



Permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung und massivem Rotorjoch für getriebelose Offshore-Windenergieanlagen

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Nicolas Erd, M.Sc.

Referent: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer
Tag der Einreichung: 22.01.2024

Erd, Nicolas:

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung
und massivem Rotorjoch für getriebelose Offshore-Windenergieanlagen
Darmstadt, Technische Universität Darmstadt

Jahr der Veröffentlichung der Dissertation auf TUPrints: 2024

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-280804

URI: <https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/28080>

Tag der mündlichen Prüfung: 17.05.2024

Veröffentlicht unter CC BY-SA 4.0 International

<https://creativecommons.org/licenses/>

Erklärungen laut Promotionsordnung

§ 8 Abs. 1 lit. c PromO

Ich versichere hiermit, dass die elektronische Version meiner Dissertation mit der schriftlichen Version übereinstimmt.

§ 8 Abs. 1 lit. d PromO

Ich versichere hiermit, dass zu einem vorherigen Zeitpunkt noch keine Promotion versucht wurde.

§ 9 Abs. 1 PromO

Ich versichere hiermit, dass die vorliegende Dissertation selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen verfasst wurde.

§ 9 Abs. 2 PromO

Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Nicolas Erd

Berlin, den 22.01.2024

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am *Institut für Elektrische Energiewandlung* der *Technischen Universität Darmstadt* entstanden. Im Folgenden möchte ich mich bei allen bedanken, die zum Gelingen meines Promotionsvorhabens beigetragen haben.

In erster Linie danke ich meinem Doktorvater *Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder* für die Ermöglichung einer Promotion durch die Anstellung am *Institut für Elektrische Energiewandlung* und seine überaus engagierte Betreuung. Besonders dankbar bin ich für seine vielfältigen Angebote zur Stärkung und Vertiefung der fachlichen und methodischen Kompetenzen seiner Doktoranden, die mir über dieses Promotionsprojekt hinaus von höchstem Nutzen sind. Sein wertvoller fachlicher Rat und insbesondere seine vollumfängliche Unterstützung zum Bau einer Prototypmaschine waren entscheidend für den Erfolg dieser Arbeit. Auch danke ich ihm für seine Hilfe bei der Abfassung wissenschaftlicher Veröffentlichungen und insbesondere für deren kritische Durchsicht.

Ein besonderer Dank gilt *Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer*, Leiter des *Fachgebiets Elektrische Antriebstechnik* der *Technischen Universität Berlin*, für die freundliche Übernahme des Korreferats. Überdies bin ich ihm sehr dankbar für meine akademische Ausbildung an der *Technischen Universität Berlin*, die ich als Student in seinen hervorragenden Lehrveranstaltungen auf dem Gebiet der elektrischen Maschinen und Antriebe durchlaufen durfte.

Ich danke der *Siemens AG* für die Kooperation mit der *Technischen Universität Darmstadt* zur Berechnung getriebeloser Windgeneratoren, welche den thematischen und finanziellen Ausgangspunkt für die vorliegende Arbeit gebildet hat. Mein besonderer Dank gilt dabei *Dr. Andreas Jöckel* für die vielen fachlichen Diskussionen und das entgegengebrachte Vertrauen. Für die finanzielle Unterstützung zur Realisierung der Prototypmaschine möchte ich der *Stiftung Energieforschung Baden-Württemberg* danken, die das Forschungsvorhaben unter der Projektnummer A 336 19 gefördert hat. Außerdem möchte ich allen Zulieferern und Partnern für die vertrauensvolle Zusammenarbeit, ihre sehr hohe Qualität und die teilweise stark vergünstigten oder sogar kostenfreien Beistellungen danken, die ausschlaggebend für den erfolgreichen Bau der Prototypmaschine waren. Ein Verzeichnis der Zulieferer ist aus Platzgründen auf Seite 288 zu finden.

Weiterhin danke ich allen technischen und administrativen Mitarbeitern des *Instituts für Elektrische Energiewandlung* für das freundliche Miteinander und ihre exzellente Arbeit. Im Einzelnen *Andreas Fehrer* für die Fertigung der Prototypmaschine, *Klaus Gütllich* für die Planung und Durchführung zahlreicher elektrischer Installationen sowie *Anette Gallinat*, *Annette Siler* und *Sabine Waldhaus* für die Hilfe bei der Projektabwicklung.

Meinen Mitdoktoranden danke ich für den steten fachlichen Austausch, das angenehme Arbeitsklima und ihre Unterstützung bei der Bewältigung von Forschungs- und Lehraufgaben. Aber vor allem danke ich euch für die offenherzige Aufnahme am Institut, die großartige Gemeinschaft und die daraus gewachsenen Freundschaften. Im Einzelnen gilt mein Dank *Dr. Jeongki An*, *Maximilian Clauer*, *Dr. Daniel Dietz*, *Dr. Yves Gemeinder*, *Dr. Robin Köster*, *Dr. Marcel Lehr*, *Dr. Xing Li*, *Dr. Gael Messenger*, *Alexander Möller*, *Dr. Sascha Neusiüs*, *Omid Safdarzadeh* und *Dr. Martin Weicker*. Besonders danken möchte ich dabei meinem Kolle-

gen und Freund *Dr. Björn Deusinger* für seine herausragende Unterstützung unter anderem bezüglich der IT-Ausstattung, Messtechnik und Inbetriebnahme des Prüffeldaufbaus.

Außerdem möchte ich mich bei allen engagierten Studierenden bedanken, die mich durch ihre Arbeiten bei meiner Dissertation unterstützt haben. Ein Verzeichnis der entstandenen Abschlussarbeiten befindet sich auf Seite 287. Überdies danke ich meinen studentischen Mitarbeitern für ihre wertvolle Unterstützung. Im Einzelnen *Jakob Mildenberger* für seinen sehr großen Einsatz bei der Formspulenfertigung in der institutseigenen Wickelei und *Julian Wagner* für die hervorragende Unterstützung bei der Programmierung der Mehrzieloptimierer.

Zu guter Letzt möchte ich meiner gesamten Familie danken. Durch die liebevolle Fürsorge, vielseitige Förderung und immerwährende Unterstützung meiner Eltern *Eva* und *Ludwig* wurde mir das Erreichen meiner persönlichen und beruflichen Ziele ermöglicht. Meinem Vater *Ludwig* danke ich auch für seinen hilfreichen fachlichen Rat als hochgeachteter und äußerst erfahrener Elektroingenieur. Auch meinen Geschwistern *Julian* und *Christine* danke ich für ihre Zuwendung und Anteilnahme. Mein größter Dank gilt meiner Frau *Lina* und unseren Söhnen *Frederick* und *Johannes*. Durch eure Liebe und euer überaus großes Verständnis sowie deinen unaufhörlichen Einsatz, liebe *Lina*, habt ihr mir dieses Promotionsprojekt und seinen erfolgreichen Abschluss ermöglicht. Euch ist diese Arbeit gewidmet.

Nicolas Erd

Berlin im August 2024

Hintergrund

Dem Ausbau der Offshore-Windenergie wird im Rahmen der Energiewende eine Schlüsselrolle zukommen. Primäres Ziel der Anlagenentwicklung ist die Senkung der Stromerzeugungskosten. Neben der Steigerung der Anlagenleistung mit den damit verbundenen Skaleneffekten werden fertigungstechnische Vereinfachungen sowie Steigerungen bei Wirkungsgrad und Zuverlässigkeit angestrebt. Getriebelose permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) sind eine etablierte und besonders zuverlässige Antriebsstrangvariante für Offshore-Windenergieanlagen. Ein Ansatz zur Verbesserung dieser Anlagen ist der Einsatz von vergleichsweise einfach herzustellenden Zahnspulenwicklungen. Diese weisen im Unterschied zu verteilten Wicklungen kurze und kreuzungsfreie Wickelköpfe sowie wenige Statornuten pro Pol auf. Zahnspulenwicklungen haben kleine Stromwärmeverluste im Wickelkopfbereich und erlauben höhere Polzahlen mit geringen Jochhöhen. Ziel dieser Arbeit ist es, den Einsatz von Zahnspulenwicklungen in getriebelosen Offshore-Windenergieanlagen mit PMSM zu untersuchen und mit einer verteilten Einschichtwicklung zu vergleichen. Da die betrachteten Generatoren mit einem massiven, elektrisch leitfähigem Rotorjoch ausgeführt sind, müssen insbesondere bei Zahnspulenwicklungen, welche eine Vielzahl von amplitudenstarken Statorluftspaltfeldharmonischen aufweisen, die Rotorwirbelströme bei der Auslegung berücksichtigt werden. Des Weiteren ist auch der Weiterbetrieb nach teilweisem Ausfall des Wechselrichters zu betrachten, der zu einer abschnittswiseen Speisung der Statorwicklung führt. Die verwendeten Berechnungs- und Auslegungsmethoden sollen durch den Bau und die Vermessung einer laborgerechten Prototypmaschine überprüft werden.

Kurzfassung

Diese Arbeit befasst sich mit drehmomentstarken permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung und massivem, elektrisch leitfähigem Rotorjoch. Konkret wird für eine getriebelose Offshore-Windenergieanlage mit einer Bemessungsleistung von 8 MW bei einer Drehzahl von $10,2 \text{ min}^{-1}$ der Einsatz von Zahnspulenwicklungen im Vergleich zu einer verteilten Einschichtwicklung untersucht. Die insbesondere bei Zahnspulenwicklungen auftretenden Statorluftspaltfeldharmonischen induzieren das massive Rotorjoch und führen zu Rotorwirbelstromverlusten, die im Rahmen des Maschinenvergleichs analytisch mit konstanten Ersatzmaterialparametern berechnet werden. Der Vergleich zwischen der verteilten Einschichtwicklung und zwei ausgewählten Zahnspulenwicklungen wird anhand von numerisch optimierten Maschinenentwürfen mit vorgegebenem Bauraum durchgeführt. Dabei zeigt sich, dass die beiden betrachteten Zahnspulenwicklungen aufgrund des geringeren Arbeitswellenwicklungsfaktors und wegen ihrer signifikanten Statorfeldharmonischen stets einen geringeren Wirkungsgrad und einen kleineren Grundschwingungsleistungsfaktor als die verteilte Wicklung bei gleichem Magnetmaterialeinsatz aufweisen. Für eine Magnetmasse von 4300 kg erreichen die Zahnspulenwicklungen abhängig von der gewählten Lochzahl einen um 1,1 bis 2,2 Prozentpunkte geringeren Wirkungsgrad im Bemessungspunkt als die verteilte Einschichtwicklung mit einem Wirkungsgrad von 94,4 %. Die Zweckmäßigkeit der angewendeten Berechnungs- und Auslegungsmethoden wird durch die Auslegung, den Bau und die Vermessung einer gegenüber den Windgeneratoren stark verkleinerten Prototypmaschine mit einem Bemessungsdrehmoment von 2800 Nm erbracht.

Motivation

A significant increase in offshore wind energy will play a key role in the energy transition. The overall development objective of offshore wind turbines is reducing the cost of generated electrical energy. Increasing turbine power is the primary strategy for cost reduction. Additional trends in generator design aim for a simplified production, increased efficiency and improved system reliability. For years, gearless wind turbines with permanent magnet synchronous machines have been an important drivetrain technology for offshore wind turbines, which is particularly reliable and low-maintenance. One possibility for improving these generators is replacing the distributed winding by a tooth-coil winding with a short and crossover-free end winding. Tooth-coil windings lead to a shorter overall axial machine length, lower I^2R -losses in the end winding and simplified manufacturing. The aim of this thesis is to investigate the use of tooth-coil windings in gearless offshore wind turbines with permanent magnet synchronous machines and to compare them with a distributed single-layer winding. Since the generators under consideration have a solid, electrically conductive rotor yoke, rotor yoke eddy currents caused by the stator air gap field harmonics are a primary concern especially with tooth-coil windings. In addition, the sectional feeding of the stator winding, which occurs when the system operates with a partially failed inverter, has to be investigated. The calculation and design methods used for the offshore turbine have to be verified by building and measuring a downsized laboratory prototype machine.

Abstract

This thesis deals with high-torque permanent magnet synchronous machines with tooth-coil windings and a solid, electrically conductive rotor yoke. This combination is investigated for a gearless offshore wind turbine with a rated power of 8MW at a speed of $10,2 \text{ min}^{-1}$ and is compared to a distributed single-layer winding. Harmonics of the stator air gap field, especially occurring with tooth-coil windings, induce the massive rotor yoke and lead to rotor eddy current losses. In the comparison of the distributed single layer winding with two preselected tooth-coil windings the rotor eddy currents are analytically calculated using constant material parameters. The comparison is carried out for numerically optimized machine designs with given outer dimensions. Since tooth-coil windings have a lower winding factor of the operating wave and significant stator field harmonics, the designs with tooth-coil windings achieve a lower efficiency and a lower fundamental power factor compared to a machine with a distributed winding and equal magnet mass. For a magnet mass of 4300kg the efficiency at nominal operation is 1,1 to 2,2 percentage points lower depending on the number of slots per pole and phase compared to a distributed winding with an efficiency of 94,4%. Evidence for the practicality and accuracy of the used calculation and design methods is provided by the design, construction and measurement of a downsized prototype machine with a rated torque of 2800Nm.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Analytische Wirbelstromberechnung für PMSM mit massivem Rotorjoch	5
2.1	Einführung	5
2.2	Zeitlich und räumlich periodische Größen	7
2.3	Statorstrombelag	8
2.3.1	Explizite Berechnung der Wicklungsfaktoren	9
2.3.2	Numerische Berechnung der Wicklungsfaktoren	11
2.3.3	Strombelagssynthese aus simulierten Luftspaltfeldern	12
2.4	Sechs-Gebiete-Modell mit bewegtem Rotor	13
2.4.1	Geometrie und Materialeigenschaften	13
2.4.2	Wechsel in rotorfeste Koordinaten	18
2.4.3	Feldgleichungen und Lösung	19
2.4.4	Auswertung des Vektorpotentials	22
2.5	Analytische Wirbelstromverlustberechnung der Prototypmaschine	26
2.5.1	Modellparameter	27
2.5.2	Ergebnisse für verschiedene Speisetopologien	28
3	Windgenerator	39
3.1	Einführung	39
3.2	Auswahl der Statorwicklung	40
3.2.1	Redundanzbetrieb bei teilweisem Umrichtererausfall	40
3.2.2	Betrachtete Wicklungsvarianten	42
3.2.3	Analytische Wirbelstromberechnung	44
3.3	Optimale Maschinenauslegung	56
3.3.1	Optimierungsansatz und Berechnungsgang	56
3.3.2	Parametrisierte Maschinengeometrie und Vorgaben	60
3.3.3	Numerische, elektromagnetische Simulation	65
3.3.4	Strombelag, Stromdichte und Statorstromwärmeverluste	67
3.3.5	Statorummagnetisierungsverluste	68
3.3.6	Rotorwirbelstromverluste	69
3.3.7	Thermisches Modell	70
3.3.8	Wickelkopfsteuerung und elektrisches Ersatzschaltbild	83
3.3.9	Optimierungsergebnisse	89

3.4	Ausgewählte Generatoren	98
3.4.1	Vergleich der Geometrie und des Betriebsverhaltens	99
3.4.2	Spektrale Verteilung der analytisch berechneten Rotorverluste	100
3.4.3	Transiente elektromagnetische 2D-FE-Simulation	106
3.4.4	Magnetische Geräuschanregungen	122
3.5	Zusammenfassung	136
4	Prototypmaschine: Auslegung, Berechnung und Konstruktion	139
4.1	Vorgaben und Optimierung	140
4.1.1	Vorgegebene Merkmale der Versuchsmaschine	140
4.1.2	Parametrisierte Maschinengeometrie	142
4.1.3	Optimierung der Querschnittsgeometrie	145
4.1.4	Statorwicklungsauslegung	147
4.1.5	Wassermantelkühlung	150
4.2	Elektromagnetisches Modell und Ersatzschaltbildparameter	151
4.2.1	Statorstromwärmeverluste	152
4.2.2	Wickelkopfstrominduktivität	156
4.2.3	Weitere Wicklungsinduktivitäten	159
4.2.4	Elektrische Ersatzleitfähigkeiten der Rotorkomponenten	160
4.3	Thermisches Modell	161
4.3.1	Teilmodell A: Stromwärmeverluste	162
4.3.2	Teilmodell B: Statorquerschnittsmodell	163
4.3.3	Teilmodell C: Längsschnittmodell	165
4.3.4	Wärmeleitung längs des Drahts aufgrund der Positionsänderung	169
4.3.5	Axial inhomogene Temperaturverteilung – Hotspot im Wickelkopf	171
4.4	Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung	173
4.4.1	Generatorischer Leerlauf	173
4.4.2	Bemessungsbetrieb	174
4.4.3	Lastabhängiges Betriebsverhalten	178
4.4.4	Magnetische Geräuschanregung	182
4.5	Stoßkurzschluss und Entmagnetisierfestigkeit	186
4.5.1	Transientes Maschinenmodell	186
4.5.2	Rotorwirbelströme beim Stoßkurzschluss	188
4.5.3	Analytische Berechnung des Stoßkurzschlusses	191
4.5.4	Stoßkurzschluss der Prototypmaschine	192
4.5.5	Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete	197
4.6	Konstruktion und Bau der Prototypmaschine	203
4.6.1	Statorträger	204
4.6.2	Statorblechpaket	206
4.6.3	Rotor und Rotorlagegeber	206
4.6.4	Statorwicklung	207

5	Prototypmaschine: Vermessung	211
5.1	Prüfstand und Messmittel	211
5.1.1	Prüfstand	211
5.1.2	Messmittel und Unsicherheiten	214
5.2	Leerlaufbetrieb und Dauerkurzschlussbetrieb	218
5.2.1	Generatorischer Leerlaufbetrieb	218
5.2.2	Dreiphasiger Dauerkurzschlussbetrieb	219
5.3	Einzelverlustbestimmung	222
5.3.1	Einzelverlustmodelle	224
5.3.2	Kombinierte Messunsicherheit und Modellfehler	227
5.4	Betriebsverhalten der Speisetopologien	229
5.4.1	Vollständig gespeiste Maschine	230
5.4.2	Zwei-Quadranten-Speisung	241
5.4.3	Vier-Oktanten-Speisung	244
5.4.4	Vergleich der Speisetopologien	247
5.5	Bemessungspunkt S1-Dauerbetrieb	249
5.5.1	Wirkungsgrad, Einzelverluste und thermische Ausnutzung	251
5.5.2	Zeigerdiagramm und Ersatzschaltbildparameter	252
5.5.3	Spektrum des Statorstroms bei Umrichterspeisung	253
5.6	Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder	254
5.6.1	Gesamtverluste und Gesamtwirkungsgrad	255
5.6.2	Einzelverluste: Rotorverluste	256
5.7	Stoßkurzschluss	260
5.7.1	Berechnung des elektromagnetischen Drehmoments	261
5.7.2	Simulation des Stoßkurzschlusses	264
5.7.3	Ergebnisse und Vergleich	265
6	Zusammenfassung	269
7	Quellenverzeichnisse	273
A	Anhang	289
A.1	Materialparameter	289
A.2	Windgenerator: Bilder	297
A.3	Windgenerator: Weitere Optimierungsergebnisse	298
A.4	Prototypmaschine: Ergänzungen zur analytischen Wirbelstromberechnung	302
A.5	Prototypmaschine: Weitere Optimierungsergebnisse	304
A.6	Prototypmaschine: Statorwicklung	306
A.7	Prototypmaschine: Weitere Prüfstandskomponenten	311
A.8	Prototypmaschine: Weitere Messergebnisse	312
A.9	Prototypmaschine: Konstruktionszeichnungen	320

Formelzeichen, Indizes und Abkürzungen

Formelzeichen: Lateinische Buchstaben

A	magnetisches Vektorpotential	Vs/m
A	Querschnittsfläche	m ²
a	Anzahl paralleler Wicklungszweige	-
a	Index der Statornut	-
a	maximale Abweichung	-
B	magnetische Flussdichte (Scheitelwert)	T
b	Breite	m
b_{sl}	Abstand Wickelfenster Seite	m
b_{ml}	Abstand Wickelfenster Mitte	m
c	charakteristische Länge	m
c_p	isobare, massenspezifische Wärmekapazität	J/(kg · K)
d	Durchmesser, Dicke	m
d_E	Wirbelstromeindringtiefe	m
E	Elastizitätsmodul	N/m ²
F	Kraft	N
F	Fläche	m ²
f	Frequenz	Hz
f_{Ton}	Tonfrequenz	Hz
f_{mr}	Geometrieparameter: Magnethöhe / Rotorhöhe	-
f_{nz}	Geometrieparameter: Nutbreite / Nutteilung	-
f_p	Geometrieparameter: Polbedeckung der Rotormagnete	-
f_{sr}	Geometrieparameter: Statorhöhe / (Statorhöhe + Rotorhöhe)	-
f_{zy}	Geometrieparameter: Nuttiefe / Statorhöhe	-
FS	Messbereichsendwert	-
H	magnetische Feldstärke (Scheitelwert)	A/m

Formelzeichen, Indizes und Abkürzungen

h	Höhe	m
h_{bl}	Abstand Wickelfenster unten	m
h_{tl}	Abstand Wickelfenster oben	m
I	elektrische Stromstärke (Effektivwert)	A
I	Schallintensität	W/m ²
i	zeitlich veränderliche elektrische Stromstärke	A
i	Getriebeübersetzungsverhältnis	-
J	elektrische Stromdichte	A/m ²
J	magnetische Polarisation	T
J	Massenträgheitsmoment	kg · m ²
j	imaginäre Einheit	-
K_e	elektrischer Strombelag	A/m
k	Faktor, Ordnung	-
k_C	<i>Carter</i> -Faktor	-
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor der Nut	-
$k_{Cu,i}$	Kupferfüllfaktor der Spulenseite	-
k_d	Zonenfaktor	-
k_{Ft}	Wirbelstromverlustfaktor	W/(kg · T ² · Hz ²)
k_{Hy}	Hystereseverlustfaktor	W/(kg · T ² · Hz)
k_{no}	Nutöffnungsfaktor	-
k_p	Sehnungsfaktor	-
k_s	zeitliche Ordnung im statorfesten Bezugssystem bezogen auf Drehzahl n	-
k_r	zeitliche Ordnung im rotorfesten Bezugssystem bezogen auf Drehzahl n	-
$k_{v,Fe}$	Bearbeitungsfaktor	-
k_w	Wicklungsfaktor	-
L	Induktivität	H
L	Gesamtlänge des Blechpakets	m
L	Schallpegel	dB
l	Länge	m
l_1	Länge des Teilblechpakets	m
l_{Fe}	Blechpaketlänge (Summe der Teilblechpakete)	m
l_k	Kühlschlitzbreite	m

l_{avg}	mittlere Windungslänge	m
M	Drehmoment	Nm
m	zeitlich veränderliches Drehmoment	Nm
m	Strangzahl	-
m	Masse	kg
N_{rel}	relative Schallabstrahlungsleistung	-
N	Windungszahl	-
n	Drehzahl	1/s
n	Anzahl	-
Nu	<i>Nußelt</i> -Zahl	-
P	Leistung, Wärmestrom	W
$P_{i,j}$	übertragene Leistung von Schicht i zu Schicht j	W
P'_L	Linienverlustdichte	W/m
p	Polpaarzahl	-
Pr	<i>Prandtl</i> -Zahl	-
Q	Nutzahl	-
Q_{ISI}	Interpolationsstabilitätsindex	-
q	Lochzahl	-
q_N	Nenner der Lochzahl: $q = q_Z/q_N$	-
q_Z	Zähler der Lochzahl: $q = q_Z/q_N$	-
R	elektrischer Widerstand	Ω
R_{th}	thermischer Widerstand	K/W
$r_{\text{th,ax}}$	längenbezogener Wärmelängswiderstand	K/(W · m)
$r_{\text{th,q}}$	längenbezogener Wärmequerwiderstand	K · m/W
Re	<i>Reynolds</i> -Zahl	-
RD	Ablesewert	-
r	Radius	m
r, γ, z	Zylinderkoordinaten	m, rad, m
S	Scheinleistung	VA
S	Leistungsflussdichte	W/m ²
s	Schlupf	-
T	Dauer, Zeitkonstante	s
t	Zeit	s

U	elektrische Spannung (Effektivwert)	V
u	zeitlich veränderliche elektrische Spannung	V
u	(Mess-)Unsicherheit	-
V	Volumen	m^3
V	magnetische Spannung	A
\dot{V}	Volumenstrom	m^3/s
v	Strömungsgeschwindigkeit	m/s
w	Spulenweite am Umfang	m
X	Reaktanz	Ω
x, y, z	Kartesische Koordinaten	m, m, m
Y	Schaltschritt	-
\hat{y}	Auslenkungsamplitude	m
Z	Schallkennimpedanz	$N \cdot s/m^3$

Formelzeichen: Griechische Buchstaben

α	Wärmeübergangskoeffizient	$W/(m^2 \cdot K)$
α	Absorptionsgrad	-
α	Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstands	$1/K$
α_e	Polbedeckungsfaktor	-
β	elektrischer Winkel von d-Achse zu \underline{I}_s	rad
γ	Dichte	kg/m^3
γ	mechanischer Winkel	rad
Δ	Massenzuschlagsfaktor, Differenz	-
$\Delta\vartheta$	Erwärmung	K
δ	Luftspaltweite	m
ε	Emissionsgrad	-
η	Wirkungsgrad	-
η	Resonanzerhöhung	-
Θ	elektrische Durchflutung	A
ϑ	Temperatur	$^{\circ}C$
$\underline{\kappa}$	komplexer Faktor	$1/m$
Λ'	längenbezogener magnetischer Streuleitwert	$Vs/(Am)$
λ	dimensionsloser Streuleitwert	-

λ	Wärmeleitfähigkeit	W/(m · K)
λ	Wellenlänge	m
μ	magnetische Permeabilität	Vs/(Am)
ν	kinematische Viskosität	m ² /s
ν	räumliche Ordnung bezogen auf Arbeitswelle	-
ν'	räumliche Ordnung bezogen auf Maschinenumfang	-
ρ	Knotenpaarzahl	-
σ	elektrische Leitfähigkeit	S/m
σ	<i>Blondel'sche</i> Streuziffer	-
σ_0	Oberwellenstreuzyiffer	-
σ_S	<i>Stefan-Boltzmann</i> -Konstante	W/(m ² · K ⁴)
τ_p	Polteilung	m
τ_Q	Nutteilung	m
τ_r	radiale Zugspannung	N/m ²
τ_γ	Schubspannung in Umfangsrichtung	N/m ²
Φ	magnetischer Fluss	Wb
φ	Phasenwinkel	rad
φ	magnetisches Skalarpotential	A
χ	magnetische Suszeptibilität	-
Ψ	magnetische Flussverkettung	Vs
Ω	mechanische Winkelgeschwindigkeit	rad/s
ω	elektrische Kreisfrequenz	1/s

Indizes

0	Anfangswert, Leerlauf, Vakuum, Raumtemperatur, einschließlich Null
1	Grundschwingung, Auskragung
2	Bandage
∞	Beharrung
AC	Wechselstrom
ad	Zusatz
air	Luft
amb	Umgebung
avg	mittlere

ax	axial
b	Wickelkopf
ber	berechnet
C	Koerzitiv-
c	Spule
cast	Vergussmasse
Cu	Kupfer bzw. Wicklung
D	Längsdämpfer
d	längs, Zonen-, Verlust-
DC	Gleichstrom
dev	Abweichung
dim	Dimensionen
e	ideell
eff	effektiv
eig	Eigen-
el	elektrisch
elem	FE-Elemente
en	Isolationslack des Lackdrahtes
ez	Einzelverluste
fr	(Lager-)Reibung
Fe	Eisen, Paketierung
fem	feldnumerisch
g	Gegen-
ges	gesamt
gl	gleichbelegte Nut
h	Haupt-
H	Gehäuse-
H ₂ O	Kühlwasser
Hot	Heißpunkt
i	innen
in	Eingangs-
ind	induziert
int	im Bereich des Blechpakets

lin	linearisiert
M	Magnet
m	mechanisch, Wellen-
mess	Messwert, Messpunkt
mi	gemischt belegte Nut
N	Bemessung
no	Nutöffnung
NKN	Nomex-Kapton-Nomex Isolationspapier
O	Oberschwingung
o	außen
orig	materialspezifischer Ausgangswert
Os	Oberschicht
out	Ausgangs-
p	Polrad
q	quer
Q	Nut, Querdämpfer
R	Remanenz
r	Rotor, Rotorwirbelstrom
ref	Bezugswert
rel	relativ
res	resultierend
rsn	Tränkharz
s	Stator, Strang
sc	Dauerkurzschluss
seg	(Magnet-)Segment
stat	statisch
syn	synchron
T	Takt
th	thermisch
U,V,W	Strang U,V,W
u	Urwickelschema
Us	Unterschicht
V	volumenspezifisch

v	Vorgabe
VL	Verlustterm
w	Wicklung, wahrer Wert
y	Joch
z	Zahn
zk	Zahnkopf
zl	Zuleitung
α	konvektiv
σ	Streu-

Abkürzungen

2D	zweidimensional
Abb.	Abbildung
AC	Wechselstrom
AFE	Active-Front-End
Ampl.	Amplitude
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
CAD	Computer-Aided Design
DC	Gleichstrom
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DGL	Differentialgleichung
d. h.	das heißt
DIN	Deutsches Institut für Normung
el.	elektrisch
EN	Europäische Norm
ESB	Ersatzschaltbild
EW	Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt
FE	Finite Elemente
HEX	Heat-Exchanger
IEC	Internationale Elektrotechnische Kommission
Kap.	Kapitel
MTPA	Maximum Torque per Ampere

MTPL	Maximum Torque per Loss
PM	Permanentmagnet
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
Q	Betrieb mit reinem q-Strom
rel.	relativ
VSI	Voltage-Source-Inverter

Zeichen und Schreibweisen

\forall	für alle
\vec{x}	Vektor
\parallel	parallel
x^*	x komplex konjugiert, geschätzter Wert von x
$()$	Spaltenvektor
$[]$	Matrix
'	transient, längenbezogen
"	subtransient
\hat{x}	Spitzenwert von x
\bar{x}	Mittelwert von x
\dot{x}	zeitliche Ableitung von x
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen

1. Einleitung

Um katastrophale Auswirkungen der Klimaveränderung auf Mensch und Umwelt abzuwenden, ist es notwendig, die Erderwärmung bis zum Jahr 2100 möglichst auf $1,5^{\circ}\text{C}$, zumindest aber auf $2,0^{\circ}\text{C}$ bezogen auf das vorindustrielle Zeitalter zu begrenzen [1]. Auf der UN-Klimakonferenz in Paris von 2015 wurde dieses Ziel von den meisten Staaten der Welt vertraglich vereinbart [2]. Zur Umsetzung werden von internationalen und staatlichen Akteuren konkrete Reduktionsziele für Treibhausgase festgelegt. Die Europäische Union hat gesetzlich eine Reduktion der Treibhausgasemission um 55 % bis 2030 gegenüber 1990 und die Erreichung der Klimaneutralität bis 2050 beschlossen [3]. Zur Erfüllung dieser Ziele ist eine Abkehr von der Nutzung fossiler Energieträger und ein massiver Ausbau der Erzeugung erneuerbarer Energien nötig, der auch den zusätzlichen Energiebedarf aus der Elektrifizierung des Wärme- und Verkehrssektors abdeckt [4].

Für die im Rahmen dieser Arbeit relevanten Windenergieanlagen im Küstenvorfeld der Meere („Offshore-Windenergie“) sieht die Ausbaustrategie der Europäischen Union eine Vervielfachung der installierten Leistung von 14,6 GW in 2021 auf 60 GW in 2030 vor. Von 2030 bis 2050 soll die installierte Leistung noch einmal auf 300 GW verfünffacht werden [5]. Denkbar sind diese Ausbauziele nur durch die stetige Reduktion der Stromentstehungskosten der Offshore-Windenergie, zum Beispiel durch Skaleneffekte bei steigender Anlagenleistung, welche im Jahr 2022 bereits die 15-MW-Marke erreicht hat. Bezogen auf die eingesetzte Antriebstechnologie wurden in Europa laut Marktdaten aus dem Jahr 2021 praktisch nur noch permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) als Generator in Offshore-Windenergieanlagen neu installiert, wobei ca. eine Hälfte als getriebelose Anlagen und die andere Hälfte mit Getriebe für eine Generatordrehzahl von ca. 100min^{-1} bis 500min^{-1} („Medium Speed“) ausgeführt ist [6].

Der Einsatz von PMSM bei getriebelosen Windenergieanlagen liegt darin begründet, dass diese bei vertretbaren Kosten sehr große und drehmomentstarke Maschinen mit hoher Polzahl ermöglichen. Im Vergleich zu elektrischen Maschinen gleichen Drehmoments und kleinerer Polzahl können aufgrund des geringeren magnetischen Jochflusses die Jochhöhen in Stator und Rotor reduziert werden und dadurch Eisenmasse eingespart werden, obwohl das Bohrungsvolumen konstant bleibt [7]. Um die Polzahl bei begrenzter Nutzahl weiter zu erhöhen und gleichzeitig Bauraum und Verluste im Wickelkopf einzusparen, können statt der üblichen verteilten Wicklungen Zahnspulenwicklungen eingesetzt werden. Allerdings sind die hier betrachteten Windenergieanlagen aus Gründen der Bauraumverringerung und Massenreduktion als Außenläufer mit massivem Rotorjoch ausgeführt, sodass Zahnspulenwicklungen

problematische Rotorwirbelströme ergeben können, die bereits bei der Maschinenauslegung sorgfältig vorausberechnet werden müssen.

Ziel der Arbeit ist der Vergleich von verteilten Wicklungen mit Zahnspulenwicklungen für einen getriebelosen permanentmagneterregten Offshore-Windgenerator anhand optimal ausgelegter Maschinenentwürfe. Ein Schwerpunkt bildet dabei die Berechnung der Wirbelstromverluste in den massiven Rotorkomponenten sowohl mit schnellen analytischen als auch transienten, nichtlinearen 2D-Finite-Elemente-Simulationen. Im Vorfeld werden geeignete Zahnspulenwicklungen identifiziert, deren Statorluftspaltfeldharmonische zu hinreichend geringen Rotorwirbelstromverlusten führen. Im Anschluss werden für zwei geeignete Zahnspulenvarianten und eine verteilte Wicklung mit Hilfe einer genetischen Mehrziel-Optimierung Maschinen für einen vorgegebenen Bauraum entworfen, wobei der Wirkungsgrad im Bemessungspunkt maximiert und die Magnetmasse minimiert wird. Zur realitätsnahen Wirkungsgradberechnung wird auch die Erwärmung der Maschine vorausberechnet, um die Temperaturabhängigkeit der Statorstromwärmeverluste bei gegebenem Kühlmittelstrom zu berücksichtigen. Dieses Vorgehen führt zu einem aussagekräftigen Vergleich von Maschinen mit gleichem Bauvolumen und gleicher Magnetmasse. Außerdem werden die vorgestellten Maschinenvarianten mit Zahnspulenwicklungen auch hinsichtlich ihrer magnetischen Geräuschabstrahlung bei Grundschwingungsstromspeisung bewertet. Bei der Maschinenauslegung und anschließenden Nachrechnung des Betriebsverhaltens wird stets auch der Sonderbetrieb mit teilweiser Speisung der Statorwicklung betrachtet. Hintergrund ist, dass eine Speisung des Stators durch zwei Umrichter angenommen wird, sodass nach dem Auftreten eines Fehlers in einem der beiden Umrichter und dem Trennen des defekten Umrichters von der Statorwicklung ein leistungsreduzierter Weiterbetrieb mit dem funktionsfähigen Umrichter erfolgt. Da die Verschaltung der Statorwicklung für diesen Notbetrieb nicht geändert wird, ergibt sich eine abschnittsweise leerlaufende Statorwicklung mit zusätzlichen Statorluftspaltfeldharmonischen, deren negative Auswirkungen auf die Rotorwirbelstromverluste und das Geräuschverhalten untersucht werden.

Zur Validierung der eingesetzten Berechnungs- und Auslegungsmethoden wird eine stark verkleinerte, laborgerechte Prototypmaschine entworfen, gebaut und vermessen. Der Prototyp realisiert die im Rahmen dieser Arbeit untersuchte Kombination aus Zahnspulenwicklung und massivem Rotorjoch bei einer PMSM mit Oberflächenmagneten und Außenläufer. Der Blechschnitt der Prototypmaschine wird wie bei der Auslegung der Windgeneratoren mit einer genetischen Mehrziel-Optimierung und nichtlinearer 2D-Finite-Elemente-Simulationen hinsichtlich geringer Magnetmasse und hohem Wirkungsgrad optimiert. Die Prototypmaschine ist modular mit Einzelzahnblechpaketen und Aufsteckzahnspulen konstruiert und demonstriert damit die fertigungstechnischen Vorzüge von Zahnspulenwicklungen. Überdies wird mithilfe der externen Wicklungsverschaltung auch der abschnittsweise Betrieb der Statorwicklung hinsichtlich der auftretenden Verluste untersucht. Für die indirekte messtechnische Ermittlung der Rotorverluste wird ein bilanzielles Verfahren zur Trennung der einzelnen Verlustgruppen vorgestellt und hinsichtlich seiner Genauigkeit bewertet.

Aufbau der Arbeit

In Kapitel zwei wird die lineare analytische Rotorwirbelstromberechnung mit Hilfe eines konzentrischen Ringmodells behandelt. Das Kapitel beginnt mit einem Überblick zur Literatur und zu den Herausforderungen, die mit der Wirbelstromberechnung in massiven und magnetisch hochpermeablen Materialien einhergeht. Der analytische Berechnungsgang umfasst die Synthese eines Ersatzstrombelags an der Statoroberfläche, die Festlegung von konstanten Ersatzmaterialparametern und die analytische Lösung des Feldproblems. Am Ende werden mit der dargestellten Methodik die Rotorwirbelströme für die gebaute Prototypmaschine bei verschiedenen Speisarten der Statorwicklung dargestellt.

Thema des dritten Kapitels ist die Auslegung eines getriebelosen PMSM-Offshore-Windgenerators mit Zahnspulenwicklung und massivem Rotorjoch sowie der Vergleich mit einer PMSM mit verteilter Wicklung. Zunächst werden mit einer analytischen Wirbelstromberechnung geeignete Zahnspulenwicklungsvarianten identifiziert und für zwei vorteilhafte Zahnspulenwicklungsvarianten und die verteilte Wicklung jeweils eine numerische Blechschnittoptimierung durchgeführt. Dazu wird eine geometrische Parametrisierung der Querschnittsgeometrie vorgestellt, welche zur automatisierten Erstellung von elektromagnetischen und thermischen Modellen verwendet wird. Ziel der Mehrziel-Optimierung ist ein hoher Wirkungsgrad im Bemessungspunkt und eine geringe Magnetmasse bei gegebenem Bauraum und gegebenem Kühlsystem. Schlussendlich werden aus der Menge der optimalen Maschinen je Wicklungsvariante Maschinen mit gleicher Magnetmasse ausgewählt und einer transienten 2D-FE-Simulation mit numerischer Berechnung der Rotorwirbelströme unterzogen. Dabei wird mit Hilfe von einfachen Ringmodellen das Geräuschverhalten bei vollständigem und abschnittsweiser Speisung der Statorwicklung untersucht.

In Kapitel vier wird die stark verkleinerte Prototypmaschine ausgelegt und ihre Konstruktion dargestellt. Wie die betrachteten Windgeneratoren kombiniert die Prototypmaschine eine Zahnspulenwicklung mit einem massivem Rotorjoch. Durch eine externe Verschaltung der Statorwicklung kann auch der Prototyp mit verschiedenen abschnittsweisen Speisungen der Statorwicklung betrieben werden. Der Blechschnitt des Prototyps wird auch durch eine genetische Mehrziel-Optimierung hinsichtlich Wirkungsgrad im Bemessungspunkt und eingesetzter Magnetmasse optimiert. Die Nachrechnung der ausgewählten Maschine umfasst neben der elektromagnetischen Domäne auch die Entwärmung, die magnetischen Kraftanregungen bezüglich der Anregung von Geräuschen und eine Betrachtung der Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete.

Kapitel fünf behandelt die Vermessung der Prototypmaschine. Für die vollständige Speisung und den abschnittsweisen Betrieb der Statorwicklung werden mit indirekten Verfahren die Rotorverluste messtechnisch ermittelt und zur Bewertung der Vorausberechnung herangezogen. Dabei wird die aus Messunsicherheiten und abgeschätzten Modellfehlern resultierende Unsicherheit der bilanziell berechneten Rotorverluste angegeben. Das Versuchsprogramm umfasst auch die Durchführung des dreiphasigen Stoßkurzschlusses aus dem Leerlauf.

2. Analytische Wirbelstromberechnung für PMSM mit massivem Rotorjoch

2.1. Einführung

In diesem Abschnitt wird die analytische Berechnung der Wirbelströme in den elektrisch leitfähigen Rotorkomponenten von PMSM dargestellt. Diese analytische Methode der Rotorwirbelstromberechnung ist im Vergleich zur ebenfalls verwendeten numerischen 2D-FE-Simulation relativ ungenau. Die auftretenden Abweichungen werden für den Windgenerator in Abschnitt 3.4.3 und für die Prototypmaschine im Rahmen der messtechnischen Untersuchung in Abschnitt 5.4 diskutiert. Trotzdem bildet die analytische Wirbelstromberechnung aus folgenden Gründen den methodischen Ausgangspunkt dieser Arbeit.

1. Die analytische Feldlösung und die daraus abgeleiteten Größen liegen als symbolische Ausdrücke vor. Dadurch werden die zugrunde liegenden Gesetzmäßigkeiten nachvollziehbar. Ferner beruht die analytische Berechnung auf dem Superpositionsprinzip, welches die Rotorwirbelstromverluste für jede Statorstrombelagswelle separat berechnet und so eine Identifikation problematischer Harmonischer der Statorwicklung ermöglicht.
2. Die Auswertung der analytisch berechneten Lösung für eine konkrete Geometrie und Stromvorgabe ist einfach und schnell. Im Zuge der später behandelten Maschinenoptimierung können auf diese Weise für eine große Anzahl von Maschinenauslegungen, zum Beispiel viele Tausend, die Rotorverluste ohne rechenintensive, nichtlineare, transiente FE-Simulationen abgeschätzt werden.
3. Im Rahmen des Weiterbetriebs nach teilweisem Umrichter-ausfall tritt eine abschnittsweise Speisung der Statorwicklungen auf. Die dabei auftretenden langwelligen Unterwellen machen fallweise eine vollständige Modellierung der Maschine erforderlich. Die Kombination von großen Modellabmessungen und einer feinen Vernetzung zur korrekten Auflösung der Wirbelstromverdrängung im elektrisch leitfähigen, magnetisch hochpermeablen Rotorjoch bringen FE-Simulationen an ihre Grenze. Mit analytischen Mitteln ist der Berechnungsaufwand auch für räumlich sehr ausgedehnte Anordnungen unverändert gering.

In elektrisch leitfähigen Materialien tritt für magnetische Wechselfelder durch die sich im Material einstellenden Wirbelströme eine Feldverdrängung in eine Randschicht auf („Skin-

effekt“). Bei einer planaren Anordnung klingen die Wirbelstromdichte und das Magnetfeld exponentiell mit e^{-y/d_E} abhängig vom Abstand y von der Oberfläche ab. Die Abklingkonstante d_E , auch „Eindringtiefe“ genannt, wird nach (2.1) berechnet. Darin ist f die Frequenz, μ die magnetische Permeabilität und σ die elektrische Leitfähigkeit [8, 9]. In einem massivem Rotorjoch ist die Eindringtiefe d_E aufgrund seiner hohen magnetischen Permeabilität μ besonders klein.

$$d_E = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (2.1)$$

Die Feldverdrängung führt zu lokal erhöhten magnetischen Flussdichten in der Randschicht, was aufgrund der nichtlinearen $B(H)$ -Kennlinien zu einer Abnahme der magnetischen Permeabilität μ und damit einer lokalen Zunahme der Eindringtiefe d_E führt. Selbst bei Betrachtung von nur einer asynchron zum Rotor umlaufenden Luftspaltfeldwelle erschwert diese Nichtlinearität der magnetischen Materialeigenschaft die analytische Lösung der Feldgleichungen enorm. Durch die Überlagerung mehrerer Luftspaltfeldwellen mit unterschiedlichen Umlaufgeschwindigkeiten ergibt sich darüber hinaus das Problem, dass an jedem Ort in der Randschicht zeitlich veränderliche Momentanwerte des resultierenden Gesamtmagnetfeldes erreicht werden, sodass aufgrund der nichtlinearen $B(H)$ -Kennlinie das Superpositionsprinzip nicht anwendbar ist. Näherungsweise Lösungen für Wirbelstromprobleme in Materialien mit nichtlinearer $B(H)$ -Kennlinie auf Basis von sprungförmigen Magnetisierungsfunktionen sind in [9, 10] dargestellt. In der vorliegenden Arbeit wird zu Gunsten der Übersichtlichkeit der weit verbreitete Ansatz von konstanten magnetischen Ersatzpermeabilitäten gewählt, wobei die Feldrückwirkung der Wirbelströme vollständig berücksichtigt wird [11–13].

Die analytische Wirbelstromberechnung in massiven, elektrisch leitfähigen und ferromagnetischen Rotorbauteilen geht auf die Berechnung von Polschuhoberflächenverlusten [12–16] und die Berechnung von Asynchronmaschinen mit Massivläufer [17, 18] zurück. Bei der Berechnung von Polschuhoberflächenverlusten bei netzgespeisten Synchronmaschinen mit verteilten Wicklungen und einer Lochzahl $q > 1$ wird aufgrund der relativ hohen im Rotor wirksamen Frequenz meist eine Lösung für induktiv begrenzte Wirbelströme entwickelt [12, 13]. Im vorliegenden Anwendungsfall für die Berechnung langsam drehender Windgeneratoren mit Zahnspulenwicklung mit $q \approx 1/m$ und Bemessungsfrequenzen im Bereich von 20 Hz sind die resultierenden Rotorfrequenzen deutlich geringer und eine Einschränkung auf den induktiv begrenzten Fall im Vorhinein nicht zulässig. Zur Berücksichtigung der magnetischen Sättigung aufgrund der Feldverdrängung werden verschiedene, überwiegend heuristische Verfahren vorgeschlagen [12, 15].

In der Literatur wird das zugrundeliegende Wirbelstromproblem unter Annahme linearer Materialeigenschaften sowohl für ebene Anordnungen [9, 14, 19, 20] als auch für zylindrische Anordnungen beschrieben [21, 22]. Hier wird im Hinblick auf die relativ zum Windgenerator deutlich kleinere und damit stärker gekrümmten Prototypmaschine nur die Lösung der zylindrischen Anordnung dargestellt.

2.2. Zeitlich und räumlich periodische Größen

Mit dem Luftspaltfeld verknüpfte Größen treten in elektrischen Maschinen zeitlich und räumlich periodisch auf, das heißt es handelt sich um Wellen. Die spektrale Zerlegung einer beliebigen kontinuierlichen Größe $A(t, \gamma)$ in Abhängigkeit des mechanischen Winkels γ und der Zeit t erfolgt daher durch eine zweidimensionale *Fourier*-Reihenentwicklung.

In der vorliegenden Arbeit ist die räumliche Periode der mechanische Vollwinkel 2π und die zeitliche Periode die Dauer $T_m = 1/n$ einer mechanischen Umdrehung mit der Drehzahl n . Die zugehörige Winkelgeschwindigkeit ist $\Omega_m = 2\pi \cdot n$. Die auf den Vollwinkel bezogene räumliche Ordnung heißt v' und die auf T_m bezogene zeitliche Ordnung k . Abweichend von dieser Konvention gibt es auch die mit $v = v'/p$ bezeichnete räumliche Ordnung relativ zur Arbeitswelle, welche der Arbeitswelle die Ordnung $v = 1$ zuweist.

Unter Beachtung dieser Nomenklatur ergeben sich für die zweidimensionale *Fourier*-Reihenentwicklung die Synthesegleichung (2.2) und die Analysegleichung (2.3) nach [23].

$$A(t, \gamma) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{v'=-\infty}^{+\infty} \underline{a}_{k,v'} \cdot e^{j(k \cdot \Omega_m t + v' \cdot \gamma)} \quad (2.2)$$

$$\underline{a}_{k,v'} = \frac{1}{T_m} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{t=0}^{T_m} \int_{\gamma=0}^{2\pi} A(t, \gamma) \cdot e^{-j(k \cdot \Omega_m t + v' \cdot \gamma)} d\gamma dt \quad (2.3)$$

Wird unterstellt, dass die Größe $A(t, \gamma)$ reellwertig ist, so sind die *Fourier*-Koeffizienten $\underline{a}_{k,v'}$ konjugiert komplex (2.4) und ermöglichen eine einseitige Schreibweise der *Fourier*-Reihe mit den modifizierten Koeffizienten $\underline{A}_{k,v'}$. Für den häufigen Spezialfall, dass weder zeitlich noch räumlich die nullte Ordnung auftritt ($\forall k, v': \underline{a}_{0,v'} = \underline{a}_{k,0} = 0$), lauten die einseitigen Schreibweisen (2.5) bzw. (2.6) mit den neuen, durch Verdopplung ermittelten Koeffizienten $\underline{A}_{k,v'}$ nach (2.7).

$$\underline{a}_{k,v'} = \underline{a}_{-k,-v'}^* \quad (2.4)$$

$$A(t, \gamma) = \sum_{k=-\infty}^{-1} \sum_{v'=-\infty}^{+\infty} \operatorname{Re} \left\{ \underline{A}_{k,v'} \cdot e^{j(k \cdot \Omega_m t + v' \cdot \gamma)} \right\} \quad (2.5)$$

$$A(t, \gamma) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{v'=1}^{+\infty} \operatorname{Re} \left\{ \underline{A}_{k,v'} \cdot e^{j(k \cdot \Omega_m t + v' \cdot \gamma)} \right\} \quad (2.6)$$

$$\underline{A}_{k,v'} = 2 \cdot \underline{a}_{k,v'} \quad (2.7)$$

Liegt die Größe $A(t, \gamma)$ in Abtastwerten $A_{i,q} = A(t_i, \gamma_q)$ zu den Zeitpunkten t_i und an den Positionen γ_q vor, wird die zweidimensionale diskrete *Fourier*-Transformation verwendet [E10]. Zeitliche und räumliche Periode sind weiterhin die mechanische Umlaufzeit $T_m = 2\pi/\Omega_m$ und der mechanische Vollwinkel 2π . Soll bis zu einer höchsten zeitlichen Ordnung k_{\max} und bis zu einer höchsten räumlichen Ordnung v'_{\max} aufgelöst werden, sind die Abtastwerte wie

2.3. Statorstrombelag

in (2.8) und (2.9) dargestellt zu wählen. Es werden $i_{\max} = 2k_{\max} + 1$ zeitliche Abtaststellen und $q_{\max} = 2v'_{\max} + 1$ räumliche Abtaststellen benötigt.

$$t_i = (i-1) \cdot \frac{T_m}{i_{\max}} \quad i \in \{1, 2, \dots, \underbrace{2k_{\max} + 1}_{=i_{\max}}\} \quad (2.8)$$

$$\gamma_q = (q-1) \cdot \frac{2\pi}{q_{\max}} \quad q \in \{1, 2, \dots, \underbrace{2v'_{\max} + 1}_{=q_{\max}}\} \quad (2.9)$$

Die *Fourier*-Koeffizienten ergeben sich nach der Transformation in (2.10).

$$\underline{a}_{k,v'} = \frac{1}{i_{\max} \cdot q_{\max}} \cdot \sum_{i=1}^{i_{\max}} \sum_{q=1}^{q_{\max}} A_{i,q} \cdot e^{-j\left(k \cdot (i-1) \cdot \frac{2\pi}{i_{\max}} + v' \cdot (q-1) \cdot \frac{2\pi}{q_{\max}}\right)} \quad (2.10)$$

$$k \in \{-k_{\max}, \dots, -1, 0, 1, \dots, k_{\max}\} \quad (2.11)$$

$$v' \in \{-v'_{\max}, \dots, -1, 0, 1, \dots, v'_{\max}\} \quad (2.12)$$

In (2.13) ist die Rücktransformation angegeben.

$$A_{i,q} = \sum_{k=-k_{\max}}^{k_{\max}} \sum_{v'=-v'_{\max}}^{v'_{\max}} \underline{a}_{k,v'} \cdot e^{j\left(k \cdot (i-1) \cdot \frac{2\pi}{i_{\max}} + v' \cdot (q-1) \cdot \frac{2\pi}{q_{\max}}\right)} \quad (2.13)$$

Die diskreten Abtastwerte sowie die Koeffizienten können übersichtlich in Matrizen angeordnet werden. Die Durchführung von Transformation und Rücktransformation erfolgt mit Hilfe geeigneter numerischer Software (z.B. *MATLAB*) unter Verwendung der recheneffizienten schnellen *Fourier*-Transformation (*FFT*) [24].

2.3. Statorstrombelag

Die Wirkung der als zeitlich sinusförmig veränderlich angenommenen Strangströme in der Statorwicklung wird durch einen äquivalenten Statorstrombelag an der Statoroberfläche ausgedrückt. Auch die Wirkung der Statornutung kann durch zusätzliche Harmonische des Strombelags berücksichtigt werden. Der Statorstrombelag $\vec{K}_e(t, \gamma_s)$ wird zunächst im statorfesten Bezugssystem in Abhängigkeit von der Zeit t und vom mechanischen Winkel γ_s beschrieben. Der Statorstrombelag weist nach (2.14) ausschließlich eine z -Komponente auf und wird durch die komplexe, zweidimensionale *Fourier*-Reihe in (2.15) beschrieben. Dabei wird die räumlich einseitige Darstellungsform der *Fourier*-Reihe mit ($v' \geq 1$) gewählt, um bei der Lösung des Wirbelstromproblems in den Ansatzfunktionen des magnetischen Vektorpotentials keine Fallunterscheidungen nach dem Vorzeichen der räumlichen Ordnung v' durchführen zu müssen. Die Synchronwinkelgeschwindigkeit $\Omega_{\text{syn},k_s,v'}$ einer Strombelagswelle der zeitlichen Ordnung k_s und räumlichen Ordnung v' ergibt sich nach (2.16). Die Wellenlänge $\lambda_{k_s,v'}$ wird bei den hier behandelten Außenläufermaschinen entsprechend (2.17)

bezogen auf den Außendurchmesser des Statorblechpakets mit dem Radius $r_{s,0}$ berechnet.

$$\vec{K}_e(t, \gamma_s) = K_e(t, \gamma_s) \cdot \vec{e}_z \quad (2.14)$$

$$K_e(t, \gamma_s) = \sum_{k_s=-\infty}^{+\infty} \sum_{v'=1}^{+\infty} \operatorname{Re} \left\{ \underline{K}_{e,k_s,v'} \cdot e^{j(k_s \cdot \Omega_m \cdot t + v' \cdot \gamma_s)} \right\} \quad (2.15)$$

$$\Omega_{\text{syn},k_s,v'} = \frac{-k_s}{v'} \cdot \Omega_m \quad (2.16)$$

$$\lambda_{k_s,v'} = \frac{2\pi \cdot r_{s,0}}{|v'|} \quad (2.17)$$

Die Ermittlung der komplexen Strombelagsamplituden $\underline{K}_{e,k_s,v'}$ in (2.15) erfolgt entweder auf Grundlage der Wicklungsfaktoren und des vorgegebenen sinusförmigen Ständerstroms mit fester Frequenz und symmetrischer Phasenverschiebung oder kann im Nachgang zu entsprechenden FE-Simulationen aus dem magnetischen Luftspaltfeld synthetisiert werden. In Abschnitt 2.3.1 wird die explizite Berechnung der Wicklungsfaktoren für symmetrische Drehstromwicklungen zusammengefasst und in Abschnitt 2.3.2 wird ein numerisches Verfahren zur Behandlung von unsymmetrischen oder sektorweise gespeisten Wicklungen behandelt. Die Synthese des äquivalenten Statorstrombelags aus einem bekannten magnetischen Luftspaltfeld ist in Abschnitt 2.3.3 dargestellt.

2.3.1. Explizite Berechnung der Wicklungsfaktoren

Für phasenreine, also in allen Strängen identische, Zweischicht-Bruchlochwicklungen, zu denen auch die hier behandelten Zweischicht-Zahnspulenwicklungen gehören, sind geschlossene Formeln für die Wicklungsfaktoren bekannt [25–27]. Im Folgenden wird die Berechnung in Anlehnung an [7] zusammengefasst.

Die Lochzahl q von Bruchlochwicklungen ist ein echter Bruch $q = q_Z/q_N$. Dabei sind q_Z und q_N teilerfremd und q_N ist nicht ohne Rest durch die Strangzahl m teilbar. Im Allgemeinen treten die in (2.18) dargestellten, auf die Ordnung $v' = p$ der Arbeitswelle bezogenen, relativen räumlichen Ordnungen $v = v'/p$ im Statorluftspaltfeld auf.

$$v = 1 + \frac{2m \cdot g}{q_N} \quad g \in \mathbb{Z}_0^\pm \quad (2.18)$$

Die Ausdrücke für die Wicklungsfaktoren enthalten folgende Größen: Die Nutzahl Q_u eines Urwickelschemas nach (2.19), die Polpaarzahl p_u je Urwickelschema nach (2.20), die Anzahl an Spulen q_1 , die zu einem bestimmten Zeitpunkt Nordpolfelder erregen in (2.21), die Anzahl von Spulen q_2 , die zu einem bestimmten Zeitpunkt Südpolfelder erregen in (2.22) und den elektrischen Nutzenwinkel α_Q nach (2.23).

$$Q_u = \begin{cases} m \cdot q_Z & q_N \text{ gerade} \\ 2m \cdot q_Z & q_N \text{ ungerade} \end{cases} \quad (2.19)$$

$$p_u = \begin{cases} q_N/2 & q_N \text{ gerade} \\ q_N & q_N \text{ ungerade} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$q_1 = \begin{cases} Q_u/(2m) & Q_u \text{ gerade} \\ (Q_u + m)/(2m) & Q_u \text{ ungerade} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$q_2 = \begin{cases} q_1 & Q_u \text{ gerade} \\ q_1 - 1 & Q_u \text{ ungerade} \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\alpha_Q = \frac{2\pi \cdot p_u}{Q_u} \quad (2.23)$$

Außerdem wird der Schaltschritt Y bestimmt. Y ist der kleinste, ganzzahlige Wert nach (2.24) mit $g_{\min} \in \mathbb{Z}_0^+$.

$$Y = \frac{g_{\min} \cdot Q_u + 1}{p_u} \quad (2.24)$$

Der Zonenfaktor $k_{d,v}$ der relativen räumlichen Ordnung v berechnet sich nach (2.25).

$$k_{d,v} = \frac{\sin(v \cdot \alpha_Q \cdot Y \cdot q_1/2) - \cos(v \cdot p_u \cdot \pi \cdot Y) \cdot \sin(v \cdot \alpha_Q \cdot Y \cdot q_2/2)}{(q_1 + q_2) \cdot \sin(v \cdot \alpha_Q \cdot Y/2)} \quad (2.25)$$

Der Sehnungsfaktor $k_{p,v}$ der relativen räumlichen Ordnung v berechnet sich nach (2.26). Darin ist w die Spulenweite und τ_p die Polteilung.

$$k_{p,v} = \sin\left(\frac{v \cdot w}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.26)$$

Der Nutschlitzfaktor $k_{no,v}$ wird in (2.27) in Abhängigkeit vom Nutöffnungswinkel γ_{no} angegeben. Dabei wird, wie in [28] gezeigt, die elektrische Nutdurchflutung als homogen über der Nutöffnung verteilt angenommen. Dieser Faktor kann auch bei der numerischen Berechnung der Wicklungsfaktoren (s. Abschnitt 2.3.2) ergänzt werden.

$$k_{no,v} = \frac{\sin\left(v \cdot p \cdot \frac{\gamma_{no}}{2}\right)}{v \cdot p \cdot \frac{\gamma_{no}}{2}} \quad (2.27)$$

Unter Berücksichtigung der Zonen, der Sehnung und der Nutöffnung ergibt sich der resultierende Wicklungsfaktor $k_{w,v}$ zu (2.28). Die Beträge der Koeffizienten der *Fourier-Reihenentwicklung* aus (2.15) ergeben sich nach (2.30) unter Verwendung des effektiven Strombelags $K_{e,\text{eff}}$ aus (2.29). Da im Rahmen der analytischen Rotorwirbelstromberechnung

eine räumlich einseitige *Fourier*-Reihe gesucht ist, muss die im Vorzeichen von v enthaltene Drehrichtung, wie in (2.32) gezeigt, in die zeitliche Ordnung übernommen werden.

$$k_{w,v} = k_{p,v} \cdot k_{d,v} \cdot k_{no,v} \quad (2.28)$$

$$K_{e,eff} = \frac{2m \cdot N_s \cdot I_s}{2\pi \cdot r_{s,o}} \quad (2.29)$$

$$\left| K_{e,k_s,v'} \right| = k_{w,v} \cdot \sqrt{2} \cdot K_{e,eff} \quad (2.30)$$

$$v' = |v| \cdot p \quad (2.31)$$

$$k_s = \text{sgn}(v) \cdot p \quad (2.32)$$

2.3.2. Numerische Berechnung der Wicklungsfaktoren

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden auch folgende Abwandlungen symmetrischer Drehstromwicklungen untersucht: a) Abschnittsweise gespeiste Statorwicklungen nach teilweisem Umrichterausfall und b) Zweischichtzahnspulenwicklung mit ungleichen Spulenwindungszahlen für Ober- und Unterschichtspulen. Durch diese Modifikationen ist es schwierig, explizite Ausdrücke für die Wicklungsfaktoren zu entwickeln. Daher werden die Wicklungsfaktoren numerisch aus dem Nutenspannungsstern für sinusförmig induzierte elektrische Spannungen für eine endliche Anzahl fest vorgegebener Ordnungen v' ermittelt.

Hierfür ist von Štěpina in [29] ein matrizenbasierter Algorithmus beschrieben, dessen rechnergestützte Implementierung vielfach in der Literatur, unter anderem in [E10], beschrieben ist. Im Kern basiert das Verfahren auf folgenden zwei Schritten.

1. Zunächst wird für eine einzelne bestromte Spulenseite in einer Nut mit dem Index a , an der geometrischen Winkelposition γ_a und mit der Windungszahl z_a der resultierende Strombelag $K_{e,a}(\gamma)$ in eine räumliche *Fourier*-Reihe entwickelt.
2. Danach wird durch Superposition der zu einem Strang gehörenden Spulenseiten der Wicklungsfaktor je Strang w ermittelt. Unter Berücksichtigung der zeitlichen Phasenverschiebung der symmetrischen, d. h. in jedem Strang identisch sinusförmigen, aber phasenverschobenen, m Strangströme können anschließend die Amplituden der Strombelags-Sinuswellen bzw. Wicklungsfaktoren berechnet werden.

Das Verfahren beginnt mit der Vorgabe eines beliebig großen aber festen $(v'_{\max} \times 1)$ -Vektors (v') , der die räumlichen Ordnungen 1 bis v'_{\max} enthält, für die im Folgenden die Wicklungsfaktoren berechnet werden. Die $(v'_{\max} \times Q)$ -Positionsmatrix $[r]$ enthält für jede Ordnung v' und jede Nut a das komplexe Element $r_{v',a} = e^{-j \cdot v' \cdot \gamma_a}$. Die Beschreibung der Wicklung erfolgt mit Hilfe einer $(Q \times m)$ -Matrix $[z]$. Diese enthält in jedem Element $z_{a,w}$ die Windungszahl in der Nut a von Strang w , wobei das Vorzeichen den Wickelsinn angibt. Die Anzahl der Leiter je Strang w beträgt $Z_w = \sum_{a=1}^Q |z_{a,w}|$. Die $(v'_{\max} \times m)$ -Wicklungsfaktormatrix $[k_w]$ wird nach

(2.33) berechnet. Sie gibt in jedem Element $k_{w,v',w}$ den komplexen Wicklungsfaktor für die Ordnung v' und den Strang w an.

$$[k_w] = [r] \cdot [z] \cdot \text{diag} \left(Z_1^{-1}, Z_2^{-1}, \dots, Z_m^{-1} \right) \quad (2.33)$$

Die gesuchten Statorstrombelagsamplituden $\underline{K}_{e,k_s,v'}$ in (2.35) folgen aus der Überlagerung der m Strangströme, die ein symmetrisches Sinus-Drehstromsystem mit den Strömen $i_w(t) = \text{Re} \left\{ \hat{I} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_w)} \right\}$ und den darin enthaltenen symmetrisch verteilten Phasenlagen φ_w bilden. Aufgrund der Normierung der zeitlichen Ordnung auf die Synchrondrehzahl der Arbeitswelle treten nur die zeitlichen Ordnungen $k_s = \pm p$ auf, falls Stromüberschwingungen infolge der Umrichterspeisung vernachlässigt werden.

$$\varphi_w = \begin{cases} \frac{2\pi}{m} \cdot (w-1) & m \text{ ungerade} \\ \frac{\pi}{m} \cdot (w-1) & m \text{ gerade} \end{cases} \quad (2.34)$$

$$\underline{K}_{e,\pm p,v'} = \frac{\sqrt{2} \cdot K_{e,\text{eff}}}{m} \cdot \sum_{w=1}^m k_{w,v',w} \cdot e^{\pm j \cdot \varphi_w} \quad (2.35)$$

2.3.3. Strombelagssynthese aus simulierten Luftspaltfeldern

Insbesondere bei der rechenintensiven numerischen Maschinenoptimierung werden magnetostatische, rotierende 2D-FE-Modelle mit kurzer Berechnungszeit verwendet, die keine Rotorwirbelströme berücksichtigen. Allerdings kann das aus diesen Simulationen berechnete magnetische Luftspaltfeld dazu verwendet werden, Ersatzstrombeläge zu synthetisieren, um anschließend näherungsweise und ohne Berücksichtigung der Feldrückwirkung analytisch die Rotorwirbelströme zu berechnen. Mit diesem Verfahren werden nicht nur Luftspaltfeldoberwellen aufgrund der Harmonischen der Statorwicklung erfasst, sondern auch Harmonische aufgrund von Nutmodulationen infolge der Feldverzerrung durch die Nutöffnung und sättigungsbedingte Harmonische.

