250-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,06	30,6	0,04	0,10	0,28	1,38	5,71
0,2	0,07	0,17	40,7	0,16	0,42	1,15	4,91	19,8
0,3	0,13	0,31	47,9	0,34	0,88	2,41	10,0	41,4
0,4	0,22	0,46	54,5	0,57	1,47	4,03	16,8	71,8
0,5	0,31	0,65	61,3	0,83	2,17	6,03	25,6	113
0,6	0,43	0,86	69,0	1,13	3,00	8,47	36,6	169
0,7	0,55	1,12	77,8	1,47	3,95	11,3	50,3	243
0,8	0,70	1,41	88,6	1,85	5,05	14,7	67,2	338
0,9	0,86	1,77	102	2,28	6,30	18,7	87,8	461
1,0	1,02	2,21	120	2,75	7,73	23,4	113	617
1,1	1,21	2,79	145	3,28	9,36	28,8	143	
1,2	1,42	3,63	186	3,89	11,2	35,2		
1,3	1,67	5,16	278	4,61	13,4	42,4		
1,4	2,02	9,69	584	5,51	15,9	50,9		
1,5	2,38	26,7	1600	6,51	18,9	60,7		
1,6	2,71	68,6	3680					
1,7	2,96	143	6890					
1,8	3,18	263	11600					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	2,38
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	1,02
Anisotropy of loss, %	10

Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,55
H = 5000 A/m, T	1,64
H = 10000 A/m, T	1,77

Coercivity (DC), A/m	30
Relative permeability at 1.5 T	740
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	59
Yield strength, N/mm ²	475
Tensile strength, N/mm ²	590
Young's modulus, RD, N/mm ²	175 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	190 000
Hardness HV5 (VHN)	220


RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



Anhang B Datenblatt B6

Ausschnitt des Datenblatts der B6 anhand der Quelle [65]:

SEMiX151GD066HDs



SEMIX® 13

Trench IGBT Modules

SEMIX151GD066HDs

Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

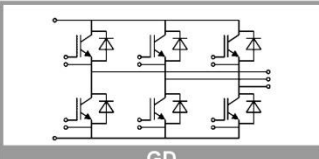
- Matrix Converter
- Resonant Inverter
- Current Source Inverter

Remarks

- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_j=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft R_{Goff} recommended
- Take care of over-voltage caused by stray inductance

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
IGBT			
V_{CES}		600	V
I_C	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	200
		$T_C = 80^\circ\text{C}$	151
I_{Cnom}		150	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	300	A
V_{GES}		-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 360\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ $V_{CES} \leq 600\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	6
			μs
T_j		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Inverse diode			
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	219
		$T_C = 80^\circ\text{C}$	161
I_{Fnom}		150	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	300	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$	980	A
T_j		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Module			
$I_{l(RMS)}$		600	A
T_{slg}		-40 ... 125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$	4000	V

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
IGBT					
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 150\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipllevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.45	1.85	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	1.7	2.1	V
V_{CE0}		$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.9	1	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.85	0.9	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	3.7	5.7	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	5.7	8.0	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=V_{CE}, I_C = 2.4\text{ mA}$	5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 600\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.15	0.45	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$		9.2		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$		0.58		nF
C_{res}			0.27		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V...}+15\text{ V}$		1200		nC
R_{Gint}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.00		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 300\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	140		ns
t_r	$I_C = 150\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	40		ns
E_{on}	$R_{G on} = 4.5\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	3.8		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G off} = 4.5\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	385		ns
t_f		$T_j = 150^\circ\text{C}$	40		ns
E_{off}		$T_j = 150^\circ\text{C}$	6.1		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT		0.29		K/W



GD

SEMiX151GD066HDs



Trench IGBT Modules

SEMiX151GD066HDs

Features

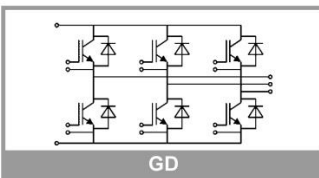
- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- Matrix Converter
- Resonant Inverter
- Current Source Inverter

Remarks

- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_j=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft R_{Goff} recommended
- Take care of over-voltage caused by stray inductance



Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 150\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chip	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1.4	1.60	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		1.4	1.6	V
V_{F0}		$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.9	1	1.1	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.75	0.85	0.95	V
r_F		$T_j = 25^\circ\text{C}$	2.0	2.7	3.3	m Ω
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	3.0	3.7	4.3	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 150\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		155		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 3000\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		24		μC
E_{rr}	$V_{GE} = -8\text{ V}$ $V_{CC} = 300\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		5.8		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.36	K/W
Module						
L_{CE}				20		nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_C = 25^\circ\text{C}$		0.7		m Ω
		$T_C = 125^\circ\text{C}$		1		m Ω
$R_{th(c-s)}$	per module			0.04		K/W
M_s	to heat sink (M5)		3		5	Nm
M_t	to terminals (M6)		2.5		5	Nm
						Nm
w					350	g
Temperatur Sensor						
R_{100}	$T_C=100^\circ\text{C}$ ($R_{25}=5\text{ k}\Omega$)			493 \pm 5%		Ω
$B_{100/125}$	$R_{(T)}=R_{100}\exp[B_{100/125}(1/T-1/T_{100})]$; $T[\text{K}]$;			3550 \pm 2%		K