Dazu wird in statorfesten Koordinaten auf einer Kreiskontur unmittelbar über der Statoroberfläche die Radialkomponente der magnetischen Feldstärke $H_r(t, \gamma_s)$ als Funktion von Zeit t und Winkelposition γ_s ausgelesen. Unter Vernachlässigung des Magnetisierungsbedarfs von Stator- und Rotoreisen wird anschließend der äquivalente Statorstrombelag $K_e(t, \gamma_s)$ nach (2.36) berechnet. Dabei wird die Höhe der Oberflächenmagnete h_M durch den gegenüber dem mechanischen Luftspalt δ vergrößerten ideellen Luftspalt $\delta_e = \delta + h_M$ berücksichtigt. Auf diese Weise wird die relative magnetische Permeabilität der Oberflächenmagnete mit Eins angenähert, was für die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten NdFeB-Magnete zulässig ist. Zweckmäßigerweise wird aus dem simulierten Verlauf der Radialkomponente der magnetischen Feldstärke $H_r(t, \gamma_s)$ zunächst das Spektrum mit den komplexen Amplituden $\underline{H}_{r,k_s,v'}$ ermittelt und dann nach (2.37) die Differentiation im Spektralbereich durchgeführt. Bei der

anschließenden analytischen Feldberechnung muss annahmegemäß die magnetische Permeabilität der Eisenregionen, insbesondere des Statorblechpakets, sehr viel größer als μ_0 sein. Andernfalls führen die synthetisierten Strombeläge nicht zum gewünschten Luftspaltfeld.

$$K_e(t, \gamma_s) = \frac{\delta_e}{r_{s,o}} \cdot \frac{\partial}{\partial \gamma_s} H_r(t, \gamma_s) \quad (2.36)$$

$$\underline{K}_{e,k_s,v'} = jv' \cdot \frac{\delta_e}{r_{s,o}} \cdot \underline{H}_{r,k_s,v'} \quad (2.37)$$

2.4. Sechs-Gebiete-Modell mit bewegtem Rotor

2.4.1. Geometrie und Materialeigenschaften

Zugunsten einer einfachen und übersichtlichen Lösung wird die Außenläufermaschine mit Oberflächenmagneten (s. Abb. 3.45) durch eine rotationssymmetrische Anordnung aus konzentrischen Ringregionen modelliert [E7, 21, 22]. Das resultierende Modell ist in Abb. 2.1 dargestellt und vernachlässigt zum einen die Nutung des Stators und zum anderen die Polücke zwischen den Rotoroberflächenmagneten. Insgesamt umfasst das Modell sechs Regionen mit den von innen nach außen aufsteigenden Nummern $i = 1 \dots 6$. Im Modellinneren $i = 1$ wird Luft angenommen, gefolgt von der Region $i = 2$ für den Stator. Auf der äußeren Begrenzungskontur mit dem Radius $r = r_2$ ist der anregende Strombelag $\vec{K}_e = K_e(t, \gamma_s) \cdot \vec{e}_z$ eingepreßt. Die Region $i = 3$ ist der Luftspalt der Maschine. Die Regionen $i = 1, 2, 3$ ruhen im statorfesten (x_s, y_s) -Koordinatensystem. Die bewegten Rotorregionen umfassen die Magnete $i = 4$ und das Rotorjoch $i = 5$. Einfachheitshalber wird die Rotorbewegung auch für die äußere Umgebungsluft $i = 6$ angenommen. Die Rotorregionen $i = 4, 5, 6$ sind fest im (x_r, y_r) -Koordinatensystem und rotieren mit der Winkelgeschwindigkeit Ω_m gegenüber dem Stator.

Neben der Geometrie müssen in jeder Region i die konstanten Materialparameter bzw. deren Ersatzgrößen festgelegt werden. Dies umfasst die elektrische Leitfähigkeit σ_i und die magnetischen Permeabilität $\mu_i = \mu_{rel,i} \cdot \mu_0$. Da das Feldproblem nur im zweidimensionalen Querschnitt gelöst wird, erfolgt eine Berücksichtigung des stirnseitigen Abschlusses der Wirbelströme nur näherungsweise durch entsprechend gewählte elektrische Ersatzleitfähigkeiten. Alle Luftregionen ($i = 1, 3, 6$) sowie die Region des lamellierten Statorblechpakets ($i = 2$) werden als elektrisch nicht leitfähig mit $\sigma_i = 0$ modelliert.

2.4.1.1. Elektrische Ersatzleitfähigkeit der Magnetregion

Die Oberflächenmagnete bilden sowohl bei den betrachteten Windgeneratoren als auch bei der Prototypmaschine Einzelpole, die durch Pollücken (Luft) voneinander getrennt sind. Jeder Einzelpol besteht seinerseits aus Segmenten mit der Breite $b_{M,seg}$ und der axialen Länge $l_{M,seg}$. Als Magnetmaterial kommen in beiden Fällen Selten-Erd-Magnete auf Basis von

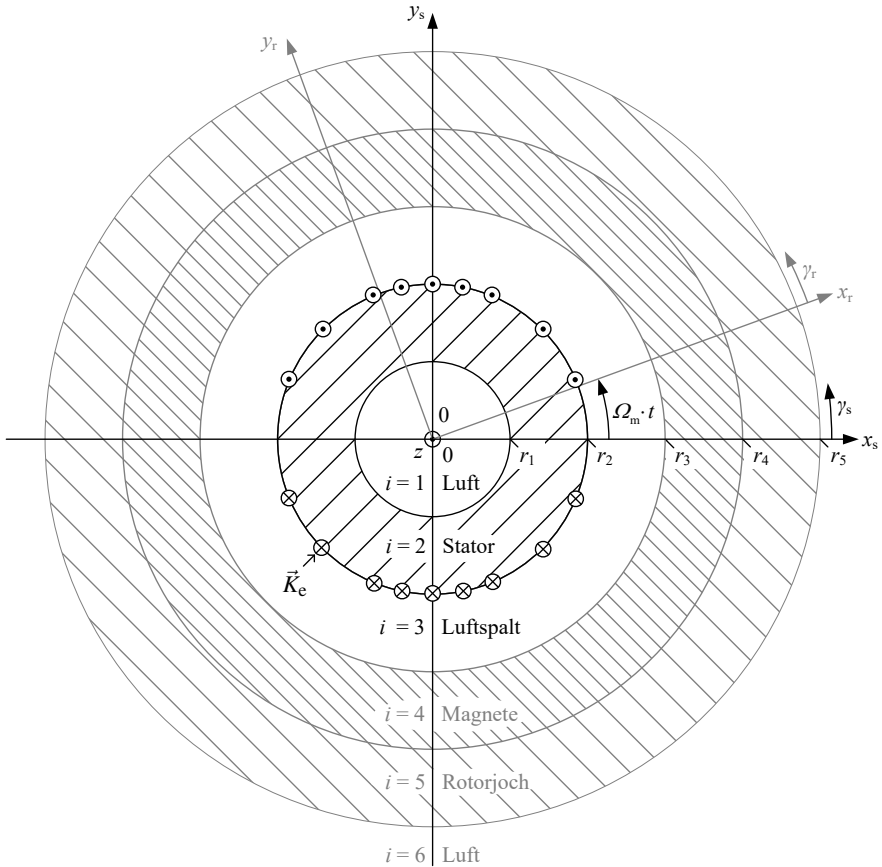


Abb. 2.1.: Sechs-Gebiete-Modell einer Synchronmaschine mit Außenläufer und Oberflächenmagneten: Statorkomponenten und statorfestes Koordinatensystem in schwarz, Rotorkomponenten und rotorfestes Koordinatensystem in grau. Beispielhaft ist ein Statorstrombelag \vec{K}_e mit der räumlichen Ordnung $v' = 1$ gezeigt.

Neodym, Eisen und Bor (NdFeB) zum Einsatz. Die Materialeigenschaften sind im Anhang in Tab. A.4 zusammengefasst. Demnach beträgt die elektrische Leitfähigkeit bei betriebswarmen Magneten ($\vartheta_M \approx 100^\circ\text{C}$) $\sigma_M = 0,76\text{MS/m}$ und die relative magnetische Permeabilität $\mu_{\text{rel},M} = 1,04$. Die durch Statornutmodulation infolge der Nutung und die räumlichen Harmonischen der Statorwicklung hervorgerufenen Rotorfrequenzen betragen einstellige Vielfache der elektrischen Frequenz des Sinusstatorstroms der Strom-Grundschwingung, die ihrerseits im Bereich $f_s = 10\text{Hz} \dots 20\text{Hz}$ liegt. Schnell umlaufende Feldwellen aufgrund von umrichterbedingten Stromüberschwingungen werden hier ausdrücklich nicht betrachtet. Sie sind auf

Grund der glättenden Wirkung der Statorwicklungsinduktivität und der relativ hohen Schaltfrequenz im Vergleich zur niedrigen Stromgrundfrequenz in ihrem Einfluss klein. Sie können allerdings zu zusätzlichen Wirbelströmen in den Permanentmagneten führen, was hier vernachlässigt wird.

Aus den genannten Zahlenwerten ergeben sich Wirbelstromeindringtiefen, die die Magnethöhe typischerweise übersteigen. Die Wirbelströme sind demnach *Ohm*'sch begrenzt und die Feldrückwirkung der Wirbelströme klein. In diesem Fall wird die Wirkung der Magnetsegmentierung durch eine elektrische Ersatzleitfähigkeit σ_4 berücksichtigt, die durch die Forderung nach identischen Wirbelstromverlusten in den Magneten ohne Segmentierung festgelegt ist. Für die Wahl der Ersatzleitfähigkeit wird folgende Fallunterscheidung nach der Wellenlänge $\lambda_{v'}$ der anregenden Strombelagswelle im Vergleich zur Breite $b_{M,seg}$ eines Magnetsegments durchgeführt.

1. Lange Wellenlängen: $b_{M,seg} < \lambda_{v'}/2$

Ist die Breite eines Magnetsegments $b_{M,seg}$ kleiner als die halbe Wellenlänge $\lambda_{v'}/2$, wird je Segment eine räumlich homogene, zeitlich pulsierende Magnetfeldverteilung angenommen. In [30, 31] wird für zweidimensionale, numerische Feldberechnungen, die eine Modellierung der Segmentierung in Umfangsrichtung enthalten, ein Anpassungsfaktor zur Berücksichtigung der axialen Segmentierung unter der Voraussetzung von *Ohm*'sch begrenzten Wirbelströmen in den Magneten gegeben. Dieser basiert auf der Annahme rechteckiger Wirbelstrombahnen in jedem einzelnen Magnetsegment und einem äußeren Magnetfeld, welches quasi-homogen über der Breite eines Magnetsegments ist. Die Feldrückwirkung der Wirbelströme ist vernachlässigt. Der Anpassungsfaktor k_{seg} ist in (2.38) angegeben. Im Rahmen der numerischen Feldberechnung mit einer Modellierung der einzelnen Magnetsegmente in lateraler Richtung beträgt die elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_4 = k_{seg} \cdot \sigma_M$.

$$k_{seg} = \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{b_{M,seg}}{l_{M,seg}}\right)^2} \quad (2.38)$$

Allerdings ist festzuhalten, dass bei der hier behandelten analytischen Feldberechnung die Magnete als eine zusammenhängende homogene, ringförmige Region modelliert sind, die die Segmentierung in Umfangsrichtung nicht berücksichtigt. Das analytische Modell führt daher stets auf kontinuierliche Wirbelstromverteilungen entlang des Umfangs mit der Wellenlänge des anregenden Statorstrombelags und nicht auf die physikalisch korrekten Wirbelstromschleifen, deren Ausdehnung in Umfangsrichtung durch die Magnetsegmentbreite strikt begrenzt ist. Die Ersatzleitfähigkeit wird so eingestellt, dass trotz der abweichenden räumlichen Verteilung der Wirbelströme in der homogenen Ringregion näherungsweise die gleichen Wirbelstromverluste auftreten wie in allen Magnetsegmenten zusammengenommen.

Dazu werden im Folgenden die Wirbelstromverluste einer beliebigen Luftspaltfeldwelle $B_{r,v',k_t}(\gamma_r, t)$ nach (2.39) in Rotorkoordinaten betrachtet. Die Luftspaltfeldwelle hat die Wellenlänge $\lambda_{v'}$, welche sich nach (2.40) aus dem Radius der Magnetregion r_M und der räum-

lichen Ordnung v' berechnet. Die elektrische Kreisfrequenz der betrachteten Feldwelle in Rotorkoordinaten beträgt ω_r und ist in (2.41) angegeben.

$$B_{r,k_r,v'}(\gamma_r, t) = \hat{B} \cdot \cos(\omega_r \cdot t + v' \cdot \gamma_r) \quad (2.39)$$

$$\lambda_{v'} = \frac{2\pi \cdot r_M}{v'} \quad (2.40)$$

$$\omega_r = k_r \cdot \Omega_m \quad (2.41)$$

Für den Fall, dass die Magnete schmal gegenüber der anregenden halben Wellenlänge sind, ergeben sich unter Berücksichtigung aller Magnetsegmente n_{seg} die zeitlich gemittelten Verluste $P_{r,M}$ über alle Magnete nach (2.42)–(2.43) [30].

$$n_{\text{seg}} = 2p \cdot n_{\text{seg,ax}} \cdot n_{\text{seg},\gamma} \quad (2.42)$$

$$P_{r,M} = \sigma_M \cdot \frac{n_{\text{seg}}}{32} \cdot \frac{b_M^3 \cdot l_M^3 \cdot h_M}{b_M^2 + l_M^2} \cdot (\omega_r \cdot \hat{B})^2 \quad (2.43)$$

Eine homogene Ringregion mit dem mittleren Radius r_M und der Ringbreite h_M führt unter Vernachlässigung der Krümmung und unter Vernachlässigung der Wirbelstromrückwirkung für die betrachtete Feldwelle $B_{r,k_r,v'}(\gamma_r, t)$ auf die mittleren Verluste P_{hom} nach (2.44).

$$P_{\text{hom}} = \sigma_4 \cdot \pi \cdot \frac{h_M \cdot l_{\text{Fe}} \cdot r_M^3}{v'^2} \cdot (\omega_r \cdot \hat{B})^2 \quad (2.44)$$

Gleiche Verluste $P_{r,M} = P_{\text{hom}}$ ergeben sich für die in (2.45) angegebene elektrische Leitfähigkeit σ_4 , welche im Rahmen der analytischen Feldberechnung für anregende Feldwellen mit $b_{M,\text{seg}} < \lambda_{v'}/2$ als Ersatzleitfähigkeit für die Magnetregion gewählt wird.

$$\sigma_4 = \sigma_M \cdot \frac{n_{\text{seg}}}{32\pi} \cdot \frac{b_M^3 \cdot l_M^3}{b_M^2 + l_M^2} \cdot \frac{v'^2}{l_{\text{Fe}} \cdot \left(\frac{r_3 + r_4}{2}\right)^3} \quad (2.45)$$

2. Kurze Wellenlängen: $b_{M,\text{seg}} > \lambda_{v'}/2$

Ist die halbe Wellenlänge kleiner als die Magnetsegmentbreite, ist die Annahme einer homogenen Ringregion für die Magnete gerechtfertigt. In diesem Fall muss im Anpassungsfaktor der elektrischen Leitfähigkeit die halbe Wellenlänge der betrachteten Welle eingesetzt werden. Überdies ist zu berücksichtigen, dass die Pollücke luftgefüllt ist und dort keine Wirbelstromverluste auftreten. Um nur die Verluste im tatsächlichen Magnetvolumen zu bestimmen, wird daher unter der Annahme rein *Ohm'sch* begrenzter Wirbelströme die Ersatzleitfähigkeit mit dem Polbedeckungsfaktor $\alpha_e = b_M/\tau_p$ korrigiert, welcher aus Magnetbreite b_M und Polteilung τ_p berechnet wird. Die im Rahmen der analytischen Feldberechnung verwendete elektrische Ersatzleitfähigkeit für die Magnetregion σ_4 berechnet sich in diesem Fall nach (2.46) und (2.47).

$$k_{M,v'} = \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda_{v'}/2}{l_{M,seg}}\right)^2} \quad (2.46)$$

$$\sigma_4 = \sigma_M \cdot k_{M,v'} \cdot \alpha_e \quad (2.47)$$

2.4.1.2. Elektrische Ersatzleitfähigkeit des Rotorjochs

In der axialen Maschinenmitte ist der Wirbelstrom im Rotorjoch aus Symmetriegründen rein axial gerichtet. Zu den Stirnseiten hin müssen sich die Wirbelstromverteilungen zu Schleifen schließen. Der Einfluss dieser stirnseitigen Endeffekte wird, wie bereits bei den Permanentmagneten, durch einen Anpassungsfaktor $k_{ry,v'}$ für die elektrische Leitfähigkeit des Rotorjochs näherungsweise berücksichtigt. Der stirnseitige Abschluss der Wirbelstrombahnen wird in seiner räumlichen Verteilung so angenommen, wie er sich bei einem dünnen, leitfähigen Zylinder im Luftspalt einstellen würde [32]. Demnach wird die Anpassung der Leitfähigkeit nach (2.48) und (2.49) durchgeführt.

$$k_{ry,v'} = 1 - \frac{\lambda_{v'}}{\pi \cdot l_{Fe}} \cdot \tanh\left(\frac{\pi \cdot l_{Fe}}{\lambda_{v'}}\right) \quad (2.48)$$

$$\sigma_5 = k_{ry,v'} \cdot \sigma_{ry} \quad (2.49)$$

2.4.1.3. Magnetische Ersatzpermeabilität

Während für die Luft- und Magnetregionen die materialspezifischen Permeabilitäten für das analytische Feldberechnungsmodell übernommen werden, ist die Bestimmung einer magnetischen Ersatzpermeabilität für das Statorblechpaket und das Rotorjoch problematisch. Im Folgenden wird das verwendete Verfahren vorgestellt, mit dem die magnetischen Ersatzpermeabilitäten grob geschätzt werden.

Zunächst werden nichtlineare 2D-FE-Simulationen ohne Rotorwirbelströme für den tatsächlichen Blechquerschnitt mit Statornuten und den Pollücken zwischen den Rotorpolen für den Bemessungspunkt durchgeführt. Für das Rotorjoch wird die mittlere, differentielle magnetische Permeabilität als Ersatzpermeabilität gewählt. Die Festlegung der Ersatzpermeabilität für die Statorblechpaketregion unterscheidet sich danach, wie die Ersatzstatorstrombeläge ermittelt wurden und wird im Folgenden dargestellt.

Statorstrombelag aus analytischer Berechnung

Wurde der Statorstrombelag analytisch durch Statorstrom und Wicklungsfaktoren berechnet, so wird die Ersatzpermeabilität der Statorblechpaketregion so eingestellt, dass die aus dem analytischen Modell berechneten Luftspaltfeldamplituden den Feldamplituden der 2D-FE-Simulation möglichst nahe kommen. Dieses Vorgehen ist notwendig, da die zu einem

homogenen Ring vereinfachte Statorregion mit einer Ringbreite, die der Statorjochhöhe entspricht, keine direkten Rückschlüsse auf die tatsächlichen magnetischen Feldlinienverläufe unter Berücksichtigung der hier vernachlässigten Zähne zulässt. In beiden Modellen werden alle Rotorwirbelströme unterdrückt ($\forall i : \sigma_i = 0$). Die Auswertung und der Vergleich der Luftspaltfeldamplituden wird auf die verlustrelevanten Ordnungen beschränkt. Zur weiteren Vereinfachung wird eine feste magnetische Ersatzpermeabilität als arithmetischer Mittelwert der angepassten Permeabilitäten für alle betrachteten Teilwellen berechnet.

Aus Simulationsergebnissen synthetisierter Statorstrombelag

Wurde der Statorstrombelag aus dem numerisch berechneten magnetischen Luftspaltfeld synthetisiert, muss eine so hohe Ersatzpermeabilität in der Statoreisenregion gewählt werden, dass der Magnetisierungsbedarf dieser Region, wie durch die Synthesgleichung (2.36) angenommen, im Vergleich zum Luftspalt vernachlässigbar ist. Praktisch ist eine relative Permeabilität von $\mu_{\text{rel},2} = 1000$ dazu ausreichend.

2.4.2. Wechsel in rotorfeste Koordinaten

Die Lösung des Wirbelstromproblems erfolgt in den rotorfesten (x_r, y_r) -Koordinaten, welche gegenüber dem Stator mit der mechanischen Kreisfrequenz Ω_m rotieren (s. Abb. 2.1). Da die elektrisch leitfähigen Magnete ($i = 4$) und das elektrisch leitfähige Rotorjoch ($i = 5$) im rotorfesten Koordinatensystem ruhen, vereinfachen sich die Feldgleichungen gegenüber einer statorfesten Betrachtung, da keine Bewegungsinduktion auftritt. Mit der *Galilei*-Transformation (2.50) und unter der Annahme $\gamma_0 = \gamma(t = 0) = 0$ wird die einseitige *Fourier*-Reihenentwicklung in statorfesten Koordinaten aus (2.15) in rotorfeste Koordinaten nach (2.51) transformiert. Die spektralen Strombelagsamplituden bleiben ebenso wie die räumliche Ordnung v' unverändert. Die Transformation bewirkt eine Verschiebung der zeitlichen Ordnung nach (2.52). Der Schlupf s jeder Einzelwelle berechnet sich nach (2.53). Gebräuchlich ist dabei die Formulierung für negative zeitliche Ordnungen ($-k_s$), da dann die mitlaufenden Feldwellen positive räumliche Ordnungen v' aufweisen.

$$\gamma_s = \gamma_r + \Omega_m \cdot t + \gamma_0 = \gamma_r + \Omega_m \cdot t \quad (2.50)$$

$$K_e(t, \gamma_r) = \sum_{k_r=-\infty}^{+\infty} \sum_{v'=1}^{+\infty} \text{Re} \left\{ \underline{K}_{e,k_r,v'} \cdot e^{j(k_r \cdot \Omega_m \cdot t + v' \cdot \gamma_r)} \right\} \quad (2.51)$$

$$k_r = v' + k_s \quad (2.52)$$

$$s = \frac{k_r}{k_s} = 1 + \frac{v'}{k_s} = 1 - \frac{v'}{(-k_s)} \quad (2.53)$$

2.4.3. Feldgleichungen und Lösung

Das Feldproblem wird mit Hilfe des magnetischen Vektorpotentials \vec{A} mit $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ gelöst. Da das Problem eben ist, weist das Vektorpotential $\vec{A} = A(x, y) \cdot \vec{e}_z$ nur eine z -Komponente auf und damit gilt $\nabla \cdot \vec{A} = 0$. Die Lösung erfolgt im rotorfesten Koordinatensystem für jede Region i und für jede anregende Statorstrombelagswelle $\underline{K}_{e,k_r,v'}$ separat. Die Magnetisierung der Permanentmagnetregion wird nicht berücksichtigt, da das rotorfeste Feld der Permanentmagnete im Rotor keine Spannungsinduktion hervorruft. Die Nutmodulation des Permanentmagnetflusses infolge der Statornutung wird über einen fiktiven Strombelag auf der Statoroberfläche modelliert.

Aus den *Maxwell'schen* Gleichungen folgt, dass für Regionen mit einer elektrischen Leitfähigkeit $\sigma_i > 0$ die Diffusionsgleichung (2.54) zu lösen ist, während sich für elektrisch nichtleitfähige Regionen mit $\sigma_i = 0$ die *Laplace-Differentialgleichung* (2.55) ergibt [9, 22].

$$\nabla^2 A_i = \mu_i \cdot \sigma_i \cdot \frac{\partial}{\partial t} A_i \quad (2.54)$$

$$\nabla^2 A_i = 0 \quad (2.55)$$

Beim Ansatz für das Vektorpotential in (2.56) wird nach dem Separationsprinzip die radiale Abhängigkeit von der in Zeit und Umfangsrichtung harmonischen komplexen Exponentialfunktion faktoriell getrennt.

$$A_{i,k_r,v'}(r, t, \gamma_t) = \operatorname{Re} \left\{ \underline{A}_{i,k_r,v'}(r) \cdot e^{j(k_r \cdot \Omega_m \cdot t + v' \cdot \gamma_t)} \right\} \quad (2.56)$$

Dieser Ansatz vereinfacht die partiellen Differentialgleichungen (2.54) und (2.55) in gewöhnliche Differentialgleichungen für die komplexen, nur vom Radius r abhängigen Funktionen $\underline{A}_{i,k_r,v'}(r)$.

Im Folgenden werden die drei Indizes i, k_r, v' zu Gunsten einer übersichtlicheren Darstellung weggelassen. Im Fall von elektrisch leitfähigen Regionen ergibt sich die modifizierte *Bessel'sche* Differentialgleichung (2.57) mit dem komplexen Parameter $\underline{\kappa}$ nach (2.58). Die allgemeine Lösung ist die Superposition (2.59) von modifizierten *Bessel-Funktionen* erster Art $\underline{I}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r)$ und zweiter Art $\underline{K}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r)$ mit den freien Koeffizienten \underline{E} und \underline{F} [33].

$$r^2 \cdot \frac{d^2 \underline{A}(r)}{dr^2} + r \cdot \frac{d \underline{A}(r)}{dr} - \left((\underline{\kappa} \cdot r)^2 + v'^2 \right) \cdot \underline{A}(r) = 0 \quad (2.57)$$

$$\underline{\kappa}^2 = j \cdot |k_r| \cdot \Omega_m \cdot \mu \cdot \sigma \quad (2.58)$$

$$\underline{A}(r) = \underline{E} \cdot \left(\underline{F} \cdot \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) + \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) \right) \quad (2.59)$$

Für die elektrisch nicht leitfähigen Regionen muss die *Euler'sche* Differentialgleichung (2.60) gelöst werden. Die allgemeine Lösung ist in (2.61) angegeben und enthält die freien Koeffizienten \underline{E} und \underline{F} .

$$r^2 \cdot \frac{d^2 \underline{A}(r)}{dr^2} + r \cdot \frac{d \underline{A}(r)}{dr} - v'^2 \cdot \underline{A}(r) = 0 \quad (2.60)$$

$$\underline{A}(r) = \underline{E} \cdot \left(\underline{F} \cdot r^{v'} + r^{-v'} \right) \quad (2.61)$$

Die faktorisierten Formen der Lösungen in (2.59) und (2.61) ermöglichen eine kompakte, rekursive Beschreibung der Lösungen für die freien Koeffizienten [22]. Da das magnetische Vektorpotential sowohl im Ursprung mit $r = 0$ als auch für $r \rightarrow \infty$ endliche Werte annehmen muss, können für die sechs Regionen $i = 1, \dots, 6$ unter Berücksichtigung der strikt positiven räumlichen Ordnung $v' > 0$ die Ansatzfunktionen nach (2.62)–(2.67) aufgestellt werden.

$$\underline{A}_1(r) = \underline{E}_1 \cdot r^{v'} \quad (2.62)$$

$$\underline{A}_2(r) = \underline{E}_2 \cdot \left(\underline{F}_2 \cdot r^{v'} + r^{-v'} \right) \quad (2.63)$$

$$\underline{A}_3(r) = \underline{E}_3 \cdot \left(\underline{F}_3 \cdot r^{v'} + r^{-v'} \right) \quad (2.64)$$

$$\underline{A}_4(r) = \underline{E}_4 \cdot \left(\underline{F}_4 \cdot \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) + \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) \right) \quad (2.65)$$

$$\underline{A}_5(r) = \underline{E}_5 \cdot \left(\underline{F}_5 \cdot \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) + \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa} \cdot r) \right) \quad (2.66)$$

$$\underline{A}_6(r) = \underline{E}_6 \cdot r^{-v'} \quad (2.67)$$

Die zehn Koeffizienten $\underline{E}_1, \underline{E}_2, \dots, \underline{F}_5$ werden über die Stetigkeitsbedingungen an den Grenzflächen bei den Radien $r = r_1, \dots, r_5$ ermittelt. Aus der Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte ($\nabla \cdot \vec{B} = 0$) folgt, dass die Normalkomponente B_r , welche hier radial gerichtet ist, stetig sein muss. Unter Verwendung des Rotationsoperators in Zylinderkoordinaten (2.68) [33] ergibt sich die Stetigkeitsbedingung (2.69). Aus dem *Ampère*'schen Durchflutungssatz mit der hier zulässigen Vernachlässigung des Verschiebungsstromes ($\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$) ergibt sich, dass die tangentielle magnetische Feldstärke H_γ um den Strombelag in der Grenzfläche springt (2.70). Aus beiden Stetigkeitsbedingungen (2.69) und (2.70) ergeben sich an den fünf Grenzschichten insgesamt zehn Gleichungen für zehn unbekannte Koeffizienten $\underline{E}_1, \underline{E}_2, \dots, \underline{F}_5$.

$$\vec{B} = \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial \gamma} - \frac{\partial A_\gamma}{\partial z} \right) \cdot \vec{e}_r + \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \cdot \vec{e}_\gamma + \frac{1}{r} \cdot \left(\frac{\partial (r \cdot A_\gamma)}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \gamma} \right) \cdot \vec{e}_z \quad (2.68)$$

$$\underline{A}_i(r_i) = \underline{A}_{i+1}(r_i) \quad (2.69)$$

$$\frac{1}{\mu_i} \cdot \frac{d \underline{A}_i(r_i)}{dr} - \frac{1}{\mu_{i+1}} \cdot \frac{d \underline{A}_{i+1}(r_i)}{dr} = \underline{K}_e(r_i) \quad (2.70)$$

Die Lösung für die zehn Koeffizienten $\underline{E}_i, \underline{F}_i$ der sechs Ansatzfunktionen \underline{A}_i ist in rekursiver Form in (2.71)–(2.85) in Anlehnung an [22] angegeben. Die Strombelagsamplitude \underline{K}_e tritt ausschließlich als Faktor in den Koeffizienten \underline{E}_i auf. Da diese Koeffizienten ihrerseits Faktoren der Ansatzfunktionen (2.62)–(2.67) sind, weist das Vektorpotential in allen Raumgebieten $i = 1 \dots 6$ eine Proportionalität zur anregenden Strombelagsamplitude auf.

$$E_2 = \frac{\mu_1 + \mu_2}{r_1^{2v'} \cdot (\mu_1 - \mu_2)} \quad (2.71)$$

$$E_5 = -\frac{\mu_5 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_5) + \mu_6 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_5) - \underline{\kappa}_5 \mu_6 r_5 \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_5)}{\mu_5 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_5) + \mu_6 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_5) + \underline{\kappa}_5 \mu_6 r_5 \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_5)} \quad (2.72)$$

$$\begin{aligned} \underline{ZF}_4 &= \mu_4 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) - \mu_5 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \\ &\quad + \underline{\kappa}_4 \mu_5 r_4 \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_4) - \underline{\kappa}_5 \mu_4 r_4 \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_4) \\ &\quad + \underline{E}_5 \mu_4 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) - \underline{E}_5 \mu_5 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \\ &\quad + \underline{E}_5 \underline{\kappa}_4 \mu_5 r_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_4) + \underline{E}_5 \underline{\kappa}_5 \mu_4 r_4 \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_4) \end{aligned} \quad (2.73)$$

$$\begin{aligned} \underline{NF}_4 &= \mu_5 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) - \mu_4 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \\ &\quad + \underline{\kappa}_4 \mu_5 r_4 \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_4) + \underline{\kappa}_5 \mu_4 r_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_4) \\ &\quad - \underline{E}_5 \mu_4 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) + \underline{E}_5 \mu_5 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \\ &\quad + \underline{E}_5 \underline{\kappa}_4 \mu_5 r_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_4) - \underline{E}_5 \underline{\kappa}_5 \mu_4 r_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_5 r_4) \end{aligned} \quad (2.74)$$

$$E_4 = \frac{\underline{ZF}_4}{\underline{NF}_4} \quad (2.75)$$

$$\begin{aligned} \underline{ZF}_3 &= \underline{\kappa}_4 \mu_3 r_3 \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_3) - \mu_4 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) - \mu_3 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) \\ &\quad - \underline{E}_4 \mu_3 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) - \underline{E}_4 \mu_4 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) - \underline{E}_4 \underline{\kappa}_4 \mu_3 r_3 \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_3) \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned} \underline{NF}_3 &= \mu_3 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) - \mu_4 v' \underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) \\ &\quad - \underline{\kappa}_4 \mu_3 r_3 \underline{K}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_3) + \underline{E}_4 \mu_3 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) \\ &\quad - \underline{E}_4 \mu_4 v' \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) + \underline{E}_4 \underline{\kappa}_4 \mu_3 r_3 \underline{I}_{v'+1}(\underline{\kappa}_4 r_3) \end{aligned} \quad (2.77)$$

$$E_3 = \frac{\underline{ZF}_3}{r_3^{2v'} \cdot \underline{NF}_3} \quad (2.78)$$

$$\begin{aligned} \underline{NE}_{2,3} &= \mu_2 - \mu_3 + \underline{E}_2 \mu_2 r_2^{2v'} + \underline{E}_2 \mu_3 r_2^{2v'} - \underline{E}_3 \mu_2 r_2^{2v'} - \underline{E}_3 \mu_3 r_2^{2v'} \\ &\quad - \underline{E}_2 \underline{E}_3 \mu_2 r_2^{4v'} + \underline{E}_2 \underline{E}_3 \mu_3 r_2^{4v'} \end{aligned} \quad (2.79)$$

$$E_2 = \frac{\underline{K}_e \mu_2 \mu_3 r_2^{v'+1} \cdot (\underline{E}_3 r_2^{2v'} + 1)}{v' \cdot \underline{NE}_{2,3}} \quad (2.80)$$

$$E_3 = \frac{\underline{K}_e \mu_2 \mu_3 r_2^{v'+1} \cdot (\underline{E}_2 r_2^{2v'} + 1)}{v' \cdot \underline{NE}_{2,3}} \quad (2.81)$$

$$E_1 = E_2 \cdot \left(E_2 + \frac{1}{r_1^{2v'}} \right) \quad (2.82)$$

$$E_4 = \frac{E_3 \cdot \left(\frac{1}{r_3^{v'}} + \underline{E}_3 r_3^{v'} \right)}{\underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3) + \underline{E}_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_3)} \quad (2.83)$$

$$E_5 = \frac{E_4 \cdot (\underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4) + \underline{E}_4 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_4 r_4))}{\underline{K}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4) + \underline{E}_5 \underline{I}_{v'}(\underline{\kappa}_5 r_4)} \quad (2.84)$$

$$\underline{E}_6 = \underline{E}_5 r_5 v' \cdot \left(\underline{K}_{v'}(\underline{k}_5 r_5) + \underline{E}_5 \underline{I}_{v'}(\underline{k}_5 r_5) \right) \quad (2.85)$$

2.4.4. Auswertung des Vektorpotentials

Aus der in rotorfesten Koordinaten vorliegenden Lösung des Vektorpotentials für jede Teilwelle $\{k_r, v'\}$ und jede Region i können alle Feldgrößen, wie zum Beispiel die Wirbelstromdichte J , berechnet werden. Auch folgende integrale Größen werden für jede Felddrehwelle einzeln bestimmt: zugehörige Rotorverluste P_r , zugehöriges im Allgemeinen bremsendes Drehmoment M und die zugehörige Luftspaltleistung P_δ .

2.4.4.1. Feldkomponenten

Auch für sämtliche Feldgrößen gilt der Separationsansatz (2.56), sodass nur die radiusabhängigen komplexen Amplituden der einzelnen Feldgrößen ermittelt werden müssen. Dies geschieht weiterhin getrennt für jede zeitliche und räumliche Ordnung. Auf eine Indizierung mit $\{k_r, v'\}$ wird zu Gunsten der Übersichtlichkeit verzichtet. Mit dem Rotationsoperator in Zylinderkoordinaten (2.68) ergeben sich die radiusabhängigen komplexen Amplituden der magnetischen Flussdichte nach (2.86) und (2.87) aus dem Vektorpotential. Da diese keine zeitlichen Ableitungen enthalten, sind sie in rotor- und statorfesten Koordinaten gleich. Die Feldkomponenten der magnetischen Feldstärke folgen aus dem Materialgesetz $\vec{H}_i = \vec{B}_i/\mu_i$ in der Region i .

$$\underline{B}_r(r) = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \underline{A}(r)}{\partial \gamma} = \frac{jv'}{r} \cdot \underline{A}(r) \quad (2.86)$$

$$\underline{B}_\gamma(r) = -\frac{\partial \underline{A}(r)}{\partial r} \quad (2.87)$$

Bei der Ermittlung der elektrischen Feldstärke aus dem *Faraday*'schen Induktionsgesetz ($\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{B}/\partial t$) ergibt sich, dass die elektrische Feldstärke nur eine z -Komponente aufweist und aufgrund der zeitlichen Ableitung im *Faraday*'schen Induktionsgesetz die elektrische Feldstärke in den rotierenden Läuferregionen von der elektrischen Feldstärke im statorfesten System verschieden ist. In (2.88) und (2.89) sind die komplexen Feldamplituden der elektrischen Feldstärke im rotorfesten System $\underline{E}_{z,r}(r)$ und statorfesten System $\underline{E}_{z,s}(r)$ angegeben und mit dem Index r bzw. s gekennzeichnet.

$$\underline{E}_{z,r}(r) = -j \cdot k_r \cdot \Omega_m \cdot \underline{A}(r) \quad (2.88)$$

$$\underline{E}_{z,s}(r) = -j \cdot k_s \cdot \Omega_m \cdot \underline{A}(r) \quad (2.89)$$

Die Stromdichte in den leitfähigen Rotorregionen weist nur eine z -Komponente auf. Ihre komplexe Amplitude $\underline{J}_z(r)$ wird entweder wie in (2.90) aus dem *Ohm*'schen Gesetz und der

elektrischen Feldstärke berechnet oder wie in (2.91) aus dem *Ampère*'schen Durchflutungssatz. Beide Ausdrücke sind entsprechend der Ausgangsgleichung (2.54) äquivalent.

$$\underline{J}_z(r) = \sigma \cdot \underline{E}_{z,r}(r) = -j \cdot k_r \cdot \Omega_m \cdot \sigma \cdot \underline{A}(r) \quad (2.90)$$

$$\underline{J}_z(r) = -\frac{1}{\mu_i} \cdot \left(\frac{d^2 \underline{A}_i(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\underline{A}_i(r)}{dr} - \frac{v'^2}{r^2} \underline{A}_i(r) \right) \quad (2.91)$$

2.4.4.2. Leistung und Drehmoment

Die Luftspaltleistung ist die vom Stator auf den Rotor über das elektromagnetische Luftspaltfeld übertragene Leistung. Die Luftspaltleistung P_δ wird durch das Hüllflächenintegral der elektromagnetischen Leistungsflussdichte \vec{S} (*Poynting*'scher Vektor) auf einer beliebigen Luftspalthüllfläche F_δ nach (2.92) und (2.93) berechnet [8, 22, 34].

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.92)$$

$$P_\delta = \iint_{F_\delta} \vec{S} \cdot d\vec{F} \quad (2.93)$$

Durch Auswertung auf der Kreiskontur mit $r = r_3$ wird die Luftspaltleistung nach (2.94) in Abhängigkeit der komplexen Feldamplituden $\underline{E}_{3,z,s}(r_3)$ und $\underline{H}_{3,\gamma}(r_3)$ separat für jede einzelne Feldwelle ermittelt. Die Indizes $\{k_r, v'\}$ werden weiterhin nicht ausgeschrieben.

$$P_\delta = P_{3,4} = -\pi \cdot r_3 \cdot l_e \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{E}_{3,z,s}(r_3) \cdot \underline{H}_{3,\gamma}^*(r_3) \right\} \quad (2.94)$$

Unter Berücksichtigung der bekannten Koeffizienten des Vektorpotentials ergeben sich die in (2.95) und (2.96) angegebenen Ausdrücke für die komplexen Feldamplituden $\underline{E}_{3,z,s}(r_3)$ und $\underline{H}_{3,\gamma}(r_3)$ und damit schlussendlich der Ausdruck (2.97) für die Luftspaltleistung P_δ .

$$\underline{E}_{3,z,s}(r_3) = -j \cdot k_s \cdot \Omega_m \cdot \underline{E}_3 \cdot \left(\underline{E}_3 \cdot r_3^{v'} + r_3^{-v'} \right) \quad (2.95)$$

$$\underline{H}_{3,\gamma}(r_3) = -\frac{1}{\mu_3} \cdot \underline{E}_3 \cdot \left(\underline{E}_3 \cdot v' \cdot r_3^{v'-1} - v' \cdot r_3^{-v'-1} \right) \quad (2.96)$$

$$P_\delta = P_{3,4} = -\frac{2\pi \cdot k_s \cdot \Omega_m \cdot v' \cdot l_e}{\mu_3} \cdot |\underline{E}_3|^2 \cdot \operatorname{Im} \{ \underline{E}_3 \} \quad (2.97)$$

Das auf den Außenrotor in γ -Richtung antreibend wirkende Drehmoment wird mit Hilfe des Luftspalthüllflächenintegrals der *Maxwell*'schen Schubspannung τ_γ in (2.98) und (2.99) berechnet [7, 22].

$$\tau_\gamma = \frac{B_r \cdot B_\gamma}{\mu_0} \quad (2.98)$$

$$M = - \iint_{F_{\delta}} (r \, d\vec{F}) \times (\tau_{\gamma} \vec{e}_{\gamma}) \quad (2.99)$$

Wieder wird das Luftspalhhüllflächenintegral auf dem Radius $r = r_3$ in (2.100) ausgewertet. Die komplexe Feldamplitude $\underline{B}_{3,r}(r_3)$ errechnet sich nach (2.101). Die konjugiert komplexe Feldamplitude $\underline{B}_{3,\gamma}^*(r_3)$ ist durch (2.96) bereits bekannt. Damit berechnet sich das Drehmoment nach (2.102).

$$M = -\pi \cdot l_e \cdot r_3^2 \cdot \frac{1}{\mu_3} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{B}_{3,r}(r_3) \cdot \underline{B}_{3,\gamma}^*(r_3) \right\} \quad (2.100)$$

$$\underline{B}_{3,r}(r_3) = j \cdot \frac{v'}{r_3} \cdot \underline{E}_3 \cdot \left(\underline{E}_3 \cdot r_3^{v'} + r_3^{-v'} \right) \quad (2.101)$$

$$M = \frac{2\pi}{\mu_3} \cdot l_e \cdot v'^2 \cdot |\underline{E}_3|^2 \cdot \operatorname{Im} \left\{ \underline{E}_3 \right\} \quad (2.102)$$

Aus dem Vergleich von (2.97) und (2.102) folgt die von Asynchronmaschinen bekannte Beziehung (2.103). Demnach entspricht der Quotient aus Luftspaltleistung und Drehmoment der Synchronwinkelgeschwindigkeit Ω_{syn} der betrachteten Feldwelle in statorfesten Koordinaten. Die mechanische Leistung P_m kann daher nach (2.104) aus dem Schlupf s , welcher in (2.53) eingeführt wurde, und der Luftspaltleistung P_{δ} berechnet werden.

$$\frac{P_{\delta}}{M} = - \frac{k_s \cdot \Omega_m}{v'} = \Omega_{\text{syn}} \quad (2.103)$$

$$P_m = \Omega_m \cdot M = (1 - s) \cdot P_{\delta} \quad (2.104)$$

Die Rotorverluste P_r werden zweckmäßiger Weise aus der Leistungsbilanz nach (2.105) berechnet. In (2.106) werden die Rotorverluste abhängig vom Schlupf s angegeben.

$$P_r = P_{\delta} - P_m \quad (2.105)$$

$$P_r = s \cdot P_{\delta} \quad (2.106)$$

Bei der Auswertung von errechneten Rotorverlusten P_r interessiert häufig, zu welchem Teil diese von Luftspaltleistung P_{δ} und damit aus elektrischer Eingangsleistung gedeckt werden und zu welchem Teil diese durch mechanisch aufgenommene Leistung ($-P_m$) gedeckt werden. Die Aufteilung der Rotorverluste ist schlupfabhängig und in (2.107) bzw. (2.108) angegeben. Die Ausdrücke folgen aus einfacher Umformung von (2.104) und (2.106).

$$P_{\delta} = \frac{1}{s} \cdot P_r \quad (2.107)$$

$$P_m = \frac{1-s}{s} \cdot P_r \quad (2.108)$$

Abweichend von der bisherigen Auswertung von Luftspaltleistung und Drehmoment auf den

gesamten Rotor können durch Auswertung der *Maxwell*'schen Schubspannung und des *Poynting*'schen Vektors auf der Hüllfläche bei der Kreiskontur $r = r_4$ zwischen Magnetregion und Rotorjoch die entsprechenden Größen für Magnetregion und Rotorjoch separat bestimmt werden. Der elektromagnetische Leistungsfluss $P_{4,5}$ zwischen Magnetregion und Rotorjoch wird in (2.109) berechnet. Im Sinne einer kompakten Darstellung werden die Feldkomponenten mit den Koeffizienten \underline{E}_4 und \underline{F}_4 nicht eingesetzt.

$$P_{4,5} = -\pi \cdot r_4 \cdot l_e \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{E}_{4,z,s}(r_4) \cdot \underline{H}_{4,\gamma}^*(r_4) \right\} \quad (2.109)$$

Das Drehmoment M_{ry} , die mechanische Leistung $P_{m,ry}$ und die Verluste $P_{r,ry}$ im Rotorjoch folgen aus (2.110)–(2.112).

$$M_{ry} = -\pi \cdot l_e \cdot r_4^2 \cdot \frac{1}{\mu_4} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \underline{B}_{4,r}(r_4) \cdot \underline{B}_{4,\gamma}^*(r_4) \right\} \quad (2.110)$$

$$P_{m,ry} = \Omega_m \cdot M_{ry} = (1-s) \cdot P_{4,5} \quad (2.111)$$

$$P_{r,ry} = P_{4,5} - P_{m,ry} = s \cdot P_{4,5} \quad (2.112)$$

Für die Magnetregion ergibt sich das Drehmoment M_M , die mechanische Leistung $P_{m,M}$ und die Verluste $P_{r,M}$ nach (2.113)–(2.115).

$$M_M = M - M_{ry} \quad (2.113)$$

$$P_{m,M} = \Omega_m \cdot M_M = (1-s) \cdot (P_\delta - P_{4,5}) \quad (2.114)$$

$$P_{r,M} = P_\delta - P_{4,5} - P_{m,M} = s \cdot (P_\delta - P_{4,5}) \quad (2.115)$$

Die übertragenen Leistungen P_δ , $P_{4,5}$ und $(P_\delta - P_{4,5})$ sind proportional zum Quadrat der Amplitude der anregenden Strombelagswelle $|\underline{K}_e|^2$ im Sinne einer Stromspeisung auf Grund der vorgegebenen Statorstromamplitude und -frequenz. Folglich haben auch die Wirbelstromverluste, das Drehmoment und die mechanische Leistung dieselbe quadratische Abhängigkeit von der Amplitude des anregenden Strombelags.

2.4.4.3. Induzierte Statorspannung

Jede Statorstrombelagswelle hat in der Statorwicklung eine induzierte Spannung auf Grund der Selbstinduktion mit Statorfrequenz zur Folge. Diese Spannung führt zusammen mit dem für die Statorstrombelagswelle ursächlichen Strangstrom zu einer elektrischen Wirkleistung, die die Luftspaltleistung deckt bzw. im generatorischen Betrieb aufnimmt. Aufgrund des induktiven Charakters der Energieübertragung wird stets auch induktive Blindleistung aufgenommen. Die Berechnung der induzierten Spannung erfolgt für jede Teilwelle $\{k_r, v'\}$ separat. Auf eine Angabe dieser Indizes wird weiterhin verzichtet.

Zunächst wird, wie in (2.116) dargestellt, der magnetische Statorjochfluss aus dem Luftspaltfeld berechnet. Die komplexe Amplitude der Statorjochflusswelle heißt $\underline{\Phi}_{sy}$ und wird aus der

komplexen Amplitude der r -Komponente der magnetischen Flussdichte auf der Statoroberfläche $\underline{B}_{3,r}(r_2)$ nach (2.117) berechnet [E10, 35].

$$\Phi_{\text{Sy}}(t, \gamma_s) = -\frac{r_2 \cdot I_e}{2} \cdot \int_{\gamma_s - \frac{\pi}{p}}^{\gamma_s} B_r(r_2, t, \gamma_s) d\gamma_s \quad (2.116)$$

$$\underline{\Phi}_{\text{Sy}} = j \cdot \frac{r_2 \cdot I_e}{v'} \cdot \underline{B}_{3,r}(r_2) \quad (2.117)$$

Die induzierte Spannung im Strang w ergibt sich aus dem *Faraday*'schen Induktionsgesetz (2.118). Der komplexe Effektivwertzeiger $\underline{U}_{\text{ind},w,k_s,v'}$ wird nach (2.119) aus dem Statorjochfluss $\underline{\Phi}_{\text{Sy}}$, der Strangwindungszahl N_s und dem Wicklungsfaktor $\underline{k}_{w,v',w}$ berechnet.

$$u_{\text{ind},w}(t) = -\frac{d}{dt} \Psi_w(t) \quad (2.118)$$

$$\underline{U}_{\text{ind},w} = -\sqrt{2} \cdot j \cdot k_s \cdot \Omega_m \cdot N_s \cdot \underline{\Phi}_{\text{Sy}} \cdot \underline{k}_{w,v',w}^* \quad (2.119)$$

2.5. Analytische Wirbelstromverlustberechnung der Prototypmaschine

In diesem Abschnitt werden die Rotorwirbelstromverluste der im Rahmen der Arbeit entstandenen Prototypmaschine analytisch berechnet. Dabei werden neben der Angabe der Verluste auch die berechneten Wirbelstromdichteverteilungen der verlustrelevanten Statorfeldharmonischen diskutiert. Der Vergleich der hier vorgestellten analytisch berechneten Rotorwirbelstromverluste mit den simulativ mittels 2D-FE-Feldberechnung und messtechnisch ermittelten Rotorwirbelstromverlusten wird in Abschnitt 5.4 behandelt.

Bei der Prototypmaschine handelt es sich um eine PMSM mit massivem Außenläufer und Oberflächenmagneten. Im Stator weist die Maschine eine dreisträngige Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit der Lochzahl $q = 2/5$ auf. Die Auslegung, Berechnung und Konstruktion der Prototypmaschine wird detailliert in Kapitel 4 behandelt. Für die folgende analytische 2D-Feldberechnung auf Grundlage eines Ringmodells reicht die Vorgabe der Wicklung und der wichtigsten Abmessungen aus. Das prinzipielle Urwickelschema der verwendeten Zahnspulenwicklung mit $m = 3$ und $q = 2/5$ ist in Abb. 3.2(a) dargestellt. Bei der Prototypmaschine sind die Spulenseiten in der Nut nicht nebeneinander, sondern übereinander angeordnet (vgl. Abb. 4.3(b)) und haben geringfügig abweichende Spulenumwindungszahlen der Ober- und Unterschichtspulen von $N_{c,U_s} = 207$ und $N_{c,O_s} = 198$ (vgl. Tab. 4.4). Dies wird mit Hilfe der numerisch berechneten Wicklungsfaktoren aus Abschnitt 2.3.2 berücksichtigt.

Besonders relevant ist die numerische Berechnung der Wicklungsfaktoren bei der Bestimmung der Wicklungsfaktoren für die teilweise Speisung der Statorwicklung. Die teilweise Speisung der Statorwicklung tritt bei den in Kapitel 3 betrachteten Offshore-

Windenergieanlagen nach dem Ausfall von einem der beiden dreiphasigen Wechselrichter auf. Im dann folgenden Notbetrieb speist nur noch der funktionsfähige Umrichter „seine“ Hälfte der Wicklungsleiter, während die andere Hälfte der Wicklungsleiter vom ausgefallenen Umrichter freigeschaltet wird und stromlos bleibt. Eine nähere Beschreibung dieses Notbetriebs der Windenergieanlage befindet sich in Abschnitt 3.2.1. Bei der Prototypmaschine wird der Notbetrieb durch entsprechende Verschaltung der aus der Maschine herausgeführten Klemmen der Spulengruppen nachgeahmt (vgl. Abb. 5.15 und Abb. 5.19).

Im Folgenden werden die Rotorwirbelströme der Prototypmaschine neben der vollständigen Speisung der Statorwicklung auch für den Betrieb von zwei gegenüberliegenden Quadranten der Statorwicklung sowie für den Betrieb von vier alternierend angeordneten Oktanten der Statorwicklung untersucht.

2.5.1. Modellparameter

Im Allgemeinen werden die Radien r_i der Ersatzkreisregionen entsprechend den Maschinenabmessungen gewählt und sind in Tab. 2.1 angegeben. Eine Ausnahme bildet aufgrund der vernachlässigten Statornuten der Radius r_1 . Dieser ist so gewählt, dass die Ringregion des Statorblechpakets ($i = 2$) der Höhe des Statorjochs $h_{s,y} = 18,3\text{mm}$ entspricht.

Die relative magnetische Permeabilität für die Luftregionen ($i = 1, 3, 6$) entspricht dem materialspezifischen Wert $\mu_{rel,i} = 1$. Für die Region $i = 4$, welche Magnete und luftgefüllte Pollücke abbildet, wird entsprechend der Raumverhältnisse zu $\mu_{rel,4} = 1,02$ gemittelt. Die relative Permeabilität des Rotorjochs ($i = 5$) wird aus den Simulationsergebnissen einer zweidimensionalen FE-Berechnung ermittelt. Bei der Simulation wird die Maschine mit sinusförmigem Statorbemessungsstrom bestromt. Es werden keine Wirbelströme zugelassen, indem die elektrischen Leitfähigkeiten der Magnete und des Rotorjochs zu Null gesetzt werden. Aus den numerischen Simulationsergebnissen wird die zeitlich und räumlich gemittelte, differentielle relative magnetische Permeabilität ermittelt und als Ersatzgröße verwendet ($\mu_{rel,5} = 313$). Die magnetische Ersatzpermeabilität des Stator Eisens ($i = 2$) wird so eingestellt, dass die Radialkomponente der Luftspaltfeldwelle mit $v' = -4$ und $k_s = -20$ dem Wert der numerischen Simulation ohne Wirbelströme entspricht. Diese Luftspaltfeldwelle ist die einzige Unterwelle des Statorluftspaltfelds, also eine Feldwelle mit gegenüber der Arbeitswelle größerer Wellenlänge. Ein Amplitudenvergleich der Luftspaltfeldwellen mit $v' = -28$ und $k_s = -20$, welche die erste Oberwelle und benachbarte Harmonische zur Arbeitswelle sind, ist nicht zweckmäßig, da diese Feldwellen nicht nur Harmonische der Statorwicklung sind, sondern auch durch die Nutmodulation der Arbeitswelle des Rotors entstehen.

Da das Statorisenblechpaket lamelliert ist, weisen nur die Permanentmagnetregion und die Rotorjochregion eine elektrische Leitfähigkeit größer Null auf. Wie in Abschnitt 2.4.1.1 und Abschnitt 2.4.1.2 erläutert, werden mit Hilfe der in Tab. 2.1 angegebenen materialspezifischen Leitfähigkeiten für jede Wellenlänge unter Berücksichtigung der Endeffekte elektrische Ersatzleitfähigkeiten berechnet. Die Permanentmagnetpole sind in Umfangsrichtung durch

Tab. 2.1.: Materialeigenschaften für die analytische Wirbelstromberechnung der Prototypmaschine für das 6-Gebiete-Modell (Abb. 2.1). Die elektrischen Leitfähigkeiten $\sigma_{i,\text{orig}}$ bezeichnen die Basiswerte bei 40 °C, welche abhängig von der Wellenlänge zur Berücksichtigung von Endeffekten modifiziert werden.

i	Beschreibung	r_i/mm	$\mu_{\text{rel},i}$	$\sigma_{i,\text{orig}}/(\text{MS/m})$
1	Innenluft	310,7	1	0
2	Statorblechpaket	329,0	16	0
3	Luftspalt	331,0	1	0
4	Magnete und Pollücken	339,5	1,02	0,77
5	Rotorjoch	350,0	313	5,99
6	Außenluft	∞	1	0

Pollücken voneinander getrennt. Jeder Pol besteht aus drei axialen Segmenten, die sich über die ganze Polbreite ohne Segmentierung in Umfangsrichtung erstrecken.

2.5.2. Ergebnisse für verschiedene Speisetopologien

2.5.2.1. Vollständige Speisung

Bei vollständiger Speisung der mehrphasigen Statorwicklung betragen die lastabhängigen Rotorverluste bei Stromgrundschwingungsspeisung im Bemessungspunkt mit einem effektiven Strombelag mit dem Spitzenwert $\sqrt{2} \cdot K_{\text{e,eff}} = 1\,104\text{ A/cm}$ und einer Frequenz $f_N = 20\text{ Hz}$ insgesamt $P_r = 122,8\text{ W}$. Die vierzigpolige Prototypmaschine erreicht mit diesem Strom ein Drehmoment von $M_N = 2\,800\text{ Nm}$. Folglich betragen die Rotorwirbelstromverluste nur ca. 0,7% der mechanischen Leistung. Der effektive Strombelag im Bemessungspunkt ergibt sich nach (2.29) aus dem Bemessungsstrom $I_{\text{s,N}} = 33,2\text{ A}$ und einer Strangwindungszahl von $N_s = 810$ entsprechend der Wicklungsauslegung in Abschnitt 4.1.4. Die spektrale Verteilung von Wicklungsfaktor $k_{\text{w},v'}$, Schlupf $s_{v'}$, Luftspaltleistung $P_{\delta,v'}$, mechanischer Bremsleistung $-P_{\text{m},v'}$ sowie der Rotorverlustleistung $P_{\text{r},v'}$ in Abhängigkeit der Ordnungszahl ist in Abb. 2.2 dargestellt. Da hier ausschließlich Grundschwingungsspeisung betrachtet wird, treten nur die zeitlichen Ordnungen $k_s = \pm p$ auf. Für die dargestellten Spektren gilt $k_s = -p$, sodass mitlaufende Feldwellen eine positive räumliche Ordnungszahl aufweisen.

Anhand der gezeigten Wicklungsfaktoren $k_{\text{w},v'}$ lassen sich die wichtigsten Charakteristika der eingesetzten Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $m = 3$ und $q = 2/5$ ablesen: Es existiert eine Unterwelle $v = -0,2$ mit einem Wicklungsfaktor von $k_w = 0,067$. Die Arbeitswelle mit $v = 1$ hat unter Berücksichtigung des Einflusses der Nutöffnungen einen Wicklungsfaktor $k_w = 0,927$. Wie bei allen Zahnspulenwicklungen handelt es sich bei der Arbeitswelle um eine Nutharmonische, die gemeinsam mit einer benachbarten Oberwelle mit $v = -1,4$ und gleich hohem Wicklungsfaktor als Nutharmonischenpaar auftritt. Da der Einfluss der gleich-

mäßigen Stromverteilung längs der Nutöffnung bei der Berechnung der Wicklungsfaktoren berücksichtigt wird, klingen die Wicklungsfaktoren nach (2.27) mit zunehmendem Betrag der räumlichen Ordnung ab.

Die erste Oberwelle mit $\nu = -1,4$ ist für ca. 81 % der gesamten Rotorverluste verantwortlich. Die Unterwelle mit $\nu = -0,2$ hat einen Anteil von ca. 13 % an den gesamten Rotorverlusten. Weitere Statorfeldharmonische höherer Ordnung sind für die Rotorverluste nicht mehr relevant, da sie aufgrund ihrer kurzen Wellenlänge den großen effektiven Luftspalt $r_4 - r_2 = 10,5 \text{ mm}$ nicht mit ausreichend hoher magnetischer Flussdichteamplitude überwinden. Die beiden Harmonischen mit $\nu = -1,4$ und $\nu = -0,2$ rotieren entgegengesetzt zur Arbeitswelle und arbeiten daher im Bremsbetrieb mit einem Schlupf $s > 1$. Im Bremsbetrieb wird von der Maschine sowohl mechanische Bremsleistung $-P_m > 0$ als auch Luftspaltleistung $P_\delta > 0$ aufgenommen und im Rotor als Verlustleistung $P_r = P_\delta + (-P_m)$ dissipiert.

Die mit der Arbeitswelle mitlaufenden Statorfeldharmonischen höherer Ordnung, wie zum Beispiel $\nu = 3,4$ mit $s = -2,4$, arbeiten im Generatorbetrieb mit Schlupf $s < 0$ und speisen einen Teil der mechanischen Bremsleistung $(-P_m)$ über die Luftspaltleistung $P_\delta = (-P_m)/(s - 1)$ in das elektrische Statorsystem zurück. Allerdings führen betragsmäßig hohe Schlupfwerte zu betragsmäßig kleinen Luftspaltleistungen.

In Abb. 2.3 wird die spektrale Verlustverteilung für Rotorjoch und Permanentmagnetregion separat dargestellt. Auch die elektrischen Ersatzleitfähigkeiten sind dargestellt und zeigen den Einfluss der Endeffekte bzw. Segmentierung, welcher insbesondere bei langwelligen (Unter-)Wellen zu signifikant kleineren elektrischen Ersatzleitfähigkeiten führt. Ca. 70 % der gesamten Rotorverluste P_r treten als Verlustleistung $P_{r,ry}$ im massiven Rotorjoch auf und ca. 30 % in den Permanentmagneten. Während im massiven Rotorjoch auch die Unterwelle mit $\nu = -0,2$ zu Wirbelstromverlusten führt, sind die Wirbelstromverluste dieser Unterwelle in den Permanentmagneten $P_{r,M}$ vernachlässigbar, da aufgrund der Pollücken eine elektrische Isolation der einzelnen Pole vorliegt, die zu einer elektrischen Ersatzleitfähigkeit $\sigma \approx 0$ in der Permanentmagnetregion für die Unterwelle mit $\nu = -0,2$ führt.

Die magnetischen Feldlinienbilder und Wirbelstromdichteverteilungen sind bei Speisung der vollständigen Statorwicklung mit dem Grundschwingungsstrom $I_N = 33,2 \text{ A}$ und $f_N = 20 \text{ Hz}$ für die Unterwelle mit $\nu = -0,2$ in Abb. 2.4 (a) und (b) dargestellt und für die Oberwelle mit $\nu = -1,4$ in Abb. 2.4 (c) und (d). Jeweils ist ein Achtel des Prototyps gezeigt. Dementsprechend sind ein Pol der Unterwelle mit $\nu = -0,2$ und sieben Pole der Oberwelle mit $\nu = -1,4$ abgebildet. Aufgrund der ungeraden Polzahl in beiden Fällen sind die Darstellungen antiperiodisch fortsetzbar. Für beide Feldwellen ist die mit Ω_{syn} markierte Drehrichtung der Feldwelle der mit Ω_m bezeichneten Drehrichtung des Rotors entgegengesetzt. Die Wirbelstromschleppen bilden sich entgegen der relativen Bewegungsrichtung aus.

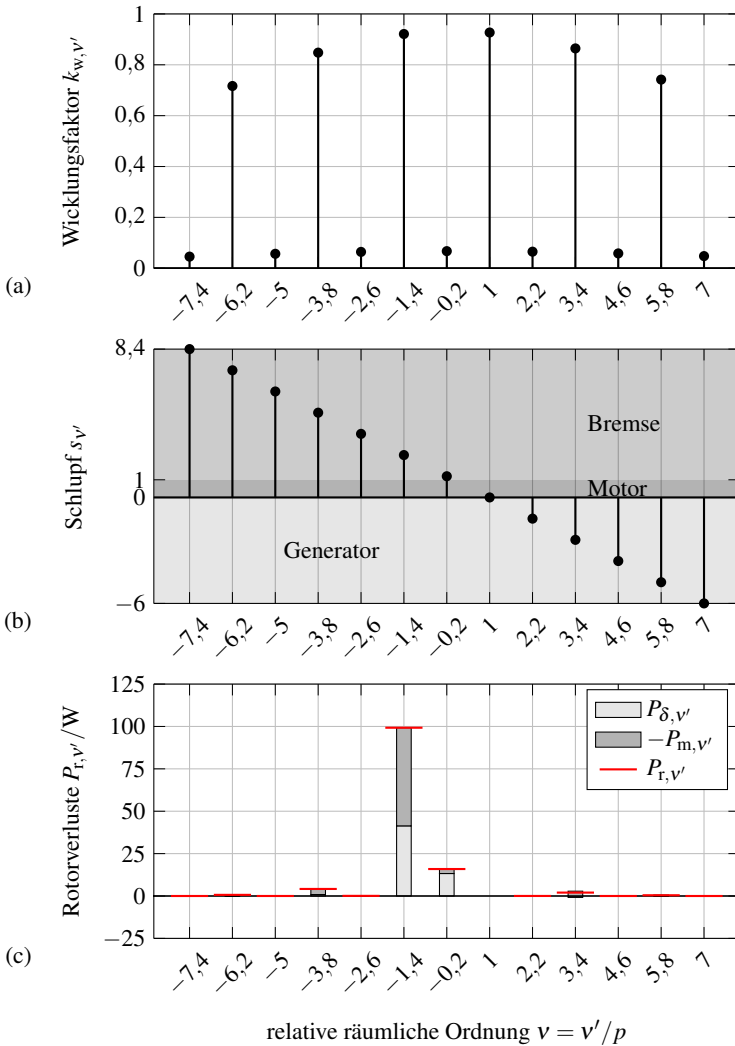


Abb. 2.2.: Speisung der vollständigen Statorwicklung der Prototypmaschine mit dem Grundschwingungsstrom $I_N = 33,2A$ und $f_N = 20Hz$: (a) Numerisch berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v}$, (b) Schlupf s_v und (c) analytisch berechnete, spektrale Rotorverluste $P_{r,v'}$ (Gesamtrotorwirbelstromverluste $P_r = 122,8W$).

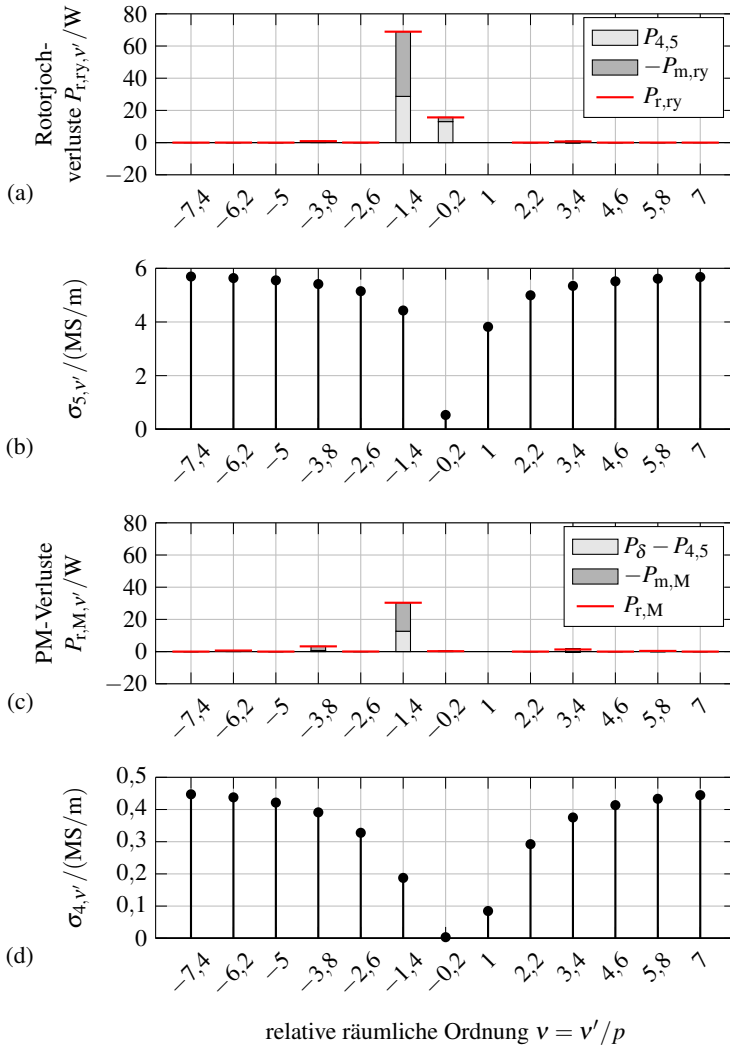


Abb. 2.3.: Zu Abb. 2.2 Speisung der vollständigen Statorwicklung der Prototypmaschine mit dem Grundschwingungsstrom $I_N = 33,2\text{ A}$ und $f_N = 20\text{ Hz}$: (a) Analytisch berechnete, spektrale Rotorjochverluste $P_{r,y,v'}$ (Gesamtrotorjochverluste $P_{r,ry} = 86,3\text{ W}$), (b) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{5,v'}$ im Rotorjoch, (c) analytisch berechnete, spektrale PM-Verluste $P_{r,M,v'}$ (PM-Gesamtverluste $P_{r,M} = 36,5\text{ W}$) und (d) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{4,v'}$ in PM.

2.5. Analytische Wirbelstromverlustberechnung der Prototypmaschine

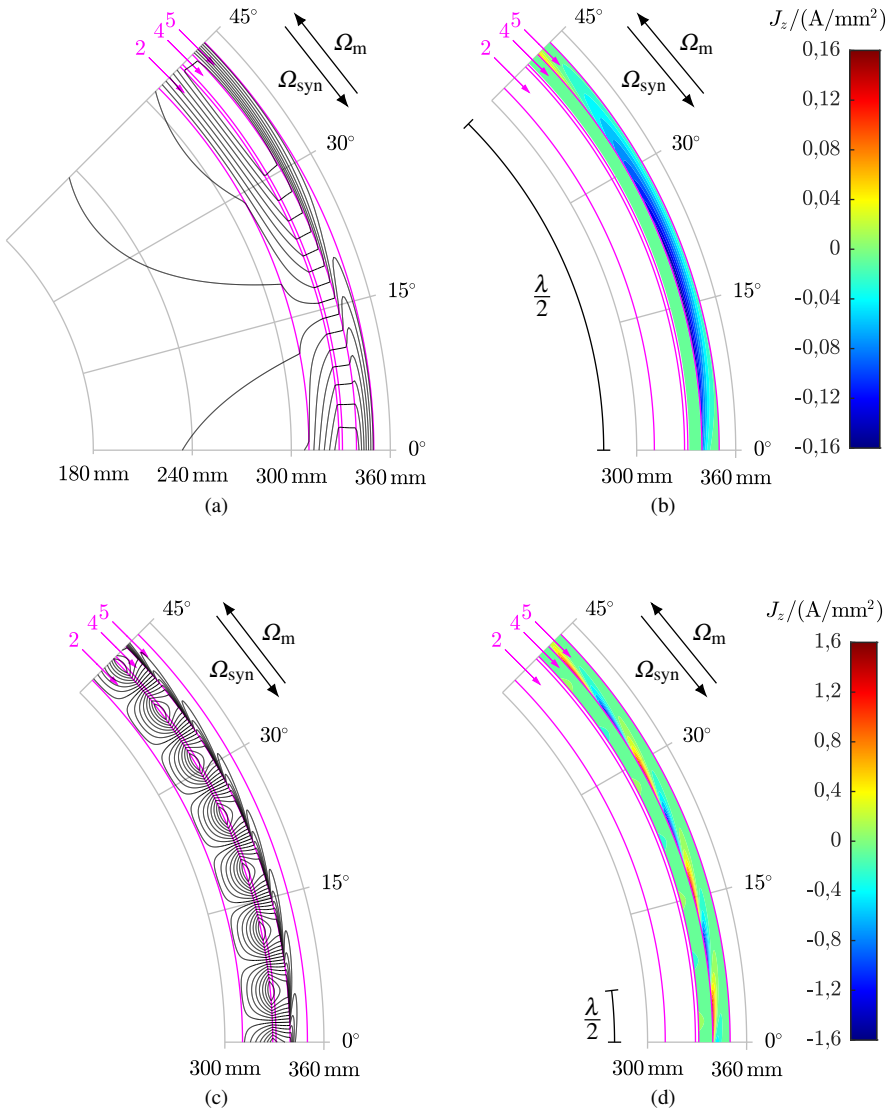


Abb. 2.4.: Speisung der vollständigen Statorwicklung der Prototypmaschine mit dem Grundschwingungsstrom $I_N = 33,2\text{ A}$ und $f_N = 20\text{ Hz}$: Analytisch berechnete, magnetische Feldlinienbilder und Wirbelstromdichteverteilung: In (a) und (b) ist ein Pol der Unterwelle $v = -0,2$ dargestellt und in (c) und (d) sieben Pole der Oberwelle mit $v = -1,4$. Region 2: Stator, Region 4: Permanentmagnete, Region 5: Rotorjoch.

2.5.2.2. Speisung von zwei Quadranten

Bei der quadrantenweisen Speisung wird der Ausfall von einem der beiden Umrichter einer Windenergieanlage nachgeahmt. Im Notbetrieb mit nur einem funktionsfähigen Umrichter kommt es aufgrund der Wicklungsverschaltung zu einer am Umfang abwechselnden Speisung von jeweils zwei stromführenden mit zwei leerlaufenden Wickelschemata, wie in Abb. 2.5 dargestellt. Bei dem Wickelschema handelt es sich um ein halbes Urwickelschema mit ungerader Polzahl. Die langwelligste Unterwelle ist mit einer Konturlinie in Abb. 2.5(b) markiert und hat die relative Ordnung $|v| = 0,1$. Das Zustandekommen der zusätzlichen Unterwellen wird im Abschnitt 3.2.1 detailliert diskutiert. Da die lokal zulässigen Statorstromwärmeverluste unverändert gegenüber der vollständigen Speisung sind, werden die Wirbelströme für den gleichen Spulenstrom wie bei der vollständigen Wicklungsspeisung berechnet. Dies bedeutet bei gleicher Strangwindungszahl eine Halbierung des Strangstroms auf $I_s = I_N/2 = 16,6\text{A}$ entsprechend der Verschaltung nach Abb. 5.15. Näherungsweise erreicht die Maschine so das halbe Bemessungsdrehmoment. Die analytisch berechneten Rotorwirbelstromverluste betragen $P_r = 70,8\text{W}$, was ca. 58 % der Wirbelstromverluste bei vollständiger Speisung entspricht und für die Rotorkomponenten thermisch unkritisch ist.

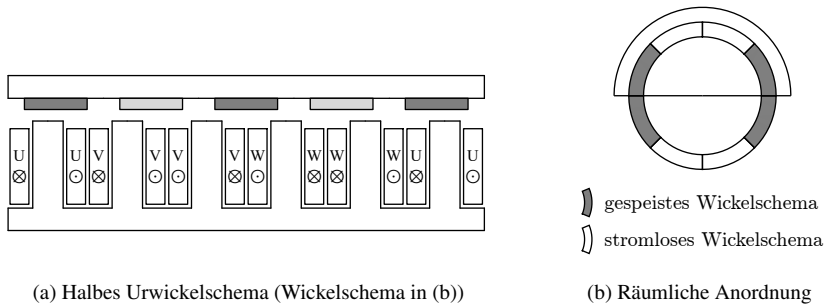


Abb. 2.5.: Quadrantenweise Speisung der Zweischichtwicklung mit $m = 3$ und $q = 2/5$.

In Abb. 2.7 werden die numerisch berechneten Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$, der Schlupf $s_{v'}$ und die Rotorverluste $P_{r,v'}$ spektral für Grundswingungsstromspeisung mit $I_s = 16,6\text{A}$ dargestellt. Aufgrund der abschnittswisen Statorwicklungsspeisung treten um die bekannten Ordnungszahlen der Statorfeldharmonischen bei vollständiger Speisung Ordnungszahlen weiterer Feldharmonischer auf. Die daraus resultierenden Statorfeldharmonischen im Bereich $v \in (0 \dots 1)$ arbeiten motorisch und treiben den Rotor verlustbehaftet an. Der Anteil der Verluste im Rotorjoch wächst im Vergleich zur vollständigen Speisung um vier Prozentpunkte auf 74 % an. Dementsprechend beträgt der Verlustanteil für die Magnete rund 26%. Eine Darstellung der spektralen Verlustverteilung über den Ordnungszahlen und der elektrischen Leitfähigkeiten separat für Rotorjoch und Permanentmagnete ist im Anhang A.4 in Abb. A.15 enthalten.

2.5.2.3. Speisung von vier Oktanten

Alternativ zur quadrantenweisen Speisung von Abschnitt 2.5.2.2 kann die Wicklung auch nach Abb. 5.19 verschaltet werden, sodass beim nachgeahmten Ausfall eines speisenden Umrichters die Statorwicklung in alternierenden Oktanten gespeist wird (s. Abb. 2.6). Die langwelligste Unterwelle hat dann die relative räumliche Ordnung $|\nu| = 0,2$ (s. Abb. 2.6(b)).

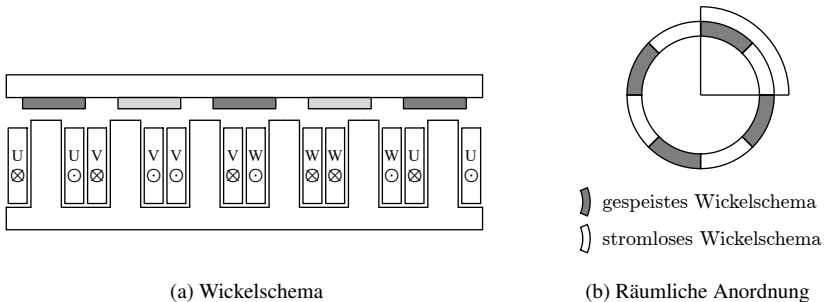


Abb. 2.6.: Oktantenweise Speisung der Zweischichtwicklung mit $m = 3$ und $q = 2/5$.

In Abb. 2.8 sind die Wicklungsfaktoren $k_{w,\nu'}$, der Schlupf $s_{\nu'}$ und die Rotorwirbelstromverluste $P_{r,\nu'}$ spektral dargestellt. Der Statorstrom beträgt wie bei der Speisung von zwei Quadranten $I_s = I_N/2 = 16,6\text{ A}$. Durch die kürzeren Speiseabschnitte treten die Ordnungszahlen der neu hinzugekommenen Feldharmonischen um die Ordnungszahlen der „regulären“ Feldharmonischen der Statorwicklung bei vollständiger Wicklungsspeisung in doppelt so großem spektralen Abstand auf wie bei der Speisung von zwei Quadranten. Insgesamt betragen die berechneten Rotorwirbelstromverluste $P_r = 79,0\text{ W}$, was 64% der Wirbelstromverluste bei vollständiger Speisung und Bemessungsstrom $I_s = I_N$ entspricht. Verglichen mit der Speisung von zwei Quadranten sind die Rotorwirbelstromverluste um sechs Prozentpunkte höher. Rund 78% der gesamten Rotorverluste treten im Rotorjoch auf, während ca. 22% in den Permanentmagneten auftreten. Eine Darstellung der spektralen Verlustverteilung und der elektrischen Leitfähigkeiten separat für Rotorjoch und Permanentmagnete ist im Anhang A.4 in Abb. A.16 enthalten.

2.5.2.4. Zusammenfassung

Die analytische Wirbelstromberechnung für die Prototypmaschine bei Speisung der Statorwicklung mit Grundschwingungsstrom $I_N/2 = 33,2\text{ A}$ ergibt bei der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{ min}^{-1}$ relative Rotorverluste von 0,7% der mechanischen Leistung bei vollständiger Speisung. Unter der vereinfachenden Annahme einer proportionalen Abhängigkeit von Strom und Drehmoment erhöht sich dieses Verhältnis bei quadrantenweiser Speisung und halbem Bemessungsstrom auf 0,8% bzw. bei oktantenweiser Speisung und halbem Bemessungsstrom auf 0,9%. Trotzdem treten bei vollständiger Statorspeisung und Bemessungs-

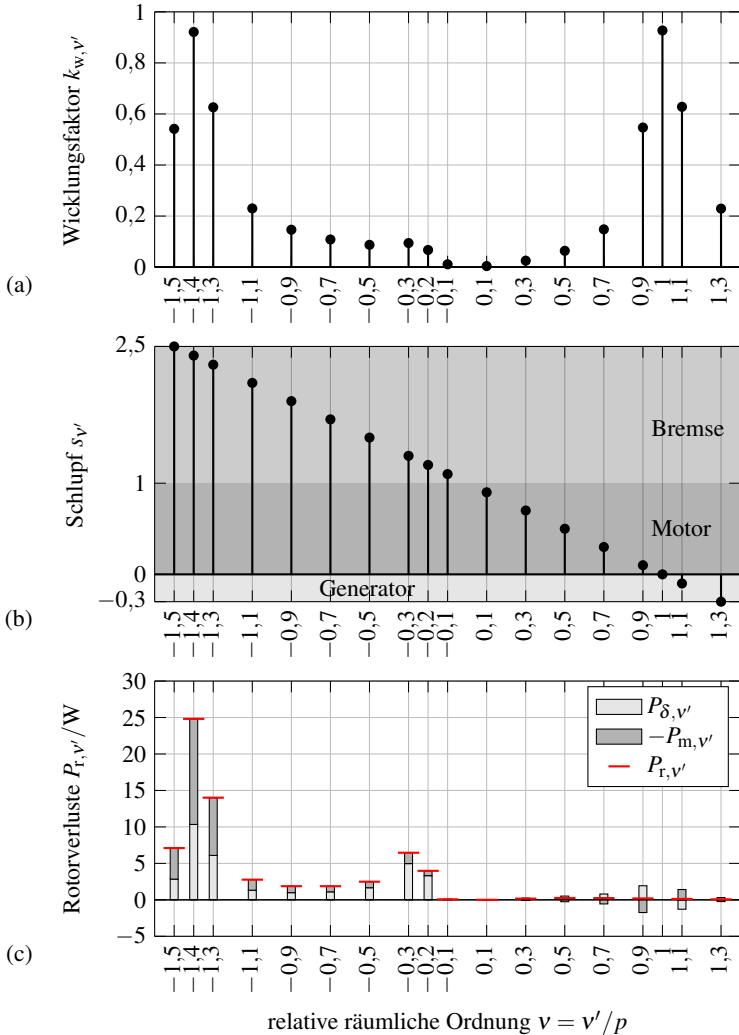


Abb. 2.7.: Zwei-Quadranten-Speisung der Statorwicklung der Prototypmaschine mit Grundschwingungsstrom $I_N/2 = 16,6A$ und $f_N = 20Hz$: (a) Numerisch berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$, (b) Schlupf $s_{v'}$ und (c) analytisch berechnete, spektrale Rotorverluste $P_{r,v'}$ (Gesamtrotorwirbelstromverluste $P_r = 70,8 W$).

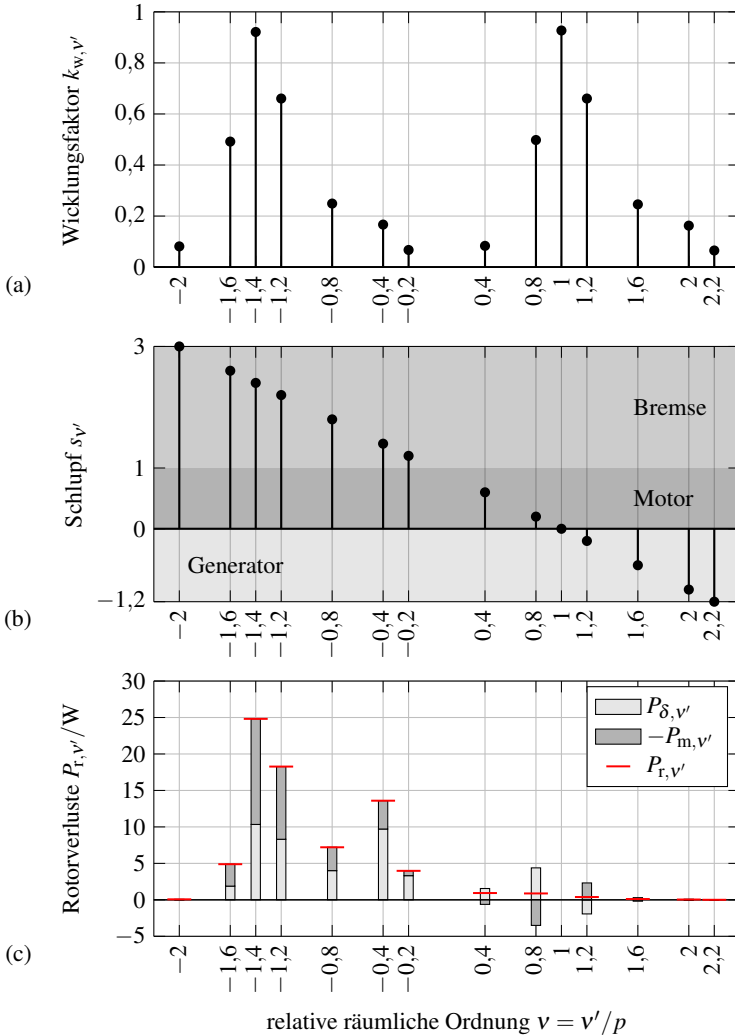


Abb. 2.8.: Vier-Oktanten-Speisung der Statorwicklung der Prototypmaschine mit Grundschwingungsstrom mit $I_N/2 = 16,6A$ und $f_N = 20Hz$: (a) Numerisch berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$, (b) Schlupf $s_{v'}$ und (c) analytisch berechnete, spektrale Rotorverluste $P_{r,v'}$ (Gesamttrotorwirbelstromverluste $P_r = 79,0W$).

strom absolut gesehen die höchsten Rotorwirbelstromverluste mit $P_r = 122,8\text{W}$ auf. Grund hierfür sind zum einen die zur Arbeitswelle benachbarte Harmonische mit $\nu = -1,4$ der Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 2/5$ und zum anderen die näherungsweise quadratische Abhängigkeit der Rotorverluste vom Strombelag. Bei Speisung der halben Statorwicklung muss aufgrund der lokalen Wicklungserwärmung der Statorstrom halbiert werden.

Größere Rotorwirbelstromverluste treten erst bei Überlast oder höheren Frequenzen auf. Daher wird bei der Vermessung der Prototypmaschine in Kapitel 5 die Maschine bis zur 1,9-fachen Überlast und bis zur doppelten Drehzahl $2 \cdot n_N = 120\text{min}^{-1}$ betrieben.

3. Windgenerator

3.1. Einführung

In getriebelosen Offshore-Windenergieanlagen großer Leistung von ca. 1 MW bis ca. 14 MW werden häufig permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) mit massivem Rotorjoch in Außenläufer-Bauweise eingesetzt [6, 36–39]. Durch die fehlende Lamellierung des Rotoreisens können dort infolge harmonischer Effekte der Feldverteilung, aber auch der Stromkurvenform, erhöhte Wirbelstromverluste auftreten, die einerseits den Wirkungsgrad des Generators herabsetzen und andererseits zu einer unzulässigen Erwärmung der dort eingesetzten Selten-Erd-Magnete (zumeist NdFeB-Material) führen können [40–42]. Um Rotorwirbelstromverluste wirkungsvoll zu begrenzen, wird die Statorwicklung vorzugsweise als verteilte Wicklung ausgeführt [E7, 43]. Verteilte Wicklungen weisen nur wenige und amplitudenmäßig relativ kleine räumliche Harmonische des Statorfeldes auf, welche asynchron zum Rotor umlaufen und diesen induzieren. Im Folgenden werden zwei Entwicklungstrends vorgestellt, die zu problematischen Harmonischen im Statorfeld führen können:

1. Fallweise werden PMSM mit Zahnspulenwicklungen eingesetzt. Im Jahr 1996 wurde von *Spooner* ein modulares Zahnspulensystem für getriebelose PMSM-Windgeneratoren ausgelegt und als Demonstrator im Labormaßstab gebaut [44]. Kommerziell verfügbar sind getriebelose PMSM-Windenergieanlagen mit Zahnspulenwicklungen seit Mitte der 2000er-Jahre beispielsweise beim Unternehmen *Leitner* [45–47]. Unter anderem in [48–50] wird das Thema Zahnspulenwicklungen in getriebelosen PMSM-Windenergieanlagen zur Steigerung der Einheitsleistung und Ausnutzung behandelt. Der Trend zu größeren Einheitsleistungen bei Offshore-Windenergieanlagen ist dabei auf die hohen einheitsbezogenen Installations- und Wartungskosten zurückzuführen, die bei steigender Anlagengröße in einem günstigeren Verhältnis zum Windenergieertrag stehen [51].

Zahnspulenwicklungen haben im Gegensatz zu verteilten Wicklungen einen axial sehr kurzen Wickelkopf, der keine Überkreuzungen der Spulen aufweist, sodass diese Wicklungen vergleichsweise kostengünstig gefertigt werden können. Ferner werden dadurch axialer Bauraum sowie Stromwärmeverluste im Wickelkopf reduziert. Überdies erlauben Zahnspulenwicklungen relativ einfach eine modulare Statorbauweise, die auf fertig bewickelten und elektrisch isolierten Statorsegmenten beruht und bei großen direktangetriebenen Generatoren mit Außendurchmessern größer als 4 m bei Straßen-transporten zwingend notwendig ist.

2. Hochpolige Generatoren speisen fallweise über mehrere dreiphasige Umrichter in das Netz ein. Hierbei entsteht die Möglichkeit eines fehlertoleranten Weiterbetriebs (Redundanzbetrieb) bei Störung eines einzelnen Umrichters, was ein im Vergleich zu anderen Ursachen relativ häufiger Grund für den Ausfall einer Windenergieanlage ist [52]. Abhängig vom Standort und der Jahreszeit sind bei Offshore-Windenergieanlagen teilweise monatelang keine Reparaturen möglich. Dies führt bei totalem Anlagenausfall zu hohen Kosten, die durch einen leistungsreduzierten Weiterbetrieb signifikant verringert werden. Die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Redundanzkonzepte basieren auf einer teilweisen Speisung der Statorwicklung mit stromlosen Abschnitten. Die Konzepte werden in Abschnitt 3.2.1 detailliert dargestellt und unterscheiden sich insbesondere in Abhängigkeit von der Strangzahl der Statorwicklung. In jedem Fall weist das Statorluftspaltfeld im Redundanzbetrieb weitere räumliche Harmonische auf, die zu zusätzlichen Rotorwirbelstromverlusten führen und bei der Maschinenauslegung zu berücksichtigen sind.

In diesem Kapitel wird die optimale Generatorauslegung für verteilte Wicklungen und Zahnspulenwicklungen unter Berücksichtigung der thermischen Zulässigkeit des Weiterbetriebs beim Ausfall von einem der zwei dreiphasigen Spannungszwischenkreis-Umrichtern behandelt. Das wesentliche Optimierungspotential der Zahnspulenwicklungen gegenüber verteilten Wicklungen liegt in den axial kürzeren Wickelköpfen, sodass bei gleichen Außenabmessungen durch die größere axiale Eisenlänge ein größeres Aktivvolumen erreicht wird. Dadurch wird bei gleicher Leistung eine geringere elektromagnetische Ausnutzung möglich, was sich positiv auf den Wirkungsgrad auswirken kann.

Hierfür werden zunächst geeignete Zahnspulenwicklungen identifiziert. Dies geschieht durch eine schnelle, analytische Berechnung der Rotorwirbelstromverluste. Danach erfolgt eine numerische Optimierung des Blechschnitts für eine in der Praxis im Einsatz befindliche verteilte Statorwicklung und zwei ausgewählte Zahnspulenwicklungen durch den Einsatz von elektromagnetischen 2D-FE-Simulationen und einer genetischen Mehrziel-Optimierung [E7, 53, 54]. Aus den gewonnenen Approximationen an die *Pareto*-Fronten werden Maschinenentwürfe mit gleicher Magnetmasse ausgewählt. Die ausgewählten Varianten werden mithilfe transients, nichtlinearer Finite-Elemente-Berechnungen nachgerechnet, um die Entwurfsvarianten anhand ihrer Gesamtverluste P_d und anhand des Grundswingungsleistungsfaktors $\cos \varphi_{s,1}$, der die Umrichtergröße bestimmt, vergleichen zu können. Abschließend findet eine Untersuchung zur magnetischen Geräuschanregung und zur Geräuschabstrahlung statt.

3.2. Auswahl der Statorwicklung

3.2.1. Redundanzbetrieb bei teilweisem Umrichterausfall

Die in der vorliegenden Arbeit betrachteten hochpoligen Generatoren sind Niederspannungsmaschinen mit einer verketteten Spannung $U_N < 1000\text{ V}$ und speisen über zwei dreiphasi-

ge Spannungszwischenkreis-Umrichter in das Netz ein. Solche Anordnungen werden in der Praxis öfter eingesetzt. Im Fehlerfall eines der beiden Umrichter wird die Windenergieanlage mit näherungsweise halber Leistung weiterbetrieben, indem die betroffenen Zweige der Statorwicklung vom fehlerhaften Umrichter freigeschaltet werden und nur der funktionsfähige Umrichter die mit ihm elektrisch verbundenen Zweige bzw. Stränge der Statorwicklung weiter speist. Die konkrete Art der Speisung ist von der Strangzahl der Statorwicklung abhängig und wird im Folgenden zunächst für die dreisträngigen Wicklungen und anschließend für die sechssträngigen Wicklungen erläutert.

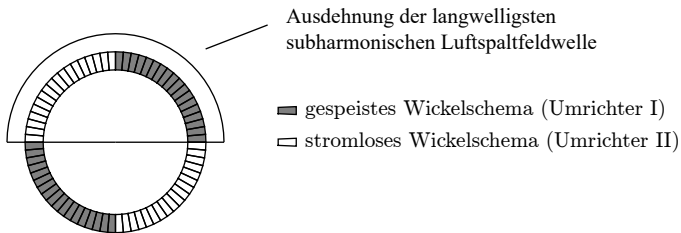


Abb. 3.1.: Statorwicklung mit 72 Wickelschemata am Umfang bei Zwei-Quadranten-Speisung im Redundanzbetrieb. Umrichter I ist funktionsfähig und speist zwei gegenüberliegende Quadranten der Statorwicklung. Umrichter II ist defekt und von der Wicklung getrennt, daher sind die anderen beiden Quadranten der Statorwicklung stromlos.

Aus der Vorgabe des Einsatzes von nur zwei dreiphasigen Umrichtern folgt, dass dreisträngige Wicklungen im Gegensatz zu sechssträngigen Wicklungen eine abschnittsweise Speisung von vollständigen Urwickelschemata ermöglichen. Dabei treten zusätzliche langwellige Subharmonische im Statorfeld auf, die aufgrund ihrer Langwelligkeit den magnetischen Luftspalt mit vergleichsweise hoher Amplitude überwinden und hohe Wirbelströme auf der Rotorseite verursachen können. Die Ausprägung und die resultierenden Parasitäreffekte dieser langwelligen Unterwellen sind von der konkreten Anordnung der gespeisten und stromlosen Sektoren der Statorwicklung abhängig. Für die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Windgeneratoren mit einer dreisträngigen Wicklung wird stets eine quadrantenweise Speisung der Statorwicklung angenommen. Diese erlaubt beim Ausfall eines Umrichters den Weiterbetrieb mit zwei gegenüberliegenden Quadranten der Statorwicklung nach Abb. 3.1. In [E4] wird gezeigt, dass eine Speisung von zwei gegenüberliegenden Quadranten der Statorwicklung aus den folgenden Gründen vorteilhaft ist.

1. Die in gespeisten und stromlosen Abschnitten unterschiedlich großen, wirksamen Radial- und Schubkräfte kompensieren sich durch die diametrale Anordnung der gespeisten und stromlosen Abschnitte. Auf die Hauptelemente wirken keine resultierenden translativen Kräfte, wie es bei der Speisung einer Maschinenhälfte bei stromloser zweiter Hälfte der Fall ist.

2. Die Quadranten-Speisung sorgt durch ihre geringe Anzahl von Wechseln zwischen gespeisten und stromlosen Abschnitten sowie durch die damit einhergehende, große räumliche Ausdehnung der Abschnitte für vergleichsweise geringe zusätzliche Rotorwirbelstromverluste in den Übergangszonen.

Ein Vergleich der Speisung in Quadranten und Oktanten erfolgt im Rahmen dieser Arbeit für die verkleinerte Prototypmaschine in Abschnitt 5.4, wobei die Wirbelstromverluste rechnerisch, simulativ und messtechnisch ermittelt werden.

Bei sechssträngigen Wicklungen ergibt sich im Redundanzbetrieb mit nur einem dreiphasigen Umrichter das Problem, dass nur drei Stränge gespeist werden können und somit auch abschnittsweise keine Speisung des gesamten Wickelschemas möglich ist. Im Redundanzbetrieb ergibt sich daher ein häufiger Wechsel von kurzen gespeisten und stromlosen Abschnitten am Statorumfang mit entsprechend mehr Statorluftspaltfeldharmonischen mit größerer Amplitude, welche signifikante Rotorwirbelstromverluste verursachen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird nicht auf Notbetriebsstrategien eingegangen, die eine Änderung der Verschaltung der Wicklung benötigen. Hierzu zählt die Speisung aller parallelen Stränge der Statorwicklung vom verbleibenden Umrichter. Grund für diesen Ausschluss ist der zusätzliche Bedarf an Verkabelung und Schaltern mit entsprechenden Mehrkosten.

3.2.2. Betrachtete Wicklungsvarianten

Die Vielfalt an möglichen Zahnspulenwicklungen macht es notwendig, eine Vorauswahl zu treffen, für die im Anschluss eine rechenintensive numerische Optimierung des Blechschnitts durchgeführt wird. Zahnspulenwicklungen können durch Strangzahl m , Lagenzahl, Lochzahl q und Polpaarzahl p beschrieben werden [7]. In der vorliegenden Auslegung sind vor allem die Wirbelstromverluste im massiven Rotorjoch kritisch, sodass eine Zahnspulenwicklung mit möglichst wenigen und amplitudenmäßig geringen räumlichen Harmonischen des Statorfeldes gewählt werden muss.

Zweischicht-Zahnspulenwicklungen weisen generell geringere Harmonische auf als Einschicht-Zahnspulenwicklungen [39]. Deshalb werden letztere für die Auslegung nicht beachtet. Die Lochzahl einer Zahnspulenwicklung kann als echter Bruch mit $q = q_Z/q_N$ ausgedrückt werden, wobei q_Z und q_N natürliche, teilerfremde Zahlen sind. Zahnspulen mit akzeptablem Wicklungsfaktor nahe Eins liegen im Bereich $q \approx 1/m$, aber $q \neq 1/m$, da $q = 1/m$ auf unsymmetrische Wicklungen führt und ausgeschlossen wird [7]. Mit steigendem Bruchlochnenner q_N nimmt die Anzahl der Nuten je Urwickelschema zu und die Ordnungszahl der Arbeitswelle steigt. Das bedeutet, dass mit steigendem Bruchlochnenner q_N immer mehr Unterwellen hinzukommen, die aufgrund ihrer Langwelligkeit den magnetisch wirksamen Luftspalt relativ leicht überwinden und hohe Wirbelströme im massiven Rotorjoch treiben können. Daher kommen hier nur Bruchlochwicklungen mit relativ kleinem Bruchlochnenner q_N in Frage. Der Sonderfall der Zweischicht-Bruchlochwicklung mit $m = 3$

Tab. 3.1.: Gewählte Wicklungsvarianten für die Voruntersuchung. Z: Zahnspule, V: Verteilte Wicklung, *: analytische Berechnung.

Bezeichnung	Z1	Z2	Z3	Z4	V1
Strangzahl m	3	3	3	6	3
Lagenzahl	2	2	2	2	1
Lochzahl q	1/2	2/5	3/8	1/5	1
Polpaarzahl im Urschema p_u	1	5	4	5	1
relative Ordnung ν der Unterwellen	-	-1/5	1/4	-	-
Nutzahl im Urschema Q_u	3	12	9	12	6
Wicklungsfaktor der Arbeitswelle $k_{w,p}$	0,866	0,933	0,945	0,966	1
Ober- und Unterwellenstreuzyiffer σ_o	0,462	0,968	1,18	0,836	0,097
Polzahl $2p$	192	180	192	180	144
Nutzahl Q	288	216	216	216	432
Wirbelstromverluste im Rotorjoch im Normalbetrieb*	27,9kW	243kW	304kW	158kW	0,6kW
Wirbelstromverluste im Rotorjoch im Redundanzbetrieb*	16,5kW	122kW	155kW	337kW	34,1kW
Rotorwirbelstromverluste thermisch zulässig	ja	ja	nein	nein	ja

und $q = 1/2$ weist keine Unterwellen auf und erscheint daher in besonderem Maße geeignet. Allerdings beträgt der analytisch berechnete Wicklungsfaktor der Arbeitswelle in diesem Fall nur $k_{w,p} = 0,866$ und ist im Vergleich zum Optimalwert $k_{w,p} = 1$ relativ gering.

Im Folgenden werden die in Tab. 3.1 angegebenen fünf Wicklungskandidaten betrachtet: Drei Zahnspulenwicklungen mit $m = 3$, die im Redundanzbetrieb mit abschnittsweiser Speisung ganzer Urwickelschemata weiter arbeiten können, und eine Zahnspulenwicklung mit $m = 6$, die im Redundanzbetrieb nur eine teilweise Speisung des Urwickelschemas mit dem verbleibenden, intakten dreiphasigen Umrichter ermöglicht. Zu Vergleichszwecken wird auch eine dem Stand der Technik entsprechende verteilte Einschichtwicklung mit $q = 1$ betrachtet [43]. Die Polzahlen der abgeleiteten Maschinenvarianten wurden wie folgt gewählt: Ausgehend von 180 Polen für $q = 2/5$ sollen sich ähnliche Nutteilungen ergeben, d.h. die Zahnspulenmaschinen werden mit deutlich mehr Polen ausgeführt als die Maschine mit der verteilten Wicklung. Überdies muss der vorteilhafte Redundanzbetrieb mit zwei gegenüberliegenden, gespeisten Quadranten in ganzen Urwickelschemata möglich sein (s. Abb. 3.1).

3.2.3. Analytische Wirbelstromberechnung

Die Varianten werden anhand der analytisch berechneten Rotorwirbelstromverluste im Normalbetrieb und Redundanzbetrieb bei Ausfall eines Umrichters bewertet. Die Berechnung erfolgt mit Hilfe des analytischen, zweidimensionalen und linearen Sechs-Gebiete-Modells, welches in Kapitel 2 dargestellt ist. Dabei wird für alle Wicklungsvarianten die gleiche ideale Eisenlänge $l_e = 1635$ mm in Tab. 3.3 vorgegeben und die gleiche radiale Bauaufteilung nach Tab. 3.2 verwendet. Die Wirbelstromberechnung erfolgt stets für den Bemessungspunkt eines Referenzgenerators mit einer Drehzahl $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ und mit einem Drehmoment $M_N = 8,3 \text{ MNm}$. Entsprechend der Polzahl der Wicklungsvarianten ergeben sich daher unterschiedliche Statorfrequenzen $f_s = n \cdot p$. Die Bestromung für jede der fünf Wicklungen Z1 bis Z4 bzw. V1 wird so eingestellt, dass der Effektivwert der Strombelagsarbeitswelle $K_{e,p}/\sqrt{2} = 1500 \text{ A/cm}$ beträgt, was dem Strombelag des Referenzgenerators mit Wicklung V1 für das gegebene Bemessungsdrehmoment entspricht.

Die Amplituden der räumlichen Harmonischen des Statorstrombelags folgen unter Berücksichtigung der Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ der jeweiligen Wicklungsvariante. Im Redundanzbetrieb nach Ausfall eines der beiden Umrichter ergibt sich nach dem Prinzip eines konstanten Ausgangsstromes des verbleibenden Einzelumrichters der halbe effektive Strombelag. Für die Berechnung der räumlichen Harmonischen des Statorstrombelags werden nun numerisch bestimmte Wicklungsfaktoren, die die abschnittsweise Statorspeisung berücksichtigen, verwendet. Sowohl für den Normalbetrieb als auch für den Redundanzbetrieb wird jeweils nur die Stromgrundschwingung betrachtet. Zusätzliche Rotorverluste durch Stromüberschwingungen bleiben unberücksichtigt.

Die Bewertung der Wicklungsvarianten Z1, ..., V1 erfolgt durch den Vergleich der errechneten Rotorjochwirbelstromverluste mit den thermisch zulässigen Rotorjochwirbelstromverlusten. Letztere werden mit Hilfe der ebenfalls in Tab. 3.3 angegebenen zulässigen Rotorerwärmung $\Delta\vartheta_r$ unter Berücksichtigung des inneren Luft-Kühlkreislaufs und der äußeren konvektiven Kühlung des Rotors zu 249 kW berechnet [E7]. Damit liegt die thermische Grenze der Rotorverluste bei ca. 2,8% der Eingangsleistung. Dieser vergleichsweise hohe Wert ist aufgrund der Außenläuferanordnung mit beidseitiger Rotorkühlung möglich.

Für alle Wicklungskandidaten werden die gleichen, in Tab. 3.2 dargestellten, Materialparameter verwendet. Unter der Annahme einer hinreichend feinen Magnetsegmentierung sind die Wirbelströme in den Magneten vernachlässigbar, sodass die elektrische Leitfähigkeit dieser Region zu Null gesetzt wird. Da die relative magnetische Permeabilität der Selten-Erd-Magnete nahe Eins ist und hier zu $\mu_{\text{rel},4} = 1$ gesetzt wird, können Luftspalt und Magnete zu einer gemeinsamen Region 3,4 zusammengefasst werden. Problematisch ist die Festlegung einer konstanten magnetischen Permeabilität des Rotorjochs $\mu_{\text{rel},5}$, da durch den Skin-Effekt der magnetische Fluss der asynchron umlaufenden Feldwellen an die Oberfläche auf der Innenseite der massivesernen Rotorglocke gedrängt wird. Dies führt zu einer lokalen Eisensättigung in einer Randschicht nahe der Oberfläche, wo die magnetische Flussdichte am

größten ist. Die Abschätzung der relativen Permeabilität in Tab. 3.2 mit $\mu_{\text{rel},5} = 100$ für diese Sättigung geht auf Vergleiche mit feldnumerischen Simulationen zurück [E4]. Allerdings wird abhängig von der Wellenlänge die elektrische Leitfähigkeit des Rotorjochs angepasst, um Endeffekte adäquat abzubilden. Die Berechnung der elektrischen Ersatzleitfähigkeit ist in Abschnitt 2.4.1.2 dargestellt.

Nach dem Kriterium der thermischen Zulässigkeit der Rotorverluste im Normal- und Redundanzbetrieb können nur die Zahnpulenkwicklungen Z1 ($m = 3, q = 1/2$) und Z2 ($m = 3, q = 2/5$) sowie die verteilte Wicklung V1 ($m = 3, q = 1$) eingesetzt werden. Dementsprechend werden für diese drei Varianten in Abschnitt 3.3 Blechschnittoptimierungen durchgeführt. Nachfolgend wird die spektrale Zusammensetzung der in Tab. 3.1 aufgeführten kumulierten Rotorjochwirbelstromverluste P_r für alle betrachteten Wicklungsvarianten bei Normalbetrieb und bei Redundanzbetrieb dargestellt.

Tab. 3.2.: Materialeigenschaften für die analytische Wirbelstromberechnung mit dem 6-Gebiete-Modell (Abb. 2.1). Die elektrischen Leitfähigkeiten $\sigma_{i,\text{orig}}$ sind die Basiswerte, welche abhängig von der Wellenlänge mit Endeffektfaktoren verringert werden.

i	Beschreibung	r_i/mm	$\mu_{\text{rel},i}$	$\sigma_{i,\text{orig}}/(\text{MS}/\text{m})$
1	Innenluft	2977,5	1	0
2	Statorblechpaket	3177,5	10^4	0
3, 4	Luftspalt und Magnet	3207,5	1	0
5	Rotorjoch	3257,5	100	6,29
6	Außenluft	∞	1	0

Tab. 3.3.: Vorgaben zur Abschätzung und Bewertung der Wirbelstromverluste im Rotorjoch.

ideelle Eisenlänge l_e	1635 mm
Effektivwert der Strombelagsarbeitswelle $K_{e,p}/\sqrt{2}$	1500 A/cm
Wärmeübergangskoeffizient α bei F_r	125 W/(m ² K)
Mantelfläche des Rotorjochs (innen und außen) F_r	66,4 m ²
zulässige Rotorerwärmung $\Delta\vartheta_r$	30 K
zulässige Wirbelstromverlustleistung P_r	249 kW

3.2.3.1. Zahnspulenwicklung Z2

Das Urwickelschema der Zweischichtzahnspulenwicklung Z2 ($m = 3, q = 2/5$) besteht aus zwei antiperiodisch fortgesetzten halben Urwickelschemata. Ein halbes Urwickelschema ist in Abb. 3.2(a) dargestellt. Die Spulen eines Stranges müssen nur über ein halbes Urwickelschema in Reihe geschaltet werden, da die induzierte Grundschwingungsspannung im nächsten halben Urwickelschema aufgrund des umgekehrten Wickelsinns und der umgekehrten Polarität wieder phasengleich ist. Für die festgelegte Polzahl $2p = 180$ ergibt sich der Redundanzbetrieb nach Abb. 3.2(b) mit Quadranten, die aus neun halben Urwickelschemata bestehen.

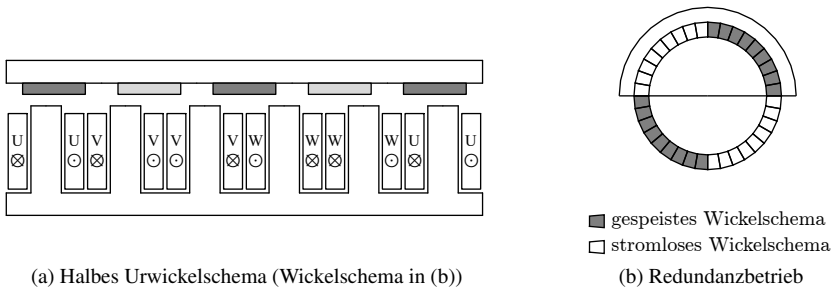


Abb. 3.2.: Zweischichtzahnspulenwicklung Z2 mit $m = 3$ und $q = 2/5$.

Die spektrale Wirbelstromverlustverteilung im massiven Rotorjoch bei Normalbetrieb von Z2 wird anhand von Abb. 3.3 diskutiert. In Abb. 3.3 werden (a) die Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$, (b) die Amplituden der anregenden Statorstrombelagswellen als fiktive Feldwellen $B_{e,v'}$, (c) der Schlupf $s_{v'}$, (d) die normierte Wellenlänge $\lambda_{v'}/\lambda_p$, (e) der Endeffektfaktor der elektrischen Leitfähigkeit des Rotorjochs $k_{ry,v'}$ und (f) die kumulierten Rotorjochwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$ über der relativen räumlichen Wellenordnung v'/p gezeigt. Die fiktiven Feldwellenamplituden $B_{e,v'}$ dienen der Darstellung der anregenden Strombelagswellen und werden nach (3.1) berechnet. Sie entsprechen der Radialkomponente der resultierenden Statorfeldwellen ohne Wirbelströme und für ideal permeables Eisen in Stator und Rotor bei eindimensionaler, also rein radialer Berechnung des Luftspaltfelds.

$$B_{e,v'} = \mu_0 \cdot \frac{1}{|v'|} \cdot \frac{r_2}{r_4 - r_2} \cdot |K_{e,v'}| \quad (3.1)$$

Die Rotorjochwirbelstromverluste werden kumuliert angegeben, da insbesondere beim Redundanzbetrieb mit einer Vielzahl von Statorfeldharmonischen die einzelnen spektralen Beiträge sehr klein gegenüber den Gesamtverlusten und daher schwer als Einzelleistungen ablesbar sind. Der Bereich der Unterwellen ist in Abb. 3.3 grau hinterlegt.

Für die Wicklung Z2 werden die Verluste maßgeblich von der zur Arbeitswelle benachbarten Feldoberwelle ($v = -1,4$) und der einzigen Feldunterwelle ($v = -0,2$) verursacht.

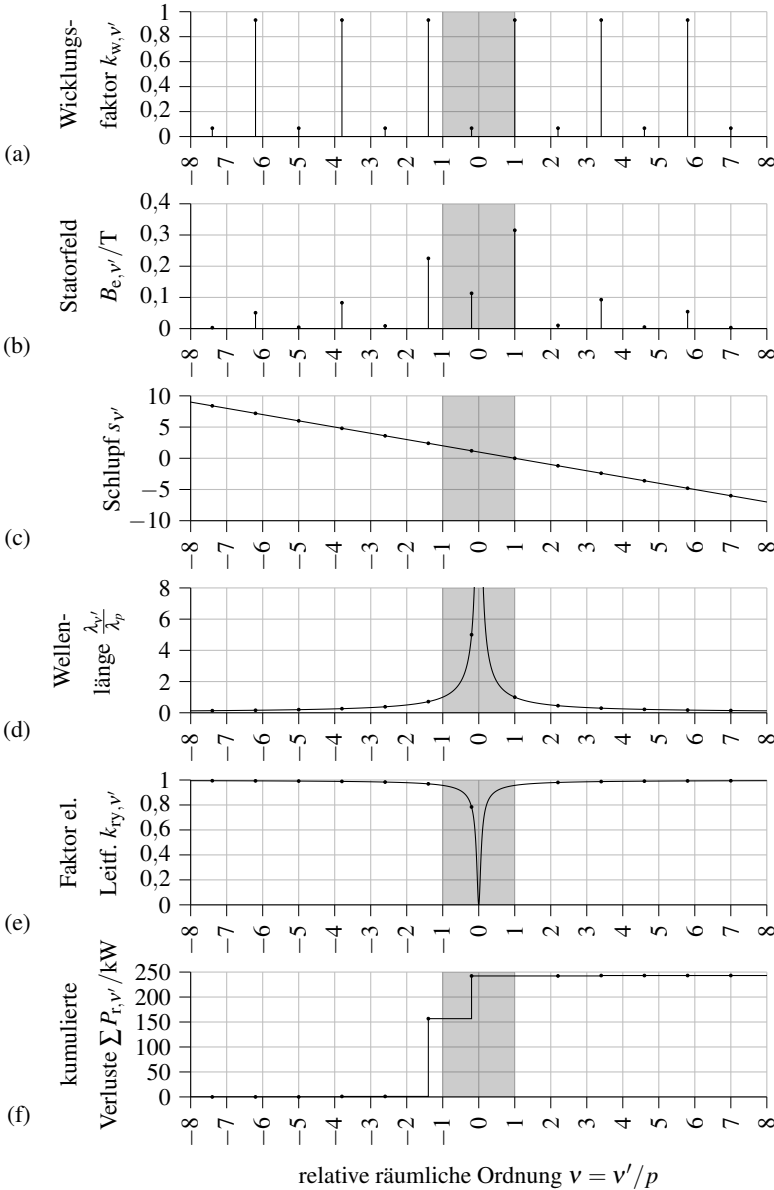


Abb. 3.3.: Wicklung Z2 ($q = 2/5$, $2p = 180$), Normalbetrieb gemäß Tab. 3.3: (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$, (b) fiktive Statorluftspaltfeldamplitude $B_{e,v'}$, (c) Schlupf $s_{v'}$, (d) rel. Wellenlänge $\lambda_{v'}/\lambda_p$, (e) Endeffektfaktor el. Leitfähigkeit im Rotorjoch $k_{ry,v'}$ und (f) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

3.2. Auswahl der Statorwicklung

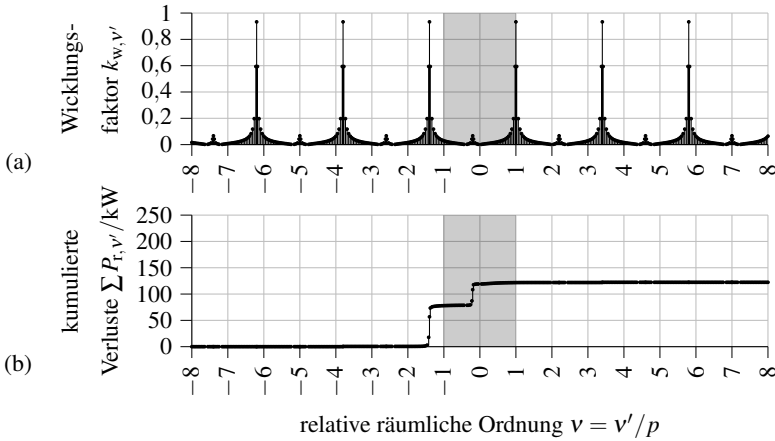


Abb. 3.4.: Wicklungsvariante Z2 ($q = 2/5$, $2p = 180$), Redundanzbetrieb mit zwei gespeisten Quadranten (s. Abb. 3.2(b)); (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

Die zur Arbeitswelle benachbarte Feldoberwelle dieses Nutharmonischenpaars ist bei allen Zahnspulenwicklungen problematisch, da diese stets denselben relativ hohen Wicklungsfaktor wie die Arbeitswelle aufweist und nur unwesentlich kurzwelliger als die Arbeitswelle ist. Für die Wicklung Z2 beträgt der spektrale Abstand der benachbarten Feldoberwelle zur Arbeitswelle $|v| - 1 = 0,4$. Dies hat eine hohe Luftspaltfeldamplitude $B_{e,v'}$ zur Folge, welche aufgrund der relativ großen Wellenlänge in der Lage ist, den magnetisch wirksamen Luftspalt zu überwinden und das Rotorjoch zu induzieren. Die Feldunterwelle weist einen relativ geringen Wicklungsfaktor von 0,067 auf. Allerdings wird durch die niedrige Ordnungszahl $|v'| = |v| \cdot p = 18$ bzw. die große Wellenlänge von $\lambda_{18} = 5 \cdot \lambda_p$ in (3.1) eine Feldamplitude $B_{e,18}$ von 36% der Arbeitswelle gebildet und der magnetisch wirksame Luftspalt mit hoher Amplitude überwunden. Die Oberwellen betragsmäßig höherer Ordnung weisen aufgrund der mit $1/|v'|$ fallenden Wellenlänge auch fallende Feldamplituden $B_{e,v'}$ auf. Durch den relativ großen magnetischen Luftspalt von $r_4 - r_2 = 30\text{mm}$ erreichen sie nur noch mit geringen Feldamplituden das Rotorjoch und sind für die Gesamtwirbelstromverluste vernachlässigbar.

Beide kritischen Harmonischen mit $v = -1,4$ und $v = -0,2$ haben einen Schlupf $s > 1$ und wirken im Bremsbetrieb. Sowohl mechanische Leistung als auch über den Luftspalt zugeführte elektrische Statorleistung decken die Rotorwirbelstromverluste. Entsprechend Abschnitt 2.4.4.2 kann die Luftspaltleistung nach (2.107) und die mechanische Abgabeleistung nach (2.108) aus den spektralen Rotorwirbelstromverlusten berechnet werden. Für die Harmonische mit $v = -1,4$ und $s = 2,4$ bedeutet dies, dass 58% der spektralen Rotorwirbelstromverluste in Höhe von 156kW mechanisch durch ein entsprechendes Bremsdrehmoment gedeckt werden und 42% dieser Verluste über das Luftspaltfeld vom Stator zugeführt werden.

Bei Normalbetrieb ist selbst bei der Unterwelle mit $v = -0,2$ der Endeffektfaktor der elektrischen Leitfähigkeit des Rotorjochs mit $k_{ry,v'} \approx 0,8$ relativ hoch, da die axiale Blechpaketlänge viel größer als die Polteilung ist. Im Redundanzbetrieb mit zwei gespeisten Quadranten treten sehr langwellige Unterwellen mit einem Endeffektfaktor $k_{ry,v'} \ll 1$ auf. Unabhängig vom Endeffektfaktor ist der Einfluss dieser zusätzlichen langwelligen Statorfeldharmonischen auf die Gesamtverluste gering, da bei quadrantenweiser Speisung die Wicklungsfaktoren der Unterwellen mit $|v'| \approx 2$ sehr klein sind.

Die spektrale Darstellung der Berechnungsergebnisse bei Speisung von zwei gegenüberliegenden Statorquadranten im Redundanzbetrieb erfolgt für Wicklungsvariante Z2 in Abb. 3.4. In diesem Fall treten zahlreiche zusätzliche Feldober- und Feldunterwellen auf. Die größte auftretende Wellenlänge überspannt den halben Maschinenumfang und umfasst einen gespeisten und einen ungespeisten Quadranten, wie durch die Konturlinie in Abb. 3.2(b) markiert. Die Berechnungsmethode der Wicklungsfaktoren für die so modifizierte Wicklung ist in Abschnitt 2.3.2 behandelt und basiert auf einem numerischen Verfahren von Štěpina [29]. Der spektrale Verlauf der Wicklungsfaktoren über den Ordnungszahlen in Abb. 3.4(a) weist gegenüber der vollständig gespeisten Maschine in Abb. 3.3(a) Seitenbänder um die Ordnungszahlen der im Normalbetrieb auftretenden Harmonischen auf. Dieser Effekt kann als Faltung des Originalspektrums mit dem Spektrum einer Ausblendfunktion aufgefasst werden [E5]. Da nur zwei Quadranten bestromt werden und die Maschine daher näherungsweise nur das halbe Drehmoment liefert, ist die Amplitude der Statorarbeitsfeldwelle halbiert. Die kumulierten Rotorwirbelstromverluste betragen mit 122 kW etwa die Hälfte der Verluste in Höhe von 243 kW bei vollständiger Speisung.

3.2.3.2. Zahnspulenwicklung Z1

Das Wickelschema der Wicklungsvariante Z1 ($q = 1/2$, $2p = 192$) ist in Abb. 3.5(a) dargestellt und ist mit drei Nuten vergleichsweise kurz. Dementsprechend besteht ein Quadrant, wie in Abb. 3.5(b) dargestellt, aus 24 Wickelschemata.

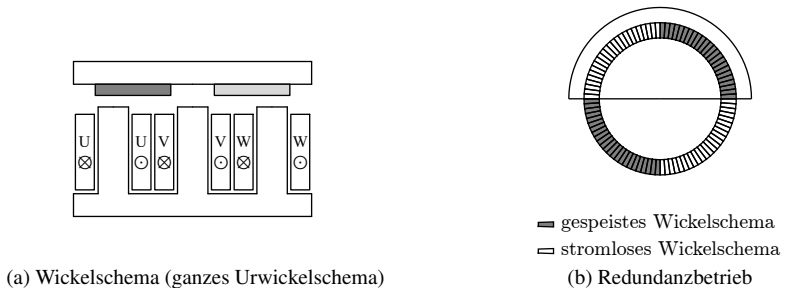


Abb. 3.5.: Zweischichtzahnspulenwicklung Z1 mit $m = 3$ und $q = 1/2$.

3.2. Auswahl der Statorwicklung

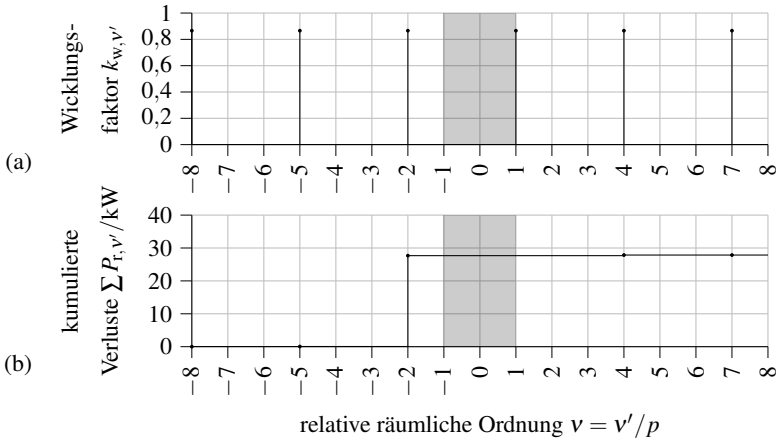


Abb. 3.6.: Wicklung Z1 ($q = 1/2$, $2p = 192$), Normalbetrieb gemäß Tab. 3.3:
 (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

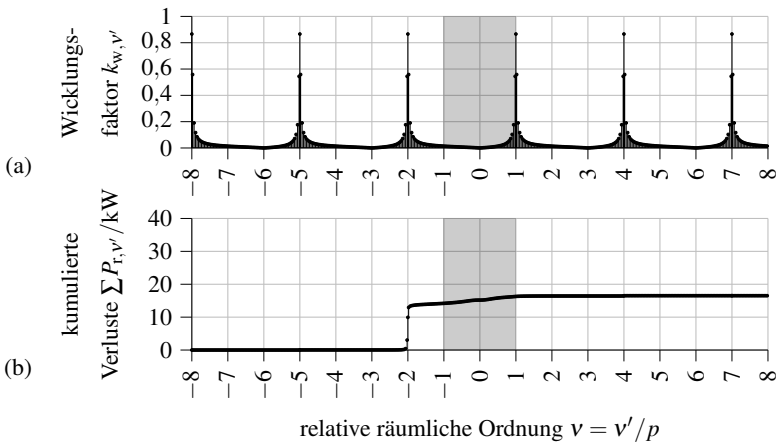


Abb. 3.7.: Wicklung Z1 ($q = 1/2$, $2p = 192$), Redundanzbetrieb mit zwei gespeisten Quadranten (s. Abb. 3.5(b)): (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

Die Rotorjochwirbelstromverluste von Z1 werden für den Normalbetrieb in Abb. 3.6 und für die Quadranten-Speisung im Redundanzbetrieb in Abb. 3.7 dargestellt. Vorteilhaft ist, dass diese Wicklungsvariante im Normalbetrieb keine Unterwelle aufweist. Ungünstig ist hingegen der relativ kleine Arbeitswellenwicklungsfaktor von $k_{w,p} = 0,866$. Die Verluste werden bei vollständiger Speisung im Normalbetrieb durch die zur Arbeitswelle benachbarte Feldoberwelle mit $\nu = -2$ als zweite Welle des Nutharmonischenpaares dominiert. Die Verluste durch diese benachbarte Oberwelle in Höhe von 27,7kW fallen im Vergleich zur Variante Z2 mit $q = 2/5$ und 156kW viel geringer aus, da der spektrale Abstand zwischen Arbeitswelle und benachbarter Harmonischer betragsmäßig im Vergleich zu Z2 um den Faktor 2,5 größer ist. Im Vergleich zu den anderen Zahnspulenvarianten treten sowohl im Normalbetrieb als auch bei Quadranten-Speisung im Redundanzbetrieb die geringsten Rotorwirbelstromverluste auf.

3.2.3.3. Zahnspulenwicklung Z3

Die Wicklungsfaktoren der Arbeitswelle für die Wicklungsvarianten Z1 und Z2 liegen bei $k_{w,p} = 0,866$ bzw. $k_{w,p} = 0,933$. Die Zahnspulenwicklung Z3 ($q = 3/8$, $2p = 192$) weist einen vorteilhaften, höheren Wicklungsfaktor von $k_{w,p} = 0,945$ auf. Das Wickelschema und die Speisung im Redundanzbetrieb sind in Abb. 3.8 dargestellt.

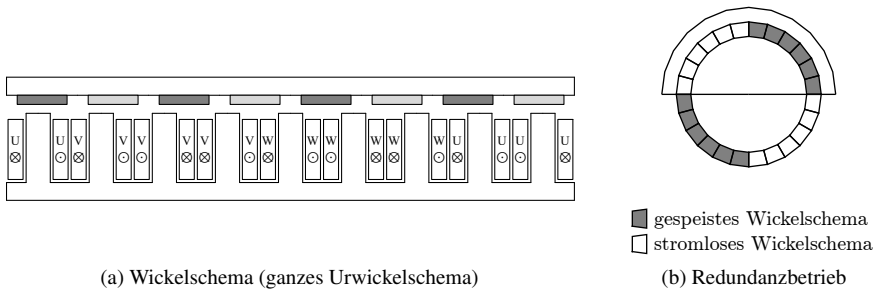


Abb. 3.8.: Zweischichtzahnspulenwicklung Z3 mit $m = 3$ und $q = 3/8$.

Nachteilig ist bei Z3 mit $q = 3/8$ allerdings der verringerte spektrale Abstand zwischen Arbeitswelle und benachbarter Oberwelle mit $|\nu| - 1 = 0,25$. Dadurch steigen die dominanten Rotorwirbelstromverluste der benachbarten Oberwelle mit $\nu = -1,25$ im Normalbetrieb auf $P_{r,\nu'} = 194\text{kW}$ (vgl. Abb. 3.9(b)). Überdies führen die beiden Unterwellen mit $\nu = 0,25$ und $\nu = -0,5$ zu zusätzlichen Rotorwirbelstromverlusten von $P_{r,\nu'} = 33\text{kW}$ bzw. 74kW . Die kumulierten Rotorwirbelstromverluste betragen im Normalbetrieb $P_{r,\nu'} = 304\text{kW}$ und überschreiten die thermisch zulässigen Verluste um 22%. Beim quadrantenweisen Redundanzbetrieb betragen die Rotorwirbelstromverluste 155kW, was in etwa einer Halbierung der Verluste gegenüber Normalbetrieb entspricht (vgl. Abb. 3.10) und thermisch zulässig ist.

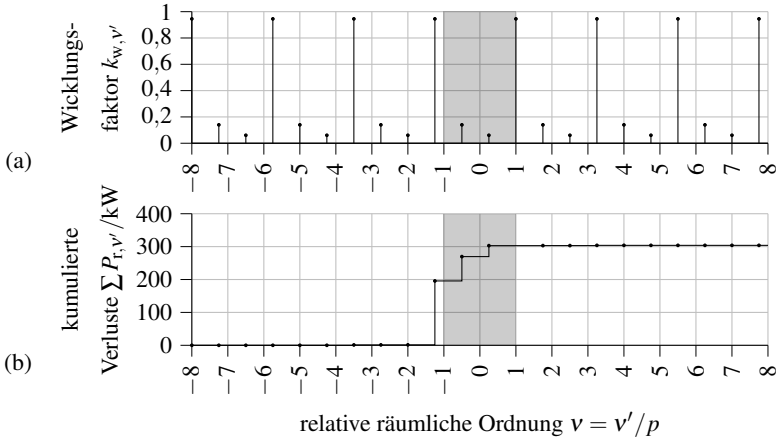


Abb. 3.9.: Wicklung Z3 ($q = 3/8$, $2p = 192$), Normalbetrieb gemäß Tab. 3.3:
 (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

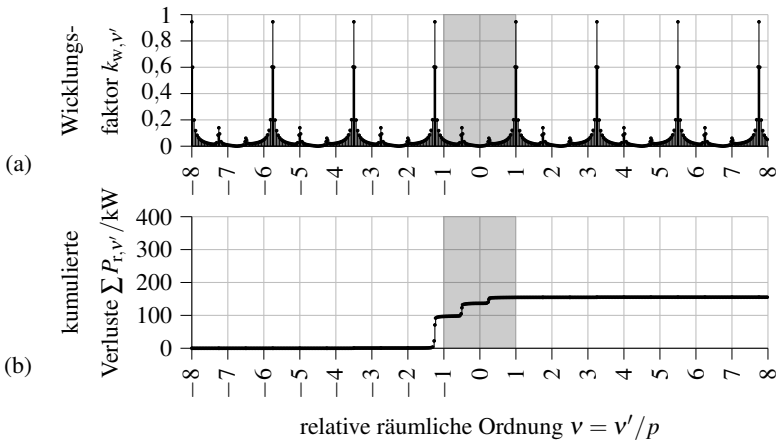


Abb. 3.10.: Wicklung Z3 ($q = 3/8$, $2p = 192$), Redundanzbetrieb mit zwei gespeisten Quadranten (s. Abb. 3.8(b)): (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

3.2.3.4. Zahnspulenwicklung Z4

Eine andere Strategie zur Erzielung von hohen Wicklungsfaktoren $k_{w,p} \approx 1$ bei möglichst wenigen Feldober- und Feldunterwellen ist die Erhöhung der Strangzahl m der Statorwicklung. Annahmegemäß stehen zwei dreiphasige Umrichter zur Verfügung, die bei einem Phasenversatz der Ausgangsdrehspannungssysteme von 30° el. ein gemeinsames sechsphasiges Spannungssystem mit den Phasen A, B, C, D, E, F erzeugen. Damit ist auch eine sechssträngige Speisung der Wicklungsvariante Z4 mit $m = 6$, $q = 1/5$ und $2p = 180$ möglich. Das Urwickelschema besteht, wie bei Z2 ($m = 3$, $q = 2/5$), aus zwei antiperiodisch fortgesetzten, halben Urwickelschemata, von denen eines in Abb. 3.11(a) dargestellt ist. Vorteilhaft sind der hohe Wicklungsfaktor in Höhe von $k_{w,p} = 0,966$ sowie das Fehlen von Unterwellen. Die kumulierten Rotorwirbelstromverluste im Normalbetrieb betragen $P_r = 158$ kW (Abb. 3.12) und werden von der zur Arbeitswelle benachbarten Oberwelle mit $v = -1,4$ dominiert.

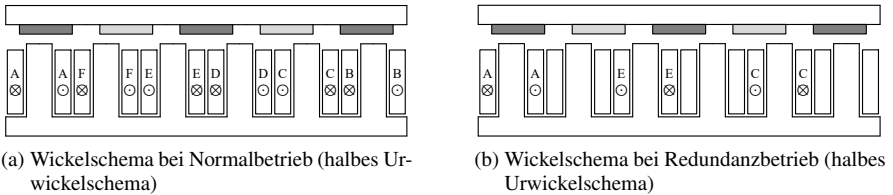


Abb. 3.11.: Zweischichtzahnspulenwicklung Z4 mit $m = 6$ und $q = 1/5$.

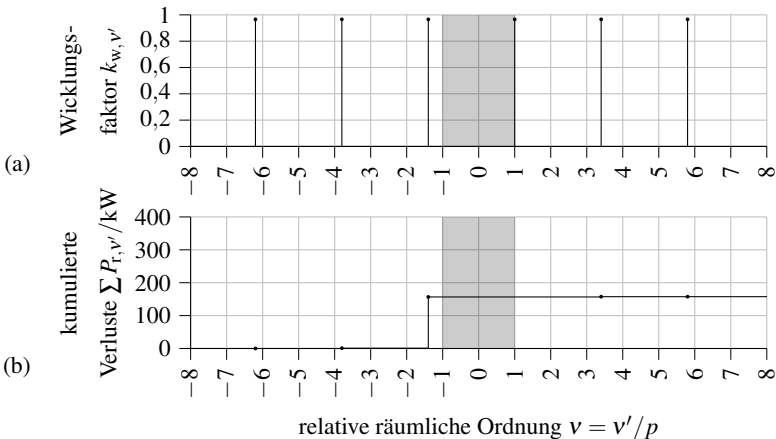


Abb. 3.12.: Wicklung Z4 ($m = 6$, $q = 1/5$, $2p = 180$), Normalbetrieb gemäß Tab. 3.3: (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

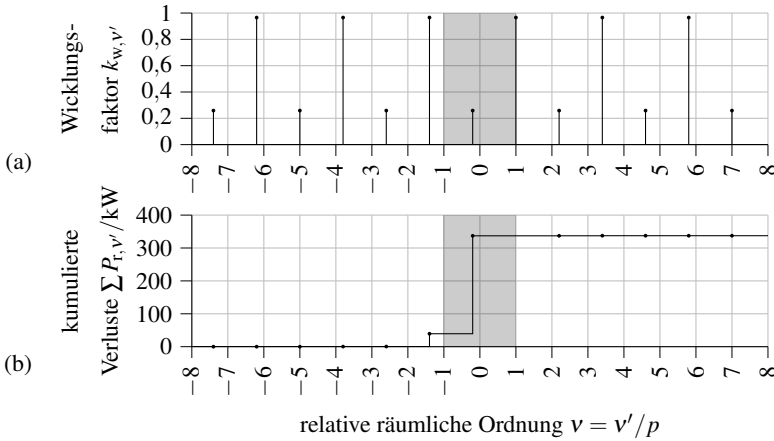


Abb. 3.13.: Wicklung Z4 ($m = 6, q = 1/5, 2p = 180$), Redundanzbetrieb gemäß Abb. 3.11(b) mit zwei gespeisten Strängen: (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

Allerdings kann bei Ausfall eines Umrichters die sechsphasige Speisung mit dem verbliebenen, funktionsfähigen dreiphasigen Umrichter nicht aufrecht erhalten werden. Im Redundanzbetrieb werden daher nur die drei Phasen des noch funktionsfähigen Umrichters bei gegenüber Normalbetrieb unveränderter Phasenlage gespeist. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird im Folgenden angenommen, dass der Umrichter mit den Phasen B, D, F ausgefallen ist und die Phasen A, C, E weiter versorgt werden. Das unter dieser Prämisse resultierende halbe Urwickelschema bei Redundanzbetrieb ist in Abb. 3.11(b) dargestellt. Der fundamentale Unterschied zum Redundanzbetrieb der anderen Wicklungsvarianten besteht darin, dass hier nicht abschnittsweise das Wickelschema vollständig gespeist wird, sondern die Hälfte der Phasen am ganzen Umfang der Maschine ausfallen. In diesem Betriebsmodus tritt eine Unterwelle mit $v = -0,2$ auf, die für sich genommen schon zu unzulässig hohen Rotorjochwirbelstromverlusten von 298 kW führt (s. Abb. 3.13).

3.2.3.5. Einschichtwicklung V1

Dem Stand der Technik entsprechend wird auch eine Einschichtwicklung mit $m = 3$ und $q = 1$ mit der Bezeichnung V1 in den Variantenvergleich aufgenommen [43]. Das Wickelschema ist in Abb. 3.14(a) dargestellt. Die Variante V1 hat eine Polzahl von $2p = 144$, sodass im Redundanzbetrieb jeder Quadrant 18 Urwickelschemata aufweist (s. Abb. 3.14(b)).

In Abb. 3.15 und Abb. 3.16 werden die berechneten spektralen Rotorwirbelstromverlustverteilungen für die verteilte Wicklung V1 ($q = 1, 2p = 144$) gezeigt. Im Normalbetrieb treten nahezu keine Rotorwirbelstromverluste auf, da die Nutharmonischen der Statorwicklung

mit einer relativen Ordnung von $v = -5$ bzw. $v = 7$ kurzweilig sind. Dies führt einerseits auf geringe fiktive Feldamplituden von 20% bzw. 14% der Arbeitswellenamplitude und andererseits sind derart kurzweilige Feldharmonische kaum in der Lage, den relativ großen, magnetisch wirksamen Luftspalt zu überwinden. Bei der Quadranten-Speisung im Redundanzbetrieb führen die zusätzlich auftretenden Feldunterwellen zu geringen und thermisch unkritischen Rotorwirbelstromverlusten in Höhe von 34kW.

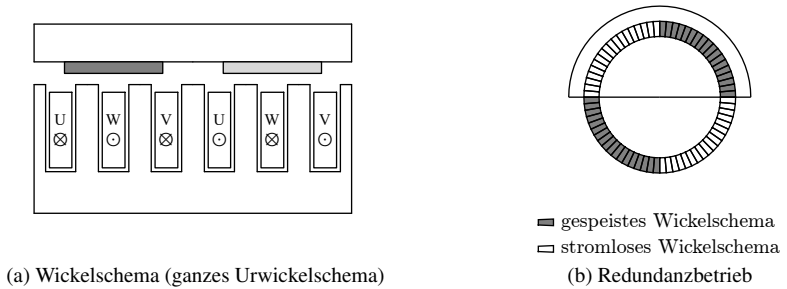


Abb. 3.14.: Einsichtganzlochwicklung V1 mit $m = 3$ und $q = 1$.

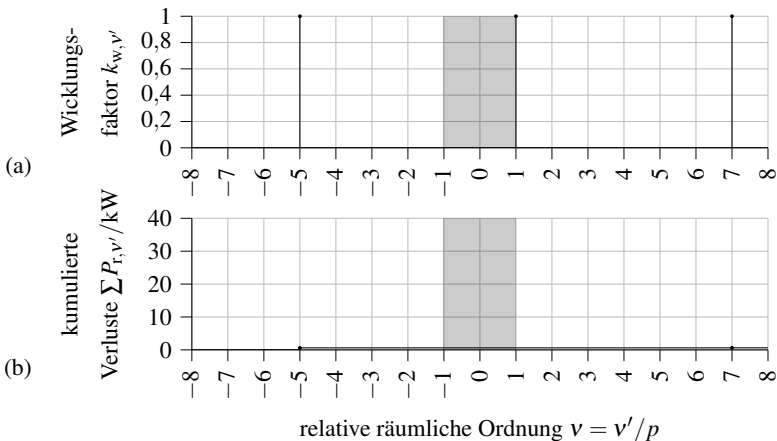


Abb. 3.15.: Wicklung V1 ($q = 1$, $2p = 144$), Normalbetrieb gemäß Tab. 3.3:
(a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

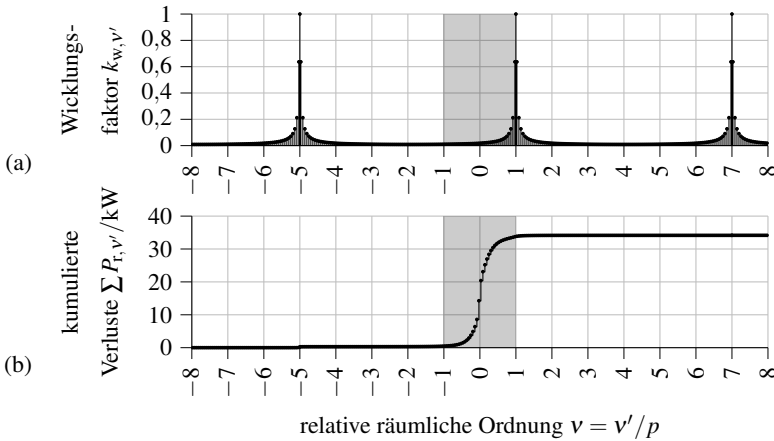


Abb. 3.16.: Wicklung V1 ($q = 1, 2p = 144$), Redundanzbetrieb mit zwei gespeisten Quadranten (s. Abb. 3.14(b)): (a) berechnete Wicklungsfaktoren $k_{w,v'}$ und (b) berechnete, kumulierte Rotorwirbelstromverluste $\sum P_{r,v'}$.

3.3. Optimale Maschinenauslegung

Für jede der drei Wicklungsvarianten Z1, Z2 und V1, die nach der Voruntersuchung in Abschnitt 3.2.3 thermisch zulässige Rotorwirbelstromverluste aufweisen, wird die Querschnittsgeometrie der Aktivteile optimiert. Diese drei Wicklungsvarianten sind die Zweischicht-Zahnspulenwicklung Z1 mit $q = 1/2$, die Zweischicht-Zahnspulenwicklung Z2 mit $q = 2/5$ und die Einschichtwicklung V1 mit $q = 1$. Die weiteren Eigenschaften dieser Varianten, wie beispielsweise die Polzahl, sind in Tab. 3.1 zusammengefasst.

3.3.1. Optimierungsansatz und Berechnungsgang

Eine optimale Maschine zeichnet sich dadurch aus, dass sie bei minimalen Gesamtkosten für die Herstellung die gestellten Anforderungen erfüllt und die gegebenen Randbedingungen einhält. Im Rahmen der hier dargestellten multikriteriellen Optimierung wird als Anforderung die dauernde thermische Zulässigkeit des Bemessungspunktes bei gegebener Kühlung definiert. Die wichtigsten Randbedingungen sind neben der Vorgabe sämtlicher Materialien die Festlegung des Bauraums. Freiheitsgrad der Optimierung ist die Gestaltung des Querschnitts der Aktivteile.

Als Grundgeometrie wird eine Außenläufermaschine mit Rechtecknuten und rechteckförmigen Oberflächenmagneten gewählt, deren Querschnittsgeometrie durch fünf dimensionslose Längenverhältnisse beschrieben wird. Die verwendeten Parameter und der Ablauf der Geometrierstellung sind in Abschnitt 3.3.2 dargestellt. Die axiale Blechpaketlänge wird unter

Berücksichtigung der axialen Wickelkopfausladung aus dem axial verfügbaren Bauraum ermittelt und stellt damit für die Zahnspulenwicklungen ein wichtiges Optimierungspotential gegenüber verteilten Wicklungen mit ihren deutlich größeren Wickelköpfen dar. Durch diese Parametrisierung der Maschinengeometrie ist eine numerische Optimierung möglich. Ziel dieser Optimierung ist nicht die Minimierung einer Gesamtkostenfunktion, sondern die unabhängige Optimierung folgender zwei Kriterien: 1) die Maximierung des Wirkungsgrads η_N im Bemessungspunkt und 2) die Minimierung der eingesetzten Magnetmasse m_M . Während der Wirkungsgrad maßgeblichen Einfluss auf den Energieertrag hat, ist die Magnetmasse ein wesentlicher Materialkostenfaktor. Durch geeignete numerische Verfahren sollen die im Hinblick auf diese beiden Kriterien *Pareto*-optimalen Maschinen gefunden werden [53, 54].

Das hier verwendete Ziel der Maximierung des Wirkungsgrades η_N im Bemessungspunkt stellt eine Vereinfachung gegenüber der häufig erwünschten Maximierung des Energieertrages dar. Der Energieertrag ist über die Einspeisevergütung mit den Einnahmen verknüpft und kann rechnerisch aus der standortspezifischen Windgeschwindigkeitsverteilung und der Leistungskennlinie der Anlage ermittelt werden [55, 56]. Die Leistungskennlinie ist das Resultat der relativ komplexen Anlagenauslegung und berücksichtigt auch den Teillastbereich. Typische Offshore-Windenergieanlagen erreichen über 70% ihres Energieertrages im Leistungsbereich von $0,7 \cdot P_N$ bis $1,0 \cdot P_N$, wobei P_N die Anlagenbemessungsleistung bezeichnet [57]. Diese Dominanz von Betriebspunkten nahe der Bemessungsleistung motiviert die ausschließliche Betrachtung des Bemessungspunktes bei der Optimierung des Wirkungsgrades.

Der Begriff *Pareto*-Effizienz stammt ursprünglich aus den Wirtschaftswissenschaften und wurde im Zusammenhang mit Allokationsproblemen geprägt [58]. *Pareto*-Effizienz beschreibt einen Zustand, in dem es nicht möglich ist, eine Verbesserung hinsichtlich eines Kriteriums zu erreichen, ohne eine Verschlechterung hinsichtlich eines anderen Kriteriums hinzunehmen. Für das Auffinden der *Pareto*-effizienten Maschinen ist es also nicht notwendig, die einzelnen Kriterien zu einer Gesamtkostenfunktion zusammenzufassen, was im Kontext eines Windgenerators möglich ist, aber komplexe Kostenmodelle erfordert. Vielmehr gibt die *Pareto*-Menge einen Überblick darüber, welche Kriteriumskombinationen sich bestenfalls erreichen lassen. Im vorliegenden Fall kann aus den sogenannten *Pareto*-Fronten abgelesen werden, welcher maximale Wirkungsgrad n_N für eine bestimmte Magnetmasse n_M realisierbar ist. Die endgültige Auswahl einer konkreten Maschinengeometrie, die als „Individuum“ bezeichnet wird, erfolgt durch Auslesen der *Pareto*-Front bei einer vorgegebenen Magnetmasse, welche von einer Referenzmaschine stammt. Zur Optimierung wird aufgrund der relativ hohen Anzahl von fünf Eingangsparametern ein multikriterieller genetischer Algorithmus (NSGA-II) verwendet [53], der in *MATLAB* implementiert ist [59].

3.3.1.1. Berechnungsgang

Ein Überblick zum Ablauf des Berechnungsgangs für ein Individuum von der Eingabe der Geometrieparameter bis zur Ausgabe der beiden Zielgrößen Magnetmasse m_M und Wir-

3.3. Optimale Maschinenauslegung

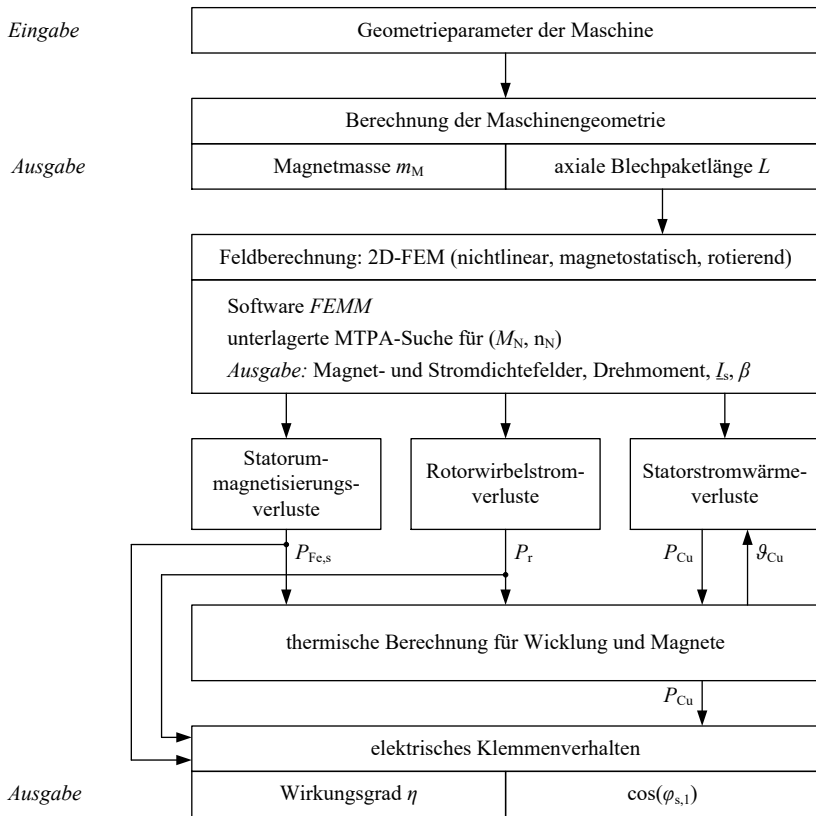


Abb. 3.17.: Berechnungsgang für ein Maschinen-Individuum. Implementierung in *MATLAB R2021a*.

kungsgrad η gibt die Abb. 3.17. Entsprechend den gewählten Parametern werden die Komponentenabmessungen mit Hilfe einfacher geometrischer Beziehungen berechnet. Die Details zu dieser Parametrisierung werden in Abschnitt 3.3.2 dargestellt. Aus den Abmessungen der Magnete wird die Magnetmasse bestimmt und als erste Zielgröße ausgegeben.

Zur Ermittlung des notwendigen Statorstroms zum Erreichen des Bemessungsmoments werden nichtlineare, zweidimensionale Finite-Elemente-Simulationen jedes Individuums mit der Software *FEMM* [60] durchgeführt. Da es sich dabei um einen magnetostatischen Löser handelt, wird stets eine Serie von Simulationen mit verschiedenen Verdrehwinkeln des Rotors durchgeführt, um stellungsabhängige Einflüsse auf das Magnetfeld wie zum Beispiel durch die Nutöffnungen zu berücksichtigen. Dadurch werden sowohl das mittlere Drehmoment als auch die Drehmomentwelligkeit erfasst. Zunächst werden für jedes Individuum die zur Errei-

chung des Bemessungsdrehmoments M_N notwendige Bestromung $|I_s|$ und der Bestromungswinkel β als Winkel zwischen den Zeigern der Permanentmagnetflussverkettung $\underline{\Psi}_M$ in der d-Achse und dem Zeiger des Strangstroms I_s nach dem MTPA-Prinzip (Maximum Torque per Ampere) eingestellt. Zur Ermittlung des MTPA-optimalen Zeigerbetrags $|I_s|$ und Winkels β kommt ein unterlagerter gradientenbasierter Suchalgorithmus zum Einsatz. Es erfolgt keine detaillierte Wicklungsauslegung, daher entspricht I_s der Durchflutung einer Spulenseite bzw. dem Strangstrom für $N_c = 1$ und $a = 1$.

Im Anschluss an die feldnumerische Simulation werden für den Bemessungspunkt bei MTPA-Bestromung die wesentlichen Verluste bestimmt. Dafür werden folgende drei Verlustgruppen berücksichtigt:

1. Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$,
2. Rotorwirbelstromverluste P_r , bestehend aus den Wirbelstromverlusten in den segmentierten Magneten $P_{r,M}$ und im massiven Rotorjoch $P_{r,ry}$ und
3. Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,DC}$ (ohne Wirbelstromeinfluss in den Nutenleitern, d. h. ohne Wechselstromzusatzverluste, deshalb DC) unter Berücksichtigung der berechneten mittleren Leitertemperatur ϑ_{Cu} .

Die Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste erfolgt nach *Jordan* aus der harmonischen Analyse der Zeitverläufe der magnetischen Flussdichte in jedem Element des FE-Modells im Rahmen einer Post-Processing-Routine. Das verwendete Verfahren wird in Abschnitt 3.3.5 dargestellt. Da der eingesetzte Löser (*FEMM*) statisch rechnet, erfolgt die Rotorwirbelstromverlustberechnung anschließend analytisch mit Hilfe des in Abschnitt 2 dargestellten 6-Gebiete-Modells. Der das Magnetfeld anregende Statorstrombelag und die magnetische Permeabilität des Rotors werden aus der numerischen Feldberechnung rechnerisch bestimmt. Auf Details zum Ablauf dieser Berechnungen wird in Abschnitt 3.3.6 eingegangen. Die Berechnung der Statorstromwärmeverluste berücksichtigt in Ermangelung einer konkreten Wicklungsauslegung nicht die Wechselstromzusatzverluste. Auf Grund der niedrigen Drehzahlen der getriebelosen Generatoren sind deren elektrische Frequenzen von Strom und Spannung ebenfalls klein, so dass die Vernachlässigung der Wechselstromzusatzverluste gegenüber den dominanten DC-Stromwärmeverlusten nur geringfügig niedrigere Temperaturen ergibt. Die Statorstromwärmeverluste sind ein wesentlicher Eingangsparameter für die thermische Berechnung der Maschine, wobei sie selbst von der zu ermittelnden Leitertemperatur abhängen, was durch einen entsprechend gekoppelten Gleichungssatz berücksichtigt wird. Die thermische Berechnung, welche in Abschnitt 3.3.7 dargestellt ist, erfolgt mit Hilfe eines thermischen Netzwerks bei vorgegebener Luftkühlung. Mit Hilfe der thermischen Berechnung wird auch die Zulässigkeit der Erwärmung des Isolationssystems und der Permanentmagnete überprüft.

Unter Berücksichtigung dieser drei Verlustgruppen und der mechanischen Eingangsleistung P_m wird der Wirkungsgrad η_N indirekt nach (3.2) berechnet und ausgegeben. Daneben wird

auch das elektrische Klemmenverhalten unter Berücksichtigung der Wickelkopfstreuinduktivität zur Erfassung der 3D-Endeffekte bestimmt, sodass im Nachgang zur Optimierung auch eine Bewertung hinsichtlich des Grundswingungsleistungsfaktors $\cos \varphi_{s,1}$ möglich ist. Die Berechnung der Wickelkopfstreuinduktivität erfolgt analytisch und ist in Abschnitt 3.3.8 dargestellt.

$$\eta_N = 1 - \frac{P_{Cu,N} + P_{Fe,s,N} + P_{r,N}}{P_{m,N}} \quad (3.2)$$

3.3.2. Parametrisierte Maschinengeometrie und Vorgaben

Die Parametrisierung der Maschinengeometrie ist eineindeutig (injektiv). Demnach führt jeder Parametersatz, und zwar nur dieser, auf eine bestimmte Geometrie. Die Parametrisierung basiert auf Verhältnisgrößen, sodass jede Parameterwahl innerhalb der zulässigen Intervallgrenzen zu realisierbaren, insbesondere kollisionsfreien, Maschinenquerschnitten führt. Die grundsätzliche Maschinentopologie ist eine PMSM in Außenläuferanordnung mit Oberflächenmagneten und offenen Statornuten um das Einlegen vorgefertigter Spulen zu ermöglichen. Die Querschnittsflächen sowohl der Statornuten als auch der Oberflächenmagnete ist rechteckig.

Ausgangspunkt für die parametrisierte Maschinengeometrie ist die Vorgabe des Volumens der Aktivteile als Hohlzylinder mit dem Statorinnenradius r_{si} , dem Rotoraußenradius r_{ro} und der axialen Länge $l_{ax,v}$. Konkret werden die Werte aus Tab. 3.4 eines Referenzgenerators gewählt. Die vorgegebene axiale Länge $l_{ax,v}$ umfasst dabei die Blechpaketlänge mit radialen Kühlschlitzen und die axiale Wickelkopfausladung auf der Antriebsseite. Auf der Nichtantriebsseite befindet sich die Verschaltung der Statorwicklung, die mehr axialen Bauraum einnimmt als der Wickelkopf selbst und damit nicht zur freien Ausgestaltung der Aktivteile zur Verfügung steht. Aufgrund der großen Windlasten und der begrenzten Lagersteifigkeit wird zur Sicherstellung der Kollisionsfreiheit von Stator und Rotor auch der mechanische Nennluftspalt δ als mechanisch erforderliche Mindestgröße von 8,0 mm vorgegeben.

Tab. 3.4.: Vorgabe von Bemessungspunkt, Bauraum und Luftspaltweite des Windgenerators.

n_N	Bemessungsdrehzahl	10,2 min ⁻¹
M_N	Bemessungsdrehmoment	8,3 MNm
$P_{m,N}$	mechanische Bemessungseingangsleistung	8,87 MW
r_{si}	Statorinnenradius	3 042,2 mm
r_{ro}	Rotoraußenradius	3 250 mm
$l_{ax,v}$	axiale Länge Statorblechpaket und freier Wickelkopf	1 872 mm
δ	Luftspaltweite	8 mm

Die freien Parameter in Tab. 3.5 umfassen fünf dimensionslose Verhältnisse zur Beschreibung der Bauraumaufteilung im Maschinenquerschnitt. Der prinzipiell zulässige Wertebereich aller dimensionsloser Parameter ist das Intervall $[0; 1]$. Für die Optimierung wird der Suchraum mit Hilfe angepasster Intervallgrenzen beschränkt. Die Parametrisierung von der Parametervorgabe bis zum geometrischen Maschinenmodell wird nachfolgend erläutert.

Der Bemessungspunkt für den die Wirkungsgradoptimierung durchgeführt wird, ist durch die Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und das Bemessungsdrehmoment $M_N = 8,3 \text{ MW}$ entsprechend einer Referenzanlage vorgegeben (s. Tab. 3.4). Daraus resultiert eine Welleneingangsleistung des Generators $P_{m,N} = 8,87 \text{ MW}$.

Tab. 3.5.: Freie Parameter zur Aufteilung des Bauraums im Generator-Querschnitt.

f_{sr}	Verhältnis Statorhöhe zur Summe aus Stator- und Rotorhöhe: $f_{sr} = (r_{so} - r_{si}) / (r_{ro} - r_{si} - \delta)$
f_p	Polbedeckung
f_{mr}	Verhältnis Magnethöhe zur Rotorhöhe: $f_{mr} = h_M / (r_{ro} - r_{ri})$
f_{nz}	Verhältnis Nutbreite zur Nutteilung
f_{zy}	Verhältnis Nuttiefe zur Statorhöhe: $f_{zy} = 1 - h_{sy} / (r_{so} - r_{si})$

3.3.2.1. Stator

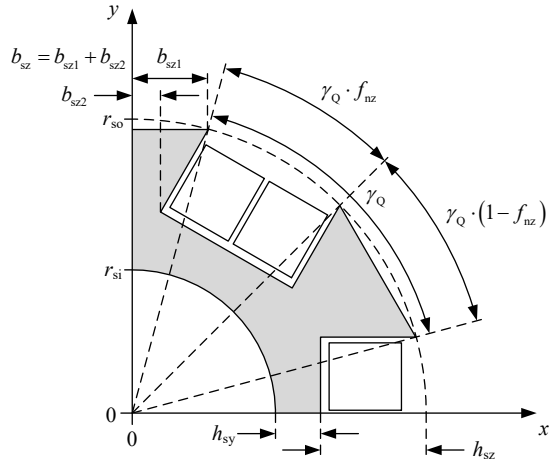
Der Blechschnitt des Innenstators weist parallelf flankige Nuten auf und ist in Abb. 3.18 schematisch dargestellt. Durch die großen Statordurchmesser und hohen Statornutzahlen können durch geringe elastische Verformungen der ungetränkten Wicklung die Statorformspulen trotz der V-förmigen Zähne in die offenen Nuten montiert werden. Zur Vereinfachung der Geometrie wird auf die Modellierung der Verteilungsnuten an den Zahnköpfen zur Spulenfixierung in den Nuten verzichtet.

Zunächst wird der Statoraußenradius r_{so} aus den gegebenen Außenabmessungen r_{si} , r_{ro} und der Luftspaltweite δ unter Berücksichtigung des freien Parameters f_{sr} (s. Tab. 3.5) bestimmt. Mit Hilfe der festen Nutzahl Q wird der Nutwinkel $\gamma_Q = 2\pi/Q$ bestimmt und dann mit Hilfe des Verhältnisses f_{nz} die Breite von Nut und Zahn (s. Abb. 3.18) auf dem Statoraußenkreis mit dem Radius r_{so} bestimmt. Die Statorjochhöhe h_{sy} und damit indirekt die Statornuttiefe werden danach durch den Parameter f_{zy} bestimmt (s. Tab. 3.5).

Die Lage des Wickelfensters in der Nut ist in Abb. 3.19 dargestellt. Bei den Zweischichtzahnspulenwicklungen liegen die Spulenseiten nebeneinander in der Nut, wohingegen bei Einschichtwicklungen nur eine Spulenseite je Nut vorhanden ist. Hierbei werden entsprechend der festen Vorgaben die Materialstärken des Isolationssystems und des Nutverschlusses berücksichtigt. In den Folgenden elektromagnetischen Simulationen wird die elektrische Durchflutung als gleichmäßig über diesem Wickelfenster verteilt angenommen, was für die

Abb. 3.18:

Parametrisierter Statorblechschnitt des Windgenerators: Statorblechpaket mit Spulenseiten in offenen Statornuten.



eingesetzten Formspulen in guter Näherung zutrifft. Für die Berechnung der Statorstromwärmeverluste wird der Kupferfüllfaktor $k_{Cu,i}$ dieser Spulenseiten vorgegeben.

Fest vorgegeben ist auch die Blechsorte M470-65A für das lamellierte Statorblechpaket. Sämtliche Materialparameter inklusive des Paketierungs- und Bearbeitungsfaktors sind im Anhang in Tab. A.2 zusammengefasst. Die im Rahmen der feldnumerischen Berechnungen verwendete nichtlineare $B(H)$ -Kennlinie des vorgegebenen Statorblechtyps ist in Abb. A.2 im Anhang dargestellt.

3.3.2.2. Rotor

Der parametrisierte Querschnitt des Außenrotors ist in Abb. 3.20 schematisch dargestellt. Charakteristisch ist die kreisförmige Außenkontur und die aus einem regelmäßigen $2p$ -Polygon bestehende Innenkontur des massiven Stahl-Rotorjochs. Jede Seite der Innenkontur trägt einen Permanentmagneten mit rechteckigem Querschnitt.

Der Rotorinnenradius r_{ri} wird so gewählt, dass der Rotor den restlichen Bereich nach Stator und Luftspalt ausfüllt. Die Magnethöhe h_M folgt aus dem Parameter f_{mr} (s. Tab. 3.5). Die Polbedeckung der Magnete wird durch den Parameter f_p relativ zum Polwinkel $\gamma_p = \pi/p$ festgelegt (s. Abb. 3.20).

Für das massive Rotorjoch wird der Baustahl S355 mit den in Anhang A.1.1 dargestellten Materialeigenschaften vorgegeben. Die verwendete nichtlineare $B(H)$ -Kennlinie ist in Abb. A.1 dargestellt. Weitere zugehörige Materialeigenschaften sind in Tab. A.1 zusammengefasst.

Als Material für die NdFeB-Permanentmagnete wird N46MH eingesetzt. Für die feldnumerischen Berechnungen im Zuge der Optimierung werden die linearisierten Materialdaten

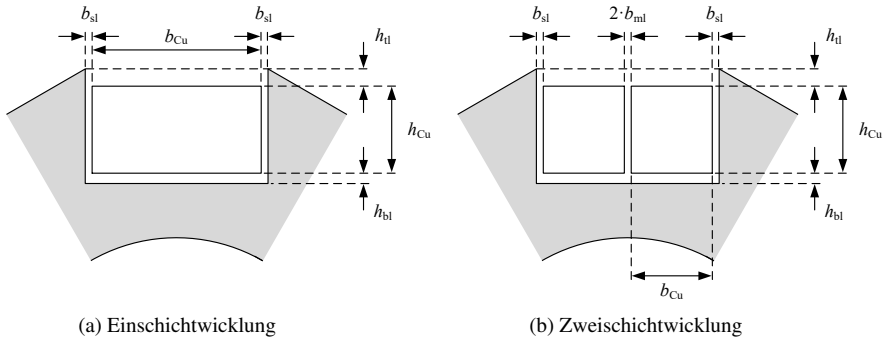


Abb. 3.19.: Lage und Abmessungen der Spulenseiten in der Statornut.

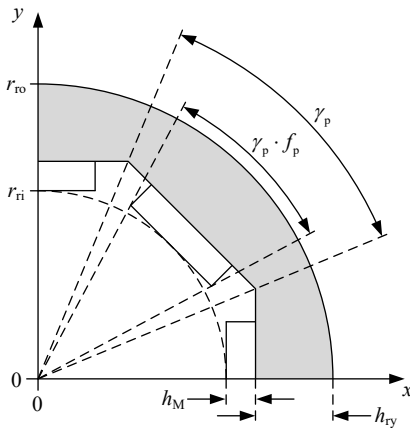


Abb. 3.20: Parametrisierter Rotorquerschnitt mit massivem Rotorjoch und Oberflächenmagneten mit rechteckigem Querschnitt.

aus Tab. A.4 bei einer Magnettemperatur $\vartheta_M = 50^\circ\text{C}$ verwendet. Die einzelnen Rotorpole sind durch Pollücken voneinander getrennt. Auf weitere Segmentierungen in Umfangsrichtung wird in der Praxis und damit auch hier aus fertigungstechnischen Gründen verzichtet ($n_{\text{seg},\gamma} = 1$). In axialer Richtung wird je Pol eine Aufteilung in $n_{\text{seg},\text{ax}} = 80$ elektrisch voneinander isolierte Segmente vorgegeben.

3.3.2.3. Axiale Länge und Windungslänge

In axialer Richtung wird die Außenabmessung $l_{\text{ax},v}$ vorgegeben, sodass sich abhängig von der axialen Wickelkopfausladung $l_{\text{ax},b}$ die Blechpaketlänge $L = l_{\text{ax},v} - l_{\text{ax},b}$ ergibt. Hierbei wird berücksichtigt, dass auf der Verschaltungsseite der Maschine nicht der Wickelkopf, sondern die Ringleitung zur Verschaltung der Spulengruppen die Außenabmessung dominiert. Dementsprechend wird, wie im Längsschnitt in Abb. 3.21 dargestellt, die axiale Länge $l_{\text{ax},v}$

3.3. Optimale Maschinenauslegung

vorgegeben, welche das Statorblechpaket und den freien Wickelkopf auf der Nichtverschaltungsseite umfasst. Die Wickelkopfausladung $l_{ax,b}$ wird nach (3.3) bzw. (3.4) berechnet.

$$l_{ax,b} = \begin{cases} l_{ax,b,1} + r_b + h_{Cu} + \frac{b_{Cu}}{2} + l_{ax,b,2}, & \text{für Einschichtwicklung V1} \\ l_{ax,b,1} + r_b + \frac{b_{Cu}}{2} + l_{ax,b,2}, & \text{für Zweischichtwicklungen Z1,Z2} \end{cases} \quad (3.3)$$

Zur Bestimmung der Wickelkopfausladung $l_{ax,b}$ sind demnach folgende Größen notwendig: 1) die gerade Auskrümmungslänge $l_{ax,b,1}$, 2) der mittlere Wickelkopfradius r_b , welcher in Abb. 3.22 definiert ist, 3) die Breite der Spulenseite b_{Cu} sowie die Höhe der Spulenseite h_{Cu} , welche in Abb. 3.19 definiert sind, und 4) die Bandagendicke $l_{ax,b,2}$. Die vorgegebenen Werte der axialen Abmessungen werden in Tab. 3.6 zusammengefasst. Der Wickelkopf wird in diesem Zusammenhang stark vereinfacht und als Kreisbogen mit dem mittleren Wickelkopfradius r_b modelliert. Der mittlere Wickelkopfradius r_b wird nach Abb. 3.22 als Strecke zwischen der Wickelkopfmittle und Zentrum der Spulenseite in der Nut bestimmt.

Die mittlere Windungslänge l_{avg} , welche insbesondere für die Berechnung der Stromwärmeverluste benötigt wird, ergibt sich nach (3.5) für die Einschichtwicklung V1 und nach (3.6) für Zweischicht-Zahnspulenumwicklungen Z1 und Z2. Die bei der Einschichtwicklung aufgrund der Kreuzungen notwendige Gliederung des Wickelkopfs in drei Etagen wird mit der zusätzlichen Windungslänge $2,1 \cdot h_{Cu}$ je Wickelkopf abgeschätzt (s. Abb. A.9).

$$l_{avg} = \begin{cases} 2 \cdot (L + 2 \cdot l_{ax,b,1} + \pi \cdot r_b + 2,1 \cdot h_{Cu}), & \text{für Einschichtwicklung V1} \\ 2 \cdot (L + 2 \cdot l_{ax,b,1} + \pi \cdot r_b), & \text{für Zweischichtwicklungen Z1, Z2} \end{cases} \quad (3.5)$$

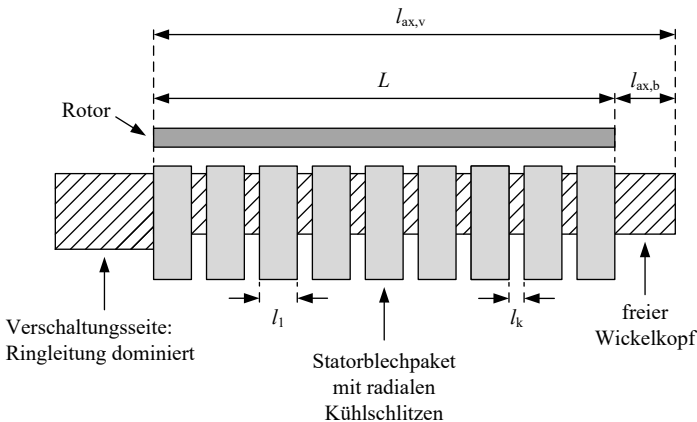
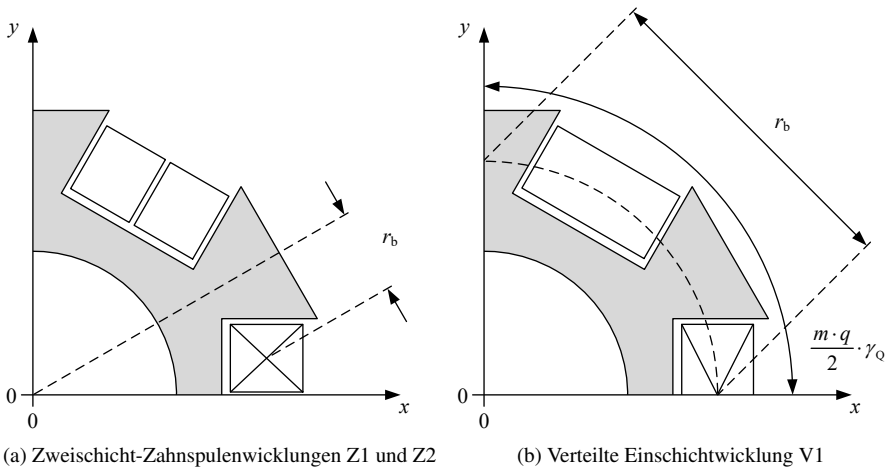


Abb. 3.21.: Schematischer Längsschnitt: Parametrisierung axialer Abmessungen

Tab. 3.6.: Axiale Abmessungen des Windgenerators.

$l_{ax,v}$	axiale Länge Statorblechpaket und freier Wickelkopf	1 872 mm
n_k	Anzahl radialer Kühlkanäle	22
l_k	axiale Breite eines radialen Kühlkanals	5 mm
$l_{ax,b,1}$	gerade Auskragslänge Wickelkopf für $q = 1$	56,3 mm
	gerade Auskragslänge Wickelkopf für $q = 1/2$	30 mm
	gerade Auskragslänge Wickelkopf für $q = 2/5$	30 mm
$l_{ax,b,2}$	Bandagendicke (bezogen auf eine el. Bemessungsspannung von 820 V)	5 mm

Abb. 3.22.: Wickelkopfradius r_b für die Näherung des Wickelkopfs durch einen Kreisbogen.

3.3.3. Numerische, elektromagnetische Simulation

Kern der Maschinenberechnung ist die magnetostatische, nichtlineare 2D-FE-Simulation mit der Software *FEMM* [60]. Durch die Simulation werden einerseits die wesentlichen Betriebsgrößen Drehmoment und induzierte Spannung bestimmt und andererseits die magnetischen Feldverteilungen ermittelt, welche zur Bestimmung der Statorummagnetisierungsverluste und Rotorwirbelstromverluste benötigt werden. Der Stator wird mit einem sinusförmigen, symmetrischen Grundschwingungsstromsystem gespeist. Um die Drehmomentwelligkeit und insbesondere das mittlere Drehmoment zu erfassen, werden magnetostatische Simulationen für verschiedene Rotorpositionen, d.h. Rotorverdrehwinkel, durchgeführt. Die Größe der verwendeten FE-Modelle wird durch Berücksichtigung der Symmetrieverhältnisse möglichst klein gewählt und ist in Tab. 3.7 zusammengefasst. Rastmomente und lastabhän-

Tab. 3.7.: Größe der verwendeten Simulationsmodelle

	V1	Z1	Z2
Wicklung: Lochzahl q	1	1/2	2/5
Rastmoment: Grundfrequenz	$6f_s$	$6f_s$	$12f_s$
Lastabhängige Drehmomentpulsation: Grundfrequenz	$6f_s$	$6f_s$	$6f_s$
FE-Modell: Pole ; Nuten	1 ; 3	2 ; 3	5 ; 6

gige Drehmomentpulsationen treten mit der Frequenz $6f_s$ bzw. Vielfachen hiervon auf [7]. Dementsprechend werden Rotorverdrehwinkel im Intervall $[0; 2\pi/(6p)]$ mit 15 Inkrementen betrachtet.

Mit Hilfe eines Gradientenverfahrens wird zunächst der kleinste Statorstrom I_s mit dem entsprechenden Stromwinkel β gesucht, der das Bemessungsmoment M_N erreicht. Diese MTPA-Betriebsstrategie entspricht in guter Näherung dem Betrieb mit höchstem Wirkungsgrad, da die lastabhängigen Statorstromwärmeverluste für die vorliegenden, drehmomentstarken Generatoren die dominierende Verlustgruppe sind.

Nachdem die MTPA-Bestromung für den Bemessungspunkt bestimmt ist, werden die Magnetfeldverteilungen für die nachgelagerte Bestimmung von Statorummagnetisierungsverlusten und Rotorwirbelstromverlusten simuliert. Dazu wird das Simulationsintervall auf eine halbe elektrische Periode ausgeweitet, was einem Intervall für den Rotorverdrehwinkel von $[0; 2\pi/(2p)]$ entspricht. Hintergrund ist, dass die notwendige Vervollständigung des zeitlichen Verlaufs der magnetischen Flussdichte in jedem Element dann eine antiperiodische Fortsetzung ist. Die Schrittweite wird gegenüber der ursprünglichen Auflösung nicht verändert, dementsprechend weist das verlängerte Intervall 45 Inkremente auf. Bezogen auf eine elektrische Grundschwingungsperiode ergeben sich 90 Inkremente, sodass harmonische Effekte bis maximal zur 45. Ordnung, bezogen auf die elektrische Grundschwingungsfrequenz, erfasst werden. Dies ist bei Grundschwingungsstromspeisung ausreichend.

Aufgrund des 2D-Querschnittmodells sind sowohl der Einfluss der radialen Kühlschlitze im Stator als auch die endliche axiale Ausdehnung der Aktivteile zu berücksichtigen. Für die elektromagnetische Simulation wird eine äquivalente Eisenlänge l_e mit Hilfe des durch konforme Abbildungen gewonnenen *Carter'schen* Faktors ermittelt [61, 62]. Die Vorgehensweise ist in (3.7) bis (3.10) nach [63] zusammengefasst. Die Methode der äquivalenten Eisenlänge wurde für elektrisch erregte Maschinen entwickelt und ist für permanentmagneterregte Maschinen nur bedingt zulässig, was aber im Rahmen der hier durchgeführten Grobentwürfe ausreicht, da insbesondere keine problematische radiale Schlitzung auf der Rotorseite auftritt. Die verwendeten Längenabmessungen sind in Abb. 3.21 eingeführt. Weil die Permanentmagnete eine relative magnetische Permeabilität $\mu_{M,rel} \approx 1$ haben, wird der magnetisch

wirksame Luftspalt $\delta_e = \delta + h_M$ aus mechanischem Luftspalt und Magnethöhe verwendet.

$$l_e = \frac{L}{k'_C} \quad (3.7)$$

$$k'_C = \frac{l_1 + l_k}{l_1 + l_k - \zeta \left(\frac{l_k}{\delta_e} \right) \cdot \delta_e} \quad (3.8)$$

$$\delta_e = \delta + h_M \quad (3.9)$$

$$\zeta(x) = \frac{2}{\pi} \cdot \left[x \cdot \arctan\left(\frac{x}{2}\right) - \ln\left(1 + \left(\frac{x}{2}\right)^2\right) \right] \quad (3.10)$$

Die Summe der Teilblechpakete l_{Fe} wird nach (3.11) aus der axialen Länge eines Teilblechpakets l_1 und der Anzahl der radialen Kühlschlitze n_k berechnet. Da die äquivalente Eisenlänge l_e größer ist als die Summe der Teilblechpakete l_{Fe} , ergibt sich eine Konzentration des magnetischen Flusses im Statorisen. Dies wird durch eine Reduktion des Eisenfüllfaktors im Statorblech in (3.12) berücksichtigt. Statt dem mechanischen Paketierungsfaktor $k_{Fe,s}$ wird der reduzierte Füllfaktor $k_{Fe,s,e}$ verwendet.

$$l_{Fe} = (n_k + 1) \cdot l_1 \quad (3.11)$$

$$k_{Fe,s,e} = k_{Fe,s} \cdot \frac{l_{Fe}}{l_e} \quad (3.12)$$

3.3.4. Strombelag, Stromdichte und Statorstromwärmeverluste

Während der Optimierung findet keine Wicklungsauslegung statt. Daher wird der Statorstrom I_s als Effektivwertzeiger im dq-System für eine hypothetische Spulenwindungszahl $N_c = 1$ und einer elektrischen Reihenschaltung aller Spulen je Strang ($a = 1$) angegeben. Es handelt sich daher um den Effektivwert der elektrischen Durchflutung einer Spulenseite.

Hieraus lassen sich als wichtige Kenngrößen der Maschinenauslegung der effektive Strombelag $\underline{K}_{e,eff}$ und die Stromdichte \underline{J}_{eff} im Leiter als Effektivwertzeiger nach (3.13)–(3.16) bestimmen. Darin ist $A_{Cu,i}$ die Querschnittsfläche der Spulenseite (vgl. Abb. 3.19). Mit dem Kupferfüllfaktor der Spulenseite $k_{Cu,i}$ ergibt sich die blanke Kupferquerschnittsfläche der Spulenseite zu $(k_{Cu,i} \cdot A_{Cu,i})$.

$$\underline{K}_{e,eff} = \begin{cases} \frac{Q \cdot I_s}{2\pi \cdot r_{so}} & \text{für Einschichtwicklungen} \\ \frac{2 \cdot Q \cdot I_s}{2\pi \cdot r_{so}} & \text{für Zweischichtwicklungen} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$A_{Cu,i} = b_{Cu} \cdot h_{Cu} \quad (3.15)$$

$$\underline{J}_{eff} = \frac{I_s}{k_{Cu,i} \cdot A_{Cu,i}} \quad (3.16)$$

Tab. 3.8.: Windgenerator: Füllfaktor für die Spulenseiten in den Nuten und elektrische Leitfähigkeit von Kupfer.

$k_{\text{Cu},i}$	Kupferfüllfaktor der Spulenseiten	0,925
$\sigma_{\text{Cu},20^\circ\text{C}}$	elektrische Leitfähigkeit bei $\vartheta_{\text{Cu}} = 20^\circ\text{C}$	56 MS/m
α_{Cu}	Temperaturkoeffizient elektrische Leitfähigkeit	$3,92 \cdot 10^{-3}/\text{K}$

Mit Verwendung von $\underline{K}_{e,\text{eff}}$ und $\underline{J}_{\text{eff}}$ ergeben sich die Gleichstrom-Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,DC}}$ im Stator zu (3.17). Da diese Stromwärmeverluste mit der mittleren Leitertemperatur ϑ_{Cu} zunehmen, erfolgt die Berechnung der Stromwärmeverluste im Stator gekoppelt mit der thermischen Berechnung. Die Erhöhung der Statorstromwärmeverluste aufgrund von wechselstrombedingter Stromverdrängung wird wie erwähnt nicht berücksichtigt, da einerseits die konkreten Teilleiterabmessungen sowie die Verschaltung der Wicklung während der Optimierung nicht bekannt sind und andererseits die Stromverdrängung aufgrund der relativ geringen Bemessungsfrequenzen kleiner 20 Hz gering ist. Die im Rahmen der Optimierung vorgegebenen Werte für den Kupferfüllfaktor der Spulenseite $k_{\text{Cu},i}$ und für die elektrische Leitfähigkeit des Kupfers $\sigma_{\text{Cu},20^\circ\text{C}}$ sind in Tab. 3.8 zusammengefasst.

$$P_{\text{Cu,DC}} = J_{\text{eff}} \cdot K_{e,\text{eff}} \cdot \frac{l_{\text{avg}} \cdot \pi \cdot r_{\text{so}}}{\sigma_{\text{Cu},20^\circ\text{C}}} \cdot (1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot (\vartheta_{\text{Cu}} - 20^\circ\text{C})) \quad (3.17)$$

3.3.5. Statorummagnetisierungsverluste

Die Statorummagnetisierungsverluste im lamellierten Statorblechpaket werden im Anschluss an die FE-Simulation nach *Jordan* ermittelt [64]. Dieses Verfahren vernachlässigt die geringe Rückwirkung der Wirbelströme im lamellierten Statorblechpaket, was auf Grund der geringen Blechdicke von 0,65 mm und der niedrigen Frequenzen zulässig ist. Bei dem Verfahren wird für jedes Element mit Hilfe der DFT das Frequenzspektrum der periodisch schwankenden magnetischen Flussdichte für die radiale und tangentielle Feldkomponente ermittelt. Danach werden aus den spektralen Feldamplituden unter Berücksichtigung der zugehörigen Frequenzen und der materialspezifischen Verlustkoeffizienten die Verlustdichten ermittelt. Die Verlustdichten weisen einen $(B^2 \cdot f^2)$ -proportionalen wirbelstrombedingten Anteil und einen $(B^2 \cdot f)$ -proportionalen hysteresebedingten Anteil auf. Der anomale Wirbelstromeffekt nach *Bertotti* [65] wird vernachlässigt, da die Dynamobleche wegen der rotierenden Magnetfeldwellen nicht kornorientiert sind. Unter Berücksichtigung der Elementvolumina können die Gesamtverluste durch Summation über alle Elemente und alle Komponenten bestimmt werden. Die Implementierung dieser Berechnung in *FEMM* und *MATLAB* erfolgt in Anlehnung an [66, 67] und umfasst die folgenden Schritte.

1. Die Bestimmung der Verlustfaktoren k_{Hy} und k_{Ft} für das *Jordan*'sche Verlustmodell (3.18) beruht auf der Regression von Herstellerdatenblattangaben in Anhang A.1.2 mit den in Tab. A.2 aufgeführten resultierenden Verlustfaktoren.

$$\frac{P_{\text{Fe}}}{m_{\text{Fe}}} = k_{\text{Hy}} \cdot f \cdot B^2 + k_{\text{Ft}} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (3.18)$$

2. Die Komponenten der simulierten magnetischen Flussdichte B_{i,j,k_t} in jedem Element $i \in [1; n_{\text{elem}}]$, für jede Komponente $j \in [1, n_{\text{dim}}]$ und für alle Zeitschritte $k_t \in [1; n_t]$ einer elektrischen Periode werden aus den feldnumerischen Ergebnissen ausgelesen.
3. Mittels DFT wird für jedes Element i die Amplitude der magnetischen Flussdichte \hat{B}_{i,j,k_f} für jede Komponente j und alle Frequenzen f_{k_f} mit $k_f \in [1; n_f]$ berechnet.
4. Mit der Fläche F_i jedes Elements i wird das Volumen $V_i = F_i \cdot l_{\text{Fe}}$ für jedes Element berechnet. Unter Verwendung von Paketierungsfaktor k_{Fe} und der Massendichte des Eisenblechs γ_{Fe} wird die Masse m_i jedes Elements i berechnet: $m_i = k_{\text{Fe}} \cdot V_i \cdot \gamma_{\text{Fe}}$.
5. Die Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste P_{Fe,i,j,k_f} nach *Jordan* in jedem Element i , für die j -te Feldkomponente und die Pulsation mit der Frequenz f_{k_f} erfolgt nach (3.19). Dabei wird die Erhöhung der Ummagnetisierungsverluste aufgrund der Blechbearbeitung durch den Bearbeitungsfaktor $k_{v,i}$ berücksichtigt, welcher allgemein abhängig vom Element i bzw. dessen Position (z.B. Zahn oder Joch) ist. Im Rahmen der Optimierung wird ein von der Elementposition unabhängiger Bearbeitungsfaktor nach Tab. A.2 angenommen.

$$P_{\text{Fe},i,j,k_f} = k_{v,i} \cdot m_i \cdot \left(k_{\text{Hy}} \cdot f_{k_f} \cdot \hat{B}_{i,j,k_f}^2 + k_{\text{Ft}} \cdot f_{k_f}^2 \cdot \hat{B}_{i,j,k_f}^2 \right) \quad (3.19)$$

6. Die gesamten Statorummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},s}$ werden durch Summation von P_{Fe,i,j,k_f} über alle Elemente i , alle Feldkomponenten j und alle Frequenzen k_f nach (3.20) ermittelt.

$$P_{\text{Fe},s} = \frac{P}{P_{\text{model}}} \cdot \sum_{i=1}^{n_{\text{elem}}} \sum_{j=1}^{n_{\text{dim}}} \sum_{k_f=1}^{n_f} P_{\text{Fe},i,j,k_f} \quad (3.20)$$

Für die anschließende Berechnung der Erwärmungsverteilung mit Hilfe eines thermischen Netzwerkmodells wird zwischen den Statorummagnetisierungsverlusten in den Statorzähnen $P_{\text{Fe},sz}$ und dem Statorjoch $P_{\text{Fe},sy}$ unterschieden, um die Verluste an zwei separaten Netzknoten einzuprägen.

3.3.6. Rotorwirbelstromverluste

Die Berechnung der Rotorwirbelstromverluste in den Permanentmagneten und im massiven Rotorjoch erfolgt mit dem in Kapitel 2 eingeführten analytischen Modell, welches die Feld-

rückwirkung der Wirbelströme berücksichtigt. Die elektrische Anregung in diesem Modell sind Strombelagswellen an der Statoroberfläche, welche auf Grundlage des simulierten Luftspaltfeldes eingestellt werden (s. Abschnitt 2.3.3). Die relativen magnetischen Permeabilitäten von Rotorjoch und Stator werden nach dem Verfahren in Abschnitt 2.4.1.3 gewählt. Im Stator wird in Übereinstimmung mit den Voraussetzungen der Strombelagssynthese eine hohe relative magnetische Permeabilität, hier $\mu_{\text{rel},2} = 1000$, verwendet. Dies hat einen vernachlässigbaren Magnetisierungsbedarf im Statoreisen zur Folge, der die Voraussetzung für diese Art der Strombelagssynthese als Rückrechnung aus der Magnetfeldverteilung ist.

Die auftretenden asynchron umlaufenden Feldwellen werden in Abschnitt 3.4.2 anhand von konkreten Simulationsergebnissen gezeigt und belegen die Dominanz der Statorfeldharmischen gegenüber nutöffnungsbedingten Feldpulsationen des Rotormagnetfelds.

3.3.7. Thermisches Modell

Die Statorstromwärmeverluste sind bei getriebelosen, drehmomentstarken Windgeneratoren wegen der niedrigen elektrischen Frequenzen für einen Großteil der Gesamtverluste verantwortlich und werden daher im Zuge der Wirkungsgradoptimierung möglichst genau vorausberechnet. Dazu muss neben dem durch feldnumerische Berechnungen bestimmten Statorstrom auch die mittlere Leitertemperatur ϑ_{Cu} bekannt sein.

Für die thermische Berechnung von elektrischen Maschinen werden überwiegend folgende drei Berechnungsmethoden angewendet [68].

1. Wärmequellennetzwerk aus konzentrierten Ersatzelementen
2. Numerische Temperaturfeldberechnung in Feststoffen
3. Numerische Strömungssimulation

Für die nachfolgend dargestellte thermische Berechnung der Windgeneratoren wird ein Wärmequellennetzwerk aus konzentrierten Ersatzelementen mit Knotenpunkten in allen wesentlichen Komponenten des Generators gewählt, sodass es auch zur Überprüfung der zulässigen Grenztemperaturen, z.B. in den Permanentmagneten, verwendet werden kann. Der Grund für diese Wahl ist der geringe Berechnungsaufwand im Vergleich zu numerischen Simulationen. Wegen der wechselseitigen Abhängigkeit von Statorstromwärmeverlusten und Leitertemperatur erfolgt die Lösung des thermischen Netzwerks iterativ bis zum Erreichen der Selbst-Konsistenz mit den berechneten Statorstromwärmeverluste. Bei allen anderen Verlustgruppen erfolgt keine Rückkopplung der errechneten Temperaturen auf die Höhe der Verluste ohne wesentliche Einbußen bei der Genauigkeit, da diese Verluste ausreichend klein sind.

Zunächst wird in Abschnitt 3.3.7.1 das Kühlsystem des Generators vorgestellt. Danach erfolgt die Synthese des thermischen Netzwerks mit der Modellierung der konduktiven und konvektiven Wärmeübertragungspfade. Da die Maschine zwangsbelüftet ist, spielt die Wärmestrahlung bei der Entwärmung der Maschine eine untergeordnete Rolle. Daher wird zu

Gunsten eines einfacheren Modells auf die Modellierung der Wärmestrahlung verzichtet. Einzige Ausnahme ist die Sonneneinstrahlung auf die Rotorglocke. Da das Ersatzschaltbild nur für den stationären Zustand benötigt wird, werden die Wärmekapazitäten nicht berücksichtigt. Für die Modellierung der Wärmeleitung werden mit Hilfe von eindimensionalen Betrachtungen die Ersatzelemente synthetisiert [69–72]. Die Modellierung der konvektiven Wärmeübergänge erfolgt nach der einschlägigen Literatur [73–75] unter Verwendung der im Rahmen der Ähnlichkeitstheorie bzw. durch empirische Untersuchungen gefundenen *Nußelt-Zahlen* Nu und die daraus abgeleiteten Wärmeübergangskoeffizienten α .

Die Berechnung erfolgt für S1-Betrieb (Dauerbetrieb) im Bemessungspunkt bei typischen Umgebungsbedingungen mit einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_{\text{amb}} = 15^\circ\text{C}$ und für eine Windgeschwindigkeit von $v_{\text{amb}} = 12\text{m/s}$. Auf eine strömungstechnische Berechnung des Kühlmittelstroms in der Maschine unter Berücksichtigung von Druckerzeugung und Druckabfall wird verzichtet. Die Kühlung wird stattdessen durch eine feste Kühlmiteleintrittstemperatur von $\vartheta_{\text{L},0} = 25^\circ\text{C}$ und einen festen Kühlmittelvolumenstrom von $\dot{V} = 12\text{m}^3/\text{s}$ modelliert. Diese Werte wurden mit Mitteilungen aus der einschlägigen Industrie für diese Generatormgröße abgestimmt.

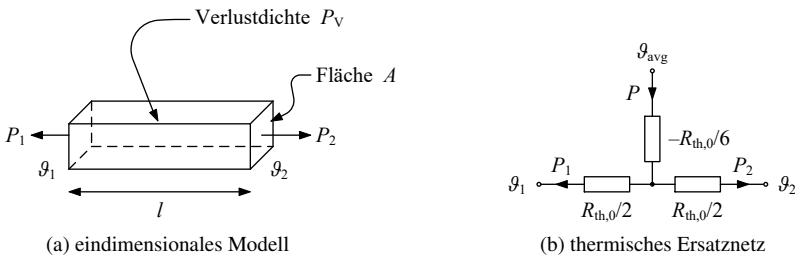


Abb. 3.23.: Ersatzschaltbildsynthese nach [71]: Stationäre, eindimensionale Wärmeleitung mit homogener Verlustdichte und thermisches Ersatznetz zur Berechnung der mittleren Temperatur ϑ_{avg} .

Die im thermischen Netzwerk verwendeten Knotenpunkte gelten für die mittleren Bauteiltemperaturen. Dies muss, insbesondere für räumlich verteilten Verlustquellen, bei der Synthese der Ersatzanordnung berücksichtigt werden [71]. Bei eindimensionaler Wärmeleitung und konstanter volumetrischer Verlustdichte P_V nach Abb. 3.23(a) ist die in Abb. 3.23(b) dargestellte Ersatzanordnung für die mittlere Bauteiltemperatur ϑ_{avg} , welche sich nach (3.21) berechnet, zu verwenden. Darin tritt der Wärmewiderstand $R_{\text{th},0} = l/(\lambda \cdot A)$ und die gesamte Quellleistung $P = P_V \cdot l \cdot A$ auf. A ist die über der Länge l konstante Querschnittsfläche und λ die Wärmeleitfähigkeit.

$$\vartheta_{\text{avg}} = \frac{1}{V} \cdot \iiint_V \vartheta \, dV \quad (3.21)$$

3.3.7.1. Kühlsystem und thermisches Ersatzschaltbild

Das primäre Kühlsystem des Generators wurde von ausgeführten Windgeneratoren übernommen und ist ein geschlossener Luftkreislauf mit Fremdbelüftung. Die Rückkühlung der Primärluft erfolgt durch einen Luft-Luft-Wärmetauscher an die Umgebung mit einem separaten Lüfter. Nach *DIN EN 60034-6* [76] lautet die Code-Bezeichnung der Kühlung IC9A7A7. Der Primärkühlkreislauf ist in Abb. 3.24 schematisch im Längsschnitt dargestellt. Die primäre Kühlluft wird auf beiden Seiten über die Wickelköpfe axial in den Luftspalt und die Pollücken eingeblasen und strömt radial durch die Kühlschlitze des Statorblechpakets. Die erwärmte Luft tritt in das Innengehäuse des Stators ein und wird dem Wärmetauscher zur Rückkühlung zugeführt. Durch das axiale Einblasen der Kühlluft in den Luftspalt können auch der Rotor bzw. die Permanentmagnete effektiv gekühlt werden, obwohl diese deutlich geringere Erwärmungen aufweisen als die Statorwicklung.

Das thermische Netzwerk umfasst den inneren Kühlkreislauf und dient der Berechnung der mittleren Bauteiltemperaturen, welche sich näherungsweise für die Querschnitte bei $1/4$ bzw. $3/4$ der axialen Maschinenlänge einstellen. Diese Querschnittsebenen sind in Abb. 3.24 mit strichpunktierten Linien markiert. Das resultierende thermische Ersatzschaltbild ist in Abb. 3.26 dargestellt. Zur Identifikation der Lage der Knotenpunkte des thermischen Ersatzschaltbildes sind die Knotenpunkte in das schematische Maschinenmodell in Abb. 3.25 eingezeichnet und in Tab. 3.9 beschrieben.

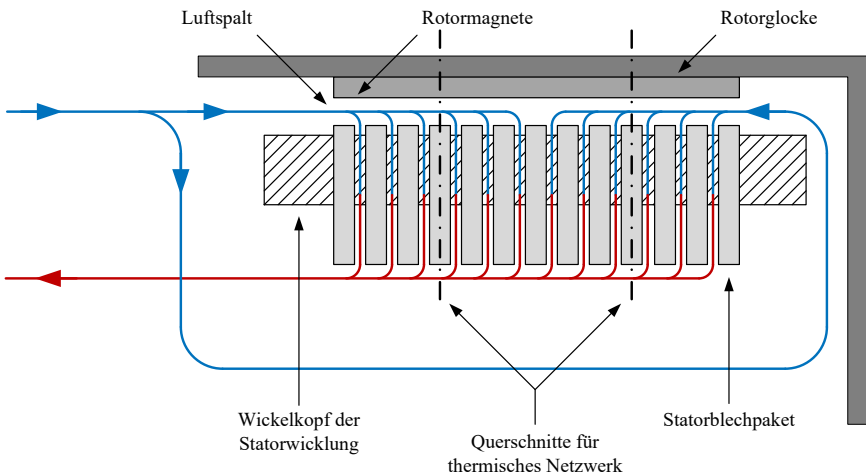


Abb. 3.24.: Innere Luftkühlung des Windgenerators schematisch im Längsschnitt. Strichpunktiert sind die Querschnittsebenen des thermischen Netzwerks (Abb. 3.26).

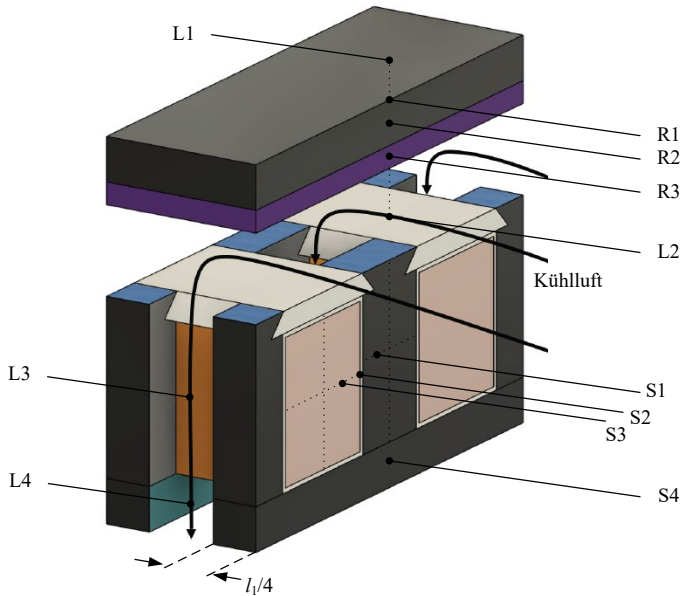


Abb. 3.25.: Lage der Knotenpunkte des thermischen Netzwerks des Windgenerators. Bildquelle: [T10].

Tab. 3.9.: Knotenpunkte im thermischen Netzwerk des Windgenerators.

L0	Temperatur der primären Kühlluft bei Eintritt in die Maschine
L1	Umgebungstemperatur außerhalb der Rotorglocke
L2	mittlere Kühlmitteltemperatur im Luftspalt der Maschine
L3	mittlere Kühlmitteltemperatur im radialen Kühlkanal des Statorblechpakets auf Höhe der Statorzähne
L4	mittlere Kühlmitteltemperatur im radialen Kühlkanal des Statorblechpakets auf Höhe des Statorjochs
R1	mittlere Oberflächentemperatur des Rotorjochs
R2	mittlere Rotorjochtemperatur
R3	mittlere Magnettemperatur
S1	mittlere Temperatur im Statorzahn
S2	mittlere Oberflächentemperatur der Statorspule
S3	mittlere Leitertemperatur (Kupfer)
S4	mittlere Statorjochtemperatur

3.3. Optimale Maschinenauslegung

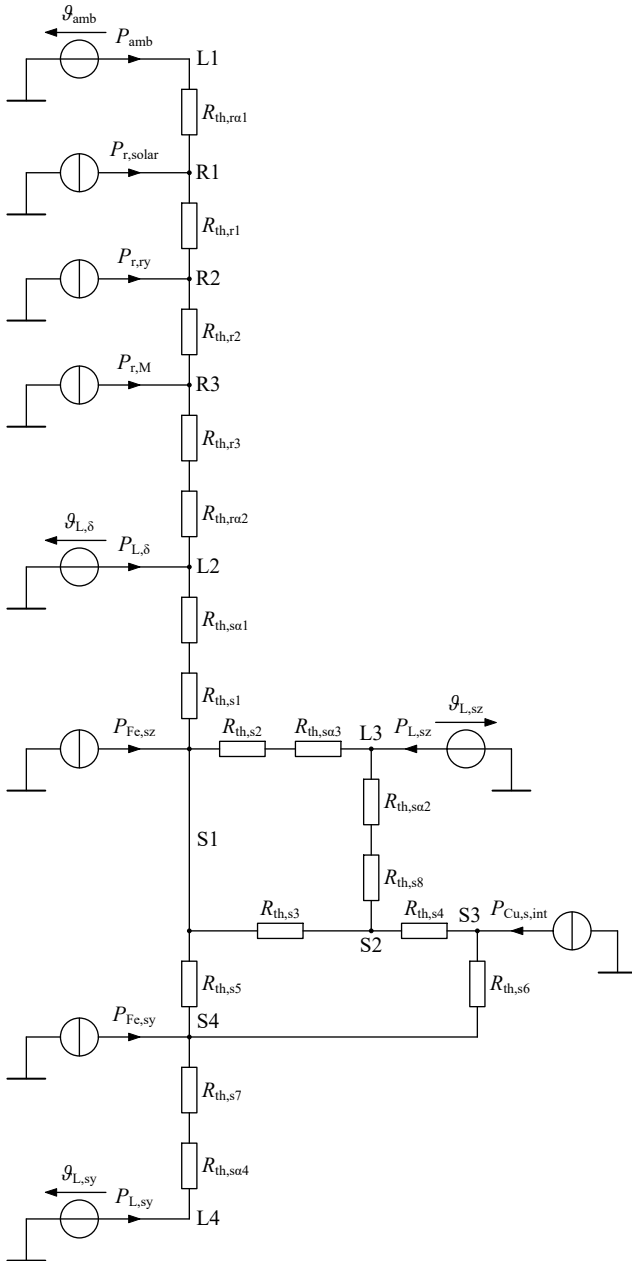


Abb. 3.26.: Thermisches Netzwerk des Windgenerators für mittlere Bauteiltemperaturen in Querschnittsebenen gemäß Abb. 3.24.

Im Rahmen des verwendeten thermischen Modells werden weder axial gerichtete Wärmeströme berücksichtigt noch die Temperatur im Wickelkopf berechnet. Für den Wickelkopf wird vorausgesetzt, dass dessen Luftkühlung so ausgestaltet ist, dass die lokale Erwärmung im zulässigen Bereich bleibt. Dazu wird die eintretende Kühlluft vor dem Einblasen in den Luftspalt über die Wickelköpfe geführt. Das hier verwendete Modell beschränkt sich hinsichtlich des Wickelkopfs auf die Berücksichtigung der Kühlmittelerwärmung durch die Übertragung der Stromwärmeverluste des Wickelkopfs auf die eintretende Kühlluft.

Im Folgenden wird die Berechnung der thermischen Ersatzelemente, d.h. der thermischen Widerstände, dargestellt. Hierbei sind häufig Fallunterscheidungen nach verteilter Einschichtwicklung ($q = 1$) und Zweischicht-Zahnpulenwicklung ($q = 1/2$; $q = 2/5$) notwendig.

3.3.7.2. Wärmeleitung in der Statornut

Die Modellbildung wird anhand der schematischen Querschnittsdarstellung einer Nut in Abb. 3.27 diskutiert. Der Aufbau eines Teilleiters ist in Abb. 3.27(a) dargestellt und umfasst eine Kupferregion und eine Lackschicht der Dicke d_{Lack} . Aufgrund der Abrundung des Profilkupfers reduzieren sich die thermisch wirksame Kontaktfläche zu benachbarten Teilleitern. Dies wird in Querrichtung zur Nut durch einen Faktor $k_{\text{Cu},\gamma} = 2/3$ und in Längsrichtung zur Nut durch einen Faktor $k_{\text{Cu},r} = 4/5$ berücksichtigt. Der Wicklungsaufbau und die Lage der Knoten des thermischen Netzwerks sind für die Einschichtwicklung in Abb. 3.27(b) und für die Zweischichtwicklung in Abb. 3.27(c) dargestellt. Jede Spulenseite ist aus ($n_\gamma \times n_r$) Teilleitern aufgebaut. Dabei bezeichnet n_γ die Teilleiteranzahl quer zur Nut und n_r die Teilleiteranzahl längs der Nut. Da während der Optimierung keine Wicklungsauslegung erfolgt, werden die folgenden typischen Werte einer industriell in ähnlicher Weise gefertigten Referenzmaschine im Rahmen der thermischen Berechnung für alle Wicklungstypen verwendet: $n_\gamma = 2$ und $n_r = 20$.

Die Bestimmung der thermischen Widerstände in der Nut basiert auf einer Homogenisierung der räumlich verteilten Anordnung verschiedener Materialien und Verlustquellen zu einer Ersatzanordnung mit Knotenpunkten. Der Knoten S3 im thermischen Netzwerk (s. Abb. 3.26) repräsentiert den Punkt mit mittlerer Leitertemperatur ϑ_{Cu} , welche insbesondere für die Berechnung der Statorstromwärmeverluste verwendet wird. Da die Spulenseiten in zwei Richtungen, nämlich sowohl in Umfangsrichtung als auch in radialer Richtung, entwärmen, ist eine korrekte Netzwerksynthese mit wenigen Elementen nur durch zusätzliche Annahmen möglich. Nach [71] wird hier angenommen, dass die Wärmeströme in diesen beiden Hauptrichtungen unabhängig voneinander sind. Die Homogenisierung der Spulenseiten beschränkt sich auf den Bereich der stromführenden Teilleiter. Hier wird in beiden Richtungen durch die Reihenschaltung der vom Wärmefluss durchsetzten Materialien je ein Ersatzwiderstand gebildet. Die Ausdehnung der Region, über die homogenisiert wird, ist in Abb. 3.27(b) bzw. 3.27(c) eingezeichnet und reicht in der Querrichtung von Punkt S2 bis Punkt S2' und in Längsrichtung von Punkt S5 bis Punkt S6. All diese Punkte liegen auf der Oberfläche der au-

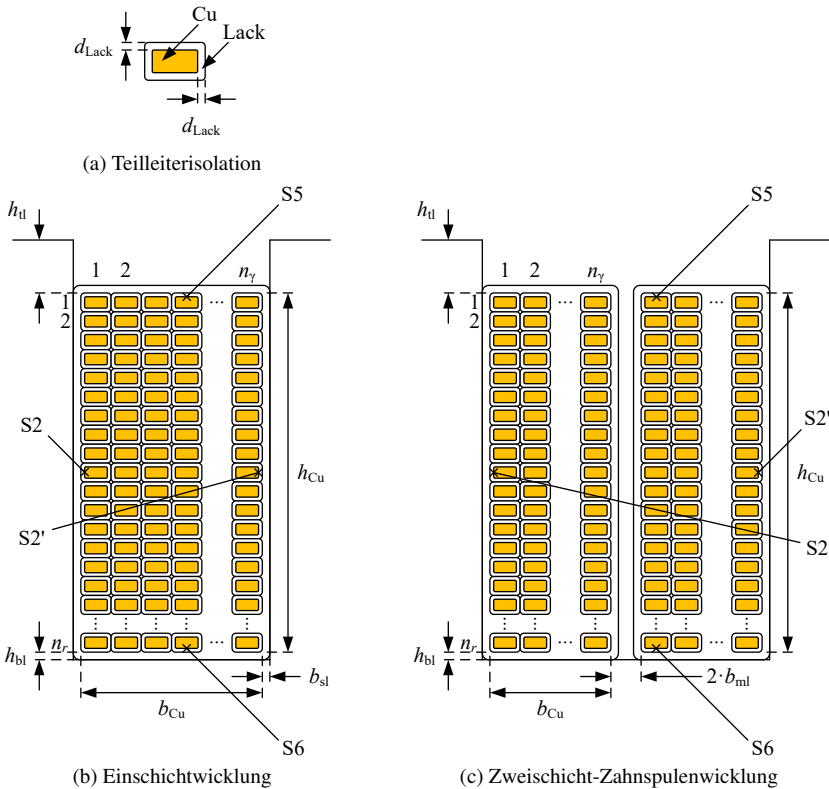


Abb. 3.27.: Schematische Darstellung der Statornut zur Synthese der thermischen Ersatzwiderstände.

beren blanken Teilleiter. Weitere Abmessungen und die verwendeten Wärmeleitfähigkeiten sind in Tab. 3.10 zusammengefasst.

Die Rechnung zur Homogenisierung in Nutquerrichtung zwischen den Punkten S2 und S2' ist in (3.22)–(3.26) dargestellt. Zunächst wird die Anzahl n'_γ der vom Wärmefluss durchsetzten Lackschichten ermittelt. Danach müssen die vom Wärmestrom durchsetzte blanken Kupferweite b'_{Cu} und die blanken Kupferhöhe h'_{Cu} bestimmt werden. Bezogen auf die ganze Maschine ergibt sich für den stromführenden Bereich der thermische Querwiderstand $R_{th,S2-S2'}$. Unter Berücksichtigung der Symmetrieachse des Temperaturfeldes in der Nutmitte und den Überlegungen zur mittleren Temperatur bei homogen verteilter Verlustdichte (s. Abb. 3.23) ergibt sich für die mittlere Kupfertemperatur im Knotenpunkt S3 der im Ersatzschaltbild verwendete Widerstand $R_{th,S4}$ (vgl. Abb. 3.26).

$$n'_\gamma = \begin{cases} 4 \cdot \left(\left\lceil \frac{n_\gamma}{2} \right\rceil - 1 \right) & \text{für Einschichtwicklung} \\ 4 \cdot (n_\gamma - 1) & \text{für Zweischichtwicklung} \end{cases} \quad (3.22)$$

$$b'_{\text{Cu}} = \begin{cases} b_{\text{Cu}} - 2 \cdot n_\gamma \cdot d_{\text{Lack}} & \text{für Einschichtwicklungen} \\ 2 \cdot (b_{\text{Cu}} - 2 \cdot n_\gamma \cdot d_{\text{Lack}}) & \text{für Zweischichtwicklungen} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$h'_{\text{Cu}} = h_{\text{Cu}} - 2 \cdot n_r \cdot d_{\text{Lack}} \quad (3.24)$$

$$R_{\text{th},\text{S2-S2}'} = \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{b'_{\text{Cu}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot h'_{\text{Cu}} \cdot L} + \frac{n'_\gamma \cdot d_{\text{Lack}}}{\lambda_{\text{Iso}} \cdot k_{\text{Cu},\gamma} \cdot h'_{\text{Cu}} \cdot L} \right) \quad (3.25)$$

$$R_{\text{th},\text{s4}} = \frac{1}{12} \cdot R_{0,\text{S2-S2}'} \quad (3.26)$$

Tab. 3.10.: Windgenerator: Spulenaufbau, Lackschichtdicke und Wärmeleitfähigkeiten.

d_{Lack}	Dicke der Lackschicht der Teileiter	100 μm
n_γ	Teileiter nebeneinander	2
n_r	Teileiter übereinander	20
λ_{Iso}	Wärmeleitfähigkeit von Lack und getränkter Bandage	0,18 W/(m · K)
λ_{Cu}	Wärmeleitfähigkeit für blankes Kupfer	390 W/(m · K)

In Nutlängsrichtung wird die Homogenisierung zwischen den Punkten S5 und S6 aus Abb. 3.27(b) bzw. 3.27(c) vorgenommen und ist in (3.27) bis (3.29) rechnerisch dargestellt. Zunächst wird die Anzahl n'_r der Lackschichten in Nutlängsrichtung zwischen S5 und S6 bestimmt. Danach wird der auf die ganze Maschine bezogene thermische Nutlängswiderstand $R_{\text{th},\text{S5-S6}}$ berechnet. Da die Nut aufgrund der geringen thermischen Leitfähigkeit des Nutverschlusses in Längsrichtung näherungsweise nur in Richtung Nutgrund entwärmt, ergibt sich unter Berücksichtigung der Überlegungen zur mittleren Temperatur bei homogen verteilter Verlustdichte (vgl. Abb. 3.23) der im Ersatzschaltbild verwendete thermische Widerstand $R_{\text{th},\text{s6}}$. Darin wird erstmalig auch die Breite der Nut b_{SQ} verwendet.

$$n'_r = 2 \cdot (n_r - 1) \quad (3.27)$$

$$R_{\text{th},\text{S5-S6}} = \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{h'_{\text{Cu}}}{\lambda_{\text{Cu}} \cdot b'_{\text{Cu}} \cdot L} + \frac{n'_r \cdot d_{\text{Lack}}}{\lambda_{\text{Iso}} \cdot k_{\text{Cu},r} \cdot b'_{\text{Cu}} \cdot L} \right) \quad (3.28)$$

$$R_{\text{th},\text{s6}} = \frac{1}{3} \cdot R_{0,\text{S5-S6}} + \frac{d_{\text{Lack}} + h_{\text{bl}}}{\lambda_{\text{Iso}} \cdot b'_{\text{Cu}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot Q} + \frac{h_{\text{sy}}/2}{\lambda_{\text{Fe},\parallel} \cdot b_{\text{SQ}} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot Q} \quad (3.29)$$

Die Einführung des Knotenpunkts S2 in der äußersten Leiterlage in Abb. 3.27 ist in den beiden konkurrierenden lateralen Entwärmungspfaden begründet: Zum einen kann der Leiter in jedem radialen Kühlkanal an die Kühlluft Wärme abgeben und zum anderen ist in den

Teilblechpaketen eine Entwärmung in das umgebende Statorisen des Blechpakets möglich. Aufgrund der kurzen Teilblechpakete werden diese beiden Entwärmungspfade ohne Berücksichtigung des axialen, sehr kleinen Wärmewiderstands im Kupfer direkt mit dem Knoten S2 verbunden. Der konduktive Anteil des erstgenannten Pfads zur direkten Wärmeabgabe in den Kühlkanal wird mit Hilfe von $R_{th,s8}$ in (3.30) modelliert. Der letztgenannte Pfad in Richtung Zahn wird mit Hilfe von $R_{th,s3}$ in (3.31) modelliert.

$$R_{th,s8} = \frac{d_{Lack} + b_{sl}}{h_{Cu} \cdot \lambda_{Iso}} \cdot \frac{1}{2 \cdot Q \cdot n_k \cdot l_k} \quad (3.30)$$

$$R_{th,s3} = \left(\frac{b_{sz}/4}{h_{sz} \cdot \lambda_{Fe,\parallel}} + \frac{d_{Lack} + b_{sl}}{h_{Cu} \cdot \lambda_{Iso}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot Q \cdot l_{Fe}} \quad (3.31)$$

3.3.7.3. Wärmeleitung im Statorblechpaket

Die weiteren konduktiven Wärmewiderstände im Statorblechpaket werden auf Grundlage der bekannten Beziehungen für die idealisierten Anordnungen von Quadern und axial durchströmten Hohlzylindern in (3.32) bis (3.35) bestimmt. Die Wärmeleitfähigkeit des Statorblechpakets ist in Tab. 3.11 angegeben und hängt davon ab, wie der Wärmestrom im Bezug auf die Lamellierung orientiert ist, sodass die thermische Anisotropie der Wärmeleitung in Blechebene $\lambda_{Fe,\parallel}$ und quer dazu $\lambda_{Fe,\perp}$ erfasst wird. In den Statorzähnen und dem Statorjoch treten die Statorummagnetisierungsverluste als verteilte Quellen auf. Allerdings wird hier aus zwei Gründen keine Modellierung mit dem Ziel der korrekten Ermittlung der durchschnittlichen Bauteiltemperatur durchgeführt (vgl. Abb. 3.23):

1. Die Statorummagnetisierungsverluste werden ohne Berücksichtigung der Blechtemperatur ermittelt, sodass es zur Bestimmung des Wirkungsgrades nicht notwendig ist, die mittlere Statorblechtemperatur zu kennen.
2. Im Statorblechpaket treten Wärmeströme in allen drei Raumrichtungen auf, was wegen der oben genannten thermischen Anisotropie zu einem komplizierteren thermischen Ersatzmodell mit unverhältnismäßig hohem Aufwand führt.

$$R_{th,s1} = \frac{h_{sz}/2}{\lambda_{Fe,\parallel} \cdot b_{sz} \cdot l_{Fe} \cdot Q} \quad (3.32)$$

$$R_{th,s2} = \frac{l_1/4}{\lambda_{Fe,\perp} \cdot h_{sz} \cdot b_{sz} \cdot (n_k + 1) \cdot 2 \cdot Q} \quad (3.33)$$

$$R_{th,s5} = \frac{(h_{sz} + h_{sy})/2}{\lambda_{Fe,\parallel} \cdot b_{sz} \cdot l_{Fe} \cdot Q} \quad (3.34)$$

$$R_{th,s7} = \frac{l_1/4}{\lambda_{Fe,\perp} \cdot \pi \cdot \left((r_{si} + h_{sy})^2 - r_{si}^2 \right) \cdot 2 \cdot (n_k + 1)} \quad (3.35)$$

Tab. 3.11.: Wärmeleitfähigkeit im Statorblechpaket und Rotor des Windgenerators.

Statorblechpaket (M470-65A)		
$\lambda_{\text{Fe},\parallel}$	Wärmeleitfähigkeit parallel zur Paketschichtung [77]	28 W/(m · K)
$\lambda_{\text{Fe},\perp}$	Wärmeleitfähigkeit senkrecht zur Paketschichtung [77]	5 W/(m · K)
Rotor		
$\lambda_{\text{Fe},r}$	Wärmeleitfähigkeit des Rotorjochs (Stahl S355) [78]	55,7 W/(m · K)
λ_{M}	Wärmeleitfähigkeit der Permanentmagneten (N46MH) [79]	9 W/(m · K)

3.3.7.4. Wärmeleitung im Rotor

Auch im Rotor werden auf Grundlage der bekannten Beziehung für einen thermisch radial durchströmten Hohlzylinder die thermischen Ersatzschaltbildgrößen in (3.36) bis (3.38) ermittelt. Auf eine Modellierung der durchschnittlichen Bauteiltemperaturen (vgl. Abb. 3.23) wird verzichtet, da einerseits die Verlustdichten in den Magneten und im Rotorjoch aufgrund der radial abklingenden Wirbelstromdichte radial nicht homogen verteilt sind und sich andererseits alle Rotortemperaturen aufgrund der verhältnismäßig dünnen Rotorkonstruktion als Rotorglocke nur geringfügig unterscheiden. Die Wärmeleitfähigkeit im Rotorjoch $\lambda_{\text{Fe},r}$ und in den Permanentmagneten λ_{M} sind in Tab. 3.11 angegeben.

$$R_{\text{th},r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \lambda_{\text{Fe},r}} \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{ro}}}{r_{\text{ro}} - \frac{h_{\text{ry}}}{2}} \right) \quad (3.36)$$

$$R_{\text{th},r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L} \cdot \left[\frac{1}{\lambda_{\text{Fe},r}} \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{ro}} - \frac{h_{\text{ry}}}{2}}{r_{\text{ro}} - h_{\text{ry}}} \right) + \frac{1}{\lambda_{\text{M}}} \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{ro}} - h_{\text{ry}}}{r_{\text{ri}} + \frac{h_{\text{M}}}{2}} \right) \right] \quad (3.37)$$

$$R_{\text{th},r3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \lambda_{\text{M}}} \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{ri}} + \frac{h_{\text{M}}}{2}}{r_{\text{ri}}} \right) \quad (3.38)$$

3.3.7.5. Konvektion von Rotorausmantel zu Umgebungsluft

Die Strömungsgeschwindigkeit wird von der axial gerichteten Windgeschwindigkeit $v = 12 \text{ m/s}$ gegenüber der Umfangsgeschwindigkeit der Drehbewegung, die ca. $3,5 \text{ m/s}$ im Nennpunkt beträgt, dominiert. Daher werden die konvektiven Beziehungen für den Fall „ebene Platte“ aus [74, Kapitel G4] unter Berücksichtigung der aus Windgeschwindigkeit und Drehbewegung vektoriell addierten (3.40), resultierenden Geschwindigkeit angewendet.

Stoffeigenschaften der Umgebungsluft ($\vartheta = 15^\circ\text{C}$, $p = 1013 \text{ hPa}$):

$$Pr = 0,718 \quad v = 15,1 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s} \quad \lambda = 0,0257 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K}) \quad (3.39)$$

Reynolds-Zahl Re :

$$v = \sqrt{v_{\text{amb}}^2 + (2 \cdot \pi \cdot r_{\text{ro}} \cdot n)^2} \quad c = l_{\text{ax,v}} \quad Re = \frac{v \cdot c}{\nu} \quad (3.40)$$

Nußelt-Zahl Nu :

$$Nu_{\text{lam}} = 0,664 \cdot \sqrt{Re} \cdot \sqrt[3]{Pr} \quad Nu_{\text{turb}} = \frac{0,037 \cdot Re^{0,8} \cdot Pr}{1 + 2,443 \cdot Re^{-0,1} \cdot (Pr^{2/3} - 1)} \quad (3.41)$$

$$Nu = \sqrt{Nu_{\text{lam}}^2 + Nu_{\text{turb}}^2} \quad (3.42)$$

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{\text{th,r}\alpha 1}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = 2 \cdot \pi \cdot r_{\text{ro}} \cdot l_{\text{ax,v}} \quad R_{\text{th,r}\alpha 1} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.43)$$

3.3.7.6. Konvektion von Magnetoberfläche zu Kühlluft im Luftspalt

Die Strömung im Luftspalt wird vollständig von der axialen Geschwindigkeitskomponente dominiert. Aufgrund der langsamen Drehzahl kann die tangentielle Geschwindigkeitskomponente, welche aus der Drehbewegung des Rotors resultiert und ca. 3,4 m/s im Nennpunkt beträgt, vernachlässigt werden. In der modellierten Querschnittsebene beträgt der Volumenstrom ein Viertel des Gesamtkühlmittelstromes, da die Kühlluft auf beiden Maschinenseiten eingeblasen wird und bei einem Viertel axialer Tiefe bereits die Hälfte des Kühlmittels durch die radialen Kühlschlitze im Statorblechpaket den Luftspalt verlassen hat. Dabei ist eine lineare Abnahme des axialen Kühlluftstroms angenommen worden, was streng genommen nicht gültig ist, aber im Rahmen dieser Untersuchung ausreicht. Zur Modellierung wird der Fall „Konzentrischer Ringspalt“ aus [73, Kapitel G2] herangezogen.

Stoffeigenschaften der Kühlluft ($\vartheta = 50^\circ\text{C}$, $p = 1013 \text{ hPa}$):

$$Pr = 0,718 \quad \nu = 17,95 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s} \quad \lambda = 0,0278 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K}) \quad (3.44)$$

Reynolds-Zahl Re :

$$v = \frac{\dot{V}/4}{\pi \cdot (r_{\text{ri}}^2 - r_{\text{so}}^2) + (1 - f_{\text{p}}) \cdot \pi \cdot ((r_{\text{ri}} + h_{\text{M}})^2 - r_{\text{ri}}^2)} \quad c = 2 \cdot \delta \quad Re = \frac{v \cdot c}{\nu} \quad (3.45)$$

Nußelt-Zahl Nu (für Turbulenz mit $Re > 1 \cdot 10^4$):

$$k = 1,07 + \frac{900}{Re} - \frac{0,63}{1 + 10 \cdot Pr} \quad (3.46)$$

$$\xi = \left(1,8 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{3} \cdot Re \right) - 1,5 \right)^{-2} \quad (3.47)$$

$$F = 0,75 \quad (3.48)$$

$$Nu = \frac{(\xi/8) \cdot Re \cdot Pr}{k + 12,7 \cdot \sqrt{\xi/8} \cdot (Pr^{2/3} - 1)} \cdot \left(1 + \left(\frac{c}{L/2} \right)^{2/3} \right) \cdot F \quad (3.49)$$

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{th,r\alpha 2}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = 2 \cdot \pi \cdot r_{ri} \cdot L \quad R_{th,r\alpha 2} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.50)$$

3.3.7.7. Konvektion von Statoroberfläche zu Kühlluft im Luftspalt

Aufgrund des Radiusverhältnisses $r_{ri}/r_{so} \approx 1$ ergeben sich für die Statoroberfläche ähnliche Strömungsverhältnisse wie an der Rotoroberfläche, sodass die *Nußelt-Zahl* aus (3.49) verwendet wird. Die Stoffeigenschaften werden aus (3.44) übernommen.

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{s\alpha 1}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = l_{Fe} \cdot b_{sz} \cdot Q \quad R_{th,s\alpha 1} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.51)$$

3.3.7.8. Konvektion von Spule zu Kühlluft im Kühlkanal

Die Strömung im radialen Kühlkanal des Statorblechpakets wird nach [75] modelliert. Die folgenden Beziehungen gelten im Bereich der Statorzähne.

Reynolds-Zahl Re :

$$v = \frac{\dot{V}}{Q \cdot n_k \cdot l_k \cdot b_{sz}} \quad c = \frac{2 \cdot l_k \cdot b_{sz}}{l_k + b_{sz}} \quad Re = \frac{v \cdot c}{\nu} \quad (3.52)$$

Nußelt-Zahl Nu (für Turbulenz mit $Re > 1 \cdot 10^3$):

$$Nu = 0,045 \cdot Re^{0,8} \quad (3.53)$$

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{th,s\alpha 2}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = h_{Cu} \cdot n_k \cdot l_k \cdot 2 \cdot Q \quad R_{th,s\alpha 2} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.54)$$

3.3.7.9. Konvektion von Statorzahn zu Kühlluft im Kühlkanal

Die Strömungsverhältnisse entsprechen denen bei der Bestimmung von $R_{th,s\alpha 2}$. Die *Reynolds*-Zahl ist in (3.52) angegeben und die *Nußelt*-Zahl in (3.53).

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{th,s\alpha 3}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = 2 \cdot Q \cdot n_k \cdot b_{sz} \cdot h_{sz} \quad R_{th,s\alpha 3} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.55)$$

3.3.7.10. Konvektion von Statorjoch zu Kühlluft im Kühlkanal

Die Strömung im radialen Kühlkanal des Statorblechpakets wird nach [75] modelliert. Die folgenden Beziehungen gelten im Bereich des Statorjochs.

Reynolds-Zahl Re :

$$v = \frac{\dot{V}}{2 \cdot \pi \cdot \left(r_{si} + \frac{h_{sy}}{2} \right) \cdot l_k \cdot n_k} \quad c = 2 \cdot l_k \quad Re = \frac{v \cdot c}{\nu} \quad (3.56)$$

Nußelt-Zahl Nu :

$$Nu = 0,03 \cdot Re^{0,8} \quad (3.57)$$

Konvektiver Wärmewiderstand $R_{th,s\alpha 4}$:

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad A = (2 \cdot n_k) \cdot \pi \cdot \left((r_{si} + h_{sy})^2 - r_{si}^2 \right) \quad R_{th,s\alpha 4} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (3.58)$$

3.3.7.11. Gleichungssystem und Randbedingungen

Das thermische Netzwerk wird unter Anwendung des Knotenpotentialverfahrens [80] und der folgenden Vorgaben in ein lineares Gleichungssystem überführt und gelöst. Aus den dann bekannten Temperaturen an den Knoten können sämtliche Wärmeströme zwischen den Knoten berechnet werden.

Zu den Vorgaben gehören die im thermischen Netzwerk auftretenden Wärmequellen an ausgewählten Knoten. Diese gliedern sich in die vor der thermischen Berechnung fest vorgegebenen Wärmequellen und die Statorstromwärmeverluste für die tatsächliche mittlere Leiter-temperatur. Die folgenden Wärmequellen werden fest vorgegeben.

1. Solare Wärmeeinstrahlung: $P_{r,sol}$ mit dem Absorptionskoeffizient $\alpha = 0,25$ und der solaren Einstrahlung $E_{sol} = 1000 \text{ W/m}^2$

$$P_{r,sol} = E_{sol} \cdot \alpha \cdot l_{ax,v} \cdot 2 \cdot r_{ro} \quad (3.59)$$

2. Wirbelstromverluste im Rotorjoch: $P_{r,ry}$
3. Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten: $P_{r,M}$
4. Ummagnetisierungsverluste in den Statorzähnen: $P_{Fe,sz}$
5. Ummagnetisierungsverluste im Statorjoch: $P_{Fe,sy}$

Daneben werden nach (3.17) die Statorstromwärmeverluste entsprechend der tatsächlichen mittleren Leitertemperatur berücksichtigt. Hierbei ist, wie im Abschnitt 3.3.7.1 ausgeführt, zu berücksichtigen, dass nur der im Aktivteil (Blechkpaket) auftretende Anteil der Statorstromwärmeverluste im thermischen Modell berücksichtigt wird. Der Anteil im Wickelkopf wird durch die getrennt ausgeführte Wickelkopfkühlung abgeführt. Die im thermischen Netzwerk verwendeten Stromwärmeverluste ergeben sich daher nach (3.60), wobei die darin auftretende mittlere Leitertemperatur ϑ_{Cu} der Knotentemperatur in S3 in Abb. 3.26 entspricht.

$$P_{Cu,int}(\vartheta_{Cu}) = \left(1 - \frac{2 \cdot l_b}{l_{avg}}\right) \cdot P_{Cu,DC}(\vartheta_{Cu}) \quad (3.60)$$

Die Kühllufttemperatur steigt vom Kühlmittleintritt bis zum -austritt aufgrund der aufgenommenen Verlustleistung an. Im thermischen Netzwerk werden die nach (3.61) bis (3.64) berechneten, abschnittsweise gemittelten Kühllufttemperaturen verwendet. Dabei wird entsprechend einer geschätzten Kühllufttemperatur von 50°C die spezifische Wärmekapazität $c_p = 1,01 \text{ kJ}/(\text{kg} \cdot \text{K})$ und die Dichte $\rho = 1,094 \text{ kg}/\text{m}^3$ angenommen [75].

$$P_{Cu,b} = \frac{2 \cdot l_b}{l_{avg}} \cdot P_{Cu,DC}(\vartheta_{Cu}) \quad (3.61)$$

$$\vartheta_{L2} = \vartheta_{L,0} + \frac{P_{Cu,b} - P_{L,\delta}/2}{c_p \cdot \rho \cdot \dot{V}} \quad (3.62)$$

$$\vartheta_{L3} = \vartheta_{L,0} + \frac{P_{Cu,b} - P_{L,\delta} - P_{L,sz}/2}{c_p \cdot \rho \cdot \dot{V}} \quad (3.63)$$

$$\vartheta_{L4} = \vartheta_{L,0} + \frac{P_{Cu,b} - P_{L,\delta} - P_{L,sz} - P_{L,sy}/2}{c_p \cdot \rho \cdot \dot{V}} \quad (3.64)$$

3.3.8. Wickelkopfstromung und elektrisches Ersatzschaltbild

Zur Ermittlung der elektrischen Klemmengrößen, insbesondere des Grundschwingungsleistungsfaktors $\cos \varphi_{s,1}$, müssen die aus der FE-Simulation gewonnenen Daten unter Berücksichtigung der Wickelkopfstrominduktivität $L_{s,\sigma b}$ und der im Nachhinein ermittelten Verluste korrigiert werden. Dazu wird das in Abb. 3.28 dargestellte Grundschwingungsersatzschaltbild genutzt. Im Folgenden wird zunächst die analytische Berechnung der Wickelkopfstromung für Ein- und Zweischichtwicklungen dargestellt und danach auf die Bestimmung der übrigen Ersatzschaltbildelemente eingegangen.

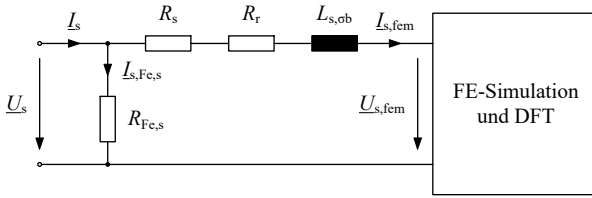


Abb. 3.28.: Grundschwingungsersatzschaltbild zur Berechnung der Klemmengrößen aus der FE-Simulation.

3.3.8.1. Wickelkopfstreuung der Einschichtwicklung

Für die Einschichtwicklung wird die Wickelkopfstreuinduktivität nach [81] auf Grundlage von Messungen durch *Künzel* an Modellanordnungen herangezogen [82]. Für den Spezialfall $q = 1$ resultiert die Wickelkopfstreuung $L_{s,\sigma b}$ nach (3.65)–(3.66), wobei l_b die Leiterlänge im Wickelkopf ist und d_w die Querschnittsdiagonale der Spulenseite ist.

$$\lambda_b = 0,37 \cdot \left(1 + 0,9 \cdot \frac{l_b - 10 \cdot d_w}{l_b + 10 \cdot d_w} \right) \quad (3.65)$$

$$L_{s,\sigma b} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot \frac{2}{p} \cdot \lambda_b \cdot l_b \quad (3.66)$$

3.3.8.2. Wickelkopfstreuung der Zweischichtzahnspulenwicklung

Die Zweischichtzahnspulenwicklung weist Spulenseiten auf, die nebeneinander in der Nut angeordnet sind. Diese Anordnung entspricht geometrisch weitgehend den Feldwicklungen von elektrisch erregten Schenkelpol-Synchronmaschinen. Die Streuinduktivität bzw. die Streuleitwerte sind in [83, 84] analytisch auf Grundlage von konformen Abbildungen berechnet. Das Prinzip dieser Rechnung ist in Abb. 3.29 dargestellt. Darin wird der Stirnraum und das angenommene Stirnraummagnetfeld einer bestromten Zahnspule 1 gezeigt, welche um den mittleren Zahn gewickelt ist. Der Wickelkopf der Zahnspule ist nicht dargestellt. Vereinfachend wird angenommen, dass im Stirnraum das Magnetfeld axial aus dem umwickelten Zahn austritt und sich dann eben im Stirnraum zu den beiden benachbarten Zähnen ausbreitet und in diese eintritt, wie dies für die willkürlich gewählte Schnittebene S gezeigt ist. Ebenheit des Feldes bedeutet, dass das Magnetfeld im Stirnraum keine Radialkomponente aufweist und sich daher der Streufluss $\Phi'_{\sigma b,1}$ in jeder Schnittebene S in Abhängigkeit der unterhalb der Ebene eingeschlossenen elektrischen Durchflutung Θ_1 und eines längenbezogenen magnetischen Streuleitwertes Λ' berechnen lässt.

Bei den betrachteten Windgeneratoren ist die Änderung der Zahnbreite über der Zahnhöhe auf Grund des großen Maschinendurchmessers vernachlässigbar klein, sodass mit einem konstanten längenbezogenen Streuleitwert entlang der ganzen Nuthöhe gerechnet wird. Auf-

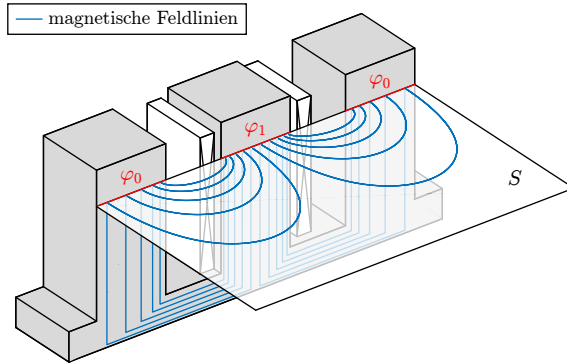


Abb. 3.29.: Stirnstreufeld-Berechnung: Zweidimensionale Simulation des Stirnraumfeldes einer Zahnspule in der Ebene S durch Vorgabe des magnetischen Potentials auf dem umwickelten Zahn (φ_1) und den benachbarten Zähnen ($\varphi_0 = 0$) (Software *FEMM*).

grund der hohen magnetischen Permeabilität des Statorblechpakets bzw. der am Blechpaketende angeordneten Pressfinger wird der Magnetisierungsbedarf des Rückschlusspfads, welcher in Abb. 3.29 auf der Stirnseite dargestellt ist, vernachlässigt.

Der längenbezogene magnetische Streuleitwert Λ' wird mit Hilfe einer schnellen magneto-statischen FE-Simulation ermittelt. Dazu wird das Feldproblem in der Ebene S mit Hilfe der Software *FEMM* gelöst. Zur weiteren Vereinfachung wird dabei, wie in Abb. 3.29 dargestellt, angenommen, dass der Stirnstreufluss einer Zahnspule nur bis zu den beiden benachbarten Zähnen reicht und dass das Stirnstreufeld abrupt an der Blechpaketoberfläche endet und von einem homogenen Nutquerfeld abgelöst wird, das in Abb. 3.29 nicht dargestellt ist. Das Feldproblem wird mit Hilfe des magnetischen Skalarpotentials gelöst. Dazu wird entsprechend einer angenommenen elektrischen Probedurchflutung Θ_1 das magnetische Potential $\varphi_1 = \Theta_1$ des magnetisierten Zahnes und das Potential $\varphi_0 = 0$ der benachbarten Zähne vorgegeben. Alle restlichen Modellkanten werden durch homogene *Neumann*-Randbedingungen des magnetischen Skalarpotentials geschlossen, sodass kein magnetischer Fluss durch diese austritt. Das Ergebnis der FE-Simulation ist der längenbezogene magnetische Gesamtstreufloss $\Phi'_{\text{sb},1}$, welcher am umwickelten Zahn austritt. Der längenbezogene magnetische Stirnstreuleitwert Λ' nach (3.67) bezieht sich auf den halben magnetischen Fluss. Üblicherweise wird der magnetische Streuleitwert dimensionslos als λ_b nach (3.68) angegeben.

$$\Lambda' = \frac{\Phi'_{\text{sb},1}/2}{\Theta_1} \quad (3.67)$$

$$\lambda_b = \frac{\Lambda'}{\mu_0} \quad (3.68)$$

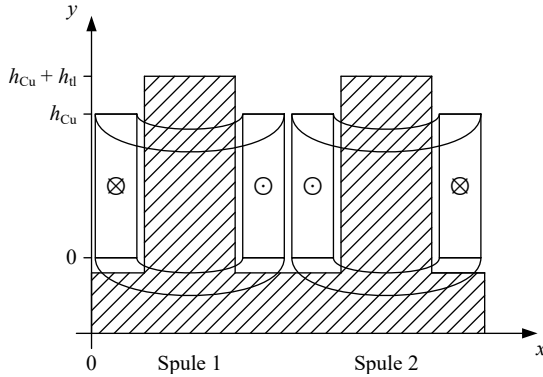


Abb. 3.30.: Stirmstreufeld-Berechnung: Selbst- und Gegeninduktivität.

Mit Hilfe des ermittelten Stirmstreuleitwerts λ_b werden anhand von Abb. 3.30 die Selbst- und Gegeninduktivität von zwei benachbarten, magnetisch mitgekoppelten Spulen 1 und 2 berechnet. In (3.69)–(3.71) ist die Berechnung der Selbstinduktivität $L_{\sigma b,11}$ einer Spule gezeigt und in (3.72)–(3.74) die Berechnung der Gegeninduktivität $L_{\sigma b,12}$. Der dabei auftretende Faktor 2 berücksichtigt beide Maschinenseiten an der Antriebs- und Nichtantriebsseite.

$$\Psi_{\sigma b,1}(I_{c,1}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_{Cu}+h_{II}} N(y) \cdot \Phi'_{\sigma b,1}(y) dy \quad (3.69)$$

$$\Psi_{\sigma b,1}(I_{c,1}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_{Cu}} \left(\frac{N_c}{h_{Cu}} \cdot y \right) \cdot \left(2\mu_0 \cdot \lambda_b \cdot \frac{N_c \cdot I_{c,1}}{h_{Cu}} \cdot y \right) dy \quad (3.70)$$

$$+ 2 \cdot \int_{y=h_{Cu}}^{h_{Cu}+h_{II}} N_c \cdot (2\mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c \cdot I_{c,1}) dy$$

$$L_{\sigma b,11} = \frac{\Psi_{\sigma b,1}(I_{c,1})}{I_{c,1}} = 4 \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c^2 \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{II} \right) \quad (3.71)$$

$$\Psi_{\sigma b,1}(I_{c,2}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_{Cu}+h_{II}} N(y) \cdot \Phi'_{\sigma b,1}(y) dy \quad (3.72)$$

$$\Psi_{\sigma b,1}(I_{c,2}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_{Cu}} \left(\frac{N_c}{h_{Cu}} \cdot y \right) \cdot \left(\mu_0 \cdot \lambda_b \cdot \frac{N_c \cdot I_{c,2}}{h_{Cu}} \cdot y \right) dy \quad (3.73)$$

$$+ 2 \cdot \int_{y=h_{Cu}}^{h_{Cu}+h_{tl}} N_c \cdot (\mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c \cdot I_{c,2}) dy$$

$$L_{\sigma b,12} = \frac{\Psi_{\sigma b,1}}{I_{c,2}} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c^2 \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{tl} \right) = \frac{L_{\sigma b,11}}{2} \quad (3.74)$$

In den folgenden Abschnitten werden die resultierenden Streuinduktivitäten zunächst je Urwickelschema und dann je Strang für die beiden eingesetzten Zweischicht-Zahnspulenwicklungen berechnet. Dabei wird ein symmetrisches dreiphasiges Drehstromsystem nach (3.75) vorausgesetzt und die Herleitung ohne Beschränkung der Allgemeinheit für den Strang U durchgeführt.

$$i_{c,U} = \hat{I}_c \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad i_{c,V} = \hat{I}_c \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad i_{c,W} = \hat{I}_c \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.75)$$

Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 1/2$

Anhand des Urwickelschemas in Abb. 3.5(a) wird in (3.76)–(3.78) die Wickelkopfstromung eines Urwickelschemas für den Strang U berechnet. In (3.79) ist die Wickelkopfstromung je Strang angegeben.

$$\Psi_{\sigma b,ur,U} = L_{\sigma b,11} \cdot i_{c,U} - L_{\sigma b,12} \cdot i_{c,V} - L_{\sigma b,12} \cdot i_{c,W} \quad (3.76)$$

$$\Psi_{\sigma b,ur,U} = \frac{3}{2} \cdot L_{\sigma b,11} \cdot \hat{I}_c \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (3.77)$$

$$L_{\sigma b,ur} = \frac{\Psi_{\sigma b,ur,U}}{i_{c,U}} = 6 \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c^2 \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{tl} \right) \quad (3.78)$$

$$L_{\sigma b} = 3 \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot \frac{N_s^2}{p \cdot q} \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{tl} \right) \quad (3.79)$$

Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 2/5$

Mit der gleichen Vorgehensweise berechnet sich die Wickelkopfstromung je Strang für die Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 2/5$. Das halbe Urwickelschema ist in Abb. 3.2(a) und die Berechnung in (3.80)–(3.83) angegeben.

$$\Psi_{\sigma b,ur,U} = 2 \cdot L_{\sigma b,11} \cdot i_{c,U} + 2 \cdot L_{\sigma b,12} \cdot i_{c,U} - L_{\sigma b,12} \cdot i_{c,V} - L_{\sigma b,12} \cdot i_{c,W} \quad (3.80)$$

$$\Psi_{\sigma b,ur,U} = \frac{7}{2} \cdot L_{\sigma b,11} \cdot \hat{I}_c \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (3.81)$$

$$L_{\sigma b,ur} = \frac{\Psi_{\sigma b,ur,U}}{i_{c,U}} = 14 \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot N_c^2 \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{tl} \right) \quad (3.82)$$

$$L_{\sigma b} = \frac{7}{2} \cdot \mu_0 \cdot \lambda_b \cdot \frac{N_s^2}{p \cdot q} \cdot \left(\frac{h_{Cu}}{3} + h_{tl} \right) \quad (3.83)$$

3.3.8.3. Grundschwingungsverhalten aus FE-Simulation

Nach der Durchführung der magnetostatischen Simulation mit schrittweise veränderter Rotorposition sind für jeden Strang die magnetischen Statorflussverketungen $\Psi_{s,fem}(k_t)$ der Statorwicklung und Statorströme $i_{s,fem}(k_t)$ als zeitdiskrete Folgen bekannt. Aus diesen Angaben werden mit Hilfe der diskreten Fouriertransformation die zugehörigen Grundschwingungsamplituden bzw. Grundschwingungseffektivwerte ermittelt. Diese heißen in komplexer Schreibweise $\underline{I}_{s,fem}$ und $\underline{\Psi}_{s,fem}$ und sind im im rotorfesten dq-System ausgerichtet. Mit (3.84) wird die zugehörige induzierte Grundschwingungsspannung $\underline{U}_{s,fem}$ berechnet.

$$\underline{U}_{s,fem} = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \frac{\underline{\Psi}_{s,fem}}{\sqrt{2}} \quad (3.84)$$

Statorstromwärmeverluste

Der Widerstand R_s wird nach (3.85) so bestimmt, dass dieser die nach (3.17) berechneten Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,DC}$ ergibt.

$$R_s = \frac{P_{Cu,DC}}{m \cdot I_{s,fem}^2} \quad (3.85)$$

Rotorwirbelstromverluste

Der Widerstand R_r nach (3.86) bestimmt die Summe der analytisch berechneten Wirbelstromverluste im Rotorjoch $P_{r,ry}$ und in den Permanentmagneten $P_{r,M}$. Deren Berechnung ist in Abschnitt 3.3.6 bzw. Kapitel 2 behandelt.

$$R_r = \frac{P_{r,ry} + P_{r,M}}{m \cdot I_{s,fem}^2} \quad (3.86)$$

Statorummagnetisierungsverluste und Klemmenspannung

Die im Anschluss an die FE-Simulation nach Abschnitt 3.3.5 berechneten Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$ werden durch den Widerstand $R_{Fe,s}$ nach (3.88) im Grundschwingungsersatzschaltbild in Abb. 3.28 repräsentiert. Die Klemmenspannung \underline{U}_s ergibt sich gemäß Abb. 3.28 nach (3.87).

$$\underline{U}_s = \underline{U}_{s,fem} + (R_s + R_r + j \cdot \omega \cdot L_{s,\sigma b}) \cdot \underline{I}_{s,fem} \quad (3.87)$$

$$R_{\text{Fe},s} = \frac{m \cdot U_s^2}{P_{\text{Fe},s}} \quad (3.88)$$

Grundschwingungsleistungsfaktor und Klemmenstrom

Mit Hilfe der vorher berechneten Klemmenspannung U_s und dem Ersatzwiderstand $R_{\text{Fe},s}$ werden in (3.89) der Klemmenstrom I_s und Grundschwingungsleistungsfaktor $\cos \varphi_{s,1}$ nach (3.90) berechnet.

$$I_s = I_{s,\text{fem}} + \frac{U_s}{R_{\text{Fe},s}} \quad (3.89)$$

$$\cos \varphi_{s,1} = \frac{\text{Re} \{ U_s \cdot I_s^* \}}{U_s \cdot I_s} \quad (3.90)$$

3.3.9. Optimierungsergebnisse

Für die drei Wicklungsvarianten, welche nach der analytischen Voruntersuchung thermisch zulässige Rotorwirbelstromverluste (vgl. Tab. 3.1) aufwiesen, werden jeweils eine multikriterielle genetische Optimierung nach Abschnitt 3.3.1 durchgeführt und die Optimierungsergebnisse hier dargestellt. Neben den numerisch ermittelten, approximierten *Pareto*-Fronten in Bezug auf die Kriterien „minimale Magnetmasse m_M “ und „maximaler Generatorwirkungsgrad im Nennpunkt η_N “ werden folgende Eigenschaften diskutiert: a) Mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} , b) Grundschwingungsleistungsfaktor $\cos \varphi_{s,1}$ und c) Drehmomentwelligkeit $\Delta m / (2 \cdot \bar{m})$.

3.3.9.1. Berechnete Maschinenvarianten

Je Wicklungsvariante wurden zwischen 13000 und 20000 Maschinenvarianten berechnet, die das geforderte Bemessungsdrehmoment $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ erreichen (s. Tab. 3.12). Die einzelnen Individuen werden mit der für eine typische Umgebungstemperatur $\vartheta_{\text{amb}} = 15^\circ \text{C}$ berechneten mittleren Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} in Abb. 3.31(a)–3.31(c) über den Zielgrößen Magnetmasse m_M und Wirkungsgrad η_N dargestellt. Da das Kühlsystem über die Kühlmittleintrittstemperatur $\vartheta_{\text{L},0} = 25^\circ \text{C}$ und den Volumenstrom $\dot{V} = 12 \text{ m}^3/\text{s}$ fest vorgegeben ist, ergibt sich mit sinkendem Wirkungsgrad η_N eine steigende mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} . Bei den folgenden Betrachtungen der *Pareto*-Fronten werden nur Individuen mit einer mittleren Leitertemperatur von $\vartheta_{\text{Cu}} \leq 180^\circ \text{C}$ betrachtet und als thermisch zulässig bezeichnet, da Maschinen mit einer höheren mittleren Leitertemperatur teilweise selbst die Wärmeklasse N (200) übersteigen würden. Eine Angabe der Wärmeklassen nach *DIN EN 60034-1* [85] erfolgt nur für die ausgewählten Individuen in Abschnitt 3.4.

Der thermisch zulässige Bereich beginnt für Wicklungsvariante V1 ($q = 1$; $2p = 144$) bei einem Wirkungsgrad von 89,7%. Das ist 0,7 Prozentpunkte geringer als bei Variante Z2 und

Tab. 3.12.: Optimierung des Windgenerators: Anzahl simulierter Individuen.

	V1 $q = 1$	Z1 $q = 1/2$	Z2 $q = 2/5$
insgesamt	20187	13184	15652
mit $\vartheta_{Cu} \leq 180^\circ\text{C}$	17537	10344	13198
mit $\vartheta_{Cu} \leq 180^\circ\text{C}$ und <i>Pareto</i> -effizient	498	349	537

1,5 Prozentpunkte geringer als bei Variante Z1. Dies zeigt, dass V1 signifikant höhere absolute Verluste bei gleicher mittlerer Wicklungstemperatur abführen kann als die beiden Zweischichtzahnspulenwicklungen. Grund hierfür ist die höhere Anzahl von schmälere Nuten, die eine größere Wärmeaustauschfläche zwischen Wicklung und dem belüfteten Blechpaket erzeugen. Dieser Vorteil der Einschichtwicklung ist von den konkreten, im Rahmen der Optimierung fest vorgegebenen, Nut- bzw. Polzahlen abhängig. Diese höhere Nutzahl macht sich aber auch in einem erhöhten Aufwand für das Einlegen der Spulen in die Nuten bemerkbar.

3.3.9.2. Auswertung und Vergleich der *Pareto*-Fronten

Die *Pareto*-Fronten der drei Wicklungsvarianten im thermisch zulässigen Bereich sind gemeinsam in Abb. 3.31(d) dargestellt. Für alle Magnetmassen bzw. Wirkungsgrade dominiert die Variante V1 mit Einschichtwicklung ($q = 1$; $2p = 144$) die beiden Zahnspulenwicklungen Z1 ($q = 1/2$; $2p = 192$) und Z2 ($q = 2/5$; $2p = 180$). Dominanz bedeutet, dass für jeden Wirkungsgrad immer ein Individuum von V1 die geringste Magnetmasse aufweist und auch für jede Magnetmasse stets ein Individuum von V1 den höchsten Wirkungsgrad erreicht. Ein Vergleich der beiden Zahnspulenwicklungen zeigt, dass die Variante Z2 ($q = 2/5$; $2p = 180$) die Variante Z1 ($q = 1/2$; $2p = 192$) dominiert. Die Unterschiede im erreichbaren Wirkungsgrad hängen von den betrachteten Varianten und der konkreten Magnetmasse ab. Der größte Unterschied im Wirkungsgrad für *Pareto*-effiziente Maschinen ergibt sich zwischen Variante Z1 und V1 bei geringster Magnetmasse. Da erst ab einer Magnetmasse von 4000 kg für alle Varianten thermisch zulässige Individuen vorliegen, stellt sich hier der größte Wirkungsgradunterschied ein: V1 ermöglicht einen um ca. 2,5 Prozentpunkte höheren Wirkungsgrad als Z1. Generell nehmen diese Wirkungsgradunterschiede mit zunehmender Magnetmasse ab.

Die Ursache dieser Wirkungsgradunterschiede wird anhand der Einzelverluste diskutiert. In Abb. 3.32 ist die Zusammensetzung der Verluste der thermisch zulässigen, *Pareto*-effizienten Individuen für V1, Z1 und Z2 gezeigt. Wie bei langsamdrehenden, drehmomentstarken Maschinen üblich, dominieren bei allen drei Varianten die Statorstromwärmeverluste P_{Cu} . Der Anteil der Stromwärmeverluste an den Gesamtverlusten beträgt zwischen 68 % bei den effizientesten Individuen von Z2 und 94 % bei den ineffizientesten Individuen von V1.

Die mit der Erhöhung der Magnetmasse einhergehende Zunahme des Wirkungsgrads lässt

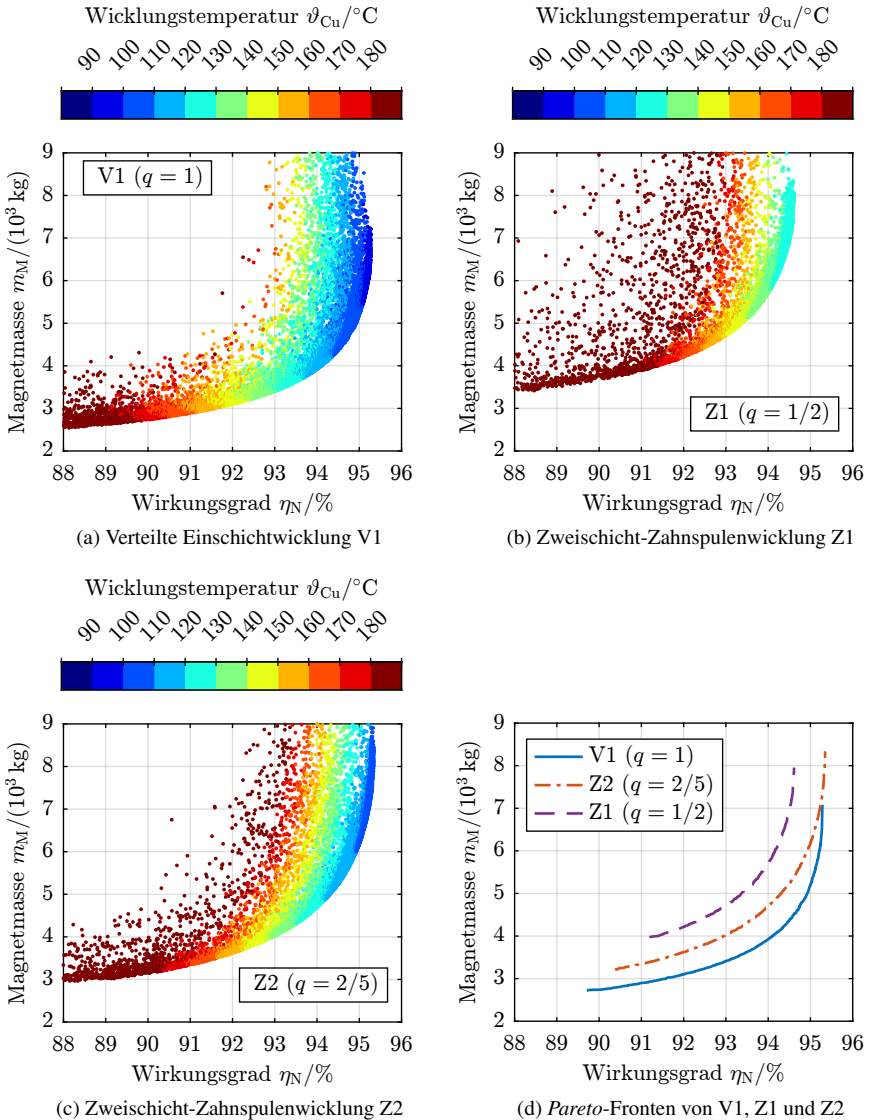
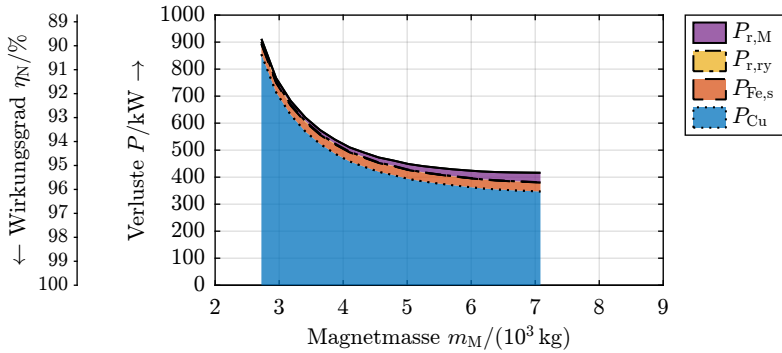
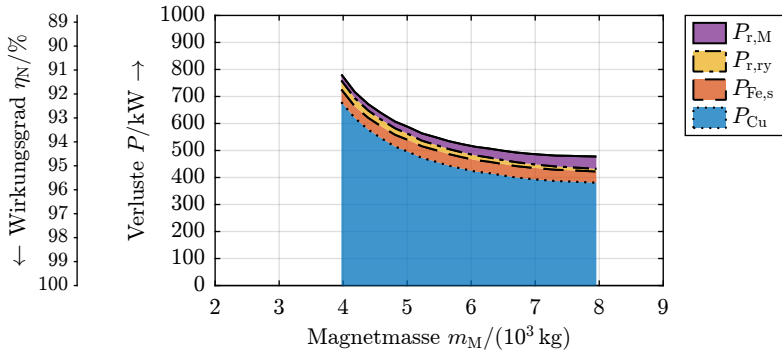


Abb. 3.31.: (a)–(c) Darstellung der simulierten Individuen für die Wicklungsvarianten V1, Z1 und Z2 im Zielbereich. (d) Vergleich der Pareto-Fronten im thermisch zulässigen Bereich mit $\vartheta_{\text{Cu}} \leq 180\text{^\circ C}$.

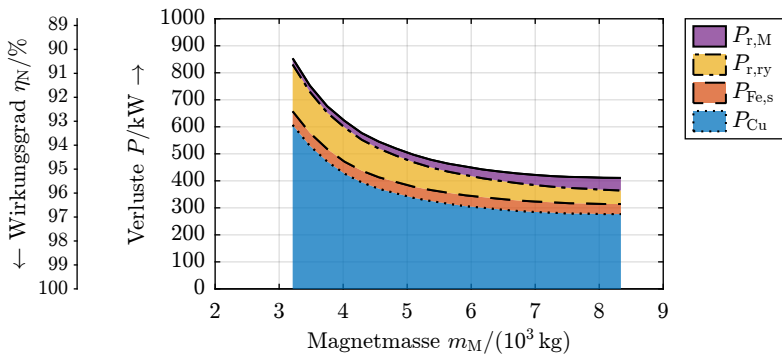
3.3. Optimale Maschinenauslegung



(a) VI: Verteilte Einschichtwicklung ($q = 1$; $2p = 144$)



(b) Z1: Zweischicht-Zahnspulenwicklung ($q = 1/2$; $2p = 192$)



(c) Z2: Zweischicht-Zahnspulenwicklung ($q = 2/5$; $2p = 180$)

Abb. 3.32.: Zusammensetzung der berechneten Verluste für Pareto-effiziente Maschinen für die Wicklungsvarianten V1, Z1 und Z2 in (a)–(c).

sich bei allen drei Varianten größtenteils auf die sinkenden Stromwärmeverluste zurückführen (vgl. Abb. 3.32). Aufgrund der geringen Statorfrequenz tragen die Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$ weniger als 10% zu den Gesamtverlusten bei und ändern sich nicht signifikant entlang der *Pareto*-Fronten. Die Rotorwirbelstromverluste werden in Abb. 3.32 separat für das Rotorjoch $P_{r,ry}$ und die Rotormagnete $P_{r,M}$ ausgewiesen. Aufgrund der Statorfeldharmonischen unterscheiden sich die drei Wicklungsvarianten bezüglich der Rotorwirbelstromverluste fundamental. Während bei der Variante V1 die Rotorwirbelstromverluste nur einen Anteil von wenigen Prozent an den Gesamtverlusten haben, weist die Variante Z2 die höchsten Rotorwirbelstromverluste auf. Für diese Variante können die Rotorwirbelstromverluste bis zu 25% der Gesamtverluste betragen.

Die Dominanz der verteilten Einschichtwicklung V1 gegenüber den Zahnspulenwicklungen Z1 und Z2 ist darauf zurückzuführen, dass die teilweise geringeren Stromwärmeverluste der Zahnspulenwicklungen nicht die höheren Rotorwirbelstromverluste kompensieren. Für die Zahnspulenwicklung Z1 sind aufgrund des kleineren Wicklungsfaktors der Arbeitswelle ($k_{w,p} = 0,866$) bereits die Stromwärmeverluste höher als bei der Einschichtwicklung V1. Folgende Faktoren führen dazu, dass die Zahnspulenwicklungen trotz der deutlich kürzeren Wickelköpfe stets einen geringeren Wirkungsgrad aufweisen als die Einschichtwicklung V1:

- Der untersuchte Windgenerator weist eine relativ große Streckung l_e/τ_p von ca. 11 bis 18 auf. Da bei der Einschichtwicklung V1 der Anteil der Wickelkopflänge an der mittleren Windungslänge nur ca. 25% beträgt, ist das mögliche Einsparpotential der Zahnspulenwicklungen hinsichtlich der Statorstromwärmeverluste begrenzt (vgl. Tab. 3.4).
- Die Zahnspulenwicklungen Z1 und Z2 weisen kleinere Wicklungsfaktoren auf als die Einschichtwicklung V1. Diese müssen für gleiches Drehmoment mit höherem Statorstrom kompensiert werden, der die Stromwärmeverluste erhöht (vgl. Tab. 3.1).
- Die Einschichtwicklung weist aufgrund der höheren Nutzzahl eine bessere Entwärmung der Statorwicklung auf. Diese führt aufgrund der vorgegebenen Kühlung zur Verringerung der Statorstromwärmeverluste durch eine geringere Leitertemperatur.
- Aufgrund der zusätzlichen Statorfeldharmonischen weisen die Zahnspulenwicklungen signifikante Rotorwirbelstromverluste auf. Insbesondere die Variante Z2 mit $q = 2/5$ ist hiervon aufgrund des geringen spektralen Abstands der zur Arbeitswelle benachbarten Oberwelle betroffen (vgl. Abschnitt 3.2.3.1).

3.3.9.3. Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Individuen

Die Eingangsgeometrieparameter der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Individuen sind für die Variante Z2 ($q = 2/5$) in Abb. 3.33–3.34 dargestellt. Für die beiden anderen Wicklungsvarianten V1 und Z1 befinden sich die Diagramme im Anhang A.3 in Abb. A.11–A.14. Die Farbmarkierung der Individuen entspricht der mittleren Wicklungstemperatur wie

3.3. Optimale Maschinenauslegung

in Abb. 3.31(c). In den beiden Teildiagrammen einer Zeile wird jeweils ein Geometrieparameter gezeigt. In der linken Spalte erfolgt die Darstellung über der Zielgröße Wirkungsgrad im Bemessungspunkt η_N und in der rechten Spalte über der Zielgröße Magnetmasse m_M . Die horizontalen roten Linien geben die Grenzen der Parameterintervalle an, die dem Optimierungsalgorithmus vorgegeben sind. Diese Grenzen sind nach den Ergebnissen vorab durchgeführter Optimierungsläufe festgelegt und sorgen für eine Eingrenzung des Suchraums. Da die gefundenen *Pareto*-effizienten Individuen diese Grenzen nicht erreichen, kann davon ausgegangen werden, dass die gewählte Einschränkung nur ineffiziente Individuen ausschließt. Die Diagramme sind wenigstens qualitativ dazu geeignet, die Korrelationen zwischen Geometrieparametern und Zielgrößen festzustellen.

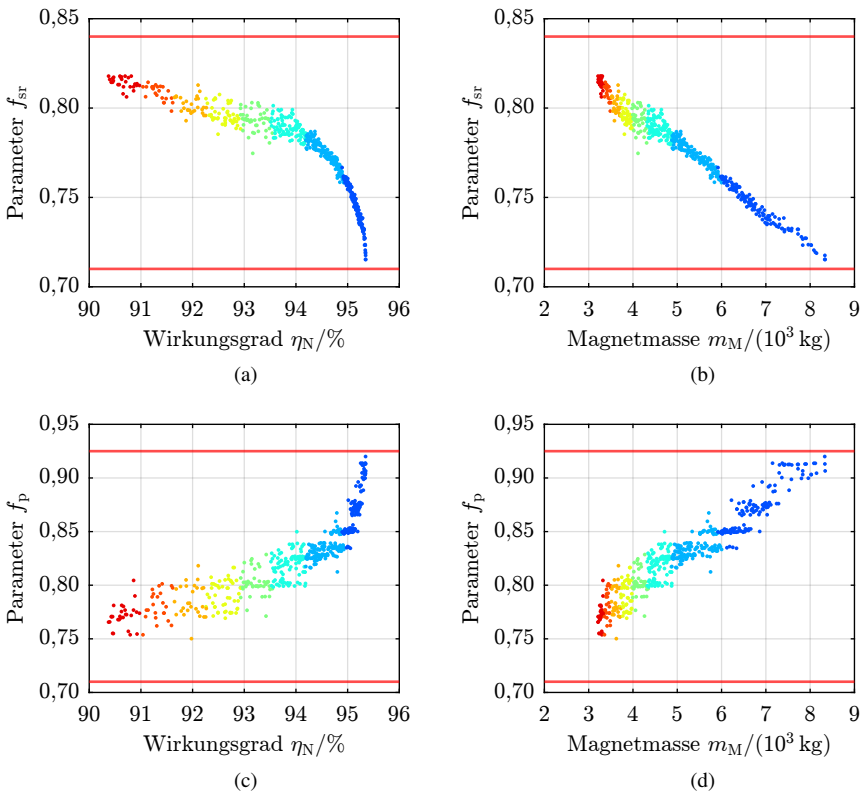


Abb. 3.33.: Geometrieparameter f_{sr} , f_p der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante Z2 mit $q = 2/5$. Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur wie in Abb. 3.31(c) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

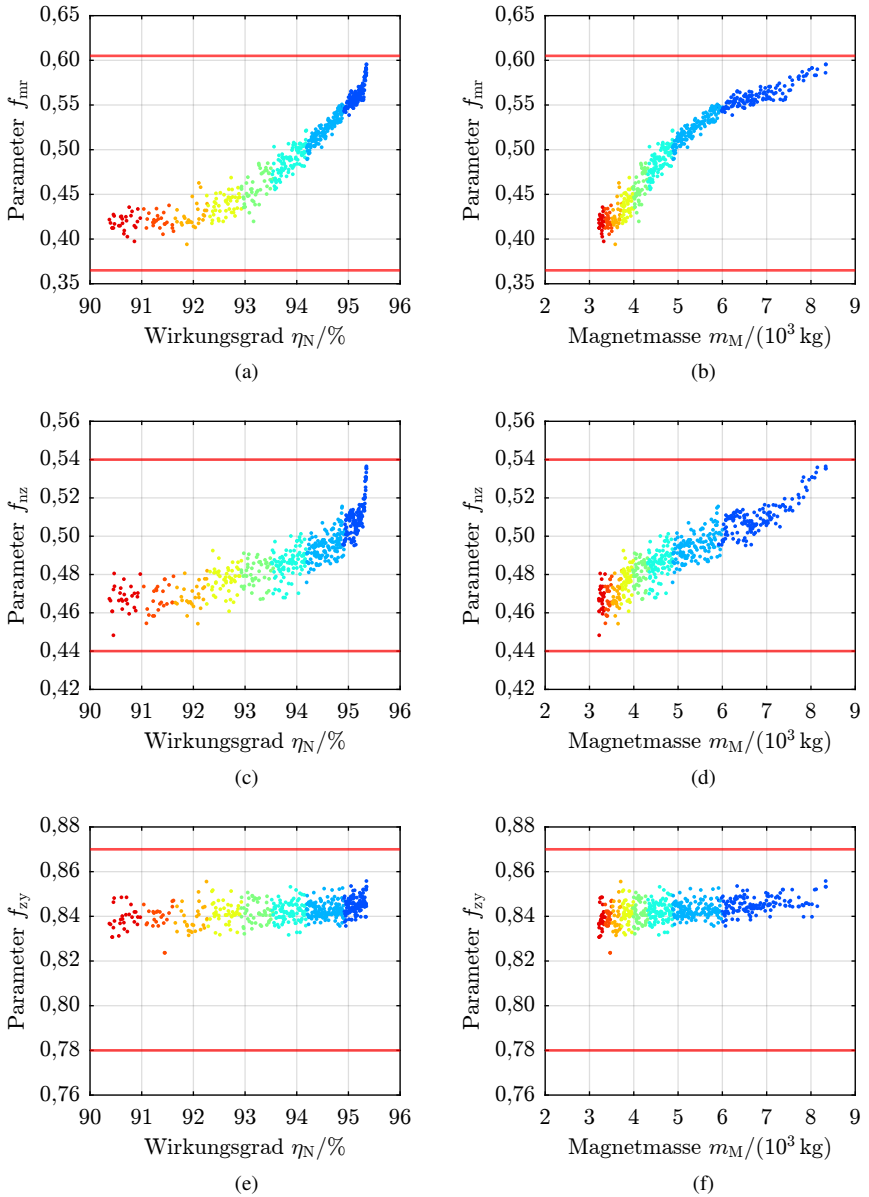


Abb. 3.34.: Geometrieparameter f_{mr} , f_{nz} , f_{zy} der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante Z2 mit $q = 2/5$. Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur wie in Abb. 3.31(c) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

Aus dem Verlauf der *Pareto*-Front und aus technischen Überlegungen ist bekannt, dass eine höhere Magnetmasse mit einem höheren Wirkungsgrad korreliert. Da sowohl eine geringe Magnetmasse als auch ein hoher Wirkungsgrad gewünscht sind, ergibt sich ein Zielkonflikt. Dieser Konflikt setzt sich auch bei der Wahl der Geometrieparameter fort, was exemplarisch für den Parameter f_{mr} , welcher das Verhältnis von Magnethöhe zur Rotorhöhe beschreibt, gezeigt wird. Während niedrige Werte für f_{mr} mit einer gewünschten, niedrigeren Magnetmasse korrelieren (vgl. Abb. 3.34(b)), sind höhere Werte für f_{mr} mit einem höheren Wirkungsgrad korreliert (vgl. Abb. 3.34(a)).

3.3.9.4. Grundschwingungsleistungsfaktor und Drehmomentwelligkeit

Der Grundschwingungsleistungsfaktor und die Drehmomentwelligkeit der *Pareto*-effizienten Generatoren sind in Abb. 3.35(a) und 3.35(b) gezeigt. Der Grundschwingungsleistungsfaktor ist bei allen Varianten mit dem Magnetmaterialeinsatz korreliert: Je höher die Magnetmasse, desto höher der Grundschwingungsleistungsfaktor, da mit steigender Magnetmasse das Verhältnis aus Polradspannung und Statorstrom ansteigt bzw. die Ankerrückwirkung sinkt. Die beiden Wicklungsvarianten Z1 und Z2 mit Zweischicht-Zahnspulenwicklungen weisen einen signifikant geringeren Grundschwingungsleistungsfaktor als die verteilte Einschichtwicklung V1 auf. Grund hierfür ist die deutlich größere Oberwellenstreuung – und bei $q = 2/5$ auch Unterwellenstreuung – der Zahnspulenwicklungen (vgl. Tab. 3.1). Damit ist bei Zahnspulenwicklungen aufgrund der höheren Scheinleistung mit erheblichen Zusatzkosten für den Frequenzumrichter zu rechnen.

Die Drehmomentwelligkeit bei Bemessungslast ist für die *Pareto*-effizienten Maschinen in

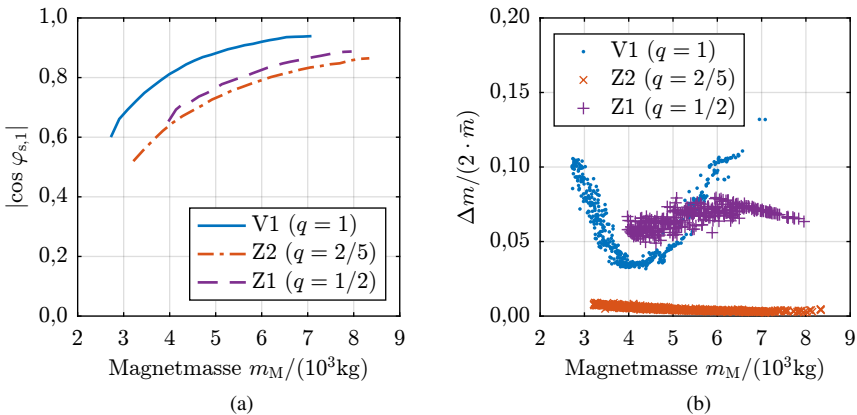


Abb. 3.35.: Berechnete Grundschwingungsleistungsfaktor $|\cos \varphi_{s,1}|$ in (a) und Drehmomentwelligkeit $\Delta m / (2 \cdot \bar{m})$ in (b) der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen der Wicklungsvarianten V1, Z1 und Z2.

Abb. 3.35(b) dargestellt. Die *Pareto*-effizienten Maschinen zeigen zwischen Drehmomentwelligkeit und Wirkungsgrad keine klare Korrelation, wie die Darstellung durch Punktwolken zeigt. Die Drehmomentwelligkeit bei Bemessungslast ist für die Variante Z2 am geringsten und beträgt unter 1%. Für die Varianten Z1 und V1 ergeben sich deutlich größere Drehmomentwelligkeiten bis zu 10%. Es ist jedoch zu beachten, dass die Drehmomentwelligkeit kein Optimierungskriterium war. Das generell günstige Verhalten von Z2 bezüglich der Drehmomentwelligkeit lässt sich auf das relativ lange Urwickelschema bzw. die Tatsache zurückführen, dass der kleinste gemeinsame Teiler von Q und p vergleichsweise groß ist [7].

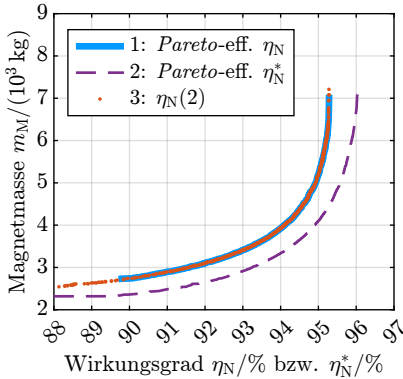
3.3.9.5. Vereinfachte Ermittlung *Pareto*-effizienter Auslegungen

In diesem Abschnitt wird dargestellt, dass es auch ohne aufwendige Verlustmodelle und ohne thermische Berechnung möglich ist, allein auf Grundlage der elektromagnetischen Simulationen und einer einfachen Abschätzung der Stromwärmeverluste Maschinenauslegungen zu ermitteln, die hinsichtlich des tatsächlichen Wirkungsgrades η_N näherungsweise *Pareto*-optimal sind.

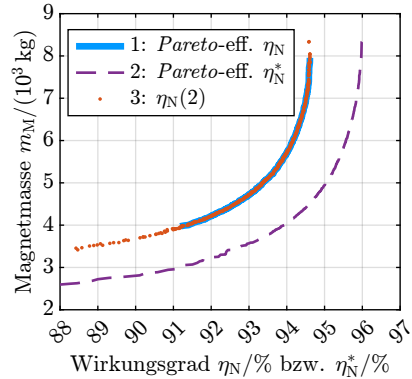
Für die $13 \cdot 10^3$ bis $20 \cdot 10^3$ Generatorindividuen je Wicklungsvariante (s. Tab. 3.12) werden im Folgenden die geschätzten Statorstromwärmeverluste P_{Cu}^* für eine fest vorgegebene Wicklungstemperatur von $\vartheta_{Cu} = 100^\circ\text{C}$ berechnet. Im Anschluss werden nur unter Berücksichtigung dieser Statorstromwärmeverluste P_{Cu}^* der geschätzte Wirkungsgrad η_N^* berechnet und damit die im Hinblick auf m_M und η_N^* *Pareto*-effizienten Individuen ermittelt. In Abb. 3.36 wird für jede Wicklungsvariante diese neue *Pareto*-Front (Ziffer 2) zusammen mit der ursprünglichen *Pareto*-Front (Ziffer 1) dargestellt. Die ursprüngliche *Pareto*-Front verwendet dabei den Wirkungsgrad η_N , der aus den temperaturabhängigen Stromwärmeverlusten, den Statorummagnetisierungsverlusten und den Rotorwirbelstromverlusten berechnet wird. Da die feste Temperaturvorgabe $\vartheta_{Cu} = 100^\circ\text{C}$ stets unterhalb der berechneten Wicklungstemperaturen liegt, ergeben sich aufgrund der geringeren Stromwärmeverluste höhere Wirkungsgrade für η_N^* .

Allerdings sind die nach η_N^* ermittelten *Pareto*-effizienten Individuen näherungsweise auch bezüglich des Wirkungsgrades η_N *Pareto*-effizient. Dies wird anhand Abb. 3.36 durch die Eintragung des Wirkungsgrades η_N für die nach η_N^* *Pareto*-effizienten Individuen (Ziffer 3) belegt, da die so eingetragenen Punkte näherungsweise auf der *Pareto*-Front für η_N liegen.

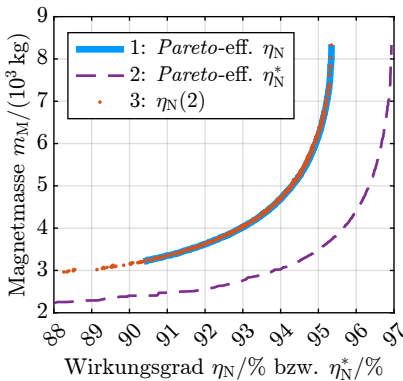
Grund hierfür ist, dass die beiden wesentlichen Verlustgruppen, nämlich Statorstromwärmeverluste und Rotorwirbelstromverluste, eine näherungsweise quadratische Abhängigkeit vom Statorstrom aufweisen (vgl. Abschnitt 2.4.4.2). Dadurch ist es möglich, nur auf Grundlage der elektromagnetischen Berechnung die *Pareto*-effizienten Individuen durch Minimierung des quadrierten Statorstroms zu finden. Eine Aussage über den resultierenden Wirkungsgrad und die thermische Zulässigkeit des Bemessungspunktes ist aber ohne weitere Modelldomänen natürlich nicht möglich.



(a) Verteilte Einschichtwicklung V1 mit $q = 1$



(b) Zahnspulenwicklung Z1 mit $q = 1/2$



(c) Zahnspulenwicklung Z2 mit $q = 2/5$

Abb. 3.36.: Optimierungsrechnung: Mit 1 bezeichnete *Pareto*-Fronten nach η_N und mit 2 bezeichnete *Pareto*-Fronten hinsichtlich η_N^* . Der Wirkungsgrad η_N der nach η_N^* *Pareto*-effizienten Generatorindividuen ist mit 3 bezeichnet.

3.4. Ausgewählte Generatoren

Aus den *Pareto*-effizienten Individuen wird je Wicklungstyp ein Entwurf mit einer Magnetmasse $m_M \approx 4300\text{kg}$, was der Magnetmasse eines kommerziell verfügbaren Referenzgenerators mit gleichem Bemessungspunkt entspricht, für die weitere Untersuchung ausgewählt. Die ausgewählten Individuen werden entsprechend ihrer Lochzahl „M 1/2“, „M 2/5“ und „M 1“ genannt und sind in Abb. 3.37 gemeinsam mit den *Pareto*-Fronten gezeigt.

Zunächst werden die im Rahmen der Optimierung berechneten Eigenschaften der ausgewählten Individuen dargestellt. Anschließend wird eine transiente 2D-FE-Simulation mit dem Pro-

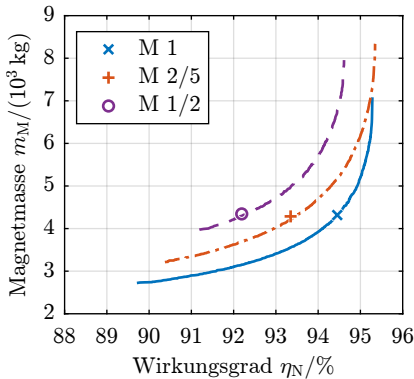


Abb. 3.37:

Vergleich der berechneten *Pareto*-Fronten und daraus ausgewählter Generatorindividuen „M 1/2“, „M 2/5“ und „M 1“ mit einer Magnetmasse $m_M \approx 4,3 \cdot 10^3 \text{ kg}$.

gramm *JMAG* für jedes Individuum durchgeführt, da *JMAG*, anders als *FEMM*, auch transiente Wirbelstromprobleme bei nichtlinearer Magnetisierungscharakteristik lösen kann [67]. Die transiente 2D-FE-Simulation ist notwendig, um einerseits die Rotorwirbelstromverluste durch eine nichtlineare, transiente Berechnung zu überprüfen und andererseits die Entmagnetisierfestigkeit gegenüber dem dreiphasigen Stoßkurzschluss nachzuweisen. Abschließend erfolgt eine Berechnung der Kraftanregung hinsichtlich des magnetischen Geräusches der ausgewählten Generatoren.

3.4.1. Vergleich der Geometrie und des Betriebsverhaltens

In Tab. 3.13 werden die drei Maschinen M 1/2, M 2/5 und M 1 aus Abb. 3.37 hinsichtlich der gewählten Blechschnittgeometrie und im Rahmen der Optimierung vorausberechneten Betriebsverhaltens verglichen. Die Geometrie von M 1/2 und M 2/5 ist insbesondere hinsichtlich der Polbedeckung und Magnethöhe sehr ähnlich. Die Maschinenquerschnitte sind im Rahmen der nachfolgenden, transienten feldnumerischen Nachrechnung in Abb. 3.44 und Abb. 3.45 dargestellt. Da im Zuge der Optimierung das Bauvolumen inklusive Wickelkopf fest vorgegeben ist, weist die Maschine M 1 aufgrund des axial weiter ausladenden Wickelkopfs eine um ca. 10 Prozentpunkte geringere Blechpaketlänge gegenüber den beiden Maschinen mit Zahnspulenumwicklungen auf. Aus diesen unterschiedlichen axialen Längen und der näherungsweise gleichen Magnetmasse für alle drei Maschinen folgt, dass die Querschnittsfläche der Magnete für M 1 gegenüber M 1/2 und M 2/5 vergrößert ist. Die vom Optimierer ermittelte Magnetquerschnittsgeometrie weist für M 1 eine um 16 Prozentpunkte vergrößerte Magnethöhe gegenüber M 1/2 und M 2/5 trotz des konstanten mechanischen Luftspalts $\delta = 8 \text{ mm}$ auf. Naheliegendste Ursache für die höheren Magnete ist die aufgrund der geringen Polzahl von M 1 verlängerte mittlere Feldlinienlänge und der resultierende höhere Magnetisierungsbedarf.

Aufgrund der Vorgaben weisen alle drei ausgewählten Maschinen ein ähnliches Verhältnis von Statoraußendurchmesser zu Blechpaketlänge $2r_{s0}/L = 3,5 \dots 3,9$ auf, sodass unter Be-

rücksichtigung der Abmessungen die Maschinen eher scheibenförmig sind. Elektromagnetisch ist allerdings die relative Länge als Verhältnis von ideeller Blechpaketlänge l_e zur Polteilung τ_p maßgeblich [63]. Die relative Länge je Pol l_e/τ_p der drei Maschinen beträgt zwischen 11,6 und 17,2 (vgl. Tab. 3.13), sodass es sich eher um gestreckte Maschinen handelt, bei denen der Einfluss des Wickelkopfes begrenzt ist.

Trotz der größeren axialen Aktivlänge der beiden Zahnspulenmaschinen M 1/2 und M 2/5 gegenüber M 1 ist deren Kupfermasse geringfügig kleiner, da der Wickelkopf von M 1 überproportional größer ist (vgl. Tab. 3.13). Bei den Eisenmassen muss zwischen dem lamellierten Blechpaket und dem massiven Rotorjoch unterschieden werden. Die Zahnspulenmaschinen weisen eine um 14 bis 20 Prozentpunkte größere Statorblechpaketmasse gegenüber M 1 auf, während ihre Rotorjochmasse aufgrund der geringen Rotorjochhöhe um bis zu 25 Prozentpunkte gegenüber M1 kleiner ausfällt. Diese dünnen glockenförmigen Läufer weisen daher niedrigere mechanische Biegeeigenfrequenzen auf. Die Gesamtmasse der Aktivteile steigt trotz der um ca. 10 Prozentpunkte größeren Blechpaketlänge der Zahnspulenwicklung nur um ca. 1,5 Prozentpunkte gegenüber M 1 an, wobei dieser Anstieg ausschließlich auf das Statorblech entfällt. Dieser relativ ähnliche Materialeinsatz ist das Ergebnis des bei der Optimierung fest vorgegebenen Bauvolumens. Bei einer einfacheren zu implementierenden, festen Vorgabe der Blechpaketlänge müsste insbesondere mehr Kupfer bei M 1 im Vergleich zu M 1/2 und M 2/5 eingesetzt werden, um dasselbe Drehmoment zu erhalten.

Im Bemessungspunkt weisen die Maschinen M 2/5 und M 1 einen nahezu identischen effektiven Strombelag $K_{e,eff}$ auf, da die größere Blechpaketlänge von M 2/5 den um den Faktor 1,07 höheren Arbeitswellenwicklungsfaktor von M 1 kompensiert. Maschine M 1/2 mit einem deutlich kleineren Arbeitswellenwicklungsfaktor $k_{w,p} = 0,866$ benötigt zusätzlich einen um 20 Prozentpunkte höheren effektiven Strombelag. Die in Tab. 3.13 aufgeführten Verlustbilanzen geben die Aussagen bezüglich der Einzelverluste der *Pareto*-Fronten aus Abb. 3.32 wieder. M 1/2 weist trotz zusätzlicher Rotorwirbelstromverluste bereits höhere Statorstromwärmeverluste als M 1 auf. Dies resultiert in einem um 2,2 Prozentpunkte geringeren Wirkungsgrad gegenüber M 1 und einer erhöhten thermischen Ausnutzung der Wicklungsisolations von M 1/2 nach Wärmeklasse N [85]. Die Stromwärmeverluste von M 2/5 sind um 37 kW geringer als bei M 1 aufgrund der kürzeren Wickelköpfe. Aber die um 125 kW höheren Rotorwirbelstromverluste sorgen trotzdem dafür, dass der Wirkungsgrad um 1,1 Prozentpunkte geringer ist als bei M 1. Außerdem ergibt sich aufgrund der höheren Gesamtverluste und aufgrund der geringen Wärmeaustauschfläche zwischen den Nuten und dem Blechpaket für M 2/5 eine erhöhte thermische Ausnutzung nach Wärmeklasse H, während M 1 die Wicklung nur nach der niedrigeren Wärmeklasse F ausnutzt.

3.4.2. Spektrale Verteilung der analytisch berechneten Rotorverluste

Die im Rahmen der Optimierung durchgeführte Wirbelstromberechnung beruht auf dem Superpositionsprinzip. Anhand der spektralen Verlustverteilung für die drei Maschinen M 1/2,

Tab. 3.13.: Ausgewählte, optimierte Generatorindividuen mit $m_M \approx 4300\text{kg}$ (Abb. 3.37). Übersicht über Geometrie und Simulationsergebnisse für den generatorischer Bemessungspunkt. Betriebsstrategie: MTPA. 2D-FEM magnetostatisch, aber rotierend. Wirbelstromberechnung analytisch.

	M 1/2	M 2/5	M 1
Lochzahl q	1/2	2/5	1
Polzahl $2p$; Nuten Q	192; 288	180; 216	144; 432
Frequenz $f_{s,N}$	16,32Hz	15,3Hz	12,24Hz
Statorhöhe / Gesamthöhe f_{sr}	0,7981	0,8046	0,7536
Polbedeckung f_p	0,8487	0,8480	0,8128
Magnethöhe / Rotorhöhe f_{mr}	0,4620	0,4742	0,4376
Nutbreite / Nutteilung f_{nz}	0,4772	0,4634	0,4870
Nuttiefe / Statorhöhe f_{zy}	0,8464	0,8115	0,7835
Statoraußenradius r_{so}	3 201,7 mm	3 203,0mm	3 192,8 mm
Rotorinnenradius r_{ri}	3 209,7mm	3 211,0mm	3 200,8 mm
Magnethöhe h_M	18,6 mm	18,5 mm	21,5 mm
Blechpaketlänge L	1 804 mm	1 792 mm	1 624 mm
relative Länge l_e/τ_p	17,2	16,0	11,6
resultierender Eisenfüllfaktor $k_{Fe,s,e}$	0,894	0,893	0,887
mittlere Windungslänge l_{avg}	3 891 mm	3 924 mm	4 357 mm
Kupferfüllfaktor der Nut k_{Cu}	0,746	0,770	0,760
Magnetmasse m_M	4 344 kg	4 286 kg	4 317 kg
Kupfermasse m_{Cu}	16 780 kg	16 395 kg	17 029 kg
Masse Statorblechpaket $m_{Fe,s}$	22 554 kg	23 684 kg	19 770 kg
Masse Rotorjoch m_{ry}	7 567 kg	7 149 kg	9 618 kg
Effektiver Strombelag $K_{e,eff}$	1 620 A/cm	1 359 A/cm	1 349 A/cm
Stromdichte $\hat{J}/\sqrt{2}$	3,37 A/mm ²	2,92 A/mm ²	3,09 A/mm ²
MTPA-Stromwinkel β	-108°	-102°	-107°
Eingangsleistung P_m	8,87 MW (100 %)	8,86 MW (100 %)	8,86 MW (100 %)
$P_{Cu,DC}$ ($P_{Cu,DC}/P_m$)	593 kW (6,7 %)	403 kW (4,5 %)	440 kW (5,0 %)
$P_{r,M}$ ($P_{r,M}/P_m$)	23 kW (0,3 %)	25 kW (0,3 %)	17 kW (0,2 %)
$P_{r,ry}$ ($P_{r,ry}/P_m$)	30 kW (0,3 %)	119 kW (1,3 %)	2 kW (0,0 %)
$P_{Fe,s}$ ($P_{Fe,s}/P_m$)	46 kW (0,5 %)	43,0 kW (0,5 %)	33 kW (0,4 %)
Wirkungsgrad η_N	92,2 %	93,3 %	94,4 %
$\cos \varphi_{s,1}$	0,69	0,67	0,84
$\Delta m/(2 \cdot \bar{m})$	6,8 %	0,4 %	3,7 %
Leitertemperatur ϑ_{Cu} ($\Delta\vartheta_{Cu}$)	161 °C (146 K)	132 °C (117 K)	109 °C (94 K)
Wärmeklasse [85, 86]	N	H	F
Magnettemperatur ϑ_M	41,5 °C	68,3 °C	33,0 °C

M 2/5 und M 1 in Abb. 3.38 bis Abb. 3.40 wird in diesem Abschnitt auf die Ursachen der Rotorwirbelstromverluste eingegangen.

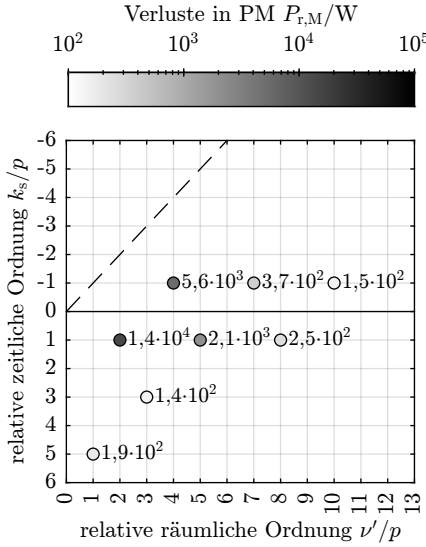
Die Abbildungen zeigen für die Maschinen die spektrale Verlustverteilung der Rotorwirbelströme in den Permanentmagneten $P_{r,M}$, im Rotorjoch $P_{r,ry}$, deren Summe $P_r = P_{r,M} + P_{r,ry}$ und eine tabellarische Übersicht zur Ursache der beteiligten Luftspaltfeldwellen. Neben der logarithmischen Graustufenskala werden die spektralen Verluste auch zahlenmäßig angegeben. Dargestellt sind nur die Feldwellen, die rechnerisch mehr als 100 W Verluste aufweisen. Außerdem wird die Darstellung auf das räumlich einseitige Spektrum beschränkt. Mit der Arbeitswelle umlaufende Feldwellen haben eine negative zeitliche Ordnung und entgegengelauende Feldwellen weisen eine positive zeitliche Ordnung auf (vgl. Abschnitt 2.2).

Bei der angenommenen zentrischen Läuferlage werden die Rotorwirbelströme im Wesentlichen durch zwei Phänomene verursacht: 1) Die räumlichen Feldharmonischen des Luftspaltfelds der Statorwicklung („Wicklungsharmonische“). 2) Die Modulation der rotorseitig erregten PM-Feldwellen durch die offenen Statornuten („Nutmodulation“) infolge des größeren Magnetwiderstands im Bereich der Nutöffnung [61, 87]. Die Nutöffnungen vergrößern oder verkleinern je nach Ordnungszahl die Amplituden der statorseitig erregten Feldwellen, was durch einen „Nutverstärkungsfaktor“ [7] näherungsweise beschrieben werden kann, bewirken aber keine zusätzlichen Feldwellen. Der Nutöffnungseinfluss ist mithin statorseitig in den Feldamplituden der Wicklungsharmonischen enthalten.

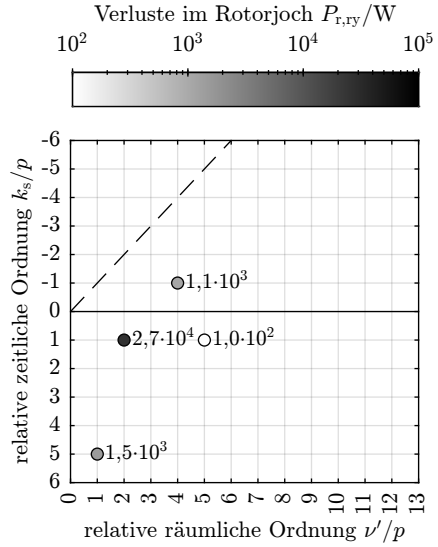
Da nur die Stromgrundschwingungsspeisung betrachtet wird, sind die Verlustspektren relativ übersichtlich strukturiert. Während die räumlichen Harmonischen der Statorwicklung ausschließlich mit der zeitlichen Ordnung des Stroms $k_s/p = \pm 1$ auftreten, werden höhere zeitliche Ordnungen nur durch Nutmodulationen der Luftspaltfeldverteilung der Permanentmagnete erzeugt, welche die räumliche Ordnung v'_Q/p nach (3.91) modulieren [E10, 7].

$$\frac{v'_Q}{p} = \frac{v'}{p} \pm g \cdot \frac{Q}{p} \quad g \in \mathbb{Z} \quad (3.91)$$

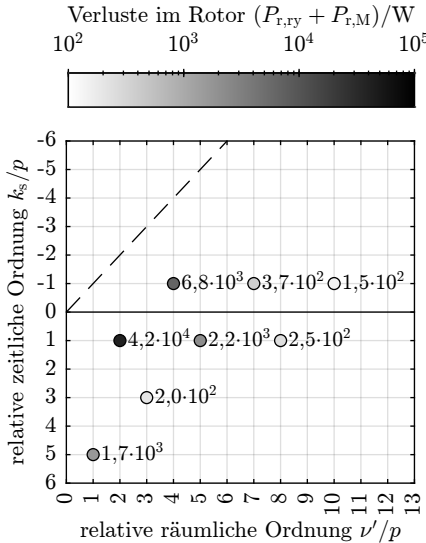
Die Konzentration des Großteils der Rotorwirbelstromverluste auf wenige Feldwellen bestätigt die analytischen Voruntersuchung in Abschnitt 3.2.3, demzufolge hauptsächlich die Statorfeldharmonischen mit ihren Unterwellen und der zur Arbeitswelle benachbarten Oberwelle die Rotorwirbelstromverluste verursachen. Die Nutmodulationen tragen aufgrund des relativ kleinen Verhältnis von Nutöffnungsbreite zu magnetisch wirksamer Luftspaltweite, welches im Bereich 0,77...1,6 liegt, nur in geringem Umfang zu den Rotorwirbelstromverlusten bei. Bei der Maschine M1 sind praktisch die gesamten Rotorwirbelstromverluste in den Permanentmagneten lokalisiert. Grund hierfür ist die verteilte Einschichtwicklung bei M 1, deren erste Harmonische eine im Bezug zu den Zahnspulenwicklungen große räumliche Ordnung $v'/p = 5$ aufweist. Die halbe Wellenlänge dieser Oberwelle ist mit $\lambda_{5p}/2 \approx 28$ mm so kurz, dass ihr Magnetfeld unter Berücksichtigung der magnetisch wirksamen Luftspaltweite $\delta_e = \delta + h_M = 29,5$ mm an der Oberfläche des Rotorjochs bereits stark abgenommen hat.



(a) Wirbelstromverluste in den PM $P_{r,M}$



(b) Wirbelstromverluste im Rotorjoch $P_{r,ry}$



(c) Summe der Rotorverluste $P_r = P_{r,ry} + P_{r,M}$

$\frac{\nu'}{p}$	$\frac{k_s}{p}$	Ursache
2	1	Wicklungsharmonische
4	-1	Wicklungsharmonische
5	1	Wicklungsharmonische
7	-1	Wicklungsharmonische
8	1	Wicklungsharmonische
10	-1	Wicklungsharmonische
3	3	2. Nutmodulation der PM-Oberwelle (-3;3)
1	5	2. Nutmodulation der PM-Oberwelle (-5;5)

(d) Ursachen der verlustrelevanten Feldwellen

Abb. 3.38.: Analytisch berechnete spektrale Verteilung der Rotorverluste für den Generator M 1/2 ($q = 1/2; 2p = 192$). Darstellung im statorfesten Bezugssystem. Die gestrichelte Linie zeigt die Ordnungen der synchron mit der Arbeitswelle umlaufenden Wellen. Wellen mit $k_s/p > 0$ drehen entgegengesetzt zur Arbeitswelle.

3.4. Ausgewählte Generatoren

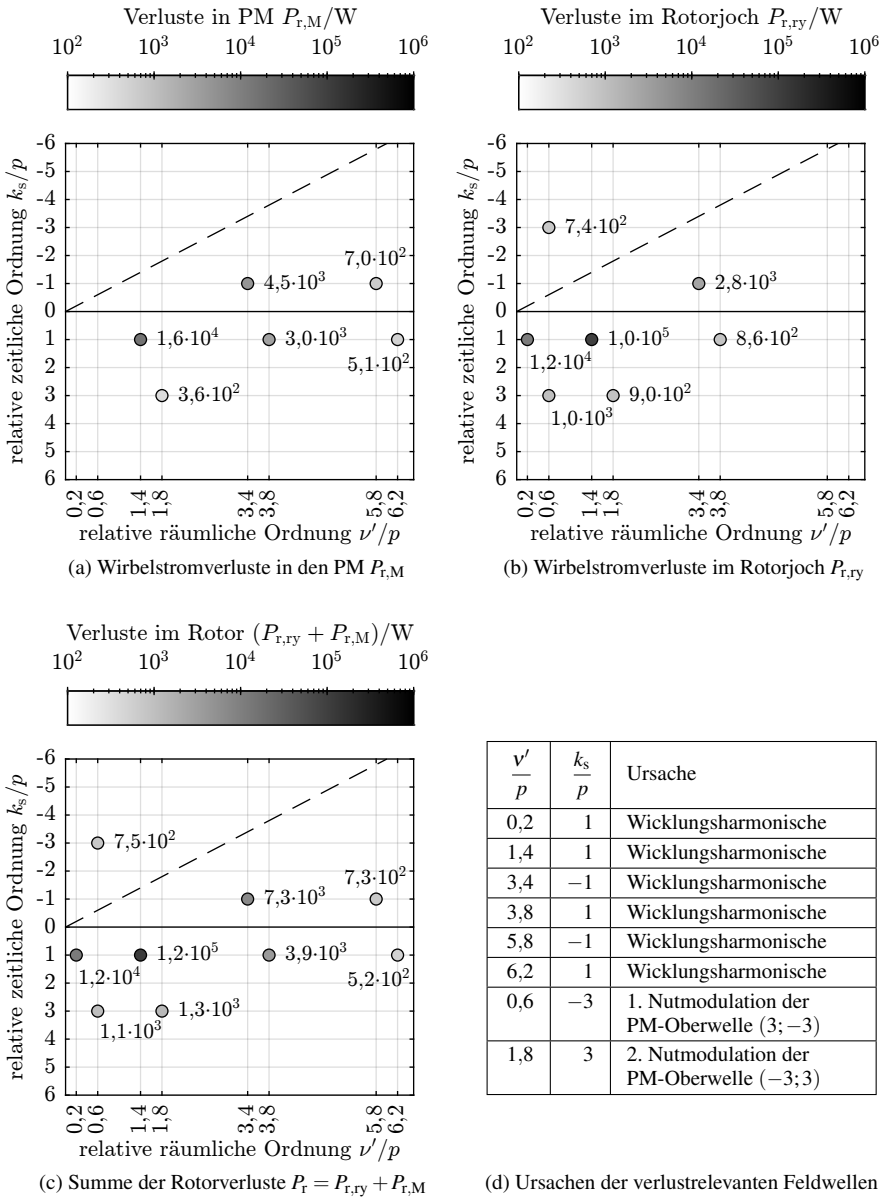
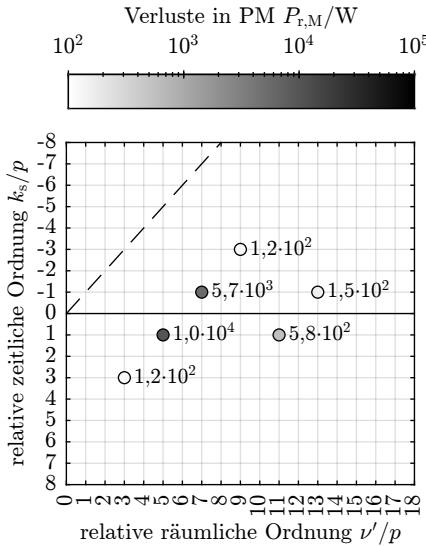
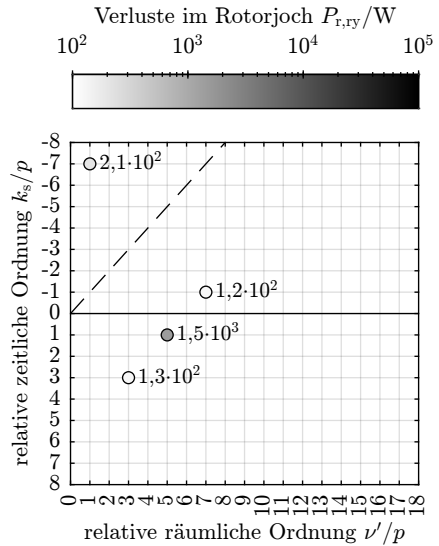


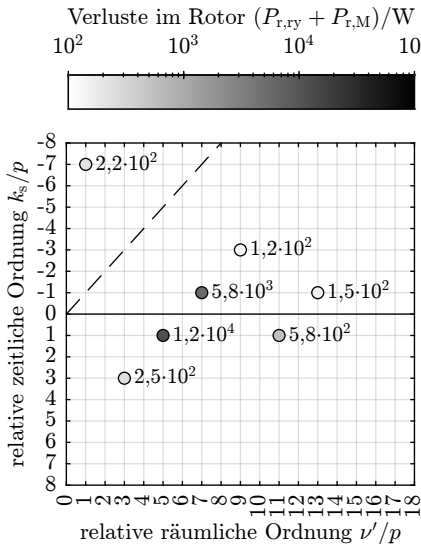
Abb. 3.39.: Analytisch berechnetes Spektrum der Rotorwirbelstromverluste für den Generator M 2/5 ($q = 2/5; 2p = 180$). Darstellung im statorfesten Bezugssystem. Die gestrichelte Linie zeigt die Ordnungen der synchron mit der Arbeitswelle umlaufenden Wellen. Wellen mit $k_s/p > 0$ drehen entgegengesetzt zur Arbeitswelle.



(a) Wirbelstromverluste in den PM $P_{r,M}$



(b) Wirbelstromverluste im Rotorjoch $P_{r,ry}$



(c) Summe der Rotorverluste $P_r = P_{r,ry} + P_{r,M}$

$\frac{v'}{p}$	$\frac{k_s}{p}$	Ursache
5	1	Wicklungsharmonische
7	-1	Wicklungsharmonische
11	1	Wicklungsharmonische
13	-1	Wicklungsharmonische
3	3	1. Nutmodulation der PM-Oberwelle (-3; 3)
9	-3	1. Nutmodulation der PM-Oberwelle (3; -3)
1	-7	1. Nutmodulation der PM-Oberwelle (7; -7)

(d) Ursachen der verlustrelevanten Feldwellen

Abb. 3.40.: Analytisch berechnete spektrale Verteilung der Rotorwirbelstromverluste für den Generator M 1 ($q = 1; 2p = 144$). Darstellung im statorfesten Bezugssystem. Die gestrichelte Linie zeigt die Ordnungen der synchron mit der Arbeitswelle umlaufenden Wellen. Wellen mit $k_s/p > 0$ drehen entgegengesetzt zur Arbeitswelle.

3.4.3. Transiente elektromagnetische 2D-FE-Simulation

Die Maschinen M 1/2 und M 2/5 weisen signifikante Rotorwirbelstromverluste aufgrund der Statorluftspaltfeldharmonischen der eingesetzten Zahnspulenwicklungen auf. Nach den Ergebnissen der analytischen Wirbelstromberechnung in Tab. 3.13 betragen die Rotorwirbelstromverluste 7% bzw. 23% der jeweiligen Gesamtverluste. Da die analytische Berechnung der Rotorwirbelströme im massiven Rotoreisen mit erheblichen Unsicherheiten einhergeht, werden in diesem Abschnitt die beiden Maschinen mit einer transienten 2D-FE-Simulation mit dem Programm *JMAG* nachgerechnet [67]. Eine Herausforderung hierbei ist die notwendige hohe räumliche Auflösung der kleinen Wirbelstromeindringtiefe d_E durch geeignete kleine Abmessungen der finiten Elemente auf der Innenseite des massiven, elektrisch leitfähigen und magnetisch hochpermeablen Rotorjochs. Diese führt zu einer großen Elementzahl und langen Berechnungszeiten von mehreren Tagen auf einer Desktop-Workstation.

Vor der Modellierung der Maschinen findet eine Wicklungsauslegung statt. Dabei werden die Teileiterabmessungen, die Spulenwindungszahl und die Verschaltung der Spulen zu Wicklungssträngen festgelegt. Im Rahmen der transienten Simulation werden die Teileiter ebenfalls mit finiten Elementen unterteilt, berücksichtigt, sodass auch die wirbelstrombedingten Zusatzverluste in der Statorwicklung $P_{ad,s}$ simulativ bestimmt werden. Aus den Ergebnissen der Optimierung mit magnetostatischer 2D-FE-Simulation wird der für den Bemessungspunkt notwendige Statorstrom inklusive MTPA-Bestromungswinkel und die mittlere Leitertemperatur übernommen. Alle Einzelverluste, auch die Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$, werden unabhängig von den Berechnungsergebnissen allein mit den Post-Processing-Funktionen des Berechnungsprogramms *JMAG* berechnet. Dabei werden dieselben materialspezifischen Verlustfaktoren und der gleiche Verschlechterungsfaktor $k_{v,Fe} = 1,6$, wie im Rahmen der Optimierung verwendet (s. Tab. A.2). Dies erlaubt auch eine aussagekräftige Bewertung der weiter oben in Abschnitt 3.3.4–3.3.6 beschriebenen Berechnungsmethoden, welche im Rahmen der Optimierung eingesetzt wurden.

3.4.3.1. Wirbelstromeindringtiefe und Vernetzung

Die radiale FE-Auflösung Δr des Rotorjochs ist so gewählt, dass die Elementseiten ca. ein Zehntel der Wirbelstromeindringtiefe d_E der verlustkritischen Statorluftspaltfeldwelle betragen. Die Wirbelstromeindringtiefe wird im Rahmen einer konservativen Abschätzung für eine elektrische Leitfähigkeit des Rotorjochs $\sigma_{ry} = 6,1 \text{ MS/m}$ und eine relative magnetische Permeabilität des Rotorjochs $\mu_{ry,rel} = 1000$ nach (2.1) berechnet. Für beide Maschinen M 1/2 und M 2/5 ist die verlustkritische Feldwelle die benachbarte Oberwelle der Arbeitswelle. In Tab. 3.14 werden die Rotorfrequenz und Wirbelstromeindringtiefe der kritischen Statorluftspaltfeldwelle bei Bemessungsdrehzahl sowie die gewählte radiale Auflösung der Vernetzung mit resultierender Elementanzahl für das gesamte FE-Modell aufgeführt. Bei den angegebenen Elementzahlen ist zu beachten, dass das Modell für M 1/2 zwei Pole und für M 2/5 fünf Pole zur Beschleunigung der Simulation unter Ausnutzung der Symmetrie umfasst.

3.4.3.2. Statorwicklung

Die Wicklungsauslegung erfolgt so, dass die vorgegebene Bemessungsspannung $U_N = 820\text{ V}$ eingehalten wird und die Stromverdrängung zu einer moderaten Widerstandserhöhung von weniger als 10 % führt. Das Ergebnis der ungeschrägten Wicklungsauslegung für M 1/2 und M 2/5 ist in Tab. 3.15 angegeben.

Die elektrische Verschaltung der Teileiter der dreiphasigen Statorwicklung wird durch ein mit der FE-Simulation gekoppeltes elektrisches Netzwerk berücksichtigt. Die Temperatur zur Festlegung der elektrischen Leitfähigkeit entspricht der im Zuge der Optimierung berechneten mittleren Leitertemperatur in Tab. 3.13. Überdies werden der elektrische Widerstand

Tab. 3.14.: Für die transiente Wirbelstromberechnung im Rotor gewählte FE-Vernetzung für die Maschinen M 1/2 und M 2/5 auf Grundlage der abgeschätzten Wirbelstromeindringtiefe im Rotorjoch für die verlustkritische Statorluftspaltfeldharmonische. Verwendete Materialparameter: Elektrische Leitfähigkeit des Rotorjochs $\sigma_{ry} = 6,1\text{ MS/m}$ und relative magnetische Permeabilität des Rotorjochs $\mu_{ry,rel} = 1000$.

	M 1/2	M 2/5
kritische Statorluftspaltfeldwelle		
rel. räuml. Ordnung v'/p ; Schlupf s	2 ; 3	1,4 ; 2,4
Rotorfrequenz f_r	49,0 Hz	36,7 Hz
Eindringtiefe $d_{ry,E}$	0,9 mm	1,1 mm
FE-Modell Vernetzung		
radiale Auflösung im Rotorjoch Δr	0,1 mm	0,1 mm
Anzahl der Elementen N_{elem}	$221 \cdot 10^3$	$451 \cdot 10^3$

Tab. 3.15.: Wicklungsauslegung für M 1/2 und M 2/5 und die daraus resultierenden Kupferfüllfaktoren der Nut. *: Beide elektrische Teilsysteme zusammen betrachtet.

	M 1/2	M 2/5
Verschaltung	⌋	⌋
Spulenwindungszahl N_c	31	25
Teilleiter (nebeneinander) a_i	2	2
parallele Zweige* je Strang a_a	48	36
Strangwindungszahl N_s	62	50
Teilleiter blank: Höhe \times Breite	3,8 mm \times 7,0 mm	4,6 mm \times 9,5 mm
Teilleiterfläche blank: A_{TL}	26,6 mm ²	43,7 mm ²
Kupferfüllfaktor der Nut k_{Cu}	0,730	0,777

im Wickelkopf $R_{s,b}$ und die Induktivität der Wickelkopfstreuung $L_{s,\sigma b}$ in dem elektrischen Netzwerk berücksichtigt. Die Ersatzschaltbildgrößen sind in Tab. 3.16 zusammengefasst. Die Wickelkopfstreuinduktivität wird nach Abschnitt 3.3.8.2 unter Verwendung des im Rahmen der Optimierung berechneten magnetischen Streuleitwerts ermittelt. Der elektrische Wickelkopf Widerstand $R_{s,b}$ berechnet sich nach (3.92).

$$R_{s,b} = \left(1 + \alpha_{Cu} (\vartheta_{Cu} - 20^\circ C)\right) \cdot \sigma_{Cu,20^\circ C} \cdot \frac{2 \cdot N_s \cdot l_b}{a_a \cdot a_i \cdot A_{TL}} \quad (3.92)$$

Tab. 3.16.: Ersatzschaltbildparameter von M 1/2 und M 2/5 je Strang für die transiente 2D-FE-Simulation.

	M 1/2	M 2/5
Höhe der Spule h_{Cu}	125,3 mm	120,8 mm
Höhe des Nutverschlusses h_{tl}	6,4 mm	6,4 mm
magnetischer Streuleitwert λ_b	0,571	0,582
Wickelkopfstreuinduktivität je Strang $L_{s,\sigma b}$	8,30 μ H	8,30 μ H
Wickelkopflänge l_b	141 mm	170 mm
Wickelkopf Widerstand je Strang $R_{s,b}$	195,8 $\mu\Omega$	141,2 $\mu\Omega$

3.4.3.3. Berücksichtigung von Wirbelstromendeffekten

Im Rahmen der analytischen Wirbelstromberechnung werden abhängig von der räumlichen Ordnungszahl v' elektrische Ersatzleitfähigkeiten in den Permanentmagneten und im Rotorjoch zur Berücksichtigung von Endeffekten der Wirbelstrombahnen verwendet (vgl. Abschnitt 2.4.1.1 und Abschnitt 2.4.1.2). Im Rahmen der transienten und nichtlinearen 2D-FE-Simulation müssen feste (Ersatz-) Materialparameter vorgegeben werden. Daher wird je Maschine M 1/2 bzw. M 2/5 auf Grundlage der analytisch berechneten spektralen Rotorverlustverteilungen die dominierende Feldwelle ermittelt und die elektrische Leitfähigkeit entsprechend dieser angepasst. Für beide Maschinen M 1/2 und M 2/5 ist die verlustkritische Feldwelle die benachbarte Harmonische der Arbeitswelle, also die zweite Feldwelle des jeweiligen Nutharmonischenpaars. Dies gilt sowohl für die Permanentmagnete als auch für das Rotorjoch (vgl. Abb. 3.38 Abb. 3.39).

Die Anpassung der elektrischen Leitfähigkeiten erfolgt nach Abschnitt 2.4.1.1 für die Magnete bzw. nach Abschnitt 2.4.1.2 für das Rotorjoch. Die Ergebnisse sind in Tab. 3.17 zusammengefasst. Aufgrund der großen relativen axialen Länge im Verhältnis zur Länge der Wirbelstrombahnen in Umfangsrichtung ist die Reduzierung der elektrischen Leitfähigkeit des massiven Rotorjochs auf eine Ersatzleitfähigkeit gering (vgl. Abschnitt 3.4). Bei den axial segmentierten und polweise voneinander getrennten Permanentmagneten ergeben sich

Tab. 3.17.: Anpassung der elektrischen Leitfähigkeit für die transiente 2D-FE-Simulation von M 1/2 und M 2/5 mit Zweischicht-Zahnspulenwicklungen.

	M 1/2	M 2/5
Endeffekt Rotormagnete		
verlustkritische Feldwelle: $(v'/p; k_s/p)$	(2 ; 1)	(1,4 ; 1)
halbe Wellenlänge $\lambda_{\text{krit}}/2$	52,4 mm	79,9 mm
Magnetbreite b_M	89,7 mm	95,1 mm
Fallunterscheidung	$b_M > \lambda_{\text{krit}}/2$	$b_M > \lambda_{\text{krit}}/2$
Faktor für elektrische Leitfähigkeit k_M	0,117	0,054
elektrische Ersatzleitfähigkeit σ'_M	89,1 kS/m	41,5 kS/m
Endeffekt Rotorjoch		
verlustkritische Feldwelle: $(v'/p; k_s/p)$	(2 ; 1)	(1,4 ; 1)
Faktor für elektrische Leitfähigkeit k_{ry}	0,982	0,972
elektrische Ersatzleitfähigkeit σ'_{ry}	5,99 MS/m	5,93 MS/m

wegen der kurzen axialen Längen der Wirbelstrombahnen signifikante Reduzierungen der elektrischen Ersatzleitfähigkeit.

3.4.3.4. Generatorischer Leerlauf

Die Simulationsergebnisse für den generatorischen Leerlauf sind in Tab. 3.18 für Maschine M 1/2 und M 2/5 zusammengefasst. Das Spektrum der vom Läuferfeld induzierten Strangspannung und das Spektrum des Schleppmoments sind in Abb. 3.41 dargestellt. Ursächlich für das Schleppmoment sind die folgenden Verluste: 1) Im Statorblechpaket hervorgerufenen, dominante Ummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe,s}}$, 2) Wirbelstromverluste in der Statorwicklung $P_{\text{ad,s}}$ durch das am Nuteingang eindringende Rotorfeld und 3) Rotorwirbelstromverluste in den Permanentmagneten $P_{\text{T,M}}$ und im Rotorjoch $P_{\text{T,ry}}$ verursacht durch die Nutöffnungen.

Die Verluste im generatorischen Leerlauf betragen für M 1/2 ca. 78 % der Verluste von M 2/5. Hauptursache für die geringeren Verluste sind die unterschiedlich hohen Rotorwirbelstromverluste. Im Leerlauf ist die Ursache der Rotorwirbelströme die Modulation des Magnetfeldes der rotorseitigen Permanentmagnete durch die offenen Statornuten. Bei M 1/2 ist diese Modulation aufgrund des ganzzahligen Verhältnisses $Q/p = 3$ deutlich schwächer ausgeprägt als bei M 2/5 mit $Q/p = 12/5$. Bei ganzzahligem Q/p ist der mittlere magnetische Leitwert über einem Polpaar stets konstant, sodass die rotorlageabhängige magnetische Flusspulsation geringer ausfällt als bei $(Q/p) \notin \mathbb{Z}$.

Hinsichtlich der induzierten Strangspannung im Leerlauf verhält sich Maschine M 1/2 mit zahlreichen Spannungsüberschwingungen nachteilig gegenüber M 2/5: Da bei M 1/2 alle

Tab. 3.18.: Transiente 2D-FE-Simulation des generatorischen Leerlaufs von M 1/2 und M 2/5 bei Drehzahl $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ (Software *JMAG*).

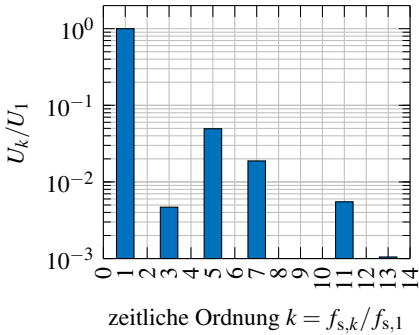
	M 1/2	M 2/5
induzierte Strangspannung $U_{s,1}$	423,1 V	365,4 V
mechanische Eingangsleistung P_m	57 kW (100%)	79 kW (100%)
$P_{ad,s}$ ($P_{ad,s}/P_m$)	8 kW (14%)	18 kW (23%)
$P_{r,M}$ ($P_{r,M}/P_m$)	3 kW (6%)	2 kW (3%)
$P_{r,ry}$ ($P_{r,ry}/P_m$)	7 kW (12%)	31 kW (39%)
$P_{Fe,s}$ ($P_{Fe,s}/P_m$)	39 kW (68%)	29 kW (37%)
$\Delta m/(2 \cdot M_N)$ mit $M_N = 8,3 \text{ MNm}$	5,4%	0,2%

räumlichen Harmonischen Nutharmonische sind und den gleichen Wicklungsfaktor aufweisen (vgl. Abb. 3.6), ergeben sich sowohl eine signifikante 5. als auch 7. Oberschwingung in der Leerlaufspannung (vgl. Abb. 3.41(a)). Bei Maschine M 2/5 ist mit ca. 1% der Grundschwingungsamplitude die 3. Harmonische am stärksten ausgeprägt (vgl. Abb. 3.41(b)). Aufgrund der Sternschaltung tritt diese allerdings nicht in der verketteten Spannung auf.

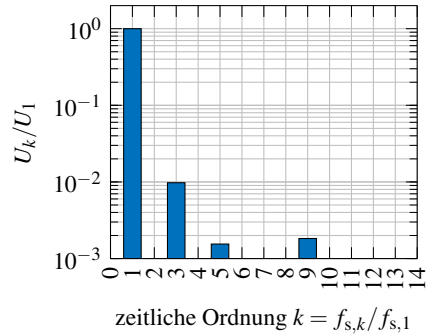
Auch hinsichtlich der Drehmomentwelligkeit infolge „Nutrastrung“ im Leerlauf weist Maschine M 1/2 ein nachteiliges Verhalten gegenüber M 2/5 auf. Die Drehmomentwelligkeit bezogen auf das Bemessungsmoment ist 5,4% für M 1/2 und 0,2% für M 2/5. Grund hierfür ist das hohe Rastmoment der Maschine M 1/2, da das kleinste gemeinsame Vielfache der Polzahl und Nutzahl relativ gering ist im Verhältnis zur Polpaarzahl [88]. Daraus resultiert für M 1/2 eine Drehmomentwelligkeit mit der 6-fachen Statorgrundfrequenz und einer Amplitude von ca. 5% des Bemessungsdrehmoments (vgl. Abb. 3.41(c)). Bei Maschine M 2/5 tritt erst das 12-fache der Statorstromgrundfrequenz als Drehmomentwelligkeit auf, wodurch die Momenten-Amplitude nur ca. 0,2% des Bemessungsmoments beträgt (vgl. Abb. 3.41(d)).

3.4.3.5. Bemessungsbetrieb MTPA

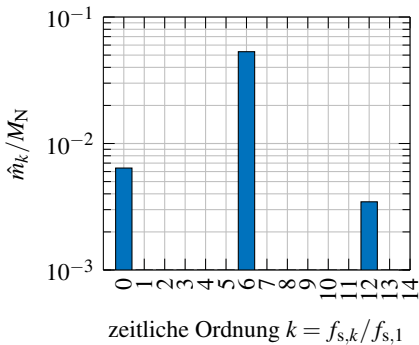
Die transiente Simulation des Generator-Bemessungspunktes mit $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ und $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ wird mit einer Stromgrundschwingungsspeisung ohne Berücksichtigung von umrichterbedingten Stromüberschwingungen durchgeführt. Die Statorstromgrundschwingung wird über einen idealisiert angenommenen Umrichter durch den Effektivwert I_s und Stromwinkel β entsprechend den Ergebnissen der Optimierung (vgl. Tab 3.13) gemäß einer MTPA-Strategie vorgegeben. Für die ausgelegten Wicklungen ergeben sich die in Tab. 3.19 ausgewiesenen Statorstrangströme I_s . Da spannungseinprägende Umrichter verwendet werden, müsste die Spannung eingepreßt vorgegeben werden, was aber feldnumerisch deutlich aufwändiger zu berechnen ist. Die Stromeinprägung liefert aber hinsichtlich des Grundschwingungsverhaltens ebenfalls korrekte Ergebnisse.



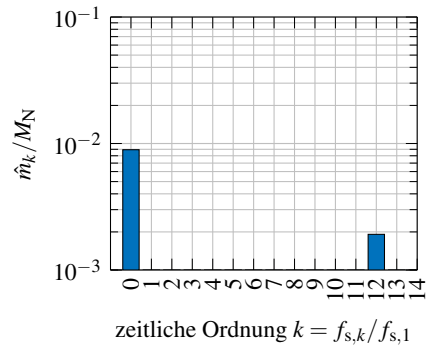
(a) M 1/2: Spektrum der Strangspannung



(b) M 2/5: Spektrum der Strangspannung



(c) M 1/2: Spektrum des Schleppmoments



(d) M 2/5: Spektrum des Schleppmoments

Abb. 3.41.: Mittels transients 2D-FE-Simulation (*JMAG*) berechneter Generator-Leerlaufbetrieb: Spektren der induzierten Strangspannung und Spektren des Schleppmoments. Maschine M 1/2 in (a) und (c). Maschine M 2/5 in (b) und (d). (Bezugswert: $M_N = 8,3 \text{ MNm}$).

Ergebnis der Simulation sind die transienten Verläufe der Berechnungsgrößen (Drehmoment, Spannung, etc.). Die durch die Stromvorgabe sich einstellende simulierte Strangspannung wird für Maschine M 1/2 und M 2/5 in Abb. 3.42(a) und Abb. 3.42(b) dargestellt. Eine spektrale Auswertung dient der Analyse des Grundschwingungsverhaltens entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abb. 3.28. Die resultierenden Grundschwingungsgrößen sind sowohl in der Ergebnistabelle 3.19 als auch in Form von Zeigerdiagrammen in Abb. 3.43(a) und Abb. 3.43(b) dargestellt. Zur Ermittlung der Längs- und Querinduktivität L_d und L_q wird die Polradspannung U_p aus einer zusätzlichen FE-Simulation mit reiner q-Strom-Speisung mit gleichem Strangstromeffektivwert verwendet. Dadurch wird die sättigungsbedingte Abnahme der Polradspannung im Bemessungspunkt gegenüber der Polradspannung im Leerlauf $U_{p,0}$ allerdings nur näherungsweise erfasst. Diese ersatzweise Vorgehensweise ist nötig, da in der

3.4. Ausgewählte Generatoren

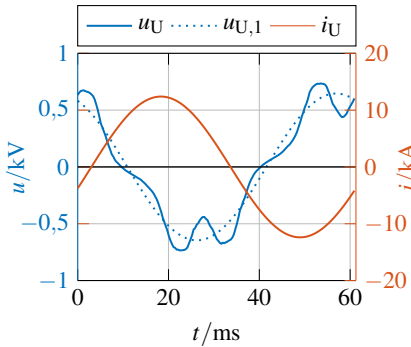
Längsachse die Flussverketzung der Statorwicklung mit dem Rotor- und Statorfluss gemeinsam auftritt und prinzipiell nicht eindeutig getrennt werden kann, um L_d zu ermitteln.

Tab. 3.19.: Grundschwingungsgrößen aus transients 2D-FE-Simulation (*JMAG*) des Bemessungsbetriebs $M_N = 8,3 \text{ MNm}$; $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ mit Grundschwingungsstromspeisung nach MTPA für M 1/2 und M 2/5.

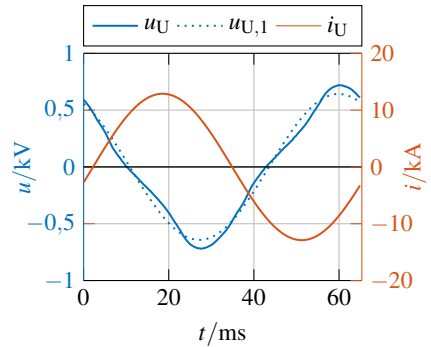
	M 1/2	M 2/5
Strangstrom $I_{s,1}$	8736 A	9090 A
Statorstromwinkel β bzgl. d-Achse	$-107,5^\circ$	$-102,1^\circ$
Frequenz f_s	16,32 Hz	15,3 Hz
Strangspannung $U_{s,1}$	456,9 V	454,1 V
$ \cos \varphi_{s,1} $; $\varphi_{s,1}$	0,69 ; $133,3^\circ$	0,67 ; $132,2^\circ$
Polradspannung $U_{p,1}$	324,7 V	320,4 V
Polradwinkel ϑ	$64,2^\circ$	$59,8^\circ$
$R_{Fe,s}$	11,7 Ω	12,6 Ω
R_s	2,782 m Ω	1,829 m Ω
R_r	106,0 $\mu\Omega$	772,0 $\mu\Omega$
L_d	373,2 μH	372,3 μH
L_q	489,7 μH	464,3 μH
Eingangsleistung P_m	8,93 MW (100%)	9,02 MW (100%)
$P_{Cu,DC} + P_{ad,s}$ ($(P_{Cu,DC} + P_{ad,s})/P_m$)	641 kW (7,2%)	456 kW (5,1%)
$P_{r,M}$ ($P_{r,M}/P_m$)	6 kW (0,1%)	8 kW (0,1%)
$P_{r,ry}$ ($P_{r,ry}/P_m$)	18 kW (0,2%)	185 kW (2,0%)
$P_{Fe,s}$ ($P_{Fe,s}/P_m$)	53 kW (0,5%)	49 kW (0,5%)
Wirkungsgrad η_N	92,0%	92,3%
Drehmomentwelligkeit $\Delta m/(2 \cdot M_N)$	7,0%	0,3%

In der Ergebnistabelle 3.19 werden auch die nach der FE-Simulation berechneten Einzelverluste ausgewiesen. Ein Vergleich mit den im Rahmen der Optimierung berechneten Einzelverlusten in Tab. 3.13 eignet sich zur Beurteilung der Berechnungsgenauigkeit der im Rahmen der Optimierung verwendeten analytischen Verlustmodelle (s. Abschnitte 3.3.4–3.3.6). Auffallend sind hier vor allem Abweichungen hinsichtlich der berechneten Statorstromwärmeverluste und der Rotorwirbelstromverluste.

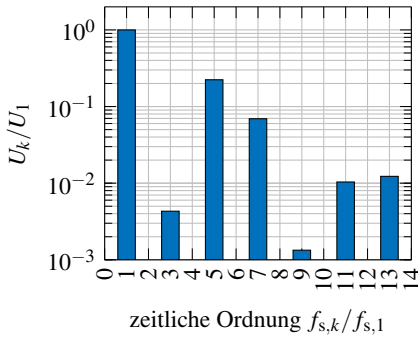
Die im Rahmen der transienten FE-Simulation hier berechneten Statorstromwärmeverluste (s. Tab. 3.19) sind acht bis 13 Prozentpunkte höher als die analytisch berechneten Statorstromwärmeverluste während der Optimierung (s. Tab. 3.13). Hauptgrund hierfür ist, dass während der Optimierung in Abschnitt 3.3 keine Wicklungsauslegung erfolgte und daher nur die DC-Stromwärmeverluste mit einem geschätzten Kupferfüllfaktor der Nut berechnet wer-



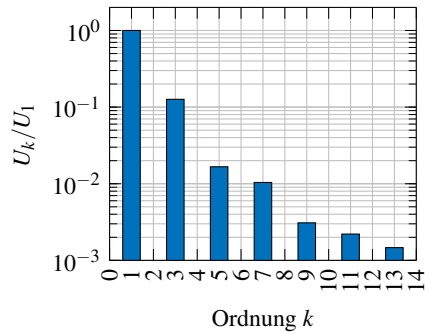
(a) M 1/2: Spannung und Strom in Strang U



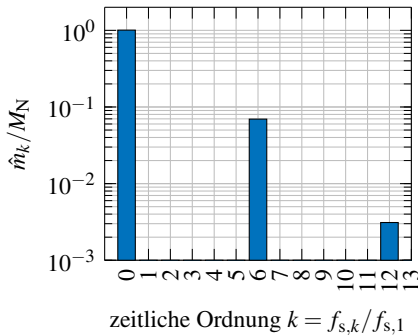
(b) M 2/5: Spannung und Strom in Strang U



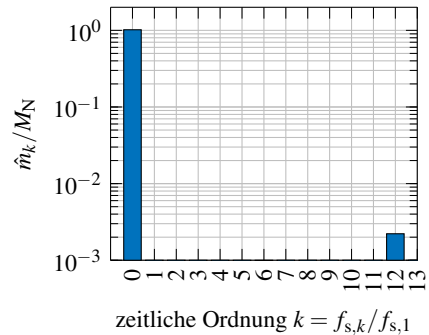
(c) M 1/2: Spektrum der Strangspannung



(d) M 2/5: Spektrum der Strangspannung



(e) M 1/2: Spektrum des Drehmoments



(f) M 2/5: Spektrum des Drehmoments

Abb. 3.42.: Transiente 2D-FE-Simulation (*JMAG*) des Bemessungsbetriebs mit eingprägten, sinusförmigen Statorströmen nach MTPA-Strategie zum Erreichen des geforderten Drehmoments $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ bei $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ für die Maschinen M 1/2 in und M 2/5.

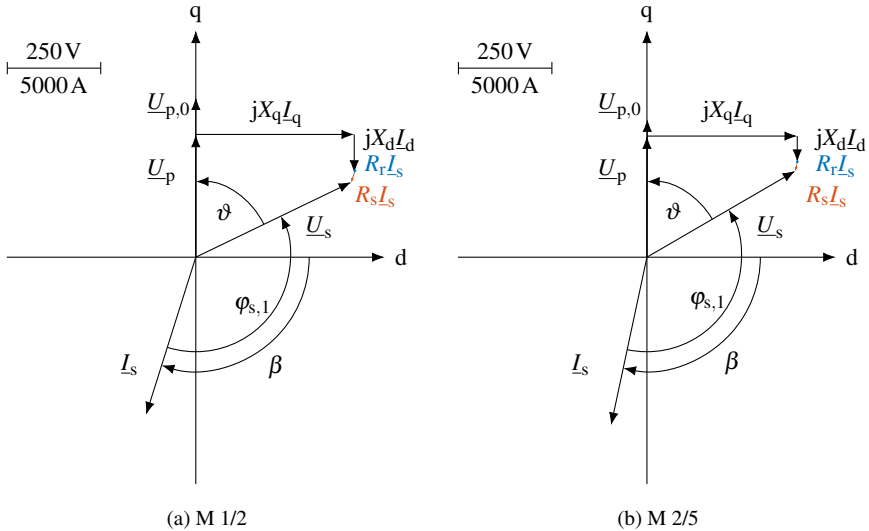


Abb. 3.43.: Strom- und Spannungszeigerdiagramm ($|\underline{U}_s| = U_{s,1}$; $|\underline{I}_s| = I_{s,1}$) für den Generator-Bemessungspunkt nach Tab. 3.19 mit $M_N = 8,3\text{MNm}$; $n_N = 10,2\text{min}^{-1}$ und MTPA-Betrieb aus Simulationsdaten. Die Polradspannung $\underline{U}_{p,0}$ ist simulativ für den Leerlauf berechnet. Als Grundswingungs-Polradspannung unter Last $|\underline{U}_p| = U_{p,1}$ wird die separat simulativ berechnete Polradspannung für eine Statorstromspeisung mit $\underline{I}_s = j \cdot \text{Im}\{\underline{I}_{s,N}\}$ verwendet.

den konnten (s. Abschnitt 3.3.4). Die FE-Simulation in Tab. 3.19 berücksichtigt aber eine konkrete Wicklungsauslegung mit tatsächlich geringerem Kupferfüllfaktor der Nut und mit Wirbelstromverlusten $P_{ad,s}$ in der Statorwicklung. Hierbei ist zu beachten, dass ein wesentlicher Anteil der wirbelstrombedingten Zusatzverluste in der Statorwicklung $P_{ad,s}$ durch das in die offenen Nuten eindringende Nutlängsfeld verursacht wird, wie beim generatorischen Leerlauf diskutiert und daher eine genaue Vorausberechnung zweckmäßigerweise durch eine FE-Simulation erfolgen muss, auch wenn analytische Ansätze existieren [89]. Die durch das magnetische Nutquerfeld infolge des Statorstroms in den Nutenleitern verursachten Schlingströme zwischen parallelen Teilleitern (Wirbelstromverluste 1. Ordnung) und die Wirbelströme in den einzelnen Teilleitern (Wirbelstromverluste 2. Ordnung) können bei bekannter Wicklungsausführung einigermaßen genau nach *Field* und *Emde* analytisch vorausberechnet werden [90, 91], sodass hier eine feldnumerische Berechnung nicht unbedingt nötig ist.

Besonders groß sind die Abweichungen bei der Berechnung der Rotorwirbelstromverluste. Für die Maschine M 1/2 betragen die mit der FE-Simulation berechneten Rotorwirbelstromverluste (Tab. 3.19) weniger als die Hälfte der analytisch berechneten Werte (Tab. 3.13). Bei Maschine M 2/5 hingegen sind die mit der transienter FE-Simulation berechneten Rotor-

wirbelstromverluste um ca. 34 Prozentpunkte gegenüber den analytisch vorausgerechneten Werten höher. Der Grund hierfür liegt in der Annahme magnetisch linearer Medien bei den analytischen Modellen. Trotz erheblichem Aufwand zur Bestimmung passender Ersatzpermeabilitäten gelingt durch die verwendete analytische Wirbelstromberechnung leider nur eine Abschätzung der Größenordnung dieser Verluste.

Aufgrund dieser Abweichungen werden durch die transiente FE-Simulation (Tab. 3.19) stets geringere Wirkungsgrade als im Zuge der Optimierung (Tab. 3.13) berechnet. Bei Maschine M 1/2 beträgt der Unterschied 0,2 Prozentpunkte und bei Maschine M 2/5 1,0 Prozentpunkte. Da ein Großteil dieser Abweichungen durch die systematische Unterschätzung der Statorstromwärmeverluste begründet ist, erscheint die Verwendung des teilweise analytisch berechneten Wirkungsgrades im Zuge der Optimierung als zulässig, um die *Pareto*-effizienten Maschinen zu ermitteln.

Neben der Auswertung des Grundschwingungsverhaltens ermöglichen die Spektren von Strangspannung und Drehmoment in Abb. 3.42 eine Diskussion des durch die Wicklungs- und Polgeometrie bedingten Oberschwingungsverhaltens der Maschinen unter Last. Insbesondere fällt die starke Verzerrung der Strangspannung von M 1/2 durch die fünfte und siebte Oberschwingung auf. Die Amplitude der fünften Spannungsoberschwingung beträgt über 20 % der Grundschwingungsamplitude. Grund hierfür ist eine sättigungsbedingte Verzerrung des Luftspaltfelds, die durch den für alle Ordnungszahlen gleichen Wicklungsfaktor von M 1/2 zu einer hohen Spannungsinduktion führt. Bei der Maschine M 2/5 sind die Amplituden der Strangspannungsoberschwingungen vergleichsweise gering.

Unter Last bei $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ erhöht sich die Drehmomentwelligkeit von M 1/2 im Vergleich zum generatorischen Leerlauf um 1,6 Prozentpunkte auf 7,0 %, wobei weiterhin die sechste Drehmomentüberschwingung dominant ist. Für M 2/5 ist die Drehmomentwelligkeit unter Last um mehr als eine Größenordnung geringer als bei M 1/2 und beträgt 0,3 %.

Momentaufnahmen der simulierten magnetischen Feldverteilungen sind für M 1/2 in Abb. 3.44(a) und Abb. 3.44(b) bzw. für M 2/5 in Abb. 3.45(a) und Abb. 3.45(b) gezeigt. Daneben veranschaulichen diese Bilder auch den vom Optimierer ermittelten Maschinenquerschnitt, welcher durch den grundsätzlichen Auslegungskonflikt bei drehmomentstarken Radialflussmaschinen geprägt ist: Eine möglichst große Nutfläche zur Verringerung der Stromwärmeverluste konkurriert mit der magnetisch erforderlichen Querschnittsfläche der Zähne und Joche, welche der magnetischen Flussführung dienen. Die beiden hier dargestellten *Pareto*-effizienten Maschinen zeigen, dass für die gegebene Magnetmasse ungünstig hohe magnetische Flussdichten von ca. 2 T in einigen Bereichen der Statorzähne und des Rotorjochs für eine wirkungsgradoptimale Maschine in Kauf genommen werden müssen. Diese Werte liegen schon weit im Sättigungsbereich der jeweiligen $B(H)$ -Kennlinien (Abb. A.2 und Abb. A.1). Das Auftreten derartig hoher Induktionswerte bei wirkungsgradoptimierten Maschinen lässt sich teilweise auch auf die Bauweise der PMSM mit Oberflächenmagneten zurückführen. Diese weist aufgrund des großen magnetisch wirksamen Luftspalts eine vergleichsweise ge-

ringe Sensitivität der induzierten Spannung gegenüber der lastabhängigen Ankerrückwirkung (also des vom Statorstrom erregten Stator magnetfelds) auf.

Die über eine elektrische Periode gemittelten Stromwärmeverlustdichten in der Statorwicklung, in den Permanentmagneten und im Rotorjoch sind in Abb. 3.44(c) für M 1/2 bzw. in Abb. 3.45(c) für M 2/5 dargestellt. Für M 1/2 ergeben sich in den Permanentmagneten nur geringe Wirbelstromverlustdichten. Die Verluste im Rotorjoch sind auf eine dünne Randschicht auf der Innenseite des Jochs begrenzt. Gut erkennbar ist für M 1/2 die ungleichmäßige Verlustdichteverteilung in der Statorwicklung aufgrund von dort fließenden Wirbelströmen. Hauptursachen sind hierbei die offenen Nuten, welche ein Eindringen des Magnetfeldes in Nutlängsrichtung begünstigen und die unverdrillten, nebeneinander angeordneten Teilleiter verlustwirksam induzieren. Für M 2/5 machen sich die insgesamt höheren Rotorjochwirbelströme auch in einer höheren Verlustdichte im Rotorjoch bemerkbar.

3.4.3.6. Stoßkurzschluss und Entmagnetisierfestigkeit

Dieser Abschnitt zeigt den simulierten dreiphasigen Stoßkurzschluss aus vorherigem Generator-Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ und $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$. Die Drehzahl wird dabei als konstant eingepreßt angenommen. Der dreiphasige Stoßkurzschluss aus dem generatorischen Leerlauf wird hier nicht gezeigt, da er aufgrund der geringeren Hauptfeldspannung kleinere Stoßkurzschlussströme ergibt und daher weniger kritisch ist. Als Zeitpunkt des Kurzschlusseintritts wird der Nulldurchgang der Strangspannung u_U gewählt, um die höchsten zu erwartenden Strangströme im Strang U im Sinne eines dort auftretenden „Worst Case“ zu simulieren. Die Ergebnisse werden zur Beurteilung der Entmagnetisierfestigkeit der Rotormagnete herangezogen. Dazu wird ausgewertet, welcher Anteil der Permanentmagnete die aus Herstellerangaben ermittelte magnetische Gegenfeldstärke $H_{D,5}$ bei einer im Betrieb typischen Magnettemperatur von $\vartheta_M = 50^\circ\text{C}$ und $\vartheta_M = 80^\circ\text{C}$ überschreitet. Eine Definition der zulässigen magnetischen Gegenfeldstärke ist im Anhang A.1.4 gegeben. Bei der Betrachtung der Entmagnetisierfestigkeit wird der Betrag der magnetischen Feldstärke betrachtet und nicht nur die zur Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete parallele Feldkomponente. Diese Vorgehensweise ist konservativ und berücksichtigt nicht die höhere Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete bei lokalen Feldorientierungen, die von der Magnetisierungsrichtung abweichen [92, 93].

Die simulierten Kurzschlussstrom- und Kurzschlussdrehmomentverläufe sind für Maschine M 1/2 in Abb. 3.46 bzw. für Maschine M 2/5 in Abb. 3.47 dargestellt, wobei der Kurzschluss zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$ eintritt. Beide Größen pulsieren, wie erwartet, mit der elektrischen Grundfrequenz. Der Kurzschlussstrom erreicht für beide Maschinen ein Maximum in Höhe von ca. dem doppelten Bemessungsstrom für den oben genannten untersuchten ungünstigsten Zeitpunkt des Kurzschlusseintritts (s. Tab. 3.20). Das Maximum des Kurzschlussdrehmoments beträgt das 1,12-fache des Bemessungsdrehmoments für M 1/2 und das 1,20-fache des Bemessungsdrehmoments für M 2/5. Diese moderaten Werte sind durch den relativ geringen

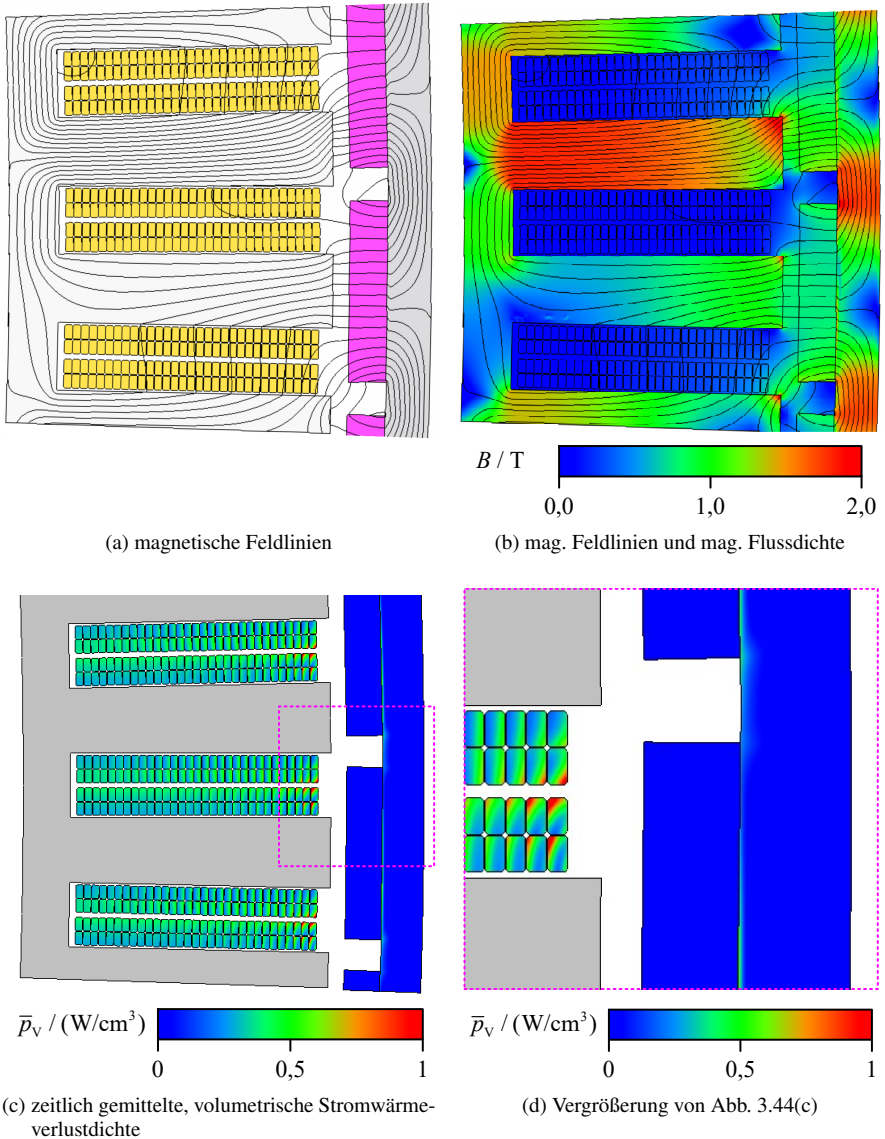


Abb. 3.44.: Feldbilder der transienten 2D-FE-Simulation (*JMAG*) von M 1/2 bei Bemessungsbetrieb ($n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$; $M_N = 8,3 \text{ MNm}$). Die magnetischen Feldlinien in (a) und die zeitlich gemittelten Stromwärmeverluste in (d) zeigen das Nutlängsfeld und die resultierenden Wirbelstromverluste in der Statorwicklung in den Leitern nahe der Nutöffnung.

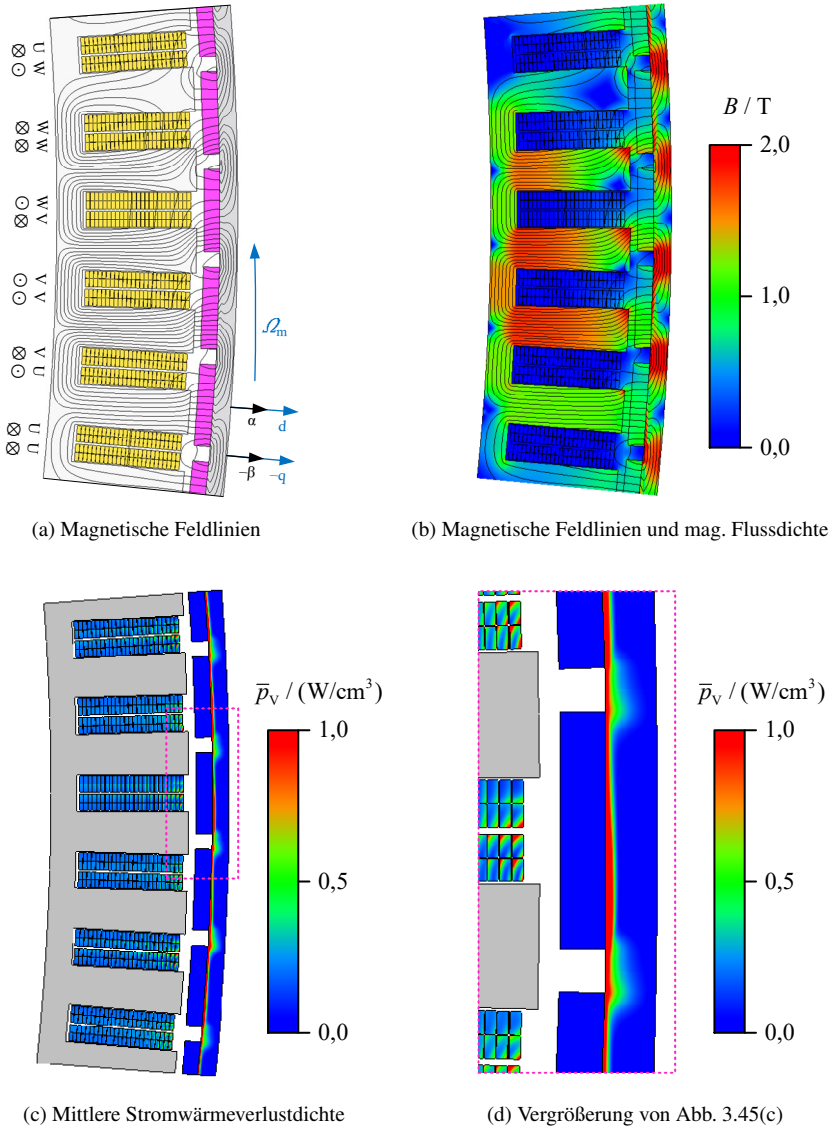


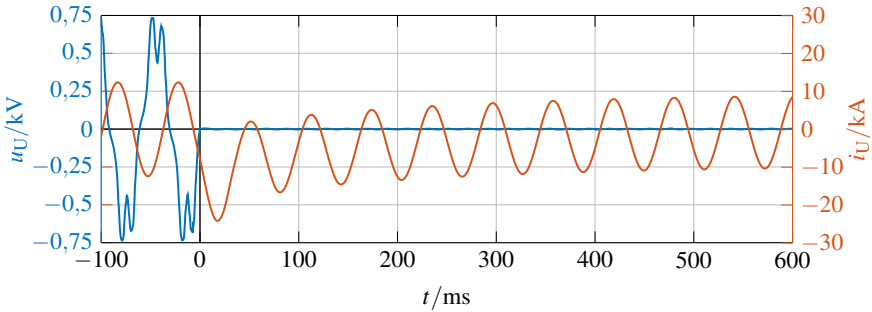
Abb. 3.45.: Feldbilder der transienten 2D-FE-Simulation (*JMAG*) von *M 2/5* bei Bemessungsbetrieb ($n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$; $M_N = 8,3 \text{ MNm}$). Das in (a) durch das Rotorfeld bewirkte Nutlängsfeld aufgrund der offenen Nuten führt gemeinsam mit dem stromerregten Nutquerfeld zur resultierenden Wirbelstromverlustdichteverteilung (d) in den Leitern nahe der Nutöffnung. (d) Auf der Innenseite des Rotorjochs treten aufgrund von Statorluftspaltfeldharmonischen vergleichsweise hohe Wirbelstromverlustdichten auf.

Dauerkurzschlussstrom bedingt. Auf Grund der zahlreichen statorseitigen Feldoberwellen bei Zahnspulenwicklungen ist die Wicklungsinduktivität im Vergleich zu Ganzlochwicklungen (Variante V1) deutlich größer und begrenzt wirkungsvoll den Dauerkurzschlussstrom. Durch das Fehlen von Dämpferkäfig und elektrischer Erregerwicklung bei den umrichterspeisenden PM-Generatoren ist auch die wirksame Statorwicklungsinduktivität bei Stoßkurzschluss deutlich größer als bei elektrisch erregten Generatoren, so dass die dort beobachteten hohen Stoßströme von bis zu 15-fachen Nennstrom hier nicht auftreten. Die mit idealisierenden Annahmen durchgeführte analytische Kurzschlussberechnung wird für den großen Windgenerator mit $P_{N,m} = 8,9\text{ MW}$ nicht dargestellt. Diese analytische Berechnungsmethode ist aber im Rahmen der Kurzschlussberechnung für die deutlich kleinere Prototypmaschine in Abschnitt 4.5.3 dokumentiert.

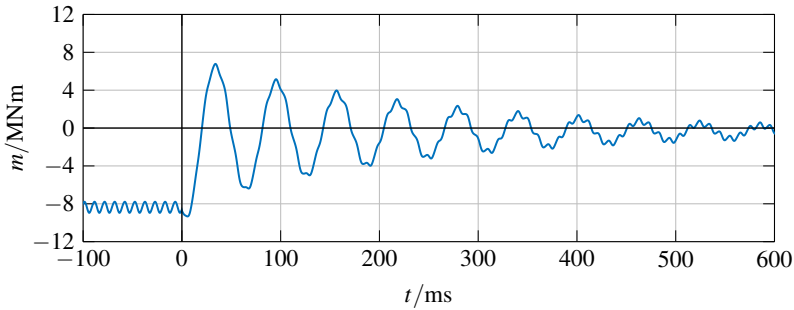
Tab. 3.20.: Mittels transients 2D-FE-Simulation (*JMAG*) berechneter dreiphasiger Stoßkurzschluss im Strangspannungsnulldurchgang aus dem Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3\text{ MNm}$ und bei konstant angenommener Drehzahl $n_N = 10,2\text{ min}^{-1}$.

	M 1/2	M 2/5
Strangstromspitzenwert $i_{U,\max}$ ($i_{U,\max}/\hat{I}_N$)	24,2 kA (1,96)	24,9 kA (1,94)
Stoßkurzschlussmoment m_{\max} (m_{\max}/M_N)	9,3 MNm (1,12)	10,0 MNm (1,20)
Zeitpunkt mit max. Entmagnetisierung t_D	14,8 ms	23,0 ms
Anteil PM mit $ H > H_{D,5,80^\circ\text{C}}$	0,4 %	1,1 %
Anteil PM mit $ H > H_{D,5,50^\circ\text{C}}$	0,0 %	0,0 %

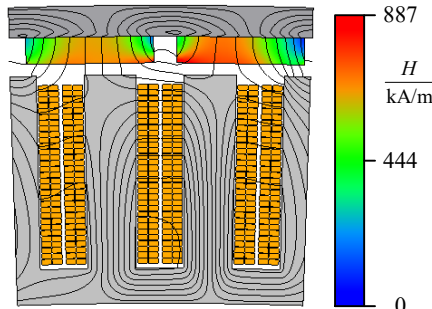
Im Rahmen der FE-Simulation liegen auch die Feldverteilungen der magnetischen Feldstärke in den Permanentmagneten vor. Aus diesen Daten wird der Zeitpunkt t_D ermittelt, bei dem der höchste Anteil an Permanentmagnetmaterial einer magnetischen Feldstärke ausgesetzt ist, die über der zulässigen Gegenfeldstärke $H_{D,5}$ liegt. Die Ergebnisse in Tab. 3.20 zeigen, dass die zulässige Gegenfeldstärke $H_{D,5,50^\circ\text{C}}$ für eine Magnettemperatur von 50°C weder bei M 1/2 noch bei M 2/5 erreicht wird. Unter Berücksichtigung der vorausgerechneten typischen Magnettemperatur von $41,5^\circ\text{C}$ bei M 1/2 ist damit die Entmagnetisierfestigkeit von Maschine M 1/2 unter typischen Umgebungsbedingungen nachgewiesen. Bei Maschine M 2/5 ist jedoch die Magnettemperatur mit $68,3^\circ\text{C}$ aufgrund der erhöhten Wirbelströme höher vorausgerechnet. Daher wird in Tab. 3.20 auch das Überschreiten der zulässigen Gegenfeldstärke $H_{D,5,80^\circ\text{C}}$ bei einer Magnettemperatur von 80°C untersucht. Bezogen auf dieses Kriterium wird ein Anteil von Permanentmagnetmaterial in Höhe von 0,4 % bei M 1/2 bzw. in Höhe von 1,1 % bei M 2/5 irreversibel entmagnetisiert. Da dieser Anteil relativ klein ist und die betroffenen Elemente an den äußeren Ecken der Permanentmagnete liegen, kann auch hier von einer ausreichenden Entmagnetisierfestigkeit ausgegangen werden. Die Verteilung der magnetischen Feldstärke zum Zeitpunkt t_D ist für Maschine M 1/2 in Abb. 3.46(c) und für Maschine M 2/5 in Abb. 3.47(c) gezeigt.



(a) Spannung und Strom im Strang U

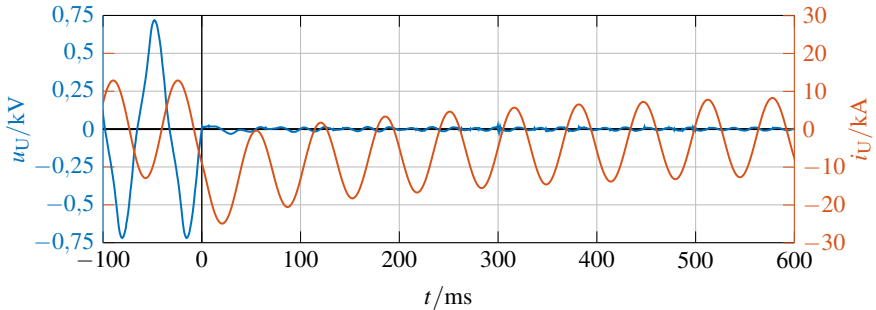


(b) Zeitverlauf des Stoßkurzschlussmoments

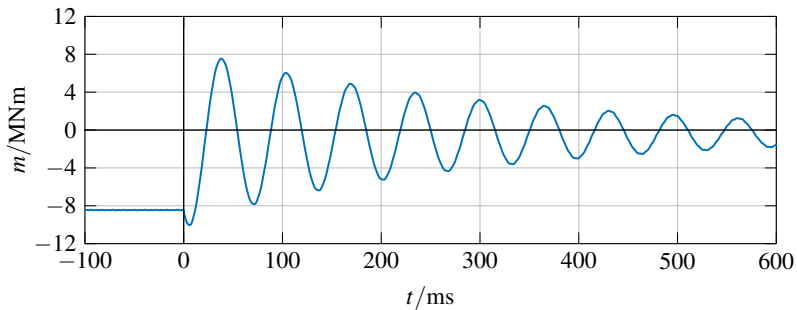


(c) Magnetische Feldlinien und magnetische Feldstärke H in den Permanentmagneten zum Zeitpunkt $t_D = 14,8$ ms mit der höchsten Entmagnetisierung (*JMAG*)

Abb. 3.46.: Transiente 2D-FE-Simulation (*JMAG*) des dreiphasigen Stoßkurzschlusses von M 1/2 im Nulldurchgang der Strangspannung von Strang U zum Zeitpunkt $t = 0$ aus vorherigem Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3$ MNm und bei konstant angenommener Drehzahl $n_N = 10,2$ min⁻¹.



(a) Spannung und Strom im Strang U



(b) Zeitverlauf des Stoßkurzschlussmoments

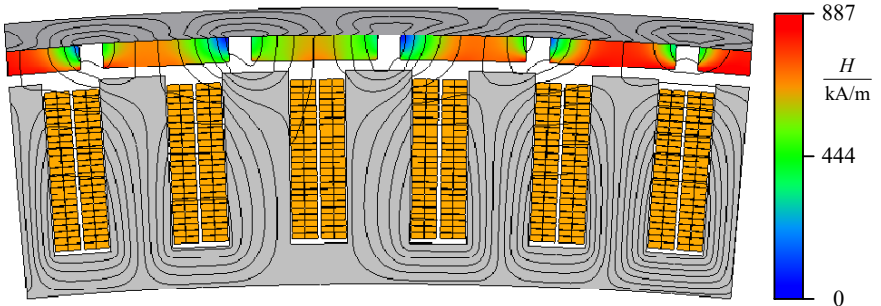
(c) Magnetische Feldlinien und magnetische Feldstärke H in den Permanentmagneten zum Zeitpunkt $t_D = 23,0\text{ms}$ mit der höchsten Entmagnetisierung (*JMAG*)

Abb. 3.47.: Transiente 2D-FE-Simulation (*JMAG*) des dreiphasigen Stoßkurzschlusses von M 2/5 im Nulldurchgang der Strangspannung von Strang U zum Zeitpunkt $t = 0$ aus vorherigem Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3\text{MNm}$ und bei konstant angenommener Drehzahl $n_N = 10,2\text{min}^{-1}$.

3.4.4. Magnetische Geräuschanregungen

Schwerpunkt dieses Abschnitts ist die feldnumerische Berechnung der Radialschwingungsanregungen auf Stator und Rotor. Die Maschinen M 1/2, M 2/5 und M 1 werden im Leerlauf, im Bemessungsbetrieb und bei Vier-Quadranten-Speisung betrachtet. Dabei wird stets eine ideal zentrische Läuferlage angenommen und eine reine Stromgrundschwingungsspeisung der Statorwicklung angenommen. Kraftanregungen durch unerwünschte Exzentrizitäten und durch Stromüberschwingungen infolge der Umrichterschaltfrequenz werden somit nicht erfasst. Zusätzlich kann die Geräuschanalyse auf umrichterbedingte Stromüberschwingungen erweitert werden. Diese können, abhängig von der Umrichtertaktfrequenz, zu Geräuschanregungen im Kilohertzbereich führen, für die das menschliche Gehör besonders sensibel ist.

Im Rahmen dieser Arbeit werden für einzelne Radialkraftdichtewellen die Verformungsamplituden und Geräuschabstrahlung des außen liegenden Rotors mit Hilfe eines analytischen Modells für einen frei schwingenden, unendlich ausgedehnten Ring nach *Jordan* grob abgeschätzt [94–96]. Eine materialspezifische Dämpfung der mechanischen Schwingung ist ebenfalls vernachlässigt, so dass bei Resonanzanregung der Ringbiegeschwingung unendlich hohe Schwingungsamplituden auftreten. Daher ist die hier vorgestellte rechnerische Untersuchung nicht im Sinne einer quantitativ genauen Lautstärkevorausberechnung zu verstehen, sondern als relativer und damit qualitativer Vergleich unterschiedlicher Wicklungskonzepte hinsichtlich der Gefahr großer magnetischer Geräuscentwicklung.

Die modernen numerischen Verfahren zur Geräuschvorausberechnung [97–101] und die deutlich verfeinerten analytischen Ansätze für mechanische Schwingungsrechnungen [102, 103] stehen für eine deutlich genauere Beurteilung der Geräuscentwicklung zur Verfügung, würden aber den Umfang der hier vorgestellten Arbeiten deutlich erhöhen. Daher muss aus Gründen der Beschränkung des Arbeitsumfangs auf diese Detailuntersuchungen verzichtet werden, die in nachfolgenden Arbeiten zum Thema gemacht werden können.

Aus der 2D-FE-Simulation mit Stromgrundschwingungsspeisung wird die radial gerichtete *Maxwell'schen* Zugspannung τ_r in der Luftspaltmitte nach (3.93) berechnet.

$$\tau_r = \frac{B_r^2 - B_\gamma^2}{2\mu_0} \quad (3.93)$$

Anschließend wird diese Größe als radiale Zugkraftdichte, welche an den luftspaltseitigen Oberflächen von Rotor und Stator angreift, aufgefasst. Allgemein ist diese Vorgehensweise nicht zulässig, da der *Maxwell'sche* Spannungstensor keine Lokalisierung der Kraft zulässt, sondern nur nach Berechnung des Hüllintegrals zur Bestimmung der Summenkraft auf einen Körper herangezogen werden kann [8]. Im Allgemeinen muss daher die lokale magnetische Kraftwirkung als Volumenkraftdichte beschrieben werden, welche neben *Lorentz-Kraft* und Reluktanzkraft auch die Magnetostriktion berücksichtigt [104]. Mit der vereinfachenden Annahme von unendlich permeablen Eisenteilen und unter Vernachlässigung der Magnetostriktion tritt jedoch ausschließlich eine lokale Kraftwirkung an den Grenzflächen zwischen Ferro-

magnet und Luft auf, welche im Folgenden durch die Radialkomponente des *Maxwell*'schen Spannungstensors τ_r abgeschätzt wird.

Der numerisch simulierte Verlauf der radialen Kraftdichte wird durch eine zweidimensionale, d.h. räumliche und zeitliche, diskrete *Fourier*-Reihenentwicklung in ihre spektralen Anteile zerlegt. Die zeitlichen Ordnungen im statorfesten System k_s und im rotorfesten System k_r sind auf die mechanische Drehzahl n bezogen, welche der Synchrondrehzahl der Arbeitswelle entspricht. Diese Definition führt selbst für Bruchlochwicklungen mit subharmonischen Luftspaltfeldwellen auf stets ganzzahlige zeitliche Ordnungen auf der Rotorseite. Da für die vorliegenden hochpoligen Windgeneratoren diese zeitlichen Ordnungen große Werte erreichen, werden durch Division mit der Polpaarzahl p die zeitlichen Ordnungen relativ zur elektrischen Statorgrundfrequenz f_s angegeben und mit k_s/p bzw. k_r/p entsprechend ihrer Berechnungsvorschrift bezeichnet. Die auftretenden, durch die magnetischen Kraftwellen angeregten Tonfrequenzen f_{Ton} der schwingenden Maschinenteile sind dann $f_{\text{Ton}} = (k_{s,r}/p) \cdot f_s$. Die Ermittlung des Spektrums der Radialkraftdichtewellen erfolgt im statorfesten System. Beim Übergang in rotorfeste Koordinaten ergibt sich eine Verschiebung der relativen zeitlichen Ordnungen k_r/p aufgrund der Drehbewegung mit Synchrondrehzahl der Arbeitswelle nach (3.94) analog zu (2.52). Die räumlichen Ordnungen der Kraftwellen und die Kraftdichteamplituden bleiben beim Übergang in das rotorfeste Bezugssystem unverändert.

$$\frac{k_r}{p} = \frac{k_s}{p} + \frac{v'}{p} \quad (3.94)$$

3.4.4.1. Analytisches Schwingungsmodell nach *Jordan*

Resonanzfrequenzen und Verformungsamplituden

Jordan fasst die Joche als homogene Ringe auf und entwickelt nach dem Superpositionsprinzip für jede Radialkraftdichtewelle, welche durch die räumliche Ordnungszahl ρ , die Amplitude $\hat{\tau}_{r,\rho}$ und die Frequenz f_{Ton} beschrieben wird, eine Berechnungsvorschrift für die Amplitude \hat{y}_ρ der resultierenden radialen Verformungswelle des Rings gleicher räumlicher Ordnung und Frequenz. Die in [96] dargestellte Berechnung von \hat{y}_ρ wird hier in (3.95)–(3.105) zusammengefasst. Wobei hier die ebenfalls von *Jordan* entwickelten vereinfachten Ausdrücke der umfangreicheren Ausdrücke für den frei schwingenden homogenen Ring wiedergegeben werden.

Die Berechnung der Verformungsamplitude unterscheidet sich nach den Fällen $\rho = 0$, $\rho = 1$ und $\rho \geq 2$. Den Fällen gemeinsam ist die folgende Vorgehensweise: Die gesuchte dynamische Verformungsamplitude \hat{y}_ρ wird aus dem Produkt der statischen Verformung $\hat{y}_{\text{stat},\rho}$ und der frequenzabhängigen Resonanzerhöhung η_ρ berechnet. Die Geometrie der Joche wird durch den Jochinnenradius $r_{y,i}$, den mittleren Jochradius r_y , den Jochaußenradius $r_{y,o}$ und die Jochhöhe h_y beschrieben. Die benötigten Stoffeigenschaften der Joche sind der Elastizitätsmodul E und die Dichte γ nach Tab. A.1 bzw. A.2 im Anhang. Die träge Masse der mit

dem Statorjoch mitschwingenden Statorzähne und Wicklung bzw. die träge Masse der mit dem Rotorjoch mitschwingenden Magnete wird durch jeweils eine Erhöhung der Jochdichte um den Faktor Δ nach (3.105) abgebildet. Die Zusatzmasse m_{ad} umfasst beim Statorjoch die Masse der Zähne und der Wicklung, während beim Rotorjoch die Magnetmasse als Zusatzmasse berücksichtigt wird. Die Masse des Wicklungsisoliermaterials wird vernachlässigt.

Die Resonanzhöhung η_ρ der Schwingungsamplituden hängt im Wesentlichen davon ab, wie weit die Frequenz f_{Ton} der Radialkraftdichtewelle von den Eigenfrequenzen des Jochs abweicht. Für den Fall $\rho = 0$ ergibt sich eine reine Zugbeanspruchung der Joche in Umfangsrichtung als „atmender“ Ring mit nur einer Eigenfrequenz $f_{\text{eig},0}$ nach (3.95). Für Verformungen höherer Ordnungen $\rho \geq 2$ treten hingegen zwei Resonanzfrequenzen auf, nämlich die Resonanzfrequenz $f_{\text{eig},r,\rho}$ der Jochbiegeschwingungen nach (3.99) und die Resonanzfrequenz $f_{\text{eig},\gamma,\rho}$ der Längsschwingung des Jochs nach (3.100) in Umfangsrichtung.

Kraftwellen der Ordnung $\rho = 1$ als Rüttelkräfte, welche zum Beispiel durch Exzentrizität verursacht werden, führen nach *Jordan* näherungsweise zu keinen Formänderungen der Joche, sondern bei Innenläufermaschinen zu einer Durchbiegung der Welle und werden hier nicht untersucht.

Für $\rho = 0$:

$$f_{\text{eig},0} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{r_y} \cdot \sqrt{\frac{E}{\gamma \cdot \Delta}} \quad (3.95)$$

$$\eta_0 = \frac{1}{1 - \left(\frac{f_{\text{Ton}}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2} \quad (3.96)$$

$$\hat{y}_{\text{stat},0} = \frac{r_{y,i} \cdot r_y}{E \cdot h_y} \cdot \hat{\tau}_{r,0} \quad (3.97)$$

$$\hat{y}_0 = \hat{y}_{\text{stat},0} \cdot \eta_0 \quad (3.98)$$

Für $\rho \geq 2$:

$$f_{\text{eig},r,\rho} = f_{\text{eig},0} \cdot \frac{i \cdot \rho \cdot (\rho^2 - 1)}{\sqrt{\rho^2 + 1}} \quad (3.99)$$

$$f_{\text{eig},\gamma,\rho} = f_{\text{eig},0} \cdot \sqrt{\rho^2 + 1} \quad (3.100)$$

$$\eta_\rho = \frac{\rho^2 - \left(\frac{f_{\text{Ton}}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2}{\left[\left(\frac{f_{\text{Ton}}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2 - \left(\frac{f_{\text{eig},r,\rho}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2\right] \cdot \left[\left(\frac{f_{\text{Ton}}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2 - \left(\frac{f_{\text{eig},\gamma,\rho}}{f_{\text{eig},0}}\right)^2\right]} \quad (3.101)$$

$$\hat{y}_{\text{stat},\rho} = \frac{r_{y,i} \cdot r_y}{E \cdot h_y} \cdot \frac{1}{i^2 \cdot (\rho^2 - 1)^2} \cdot \hat{\tau}_{r,\rho} \quad (3.102)$$

$$\hat{y}_\rho = \hat{y}_{\text{stat},\rho} \cdot \eta_\rho \quad (3.103)$$

Verwendete Hilfsgrößen:

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{h_y}{r_y} \quad (3.104)$$

$$\Delta = 1 + \frac{m_{\text{ad}}}{m_y} \quad (3.105)$$

Schallabstrahlung und Bewertung

Die Verformungswellen führen zu einer Schallabstrahlung, die für jede räumliche Ordnung ρ separat berechnet wird. Die Berechnung soll hier nur als grobe Abschätzung verstanden werden, um einen Vergleich der Wicklungen zu ermöglichen und basiert auf den Arbeiten von *Jordan* [96] und *Üner* [94] und wird in (3.106)–(3.114) zusammengefasst. Auf das Ausschreiben des Index ρ wird darin zu Gunsten der Übersichtlichkeit verzichtet.

Die Schallintensität I wird von *Jordan* an der Jochoberfläche nach (3.106) berechnet und ist grundsätzlich, wie beim ebenen Strahler, von der Amplitude der Oberflächenverformung \hat{y} , der Tonfrequenz f_{Ton} und der Schallkennimpedanz der Umgebungsluft mit $Z = 400 \text{ N} \cdot \text{s}/\text{m}^3$ abhängig. Aufgrund der runden Querschnittsgeometrie und aufgrund der räumlichen Verteilung der Auslenkungen am Umfang ergibt sich aber bei rotierenden elektrischen Maschinen eine im Allgemeinen geringere Schallintensität als beim ebenen Strahler. Dieser als Abstrahlcharakteristik bezeichnete Umstand wird durch den Faktor N_{rel} in (3.106) bei der Berechnung der Schallintensität I berücksichtigt.

Die Abstrahlcharakteristik der Maschine nähert *Jordan* durch einen zonalen Kugelstrahler gleicher räumlicher Ordnung ρ an. Für den zonalen Kugelstrahler liegt für die relative Strahlungsleistung N_{rel} die geschlossene Darstellung (3.107) nach [94] vor, welche das Verhältnis der Schallintensität eines zonalen Kugelstrahlers zu einem unendlich ausgedehnten ebenen Strahler angibt. In Abb. 3.48 ist der Verlauf von N_{rel} für die räumlichen Ordnungen $\rho \in [0; 10]$ in Abhängigkeit vom Verhältnis von Kugelumfang $2\pi \cdot r_{y,0}$ zu Luftschallwellenlänge λ dargestellt. Die Verläufe zeigen, dass ein Kugelstrahler bzw. die Maschine vergleichsweise schlecht den Schall abstrahlt, wenn der Umfang klein gegenüber der Luftschallwellenlänge ist. Dies ist im Rahmen der hier durchgeführten Stromgrundschwingungsbetrachtung aufgrund der geringen Statorbemessungsfrequenz trotz der großen Maschinenabmessungen des Windgenerators stets der Fall. Insbesondere für eine große räumliche Ordnung ρ ist dieser Rückgang der Schallintensität stark ausgeprägt. Für relativ zum Maschinenumfang kleine Luftschallwellenlängen, also hohen Tonfrequenzen, bewirkt die Abstrahlcharakteristik unabhängig von der räumlichen Ordnung ρ keine signifikante Reduktion der Schallintensität.

Die Schallintensität I wird zur weiteren Beurteilung in den üblichen logarithmischen Schallintensitätspegel L_I nach (3.110) umgerechnet, da auch die Geräuschempfindlichkeit des menschlichen Ohrs gemäß dem *Weber-Fechner*-Gesetz etwa logarithmisch vom Schall-

druck als Reiz abhängt. Aufgrund der festgelegten Referenzleistung bzw. des verwendeten Referenzdrucks bei der Berechnung des Schalldruckpegels L_p und der verwendeten Schallkennimpedanz für Luft mit $Z = 400 \text{ N} \cdot \text{s}/\text{m}^3$ entspricht der Zahlenwert des Schallintensitätspegels dem Zahlenwert des Schalldruckpegels und wird daher Schallpegel L genannt.

Das frequenzabhängige Lautheitsempfinden des menschlichen Gehörs wird näherungsweise durch eine frequenzspezifische Gewichtungsfunktion des Schalldruckpegels L_p berücksichtigt. In (3.112) bzw. Abb. 3.49 ist die A-Bewertung G_A angegeben [105]. Der A-bewertete Schalldruckpegel L_A wird nach (3.114) berechnet.

Schallintensität an der Oberfläche eines zonalen Kugelstrahlers [94]:

$$I = 2 \cdot \pi^2 \cdot Z \cdot f_{\text{Ton}}^2 \cdot \hat{y}^2 \cdot N_{\text{rel}} \quad (3.106)$$

$$N_{\text{rel}} = \text{Re} \left\{ \frac{z \cdot \sum_{k=0}^{\rho} \frac{(\rho+k)! \rho!}{(\rho-k)! k!} \cdot (2z)^{\rho-k}}{\sum_{k=0}^{\rho} \frac{(\rho+k)! \rho!}{(\rho-k)! k!} \cdot (2z)^{\rho-k} \cdot (1+k+z)} \right\} \quad (3.107)$$

$$z = j \cdot \frac{2\pi \cdot r_{y,0}}{\lambda} \quad (3.108)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_{\text{Ton}}} \quad \text{mit: } c = 343,2 \text{ m/s} \quad (3.109)$$

Zugehöriger Schallpegel an der Oberfläche:

$$L_1 = 10 \cdot \log \left(\frac{I}{1 \cdot 10^{-12} \text{ W}/\text{m}^2} \right) \quad (3.110)$$

$$L = L_1 = L_p \quad \text{gilt für Luft mit } Z = 400 \text{ N} \cdot \text{s}/\text{m}^3 \quad (3.111)$$

A-Bewertung des menschlichen Hörempfindens [105]:

$$G_A(s) = \frac{7,39705 \cdot 10^9 \cdot s^4}{(s+129,4)^2 \cdot (s+676,7) \cdot (s+4636) \cdot (s+76655)^2} \quad (3.112)$$

$$s = j \cdot 2\pi \cdot f_{\text{Ton}} \quad (3.113)$$

$$L_A = L_p + 20 \cdot \log \left(|G_A(s)| \right) \quad (3.114)$$

3.4.4.2. Ergebnisse von Generator M 1/2

In Abb. 3.50(a) ist die zeitliche und räumliche Verteilung der numerisch ermittelten Radialzugkraftdichte über eine zeitliche Periode des Statorstromes $T_s = 1/f_s$ und ein räumliches

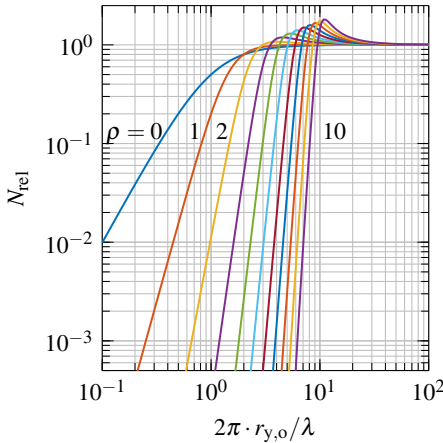


Abb. 3.48.: Relative Schalleistung des Kugelstrahlers [94].

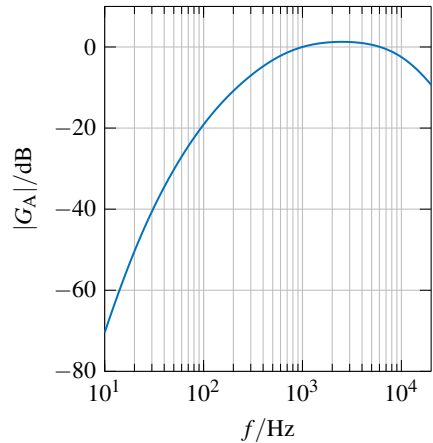


Abb. 3.49.: Amplitudengang der A-Bewertung nach [105].

Urwickelschema, bestehend aus drei Nuten, in statorfesten Koordinaten dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die Kraftkonzentration an den drei Zähnen durch die vertikalen dunklen Bereiche hoher Zugkraft und die diagonalen weißen Bereiche geringer Zugkraft aufgrund der rotierenden Pollücken. Die gleichen Merkmale lassen sich auch bei der in Abb. 3.50(b) dargestellten Verteilung der Radialzugkraftdichte im Bemessungsbetrieb von M 2/5 feststellen.

Das Spektrum der Radialzugkraftdichte ist für M 1/2 für den generatorischen Leerlauf in Abb. 3.51(a) und für Bemessungsbetrieb ($M_N = 8,3 \text{ MNm}$; $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$) in Abb. 3.51(b) dargestellt. Die Eisensättigung bewirkt, dass die zeitlich und räumlich gemittelte Radialkraftdichte mit ($v' = 0$; $k_s/p = 0$) von $1,7 \cdot 10^5 \text{ Pa}$ im Leerlauf um 18 Prozentpunkte unter Last zurückgeht. Bei zentrischer Läuferlage ergibt sich aus der Simulation nur eine relevante dynamische Radialkraftanregung. Diese hat die räumliche Ordnung $v' = 0$ und die zeitliche Ordnung $k_s/p = k_r/p = 6$ und ist auf die Wechselwirkung der fünften PM-Oberwelle ($v' = 480$; $k_s/p = -5$) mit der zweiten Nutmodulation der Arbeitswelle ($v' = -480$; $k_s/p = -1$) zurückzuführen. Weitere Anregungen treten bei ganzzahligen Vielfachen der Polpaarzahl p auf. Da $p = 96$ relativ groß ist, kann davon ausgegangen werden, dass das Rotorjoch keine signifikanten Verformungsamplituden mit diesen hohen Ordnungszahlen ausbildet, da die Verformungsamplitude nach (3.102) näherungsweise mit $1/p^4$ abnimmt. Zusätzlich sorgt die Abstrahlcharakteristik für eine starke Reduktion der Schallintensität bei hohen räumlichen Ordnungszahlen p (vgl. Abb. 3.48).

Zur Beurteilung der Schwingungsanregung des Rotorjochs ist die Anregungsfrequenz mit der Eigenfrequenz der entsprechenden Mode zu vergleichen. Die geometrischen Parameter zur Berechnung der Eigenfrequenzen des Rotorjochs sind für die Maschinen M 1/2, M 2/5 und

M 1 in Tab. 3.21 dargestellt. Im unteren Teil der Tabelle sind die errechneten Eigenfrequenzen der nullten Schwingungsmode angegeben. Der Drehzahlbereich $0 \dots n_N$ führt drehzahlabhängig auf Anregungen der nullten Schwingungsmode im Frequenzbereich von $f_{\text{Ton},\text{min}} = 0\text{ Hz}$ bis $f_{\text{Ton},\text{max}} = k_s/r/p \cdot f_N = 97,92\text{ Hz}$. Im vorliegenden Sonderfall mit $\rho = 0$ treten im Stator und Rotor dieselben Tonfrequenzen auf. Die Eigenfrequenz der nullten Schwingungsmode des Rotorjochs ist nach dem Ringmodell $f_{r,\text{eig},0} = 195\text{ Hz}$. Da die Resonanzfrequenz oberhalb der höchsten Tonfrequenz liegt, wird der höchste Wert für die Abstimmung $f_{\text{Ton}}/f_{\text{eig},0}$ für die höchste Statorfrequenz bzw. Tonfrequenz erreicht. Für das Rotorjoch beträgt die maximale Abstimmung $f_{\text{Ton}}/f_{\text{eig},0} = 0,5$ mit einer Resonanzerhöhung $\eta_0 = 1,34$.

Im nächsten Schritt wird der Schallpegel dieser Radialkraftwelle an der Oberfläche des Rotorjochs berechnet. Der Schallpegel ist wesentlich von der Resonanzerhöhung η_0 und der relativen Schalleistung N_{rel} abhängig. Diese beiden Werte sind ihrerseits Funktionen der Tonfrequenz f_{Ton} , so dass die Auswertung für das Statorfrequenzintervall $f_s \in [0; f_N]$ erfolgt. Dementsprechend ist in Abb. 3.52 der Schallpegel an der Oberfläche des Rotorjochs über der Statorfrequenz dargestellt. Als Kraftanregungsamplitude wird im Sinne einer konservativen Abschätzung der gegenüber Leerlauf geringfügig höhere Amplitudenwert $\tau_r = 6,2\text{ kPa}$ drehzahlunabhängig verwendet. Die obere x-Achse zeigt die Tonfrequenz der betrachteten Zugkraftwelle ($v' = 0; k_s/p = 6$). Neben dem unbewerteten Schallpegel L wird auch der

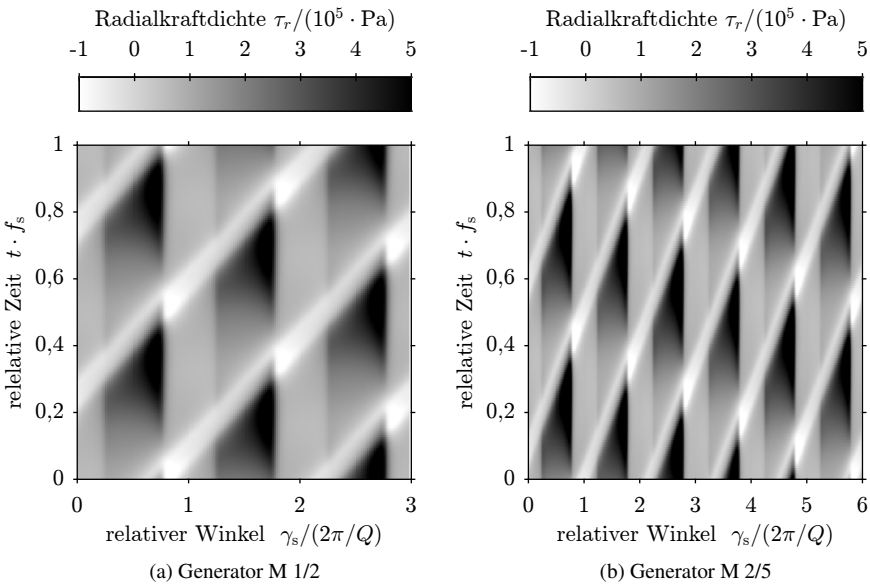


Abb. 3.50.: Simulierte, zeitliche und räumliche Verteilung der Radialkraftdichte bei Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3\text{ MNm}$ im statorfesten Bezugssystem (*JMAG*).

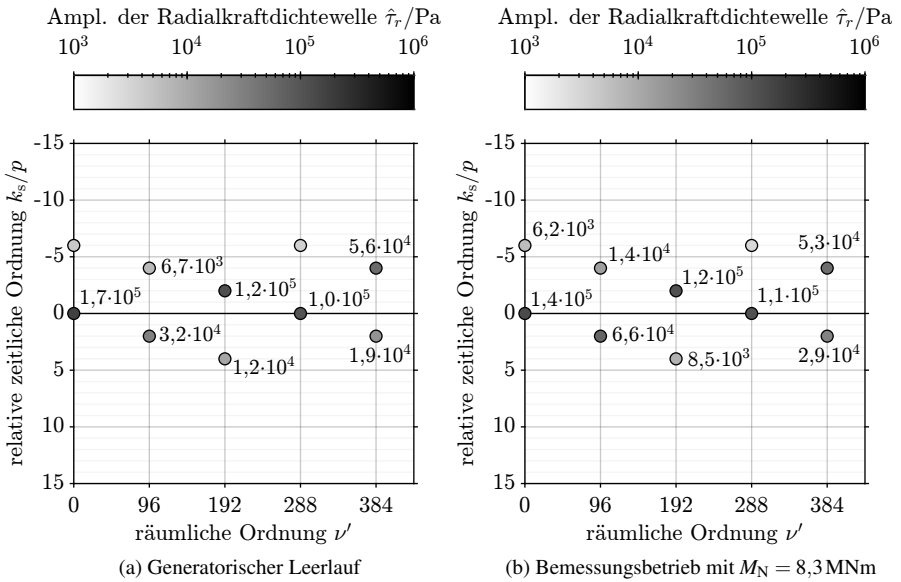


Abb. 3.51.: Amplitudenspektrum der simulierten Radialkraftdichte von M 1/2 im statorfesten Bezugssystem (JMAG). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5 \text{ kPa}$ ist der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

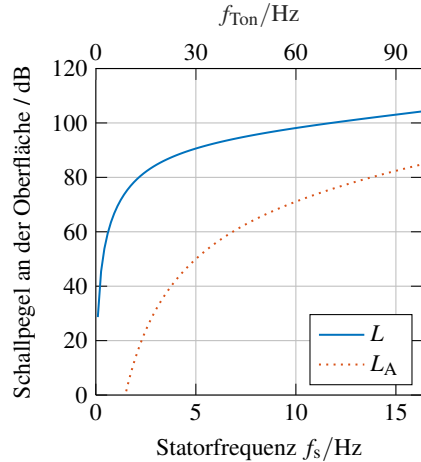
Tab. 3.21.: Parameter des Rotorjochs für M 1/2, M 2/5 und M 1 für das Ringmodell nach Jordan [96] und errechnete Eigenfrequenzen der nullten Schwingungsmode $f_{\text{eig},0}$.

	M 1/2	M 2/5	M 1
Jochradius r_y/mm	3239	3240	3236
Jochhöhe h_y/mm	21,7	20,2	27,7
Massenzuschlagsfaktor Δ	1,7	1,7	1,6
Eigenfrequenz der nullten Schwingungsmode $f_{\text{eig},0}/\text{Hz}$	195	193	201

A-bewertete Schallpegel L_A dargestellt. Der höchste berechnete Schallpegel an der Oberfläche des Rotorjochs tritt bei Bemessungsdrehzahl auf und beträgt $L = 104 \text{ dB}$ ($L_A = 85 \text{ dB}$). Weitere hochfrequente Anregungen der nullten Eigenmode entstehen durch umrichterbedingte Oberschwingungsströme, welche bei Zweilevel-Wechselrichtern gruppiert um Vielfache der Taktfrequenz auftreten. Ursache dieser Anregung ist die Wechselwirkung der räumlichen Grundwelle dieser Oberschwingungsströme mit der Luftspaltgrundwelle. Diese umrichterbe-

Abb. 3.52:

Berechneter Schallpegel an der Rotoroberfläche von M 1/2 durch Schwingungsanregung des Rotorjochs bei vollständig gespeister Statorwicklung und Nennlast $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ aufgrund der Radialkraftwelle mit der räumlichen Ordnung $\nu' = 0$, relativen zeitlichen Ordnung $k_r/p = 6$ und Amplitude $\hat{\tau}_r = 6,2 \text{ kPa}$. Tonfrequenz $f_{\text{Ton},r} = 6 \cdot f_s$.



dingten Kraftanregungen sind jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

Für den Weiterbetrieb („Redundanzbetrieb“) nach Ausfall einer der beiden speisenden Umrichter mit quadrantenweise abwechselnd gespeister und leerlaufender Statorwicklung und halbem Bemessungsdrehmoment $M_N/2 = 4,15 \text{ MNm}$ wird im Folgenden die magnetische Kraftanregung behandelt. Da das untersuchte Speiseschema weit ausgedehnte Wicklungssektoren am Umfang, nämlich Quadranten, aufweist, kann näherungsweise auf eine genaue Berechnung der Felder an den vier Übergängen verzichtet werden. Der Verlauf der Radialkraftdichte wird im Redundanzbetrieb aus den bereits ermittelten Verläufen im Leerlauf und im Bemessungsbetrieb zusammengesetzt. Der synthetisierte Verlauf umfasst die Hälfte der Maschine bestehend aus $2p/4 = 24$ räumlichen Wiederholungen des Radialkraftverlaufs bei Bemessungsbetrieb und 24 räumlichen Wiederholungen des Radialkraftverlaufs bei Leerlauf. Die diskrete 2D-Fourier-Reihenentwicklung dieses zusammengesetzten Verlaufs ergibt das in Abb. 3.53 dargestellte Spektrum der Radialkraftdichte. Zweckmäßigerweise ist die Abszisse unterbrochen dargestellt, da die stückweise Zusammensetzung im Wesentlichen zu räumlichen Modulationen um die Kraftdichtewellen der Ausgangsspektren führt.

Im Redundanzbetrieb tritt insbesondere eine Radialkraftdichtewelle der Ordnung ($\nu' = 2$; $k_s/p = 0$ bzw. $k_r/p = 1/48$) mit der Amplitude $\hat{\tau}_r = 24 \text{ kPa}$ auf (s. Abb. 3.53). Diese führt auf eine Ovalisierung des Rotors und ist besonders kritisch im Hinblick auf die zu erwartenden Verformungsamplituden, da die Ordnungszahl $\rho = \nu'$ nach (3.102) näherungsweise proportional $1/\rho^4$ in die Berechnung der statischen Verformung eingeht. Ursache für diese ovalisierende Anregung ist die unterschiedliche mittlere Radialzugkraftdichte mit der Ordnung ($\nu' = 0$; $k_s/p = 0$) im Leerlauf und unter Last (s. Abb. 3.51(a) und Abb.3.51(b)). Die Tonfrequenz auf der Rotorseite ist mit $f_{\text{Ton},r} = k_r/p \cdot f_s = 1/48 \cdot f_s$ für alle Statorfrequenzen $f_s \in [0; f_N]$ sehr niedrig, sodass näherungsweise eine statische Kraftverteilung vorliegt.

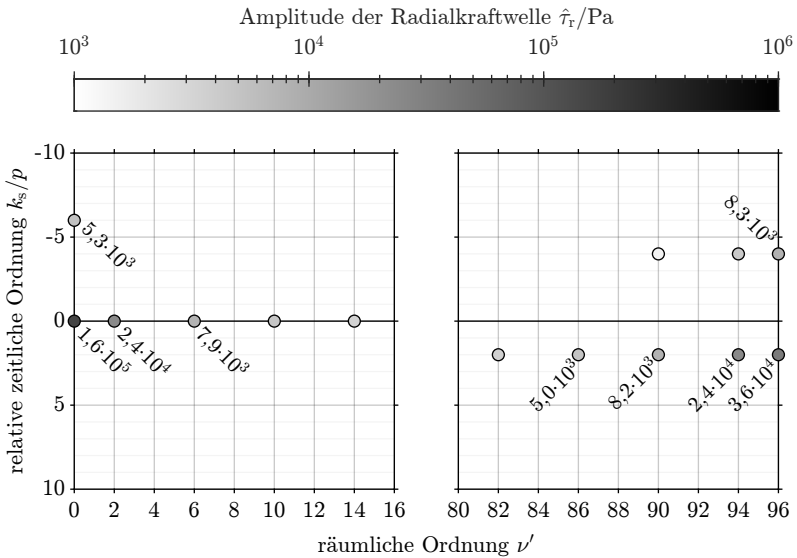


Abb. 3.53.: Radialkraftdichtespektrum von M 1/2 für Redundanzbetrieb mit $M_N/2 = 4,15 \text{ MNm}$ bei Speisung von zwei gegenüberliegend angeordneten Quadranten der Statorwicklung. Synthetisiert aus separat simulierten Radialkraftdichteverteilungen für Nennbetrieb bei vollständiger Speisung der Statorwicklung und Leerlauf (JMAG). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5 \text{ kPa}$ ist auch der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

Bei der Konstruktion der Rotorglocke muss diese Kraft berücksichtigt werden, da der dünne Jochring allein mit einer unzulässig großen Verformung auf diese Kraft reagiert. Folgende Konstruktionsmerkmale tragen wesentlich zu dieser radialen Aussteifung bei: 1) Die Nabe („Deckel“) auf der Antriebsseite, 2) Rippen auf der Außenseite der Rotorglocke (s. ausgeführter Generator in Abb. A.10) und 3) ein Flansch auf der Nichtantriebsseite.

3.4.4.3. Ergebnisse von Generator M 2/5

Analog zur Auswertung für Maschine M 1/2 ist in Abb. 3.50(b) der Verlauf und in Abb. 3.54(b) das Spektrum der Radialkraftdichte bei Bemessungsdrehmoment $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ dargestellt. In Abb. 3.54(a) ist das Spektrum der Radialkraftdichte im Leerlauf gezeigt. Als potenziell kritisch ist wiederum die Radialkraftwelle mit der geringsten räumlichen Ordnungszahl $\nu' = 36$ einzustufen. Die zeitliche Ordnung dieser Welle beträgt im Stator $k_s/p = 2$ und im Rotor $k_r/p = 2,4$. Ihre Amplitude beträgt im Leerlauf $23,4 \text{ kPa}$ und unter Last $80,4 \text{ kPa}$ (s. Abb. 3.54).

Zur Beurteilung der Schwingungsanregungen der entsprechenden Mode des Rotorjochs sind

3.4. Ausgewählte Generatoren

die Anregungsfrequenzen mit der Eigenfrequenz zu vergleichen. Drehzahlen im Bereich $0 \dots n_N$ führen zu rotorseitigen Anregungsfrequenzen $f_{\text{Ton},r} = [0; 36,7 \text{ Hz}]$ der 36. Biegeschwingungsmode. Verglichen mit der berechneten Eigenfrequenz des Rotorjochs nach dem Ringmodell in Höhe von $f_{r,\text{eig},r,36} = 448,7 \text{ Hz}$ ergibt sich zwischen maximaler Anregungs- und Resonanzfrequenz ein Frequenzabstand von mindestens 1,09 Dekaden. Daher ist eine resonante Anregung der 36. Biegeschwingungsmode für die Maschine M 2/5 nicht zu erwarten. Die unbewerteten Schallpegel an der Rotoroberfläche aufgrund dieser Radialkraftdichtewelle sind stets kleiner als 0 dB aufgrund der geringen relativen Schallleistung des Kugelstrahlers bei $\rho = 36$ und werden graphisch nicht dargestellt.

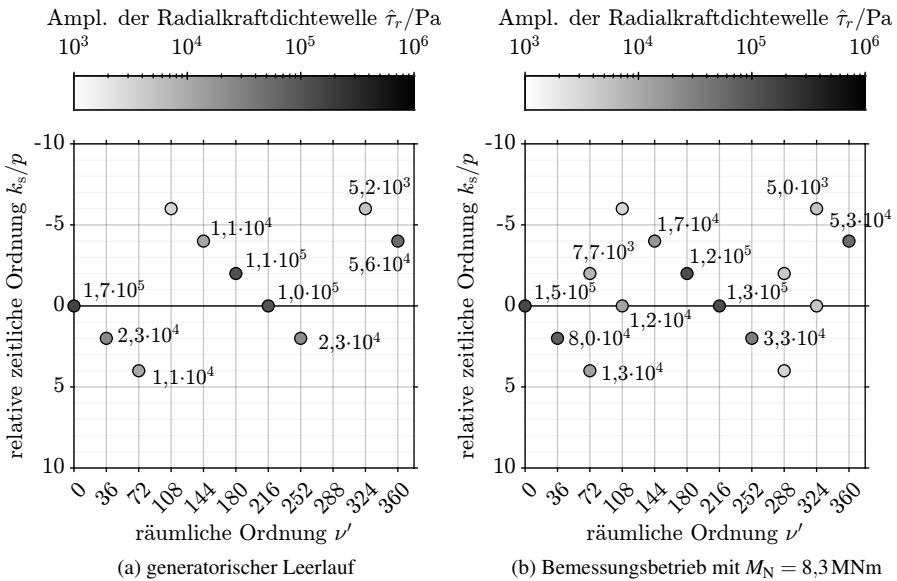


Abb. 3.54.: Amplitudenspektrum der simulierten Radialkraftdichte von M 2/5 im statorfesten Bezugssystem (*JMAG*). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5 \text{ kPa}$ ist der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

Die aus Leerlauf- und Lastsimulation kombinierte Radialkraftdichte bei Zwei-Quadranten-Speisung ist im Spektralbereich in Abb. 3.55 gezeigt. Wie bei Maschine M 1/2 tritt eine ovalisierende Kraftanregung mit der Ordnung ($v' = 2; k_s/p = 0; k_r/p = 1/45$) auf. Die Amplitude $\hat{\tau}_r = 13 \text{ kPa}$ dieser Kraftdichtewelle ist bei M 2/5 etwa halb so groß wie beim Redundanzbetrieb von Maschine M 1/2 und somit deutlich günstiger. Trotzdem muss die Rotorverformung durch konstruktive Maßnahmen mit aussteifender Wirkung in vertretbaren Grenzen gehalten werden, da sie bei Berechnung nach dem Ringmodell den mechanischen Luftspalt übersteigt.

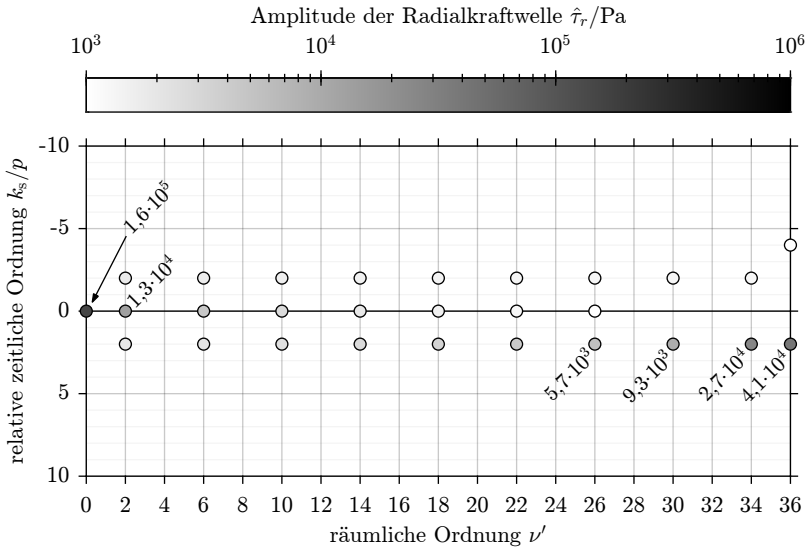


Abb. 3.55.: Radialkraftdichtespektrum von M 2/5 für Redundanzbetrieb mit $M_N/2 = 4,15 \text{ MNm}$ bei Speisung von zwei gegenüberliegend angeordneten Quadranten der Statorwicklung. Synthetisiert aus separat simulierten Radialkraftdichteverteilungen für Nennbetrieb bei vollständiger Speisung der Statorwicklung und Leerlauf (*JMAG*). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5 \text{ kPa}$ ist auch der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

3.4.4.4. Ergebnisse von Generator M 1

Das Spektrum der numerisch simulierten Radialkraftdichteverteilung in Generator M 1 ist für den Leerlauf in Abb. 3.56(a) und für den Bemessungsbetrieb in Abb. 3.56(b) dargestellt. Bei M 1 tritt im Leerlauf und im Nennpunkt als langwelligste Anregung wie bei M 1/2 die Welle mit ($\nu' = 0; k_s/r/p = 6$) auf. Im Unterschied zum Generator M 1/2 weist der Leerlauf die höhere Kraftdichteamplitude $\hat{\tau}_r = 8,3 \text{ kPa}$ auf. Die Tonfrequenz $f_{\text{Ton},s/r} = 6 \cdot f_s$ ist aufgrund von $\nu' = 0$ für Stator und Rotor gleich. Mit dem *Jordan*'schen Ringmodell wird mit den Parametern aus Tab. 3.21 für die nullte Schwingungsmode des Rotorjochs die Eigenfrequenz $f_{r,\text{eig},0} = 201 \text{ Hz}$ berechnet. Diese Eigenfrequenz liegt oberhalb der höchsten Tonfrequenz $f_{\text{Ton},\text{max}} = k_r/p \cdot f_N = 73,44 \text{ Hz}$. Die Schallpegel werden abhängig von der Anregungsfrequenz berechnet, wobei drehzahlunabhängig die Anregungsamplitude $\hat{\tau} = 8,3 \text{ kPa}$ aus dem Leerlauf verwendet wird. In Abb. 3.57 ist der berechnete Schallpegel an der Rotoroberfläche aufgrund der Schwingung des Rotorjochs gezeigt. Der Schallpegel erreicht bei der Statornennfrequenz $f_N = 12,24 \text{ Hz}$ den höchsten Pegel $L = 100,8 \text{ dB}$ ($L_A = 77,0 \text{ dB}$).

Das Spektrum der aus Leerlauf- und Lastsimulation zusammengesetzten Radialkraftdichte

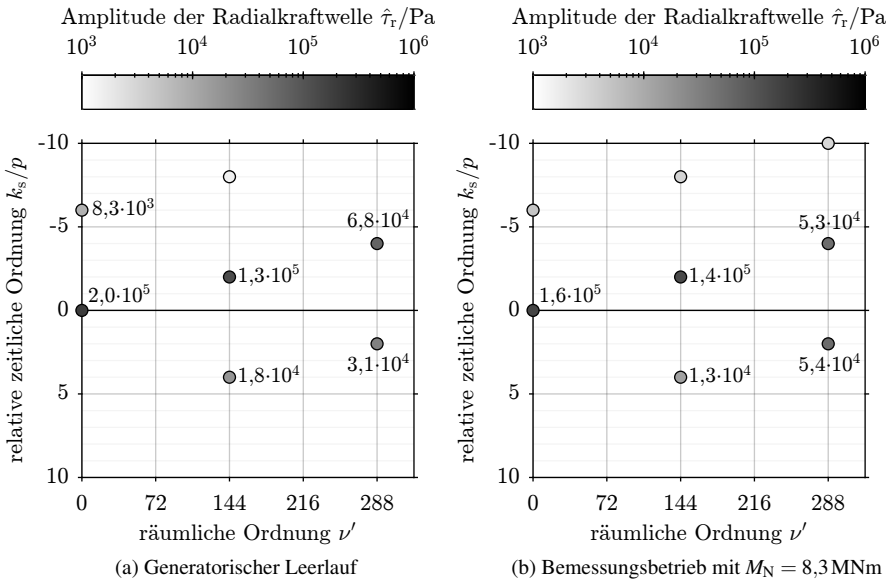


Abb. 3.56.: Amplitudenspektrum der simulierte Radialkraftdichte von M 1 im statorfesten Bezugssystem (*FEMM*). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5 \text{ kPa}$ ist auch der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

bei Vier-Quadranten-Speisung ist in Abb. 3.58 dargestellt. Auch bei M 1 tritt die ovalisierend wirkende Radialkraftdichtewelle mit ($\nu' = 2; k_s/p = 0$) mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r = 24 \text{ kPa}$ auf und führt, wie zuvor bei M 1 und M 2/5 erläutert, auf unzulässig hohe Verformungsamplituden nach dem Ringmodell.

3.4.4.5. Vergleich der Geräuschanregung für Generator M 1/2, M 2/5 und M 1

Aufgrund der bereits diskutierten Unzulänglichkeiten des einfachen Ringmodells wird bei diesem Vergleich der Fokus auf die feldnumerisch berechneten, geräuschanregend wirkenden Radialkraftdichteverteilungen gelegt. Anhand der oben gezeigten Spektren wird festgestellt:

1. Im generatorischen Leerlauf und Bemessungsbetrieb mit $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ weisen M 1/2 und M 1 Anregungen der nullten Schwingungsmode auf ($\nu' = 0; k_s/p = 6$). Für M 1/2 ist die Amplitude dieser Radialkraftdichtewelle mit $\hat{\tau}_r = 6,2 \text{ kPa}$ im Bemessungsbetrieb höher als im Leerlauf. Für M 1 wird im Leerlauf mit $\hat{\tau}_r = 8,3 \text{ kPa}$ eine höhere Anregung als bei Bemessungsbetrieb erreicht. Ursächlich für diese Anregung sind die magnetischen Leitwertschwankungen durch die offenen Statornuten und das wicklungsspezifische Verhältnis von Polpaarzahl p und Nutzahl Q . Wie vom Nutrastmoment bekannt [7], führen insbesondere Wicklungen mit Q und p mit einem niedrigen

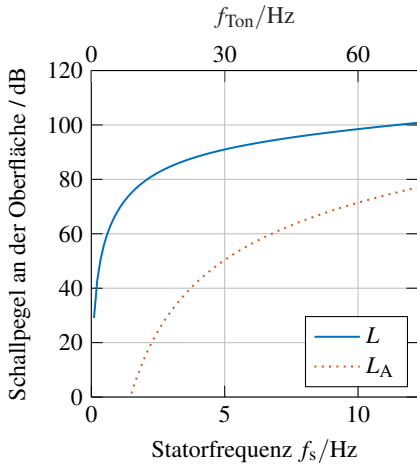


Abb. 3.57: Berechneter Schallpegel an der Rotoroberfläche von M 1 durch Schwingungsanregung des Rotorjochs bei generatorischem Leerlauf aufgrund der Radialkraftwelle mit der räumlichen Ordnung $\nu' = 0$, relativen zeitlichen Ordnung $k_r/p = 6$ und Amplitude $\hat{\tau}_r = 8,3\text{kPa}$. Tonfrequenz $f_{Ton,r} = 6 \cdot f_s$.

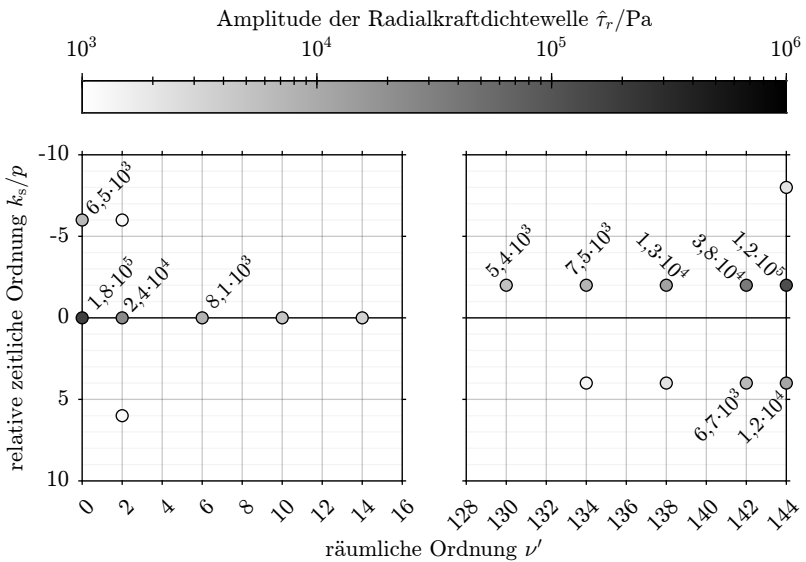


Abb. 3.58.: Radialkraftdichtespektrum von M 1 für Redundanzbetrieb mit $M_N = 4,15\text{MNm}$ bei Speisung von zwei gegenüberliegend angeordneten Quadranten der Statorwicklung. Synthetisiert aus separat simulierten Radialkraftdichteverteilungen für Nennbetrieb bei vollständiger Speisung der Statorwicklung und Leerlauf (FEMM). Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1\text{kPa}$. Bei Amplituden $\hat{\tau}_r \geq 5\text{kPa}$ ist auch der Wert $\hat{\tau}_r/\text{Pa}$ angegeben.

- kleinsten gemeinsamen Teiler zu magnetischen Vorzugspositionen und signifikanten Pulsationen der magnetischen Luftspaltflussdichte und Radialkraftdichte.
2. Die Maschine M 2/5 weist im generatorischen Leerlauf und bei Nennbetrieb mit $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ als langwelligste Radialkraftanregung eine Welle mit ($v' = 36$; $k_s/p = 2$; $k_r/p = 2,4$) auf, die unter Last eine Amplitude von $\hat{\tau}_r = 80 \text{ kPa}$ erreicht. Allerdings liegen die Biegeeigenfrequenzen von Rotor- und Statorjoch laut *Jordan'schem* Ringmodell eine Dekade über den Anregungsfrequenzen. Überdies führt die vom zonalen Kugelstrahler übernommene Schallabstrahlcharakteristik aufgrund der relativ hohen Ordnungszahl zu einer weiteren Dämpfung, sodass kein signifikantes magnetisches Geräusch entsteht.
 3. Bei der Zwei-Quadranten-Speisung mit $M_N/2 = 4,15 \text{ MNm}$ existiert bei allen drei Varianten eine problematische Anregung der Ovalisierung mit der Ordnung ($v' = 2$; $k_s/p = 0$). Auf der Statorseite treten demnach statische Kräfte auf und rotorseitig sind die Anregungsfrequenzen nahe Null. Für Maschine M 1/2 und M 1 beträgt die Amplitude dieser Welle $\hat{\tau}_r = 24 \text{ kPa}$, während Maschine M 2/5 nur eine etwa halb so große Amplitude aufweist. Die Berechnung der statischen Verformung auf der Rotorseite nach dem idealisierten Ringmodell ergibt für alle Varianten unzulässige Verformungen, die die mechanische Luftspaltweite überschreiten. Die angegebenen Lasten sind bei der Ausgestaltung der Rotorkonstruktion zu berücksichtigen und im Anschluss ist eine numerische strukturmechanische Analyse, die nicht Teil dieser Arbeit ist, zur abschließenden Beurteilung notwendig.

3.5. Zusammenfassung

Für die Auslegung und Optimierung eines getriebelosen permanentmagneterregten Außenläufer-Windgenerators mit Zahnspulenwicklung, massivem Rotorjoch und der Möglichkeit zum Weiterbetrieb bei teilweisem Umrichter ausfall wurde ein gegliedertes Auslegungsverfahren vorgestellt und exemplarisch angewendet. Zu Vergleichszwecken wurde auch eine verteilte Einschichtwicklung V1 mit $q = 1$ untersucht.

Zunächst erfolgte eine schnelle, analytische Berechnung der Rotorjochwirbelstromverluste für verschiedene Wicklungsvarianten, um deren thermische Zulässigkeit zu überprüfen. Demnach kommen neben der verteilten Einschichtwicklung V1 nur Zweischicht-Zahnspulenwicklungen mit geringem Bruchlochnenner in Frage, um die Anzahl und die Amplituden von zum Rotor asynchron umlaufenden Statorfeldwellen zu begrenzen. Die beiden zulässigen Zahnspulenvarianten Z1 und Z2 mit $q = 1/2$ und $q = 2/5$ unterscheiden sich im Verhältnis von Statorstromwärmeverlusten zu Rotorjochwirbelstromverlusten. Während die Variante $q = 1/2$ aufgrund des um 6,7 Prozentpunkte geringeren Arbeitswellenwicklungsfaktors höhere Statorstromwärmeverluste aufweist, führt die Variante $q = 2/5$ aufgrund des ungünstigeren Spektrums zu 8,7-mal höheren Rotorjochwirbelstromverlusten.

Im Anschluss wurden bei vorgegebenem Bauvolumen die Blechschnitte der drei Wicklungsvarianten Z1, Z2 und V1 hinsichtlich ihrer Magnetmasse und ihres Wirkungsgrads im Bemessungspunkt mit $n_N = 10,2 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 8,3 \text{ MNm}$ optimiert. Zur Berechnung der Magnetkreise kamen nichtlineare magnetostatische 2D-FE-Simulationen mit MTPA-Suche zum Einsatz. Der Wirkungsgrad wurde unter Einbeziehung der Statorstromwärmeverluste, der Rotorwirbelstromverluste und der Statorummagnetisierungsverluste ermittelt. Die Berechnung der Rotorwirbelstromverluste in den Permanentmagneten und im Rotorjoch erfolgte mit Hilfe eines linearen, analytischen Modells unter Berücksichtigung der Feldrückwirkung der Wirbelströme. Die Statorstromwärmeverluste wurden für eine vorgegebene innere Luftkühlung berechnet, wobei die Leitertemperatur durch ein simultan gelöstes thermisches Netzwerk bestimmt wurde. Die Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste erfolgte nach Jordan durch Auswertung der mittels 2D-FE-Simulation berechneten magnetischen Feldverteilung im Elektroblech. Die multikriterielle Optimierung wurde mit einem evolutionären Algorithmus durchgeführt. Die resultierenden *Pareto*-Fronten über den gewählten Kriterien „Wirkungsgrad im Nennpunkt“ und „Magnetmasse“ zeigen, dass die verteilte Wicklung V1 ($q = 1$) gegenüber beiden Zahnspulenwicklungsvarianten stets im Vorteil ist. Ein Vergleich der beiden Zahnspulenwicklungsvarianten untereinander zeigt, dass die Variante Z2 ($q = 2/5$) ihrerseits stets günstiger als die Variante Z1 ($q = 1/2$) ist. Ursächlich für dieses Ergebnis ist, dass die hier betrachteten hochpoligen Windgeneratoren eine große relative Länge l_c/τ_p aufweisen. Dies führt dazu, dass die Vorteile der Zahnspulenwicklung, welche sich aus dem kurzen Wickelkopf ergeben, nicht deren Nachteile hinsichtlich eines reduzierten Arbeitswellenwicklungsfaktors und signifikant höherer Rotorwirbelstromverluste aufwiegen. Auch der Grundswingungsleistungsfaktor, welcher über die Scheinleistung die Kosten für den Frequenzumrichter maßgeblich beeinflusst, ist für die Variante V1 um bis zu 0,2 höher.

Ausgehend von den *Pareto*-Fronten wurden unter Festlegung der Magnetmasse $m_M = 4300 \text{ kg}$ drei Varianten M 1/2 ($q = 1/2$), M 2/5 ($q = 2/5$) und M 1 ($q = 1$) ausgewählt. Die beiden Maschinen mit Zahnspulenwicklung und signifikanten Rotorverlusten wurden mit Hilfe transienter, nichtlinearer 2D-FE-Simulationen mit der Software JMAG simulativ nachgerechnet. Dabei traten deutliche Abweichungen bei den Rotorwirbelstromverlusten in einer Größenordnung von ± 50 Prozentpunkten gegenüber den analytisch berechneten Rotorwirbelstromverlusten auf. Dies belegt, dass die lineare, analytische Wirbelstromberechnung trotz aufwendiger Bestimmung von Ersatzmaterialparametern relativ ungenau ist.

Daher wurde für die Zahnspulenmaschinen M 1/2 und M 2/5 für die folgenden Untersuchungen auf die transiente, nichtlineare 2D-FE-Simulation mit dem Programm JMAG zurückgegriffen. Dies umfasst die Bestimmung des Wirkungsgrads im generatorischen Bemessungspunkt, den Nachweis der Entmagnetisierfestigkeit bei dreiphasigem Stoßkurzschluss aus Nennlast und die Untersuchung der geräuschanregenden Radialkraftwellen im Hinblick auf die Biegeeigenmoden von Stator- und Rotorjoch. Hierbei zeigte sich, dass die Maschine M 2/5 gegenüber M 1/2 einen um 0,3 Prozentpunkte höheren Wirkungsgrad hat, sowie eine 23-mal geringere Drehmomentwelligkeit. Des Weiteren sind auch die radialen magne-

tischen Kraftanregungen von Maschine M 2/5 gegenüber M 1/2 geringer, was im Hinblick auf das Geräuschverhalten vorteilhaft ist. Allerdings wurden im Rahmen dieser Arbeit keine weiterführenden Maßnahmen zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit erörtert, wie zum Beispiel die Reduzierung von Oberwellen des Erregerfeldes durch entsprechende Konturierung der Oberflächenmagnete oder die aktive Beeinflussung der Drehmomentwelligkeit mit Hilfe des Frequenzumrichters.

4. Prototypmaschine: Auslegung, Berechnung und Konstruktion

In Kapitel 3 wurde gezeigt, dass zwar die Ganzlochwicklung eine technisch hochwertigere Generatorvariante als die Zahnspulenwicklung ergibt, dass diese aber auch aufwändiger und damit teurer zu fertigen ist. Als einigermaßen konkurrenzfähige Zahnspulenwicklung hat sich $q = 2/5$ ergeben. Deshalb wird in diesem Abschnitt die Auslegung und der Bau einer drehmomentstarken Versuchsmaschine mit Zahnspulenwicklung behandelt, um die baulichen Vorzüge und die Einfachheit ihrer Gestaltung praktisch im Sinne einer Machbarkeitsstudie zu untersuchen. Die Maschine spiegelt in viel kleinerem Maßstab die wesentlichen technischen Merkmale der zuvor untersuchten Windgeneratorvariante mit dreisträngiger Zweischicht-Zahnspulenwicklung und der Lochzahl $q = 2/5$.

Zweck des Baus der Versuchsmaschine ist neben der Erprobung einer einfachen Fertigungsmethode der Statorwicklung auch die messtechnische Überprüfung der vorausgerechneten Rotorwirbelstromverluste, insbesondere im massiven Rotorjoch. Auch bei der Auslegung der Versuchsmaschine kommt eine ähnliche numerische Blechschnittoptimierung wie bei der Auslegung der Windgeneratoren zum Einsatz. Insofern soll durch die Versuchsmaschine auch der Nutzen dieser Auslegungsmethode demonstriert werden. Weiter soll der Betrieb bei Ausfall eines der beiden Umrichter experimentell erprobt werden. Neben Verlusten und Drehmomentwelligkeit soll auch das subjektive Geräuschverhalten im Redundanzbetrieb untersucht werden.

Unter Berücksichtigung der technischen Umsetzbarkeit werden zunächst die Vorgaben des Auslegungsprozesses definiert. Hierzu gehören unter anderem die Bauraumvorgabe und die Vorgabe des Bemessungspunktes. Danach erfolgt eine optimale Auslegung der Prototypmaschine, wobei wie bei der Auslegung des realen großen Windgenerators, Wirkungsgrad und Magnetmasse als Zielgrößen gewählt sind. Aus den so ermittelten *Pareto*-effizienten Maschinen wird ein Maschinendesign ausgewählt und im Anschluss mit Hilfe transienter FE-Simulationen und eines thermischen Modells nachgerechnet. Hierbei wird auch die Entmagnetisierfestigkeit und das magnetische Geräuschverhalten betrachtet. Die konstruktive Ausgestaltung der Maschine wird am Ende des Kapitels behandelt.

4.1. Vorgaben und Optimierung

4.1.1. Vorgegebene Merkmale der Versuchsmaschine

Die wesentlichen Merkmale der Versuchsmaschine werden mit Bezug auf die Gemeinsamkeiten und Unterschiede zur Windgeneratorvariante Z2 mit dreisträngiger Zweischicht-Zahnspulenwicklung $q = 2/5$ dargestellt.

Die Versuchsmaschine ist wie die „große“ Windgeneratorvariante ($P_{m,N} = 8,9\text{MW}$) Z2 eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit rechteckförmigen Oberflächenmagneten in Außenläuferanordnung mit massivem Rotorjoch. Als Statorwicklung kommt auch hier eine dreisträngige Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 2/5$ zum Einsatz. Die Polzahl wird auch bei der Versuchsmaschine so gewählt, dass ein Redundanzbetrieb bei teilweisem Umrichterausfall durch abschnittsweise Speisung der Statorwicklung möglich ist.

In Tab. 4.1 werden die Vorgaben für die Auslegung der Versuchsmaschine zusammengefasst und in den folgenden Abschnitten erläutert. Sie sind an die Fertigungs- und Versuchsmöglichkeiten im Labor des *Instituts für Elektrische Energiewandlung* der *TU Darmstadt* angepasst. Das dabei dauernd thermisch zulässige Dauermoment $M_N = 2,8\text{kNm}$ ist für dieses Labor ein Spitzenwert.

Tab. 4.1.: Vorgaben für die Auslegung des verkleinerten Prototyps.

Rotoraußenradius	r_{ro}	350	mm
Statorinnenradius	r_{si}	200	mm
axiale Blechpaketlänge	l_{Fe}	90	mm
Luftspalt	δ	2	mm
Strangzahl	m	3	
Lochzahl	q	2/5	
Polzahl	$2p$	40	
Statornutzzahl	Q	48	
mechanische Leistung	$P_{m,N}$	17,593	kW
Drehzahl	n_N	60	min^{-1}
Drehmoment	M_N	2800	Nm

4.1.1.1. Bauraumvorgabe

Ähnlich der Auslegungsmethodik für Windgeneratoren im MW-Bereich in Abschnitt 3.3 wird für die Prototypmaschine der Bauraum in Form eines Hohlzylinders durch Statorblechinnenradius r_{si} , Rotoraußenradius r_{ro} und Blechpaketlänge l_{Fe} entsprechend den Werten in Tab. 4.1 vorgegeben. Der gewählte Außendurchmesser orientiert sich an den größten Durchmessern

für nahtlose Stahlrohre, die das Ausgangsmaterial für die Fertigung des Rotorjochs sind [78]. Da im Unterschied zum „großen“ Windgenerator von Kapitel 3 die Wicklungsvariante der Versuchsmaschine vorgegeben ist, wird direkt die Blechpaketlänge l_{Fe} ohne Einbeziehung des Wickelkopfs festgelegt. Aus der Untersuchung des Windgenerators M 2/5 (Kap. 3) ist bekannt, dass der Vorteil kurzer Wickelköpfe von Zahnschleifenwicklungen insbesondere dann gewichtig ist, wenn die relative Länge der Maschine kurz ist. Die hier gewählte Blechpaketlänge führt mit der später festgelegten Polzahl $2p = 40$ auf eine relative Länge $l_e/\tau_p \approx 1,7$. Dies ist nur ca. ein Zehntel der relativen Länge des Windgenerators M 2/5 (Kap. 3) und macht den Einsatz einer Zahnschleifenwicklung attraktiv. Zur Sicherstellung der Kollisionsfreiheit von Stator und Rotor wird der Luftspalt zu $\delta = 2\text{ mm}$ vorgegeben. Auf diese Weise entsteht eine Maschine, die auch als drehmomentstarker, kompakter E-Motor im Bereich kleiner Drehzahlen als drehzahlveränderbarer Direktantrieb („Torque-Antrieb“) industriell einsetzbar wäre [106, 107]. Allerdings verbliebe als Nachteil der gegenüber Ganzlochwicklungen kleinerer Grundschwingungsleistungsfaktor $\cos \varphi_{s,1}$, der unter Umständen einen vergrößerten Speisenumrichter bedingen würde, weshalb Industrie-Torquemotoren häufig auch mit Ganzlochwicklungen ausgeführt werden.

4.1.1.2. Kühlung

Um einerseits eine hohe Drehmomentdichte zu erreichen und andererseits mit der Versuchsmaschine überhaupt einen ausreichend hohen Statorstrombelag zur Erzeugung von messtechnisch bestimmbar, lastabhängigen Rotorwirbelstromverlusten zu erreichen, ist eine intensive Kühlung notwendig. Unter Berücksichtigung der Baugröße der Versuchsmaschine wird für den Stator eine innenliegende Wassermantelkühlung gewählt, die hauptsächlich die dominanten Statorstromwärmeverluste abführt. Das Kurzzeichen des Kühlsystems lautet IC9W7A7 [76]. Der glockenförmige Rotor gibt zusätzlich, wie beim „großen“ Windgenerator (Kap. 3), konvektiv Wärme an die Umgebungsluft ab.

4.1.1.3. Statorwicklung

Als nächstes wird die Polzahl festgelegt. Diese soll einerseits auf praktikable, nicht zu kleine Nutteilungen von ca. 40 mm führen und andererseits verschiedene Speisemuster beim Redundanzbetrieb der halben Statorwicklung ermöglichen. Bei einem geschätzten Statoraußenradius von $r_{so}^* = 310\text{ mm}$ ergibt sich eine zweckmäßige Polzahl von $2p = 40$. Die Statorwicklung weist damit am Umfang acht halbe Urwickelschemata auf und ermöglicht im Redundanzbetrieb folgende drei verschiedene Sektorlängen für die alternierende Speisung im Redundanzbetrieb: Hälften, Quadranten und Oktanten des Maschinenumfanges. Für diesen geschätzten Statoraußendurchmesser ergeben sich akzeptable, nicht zu kleine Nutteilungen von 40,6 mm. Zur Vergleichbarkeit mit dem Windgenerator M 2/5 (Kap. 3) wird ebenfalls eine geringe Statorbemessungsfrequenz $f_N = 20\text{ Hz}$ gewählt, die auf die niedrige Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{ min}^{-1}$ führt.

4.1.1.4. Bemessungsdrehmoment

In (4.1)–(4.4) wird das Bemessungsdrehmoment M_N für den Prototyp durch Abschätzung des thermisch zulässigen Drehmoments bestimmt. Dafür wird ausgehend von einer thermischen Ausnutzung $(J_{\text{eff}} \cdot K_{\text{e,eff}})^* = 3200 \text{ (A/mm}^2) \cdot \text{(A/cm)}$ für eine wassermantelgekühlte permanentmagneterregte Synchronmaschinen [108] und einer geschätzten Blechschnittaufteilung in Stator- und Rotorteil das geschätzte elektromagnetische Drehmoment M_e^* berechnet. Die Schätzung der Blechschnittaufteilung umfasst den geschätzten Statoraußenradius r_{so}^* , die geschätzte Nutfläche A_{Nut}^* und den geschätzten Kupferfüllfaktor k_{Cu}^* . Die Amplitude der Erreger-Feldwelle im Luftspalt wird zu $B_\delta^* = 1,1 \text{ T}$ angenommen. Auf Grundlage dieser Rechnung wird das Bemessungsdrehmoment zu $M_N = 2800 \text{ Nm}$ gewählt (vgl. Tab. 4.1).

$$r_{\text{so}}^* = 310 \text{ mm} \quad A_{\text{Nut}}^* = 1400 \text{ mm}^2 \quad k_{\text{Cu}}^* = 0,55 \quad (4.1)$$

$$(J_{\text{eff}} \cdot K_{\text{e,eff}})^* = 3200 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}} \quad B_\delta^* = 1,1 \text{ T} \quad k_{\text{w,p}} = 0,933 \quad (4.2)$$

$$K_{\text{e,eff}}^* = \sqrt{\frac{(J_{\text{eff}} \cdot K_{\text{e,eff}})^* \cdot Q \cdot k_{\text{Cu}}^* \cdot A_{\text{Nut}}^*}{2\pi \cdot r_{\text{so}}^*}} = 779 \frac{\text{A}}{\text{cm}} \quad (4.3)$$

$$M_e^* = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot k_{\text{w,p}} \cdot K_{\text{e,eff}}^* \cdot B_\delta^* \cdot r_{\text{so}}^{*2} \cdot l_{\text{Fe}} = 2732 \text{ Nm} \quad (4.4)$$

4.1.2. Parametrisierte Maschinengeometrie

Die Parametrisierung der Querschnittsgeometrie der Aktivteile der Versuchsmaschine basiert im Wesentlichen auf der Vorgehensweise beim Windgenerator M 2/5 (Kap. 3). Im Folgenden werden daher insbesondere die Unterschiede bei der Modellierung der Versuchsmaschine gegenüber der Modellierung der Windgeneratoren behandelt (vgl. Kap. 3, Abschnitt 3.3.2).

Der Stator der Versuchsmaschine weist im Gegensatz zu den Windgeneratoren von Kapitel 3 statt offener nunmehr halbgeschlossene Nuten auf, um die lastunabhängigen Rotorwirbelstromverluste aufgrund der nutungsbedingten magnetischen Flusspulsation zu reduzieren. Diese Maßnahme ist notwendig, da im Vergleich zum Windgenerator M 2/5 die Luftspaltweite im Verhältnis zur Nutbreite nur rund die Hälfte beträgt. Durch diese Änderungen steigt die Anzahl der variierenden Geometrieparameter auf acht. Die Geometrieparameter sind in Tab. 4.2 aufgeführt und werden nachfolgend erläutert.

4.1.2.1. Parametrisierung der Statorgeometrie

Die Zweischicht-Zahnspulenwicklung ist bei der Versuchsmaschine in zwei Lagen untergebracht. Nähere Details zur Konstruktion der Versuchsmaschine inklusive der Aufteilung des Statorblechpakets in Statorjochblechpaket und 48 Einzelzahnblechpakete sind im Abschnitt 4.6 behandelt. Die Parametrisierung des Statorblechschnitts mit parallelf flankigen Sta-

Tab. 4.2.: Geometrieparameter für die Optimierung der Prototypmaschine als Außenläufer PMSM mit Oberflächenmagneten und Statorzahnspulenwicklung (vgl. Abb. 4.1 und Abb. 4.2.)

f_{sr}	Verhältnis Statorhöhe zur Summe aus Stator- und Rotorhöhe: $f_{sr} = (r_{so} - r_{si}) / (r_{ro} - r_{si} - \delta)$
f_p	Polbedeckung der Oberflächenmagnete
f_{mr}	Verhältnis Magnethöhe zur Rotorhöhe: $f_{mr} = h_M / (r_{ro} - r_{ri})$
f_{nz}	Verhältnis Nutbreite zur Nutteilung
f_{zy}	Verhältnis Nuttiefe zur Statorhöhe: $f_{zy} = 1 - h_{sy} / (r_{so} - r_{si})$
f_{no}	Verhältnis Nutöffnungsbreite zur Nutbreite
h_{zk}/mm	absolute Höhe des Zahnkopfes bei der Nutöffnung in mm
k_{zk}	Verhältnis Zahnkopfhöhe am Zahn zur Zahnkopfhöhe an Nutöffnung

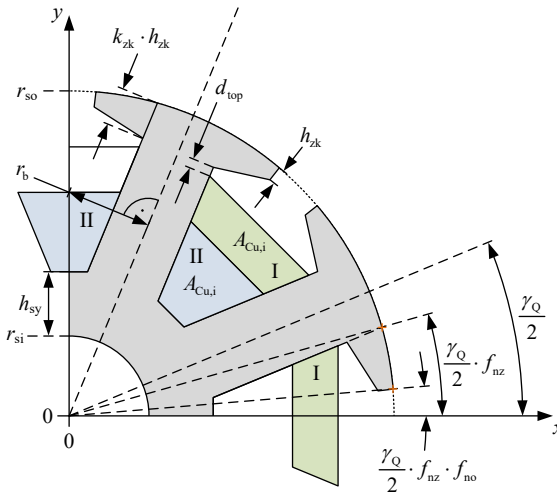


Abb. 4.1:

Parametrisierter Statorblechschnitt für Innenstator mit Zahnspulenwicklung in zwei Lagen und halbgeschlossenen Nuten für die numerische Optimierung der Prototypmaschine mit $q = 2/5$. Eingezeichnet sind die Spulenseiten von zwei Zahnspulen I und II.

torzähnen und halbgeschlossenen Nuten ist in Abb. 4.1 schematisch dargestellt und bildet die Grundlage der nachfolgend erläuterten Erstellung der Statorgeometrie.

Als Erstes wird der Statoraußenradius r_{so} aus den gegebenen Außenabmessungen r_{si} und r_{ro} und der Luftspaltweite δ unter Berücksichtigung des Parameters f_{sr} (s. Tab. 4.2) bestimmt. Mit Hilfe der festen Nutzahl Q wird der Nutwinkel $\gamma_Q = 2\pi/Q$ berechnet und dann mit Hilfe des Verhältnisses f_{nz} die Breite von Nut und Zahn (s. Abb. 4.1) auf dem Statoraußenkreis mit

dem Radius r_{s0} bestimmt. Die Statorjochhöhe h_{sy} und folglich auch die Statornuttiefe werden durch den Parameter f_{zy} bestimmt (s. Tab. 4.2).

Der Nutöffnungswinkel wird durch das Verhältnis f_{no} bestimmt (s. Abb. 4.1). Die Geometrie des Zahnkopfs wird durch die Zahnkopfhöhe an der Nutöffnung und an der Zahnflanke vorgegeben. Während die Zahnkopfhöhe an der Nutöffnung als absolutes Maß h_{zk} vorgegeben ist, erfolgt die Festlegung der Zahnkopfhöhe an der Zahnflanke relativ zu h_{zk} mit dem Faktor k_{zk} (s. Abb. 4.1). Um eine hinreichend kleine Nutöffnung sicherzustellen, wird $f_{no} \leq 0,3$ vorgegeben. Als Blechsorte wird M350-50A mit einem Paketierungsfaktor von $k_{Fe} = 0,964$ vorgegeben. Die verwendete $B(H)$ -Kennlinie ist im Anhang A.1.3 in Abb. A.5 angeben.

Die mit „I“ und „II“ in Abb. 4.1 gekennzeichneten Spulenseiten haben die gleiche Querschnittsfläche $A_{Cu,i}$ und enden in einem Abstand $d_{top} = 2,2$ mm unterhalb der Zahnkopfwurzel, um ausreichend Platz für den Nutverschluss zu bieten. Zur einfachen Vernetzung der Geometrie in Finite Elemente bei der numerischen Feldberechnung werden weder Haupt- noch Lagenisolation modelliert. In den folgenden elektromagnetischen Simulationen wird die Durchflutung als gleichmäßig über den Spulenseiten verteilt angenommen. Für die Berechnung der Statorstromwärmeverluste wird der Kupferfüllfaktor $k_{Cu,i} = 0,62$ für die Flächen $A_{Cu,i}$ vorgegeben. Diese Werte wurden durch Wickelversuche am *Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt* ermittelt [T9].

Wie bei der Optimierung der Windgeneratoren in Kapitel 3 findet während der Optimierung der Prototypmaschine keine Wicklungsauslegung statt, sodass der Statorstrom I_s als komplexer Effektivwertzeiger im rotorfesten dq-System für eine hypothetische Spulenwindungszahl $N_c = 1$ und Reihenschaltung aller Spulen ($a = 1$) angegeben wird. Die mittlere Windungslänge l_{avg} wird nach (4.5) abgeschätzt, wobei $l_{ax,b} = 3$ mm die gerade Auskrugungslänge im Wickelkopf ist und r_b der mittlere Radius im Wickelkopf nach Abb. 4.1 ist.

$$l_{avg} = 2 \cdot (l_{Fe} + 2 \cdot l_{ax,b} + \pi \cdot r_b) \quad (4.5)$$

Der komplexe effektive Strombelag $\underline{K}_{e,eff}$, die Stromdichte \underline{J}_{eff} und die Gleichstrom-Stromwärmeverluste $P_{Cu,DC}$ für Grundschwingungsbetrieb berechnen sich wie bei der Optimierung des Windgenerators M 2/5, nach (3.13) bis (3.17) in Abschnitt 3.3.4. Für die Versuchsmaschine wird dabei entsprechend der Wärmeklasse H für den verwendeten Isolierstoff eine mittlere Leitertemperatur von $\vartheta_{Cu} = 165$ °C und als elektrischer Leitwert entsprechend dem später verwendeten Kupferdraht $\sigma_{Cu,20^\circ C} = 58,5$ MS/m angenommen [109].

4.1.2.2. Parametrisierung der Rotorgeometrie

Das parametrische Rotormodell ist in Abb. 4.2 schematisch dargestellt. Die Außenkontur ist kreisförmig und die Innenkontur weist $2p$ flache Montagennuten für die Permanentmagnete mit rechteckigem Querschnitt auf. Die Nuttiefe ist mit $d_{s1} = 2$ mm fest vorgegeben.

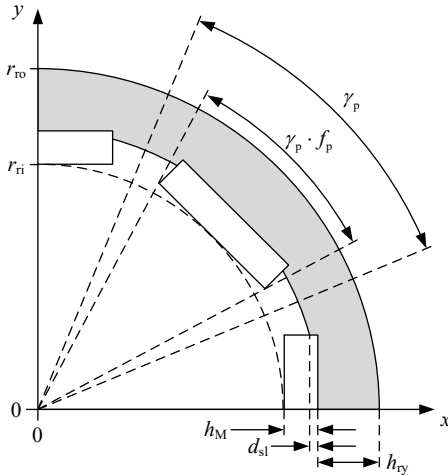


Abb. 4.2:

Parametrisierter Querschnitt des Außenrotors der Prototypmaschine mit massivem Rotorjoch und Oberflächenmagneten mit rechteckigem Querschnitt. Die Magnete sind in flachen Montagenuten untergebracht.

Der Rotorinnenradius r_{ri} , wird so gewählt, dass der Rotor den restlichen Bereich nach Stator und Luftspalt ausfüllt. Die Magnethöhe h_M folgt aus dem Parameter f_{mr} (s. Tab. 4.2). Die Polbedeckung der Magnete wird durch den Parameter f_p relativ zum Polwinkel $\gamma_p = \pi/p$ gesteuert (s. Abb. 4.2).

Das massive Rotorjoch besteht aus dem Baustahl S355 mit den in Anhang A.1.1 angegebenen Materialeigenschaften. Als Material für die NdFeB-Permanentmagnete wird N45KH eingesetzt, wobei für die Optimierung eine Magnettemperatur von $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$ angenommen wird. Die für diese Temperatur linearisierten Materialeigenschaften sind im Anhang A.1.4 in Tab. A.4 angegeben.

4.1.3. Optimierung der Querschnittsgeometrie

4.1.3.1. Ablauf der Optimierung

Die Optimierung des Blechschnitts der Versuchsmaschine erfolgt weitgehend so, wie bei den Windgeneratoren in Abschnitt 3.3. In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Aspekte der Optimierung der Versuchsmaschine dargestellt und insbesondere die Unterschiede zur Optimierung der Windgeneratoren behandelt.

Wie bei der Auslegung der Windgeneratoren in Kapitel 3 wird auch für die Versuchsmaschine der Blechschnitt unter Vorgabe des Bauraums und des Bemessungsdrehmomentes hinsichtlich der Kriterien Wirkungsgrad im Bemessungspunkt und Magnetmasse optimiert. Die Optimierung wird in der Software *MATLAB* durchgeführt und dabei der genetische Mehrzieloptimierungsalgorithmus NSGA-II verwendet, um numerisch die *Pareto*-Fronten zu ermitteln. Die Maschinenvarianten werden durch die vorgestellten acht Geometrieparameter in Tab. 4.2

beschrieben. Wie bei den Windgeneratoren von Kapitel 3 wird für jede untersuchte Maschinenvariante der zum Erreichen des Bemessungsdrehmoments $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ notwendige minimale Statorstrom (MTPA-Strategie) simulativ mit Hilfe zweidimensionaler, nichtlinearer, magnetostatischer FE-Simulationen mit der Software *FEMM* ermittelt. Teil der Berechnung ist die unterlagerte MTPA-Suche und die Berücksichtigung der Drehmomentpulsation durch Auswertung einer Serie von Rotorverdrehwinkeln. Dabei werden, wie in Abschnitt 3.3.3 erläutert, 15 Inkremente im Intervall $[0; 2\pi/(6p)]$ verwendet.

Im Vergleich zu den Windgeneratoren ist das verwendete Verlustmodell zur Berechnung des Wirkungsgrades stark vereinfacht, sodass dieser als geschätzter Wirkungsgrad η^* bezeichnet wird. Der geschätzte Wirkungsgrad η^* nach (4.6) berücksichtigt ausschließlich die DC-Statorstromwärmeverluste für die fest vorgegebene Wicklungstemperatur von $\vartheta_{Cu} = 165 \text{ }^\circ\text{C}$.

$$\eta^* = 1 - \left| \frac{P_{Cu,DC}}{2\pi \cdot n_N \cdot M_N} \right| \quad (4.6)$$

Im Gegensatz zur Optimierung der Windgeneratoren von Kapitel 3 werden weder Statorummagnetisierungsverluste noch Rotorwirbelstromverluste berücksichtigt, da diese klein sind. Im Rahmen der Auswertung der Optimierungsergebnisse der Windgeneratoren in Abschnitt 3.3.9.5 wurde gezeigt, dass für die hier behandelten drehmomentstarken Maschinen bereits die alleinige Berücksichtigung der Statorstromwärmeverluste näherungsweise zu den tatsächlich *Pareto*-effizienten Maschinen führt. Größter Nachteil dieses Verlustmodells ist die fehlende Berechnung der Temperaturverteilung in der Maschine. Zur Überprüfung der Einhaltung der Grenztemperaturen wird daher für die Versuchsmaschine im Rahmen der transienten feldnumerischen Nachrechnung auch eine thermische Berechnung auf Grundlage von gekoppelten Wärmequellennetzwerken und 2D-FE-Temperaturberechnungen mit dem Programm *FEMM* durchgeführt.

4.1.3.2. Optimierungsergebnis

Im Zuge der oben erläuterten genetischen Optimierung des Blechschnitts der Versuchsmaschine wurden 7665 Individuen berechnet, die das geforderte Bemessungsmoment $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ erreichen. Diese Grundgesamtheit wird zur folgenden Auswertung eingegrenzt auf Individuen, die einen geschätzten Wirkungsgrad $\eta^* \geq 80\%$ und eine Magnetmasse $m_M \leq 15 \text{ kg}$ aufweisen. Maschinen mit geringerem Wirkungsgrad führen, wie die thermische Nachrechnung der final ausgewählten Maschinenvariante zeigt, zu Erwärmungen jenseits der Wärme Klasse H. Maschinen mit größeren Magnetmassen scheiden aufgrund der zu hohen Materialkosten aus, da die Magnetkosten dominant sind. Unter Berücksichtigung dieser beiden Einschränkungen bleiben 6189 Individuen übrig, die in Abb. 4.3(a) dargestellt sind. Die Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Individuen dieser Auswahl werden im Anhang A.5 in Abb. A.17 und Abb. A.18 zusammen mit den während der Optimierung verwendeten Parameterschranken dargestellt. Die Parameterschranken dienen, wie bei der Optimierung der Windgeneratoren in Kapitel 3 erläutert, der Begrenzung des Suchraumes.

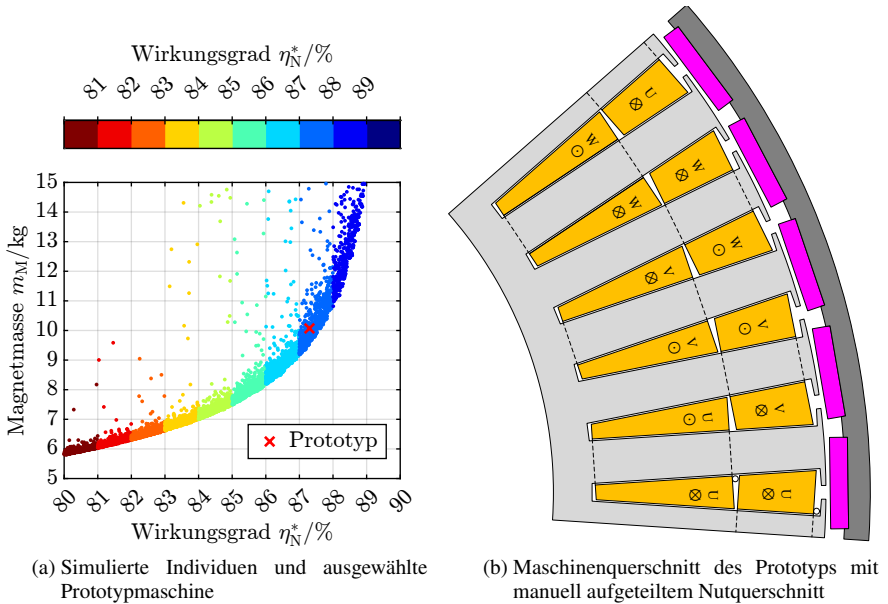


Abb. 4.3.: Ausgewählte Prototypmaschine für $M_N = 2,8\text{kNm}$: Magnetmasse $m_M = 10\text{kg}$; geschätzter Wirkungsgrad im Bemessungspunkt $\eta_N^* = 87,3\%$ (vgl. Tab 4.3).

4.1.3.3. Ausgewählte Versuchsmaschine

Für die Versuchsmaschine wird aus den Optimierungsergebnissen der Blechschnitt des in Abb. 4.3(a) markierten Individuums mit einer Magnetmasse $m_M \approx 10\text{kg}$ ausgewählt. Die Abweichung zur *Pareto*-Front erklärt sich durch die nachträgliche Fortführung der Optimierung. In Tab. 4.3 sind die Geometrieparameter, ausgewählte Abmessungen und die Berechnungsergebnisse des Optimierers zusammengefasst. Der Maschinenquerschnitt der gewählten Maschine ist in Abb. 4.3(b) dargestellt, wobei in dieser Darstellung bereits die Spulenseiten entsprechend der finalen Wicklungsauslegung angepasst sind.

4.1.4. Statorwicklungsauslegung

Die Auslegung der Statorwicklung erfolgt so, dass im warmen Zustand die effektive, verkettete Statorgrundschwingungsspannung im Bemessungspunkt etwa 400V beträgt. Die Wicklung besteht aus Kupferlackdraht mit rundem Drahtquerschnitt, der zu orthozyklischen Formspulen gewickelt ist. Bei orthozyklischen Wicklungen liegen die Windungen der Oberwicklung in den Tälern der Unterwicklung (s. Abb. A.19(c) im Anhang). Auf diese Weise können für Runddraht Füllfaktoren nahe des Optimalwerts $90,1\%$ erreicht werden [110]. Die Wicklungsauslegung erfolgt iterativ, da der Spulenquerschnitt von Spulenwindungszahl und Draht-

4.1. Vorgaben und Optimierung

Tab. 4.3.: Ausgewählte Prototypmaschine mit $m_M \approx 10 \text{ kg}$ (Abb. 4.3(a)). Übersicht zur Wicklung, Geometrie und berechnetem Bemessungspunkt.

Wicklung	
Lochzahl q	2/5
Polzahl $2p$; Nuten Q	40; 48
Geometrieparameter	
Statorhöhe/ Gesamthöhe f_{sr}	0,8716
Polbedeckung f_p	0,8316
Magnethöhe/ Rotorhöhe f_{mr}	0,4474
Nutbreite/ Nutteilung f_{nz}	0,5309
Nuttiefe/ Statorhöhe f_{zy}	0,8581
Nutöffnungsbreite/ Nutbreite f_{no}	0,2843
Zahnkopfhöhe an Nutöffnung h_{zk}	2,1 mm
Zahnkopfhöhe an Zahn/ Zahnkopfhöhe an Nutöffnung k_{zk}	1,216
Geometrie	
Blechpaketlänge l_{Fe}	90,0 mm
Statorinnenradius r_{si}	200,0 mm
Statoraußenradius r_{so}	329,0 mm
Rotorinnenradius r_{ri}	331,0 mm
Rotoraußenradius r_{ro}	350,0 mm
Statorjochhöhe h_{sy}	18,3 mm
Statorzahnbreite b_{sz}	20,2 mm
Magnethöhe h_M	8,5 mm
Magnetbreite b_M	43,3 mm
Optimierer: Angenommene Statorwicklung	
Kupferfüllfaktor der Spulenseite $k_{Cu,i}$	0,62
Wickelfenster $A_{Cu,i}$	809,3 mm ²
mittl. Windungslänge l_{avg}	308,1 mm
Optimierer: Berechnungsergebnisse	
Drehmoment M	2794 Nm
effektiver Strombelag $K_{e,eff}$	780,0 A/cm
MTPA-Stromwinkel β	-102,9°
Stromdichte J_{eff}	3,347 A/mm ²
Wirkungsgrad η^*	87,30 %

durchmesser abhängig ist, aber trotzdem die zur Verfügung stehende Nutfläche vollständig ausfüllen soll. Im Folgenden wird die aus diesem Prozess resultierende Wicklungsauslegung dargestellt.

Die dreisträngige Statorwicklung der vierzigpoligen Versuchsmaschine besteht je Strang aus acht Spulengruppen. Jede Spulengruppen besteht aus einer Oberschichtspule und Unterschichtspule, die fest in Reihe verschaltet sind. Die nach DIN 60034-8 [111] bezeichneten Klemmen aller Spulengruppen sind auf ein externes Klemmenbrett geführt. Das Wickelschema mit allen Klemmenbezeichnungen ist in Abb. 4.4 dargestellt. Durch die externe Verschaltung der Spulengruppen kann einerseits die Anzahl der parallelen Zweige verändert werden, um so den Grunddrehzahlbereich zu verändern. Andererseits können einzelne Abschnitte der Statorwicklung freigeschaltet werden, um den Redundanzbetrieb mit sektoriell leerlaufender Statorwicklung zu realisieren, ohne einen zweiten Umrichter für den Normalbetrieb verwenden zu müssen.

Für den Betrieb mit der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ wird die Statorwicklung in Stern geschaltet und die Anzahl der parallelen Zweige je Strang $a = 4$ gewählt. Die dazu notwendige Verschaltung der Klemmen ist in Abb. 4.5 dargestellt. Die hier behandelte feldnumerische Nachrechnung erfolgt für diese Verschaltungsart.

Die genaue Position der einzelnen Teilleiter, die Ermittlung der mittleren Windungslänge l_{avg} und die Berechnung des blanken Leiterdurchmessers d_{Cu} wird im Anhang A.6.1 und A.6.2 behandelt. In Tab. 4.4 sind die Ergebnisse zusammengefasst.

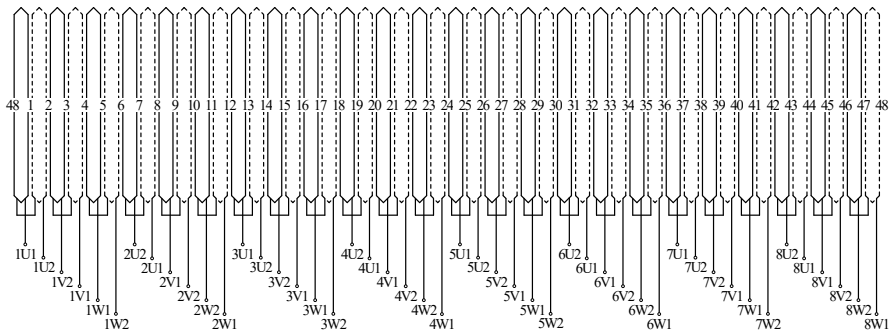


Abb. 4.4.: Wickelschema der Versuchsmaschine mit Nutnummern und Klemmenbezeichnungen der nach außen geführten Anschlussklemmen.

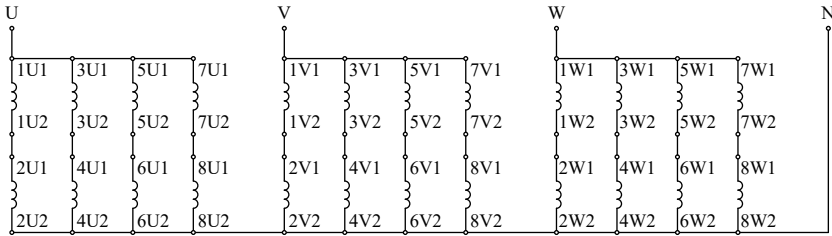


Abb. 4.5.: Sternschaltung der Prototypmaschine mit $a = 4$ parallelen Zweigen und $N_s = 810$.

Tab. 4.4.: Wicklungsdaten der Prototypmaschine.

Windungszahl Oberschichtspule N_{c,O_s}	198
Windungszahl Unterschichtspule N_{c,U_s}	207
mittlere Windungslänge l_{avg}	291 mm
Drahtdurchmesser d_{Cu} : Nennwert / blank und gedehnt	1,8 mm / 1,716 mm
Anzahl paralleler Teilleiter a_i	1

4.1.5. Wassermantelkühlung

Im Stator verlaufen 5,5 mm unterhalb des Statorjochs 24 axiale Kühlkanäle mit kreisförmigem Querschnitt mit einem Durchmesser von $d = 20$ mm (s. Abb. 4.10). Bei der Bestimmung des benötigten Kühlmittelstromes werden folgende drei Aspekte berücksichtigt.

1. Begrenzte Kühlmittelerwärmung zwischen Kühlmittelintritt und -austritt:

Die Wasserkühlung soll geschätzte Statorverluste in Höhe von $P_{s,d} = 2500$ W bei einer Kühlmittelerwärmung von $\Delta\vartheta = 5$ K abführen. Die relevanten Stoffeigenschaften von Wasser bei Normaldruck und 40°C sind: Dichte $\gamma = 992$ kg/m³ und spezifische Wärmekapazität $c_p = 4180$ J/(kg · K) [75]. Nach (4.7) ergibt sich ein notwendiger Kühlmittelstrom von $\dot{V} = 7,2$ l/min.

$$\dot{V} = \frac{P_{s,d}}{\gamma \cdot c_p \cdot \Delta\vartheta} \quad (4.7)$$

2. Hinreichend hoher Wärmeübergangskoeffizient:

Zum Erreichen eines hinreichend hohen Wärmeübergangskoeffizienten zwischen Kühlkanalwand und Kühlmittel wird eine turbulente Wasserrohrströmung angestrebt. Im vorliegenden Fall soll eine *Reynolds*-Zahl $Re \geq 10 \cdot 10^3$ erreicht werden, welche deutlich größer als die kritische *Reynolds*-Zahl $Re_{krit} = 2320$ für Rohrströmungen ist. Bei hohen *Reynolds*-Zahlen ist eine vollständige Verwirbelung gegeben, die zu einer hohen *Nußelt*-Zahl und damit einem hohen Wärmeübergangskoeffizienten führt [72].

Um die angestrebte *Reynolds*-Zahl von $Re = 10 \cdot 10^3$ zu erreichen, muss der Kühlwasservolumenstrom \dot{V} nach (4.8) mindestens $\dot{V} = 6,20 \ell/\text{min}$ betragen. Die kinematische Zähigkeit von Wasser beträgt $\nu = 0,658 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ bei Normaldruck und einer Temperatur von $\vartheta = 40^\circ\text{C}$ [75].

$$Re = \frac{v \cdot d}{\nu} = \frac{\dot{V}}{\frac{\pi}{4} \cdot v \cdot d} \quad (4.8)$$

3. Druckabfall

Zur Sicherstellung des notwendigen Kühlmittelstroms muss eine geeignete Wasserpumpe ausgewählt werden, die in der Lage ist, den notwendigen Förderdruck bereitzustellen. Durch hydraulische Berechnungen des Kühlkreislaufs wird der Druckabfall bestimmt. Bei der vorliegenden Maschine wird auf eine Darstellung dieser Rechnung verzichtet, da der Druckabfall nicht sonderlich hoch ist und durch eine handelsübliche Heizungsumwälzpumpe gedeckt wird. Außerdem ist der Druckabfall nicht durch die Länge und Querschnittsgeometrie der Rohrstrecken, sondern durch die Zu-, Ab- und Umleitung des Wassers dominiert, welche nur mit relativ großen Unsicherheiten analytisch bestimmt werden können [112].

Entsprechend dieser Überlegungen wird ein Mindestkühlmittelstrom $\dot{V} = 7,2 \ell/\text{min}$ festgelegt, welcher auf eine mittlere Strömungsgeschwindigkeit $v = 0,38 \text{ m/s}$ und eine *Reynolds*-Zahl $Re = 11,6 \cdot 10^3$ führt. Nach [72] ergibt sich mit (4.10) die *Nußelt*-Zahl $Nu = 79,7$ mit der stoffspezifischen *Prandtl*-Zahl $Pr = 4,37$ (bei Normaldruck und $\vartheta = 40^\circ\text{C}$ [75]). Dabei wird als Rohrlänge die axiale Kühlkanallänge $l = 151 \text{ mm}$ zwischen zwei Verbindungsfräsungen in Umfangsrichtung angesetzt, da das Kühlwasser in der Verbindungsfräsung scharf um 180° umgelenkt wird. Der Wärmeübergangskoeffizient berechnet sich nach (4.11) mit $\lambda = 0,625 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ (bei Normaldruck und $\vartheta = 40^\circ\text{C}$ [75]) zu $\alpha = 2491 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$.

$$Pr = \frac{v \cdot \gamma \cdot c_p}{\lambda} \quad (4.9)$$

$$Nu = 0,032 \cdot Re^{0,8} \cdot Pr^{0,3} \cdot \left(\frac{l}{d}\right)^{-0,054} \quad (4.10)$$

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{d} \quad (4.11)$$

4.2. Elektromagnetisches Modell und Ersatzschaltbildparameter

Wie bereits von den elektromagnetischen 2D-FE-Simulationsmodellen für die Optimierung des Windgenerators M 2/5 aus Kapitel 3 bekannt, werden die Statorstromwärmeverluste (Abschnitt 4.2.1), die Statorummagnetisierungsverluste und die Stirnstreuung (Abschnitt 4.2.1.2) durch die Ersatzschaltbildparameter R_s , $R_{\text{Fe},s}$ und $L_{s,\sigma b}$ berücksichtigt. Die finalen Klemmengrößen von Strom und Spannung (Grundschwingung) müssen mit dem Ersatzschaltbild

in Abb. 3.28 berechnet werden. Da die Rotorverluste im vorliegenden Fall bereits in der elektromagnetischen Simulation bestimmt werden, entfällt der entsprechende Ersatzwiderstand R_r im Ersatzschaltbild in Abb. 3.28.

In diesem Abschnitt werden die genannten Ersatzschaltbildparameter berechnet und zusätzlich auch die übrigen Induktivitäten der Wicklung im Nutbereich analytisch bestimmt (Abschnitt 4.2.3), um diese mit den simulativ bzw. experimentell bestimmten Werten vergleichen zu können. Überdies wird die analytische Berechnung der im Rahmen der zweidimensionalen FE-Simulation verwendeten elektrischen Ersatzleitfähigkeiten zur Berücksichtigung von Endeffekten dargestellt (Abschnitt 4.2.4).

4.2.1. Statorstromwärmeverluste

Da die Prototypmaschine über Formspulen mit exakt bekannter Leiterlage verfügt (s. Abb. A.19(a)), kann die Stromverdrängung präzise durch eine zeitharmonische 2D-FE-Simulation der Statornut bestimmt werden. Dabei wird die Software *FEMM* [60] eingesetzt. Da die Maschine keine parallelen Teilleiter aufweist ($a_i = 1$) und somit keine Stromverdrängung erster Ordnung auftreten, umfasst das Simulationsmodell nur eine Nut. In Abb. 4.6 wird die simulierte Stromdichteverteilung für eine Nut gezeigt, die in der Ober- und Unterschicht Spulen desselben Stranges trägt und deren Leiter mit einer eingepprägten Wechselstromdichte von $\hat{J}_0 = 1\text{A/mm}^2$ und $f_{s,N} = 20\text{Hz}$ bestromt werden.

Das Modell beschränkt sich auf den Nutraum, wobei das umgebende Statorblech als unendlich permeabel angenommen wird und durch eine entsprechende *Neumann*-Randbedingung mit $\partial A / \partial n = 0$ auf der Nutkontur. Aufgrund der hohen Windungszahl je Nut von $N_{c,Os} + N_{c,Us} = 405$ und der relativ großen Nuttiefe dominiert innerhalb der Stromverdrängung zweiter Ordnung der Effekt der zweiseitigen Stromverdrängung infolge des Proximity-Effekts, welcher am stärksten direkt unter der Nutöffnung ausgeprägt ist. Aus den FE-Simulationen werden die Stromverdrängungsfaktoren zur Berechnung der Erhöhung der Stromwärmeverluste durch Wirbelströme bei $\sigma_{Cu,0}(\vartheta_{Cu,0} = 20^\circ\text{C}) = 58,5\text{MS/m}$ für jede Spule (Oberschicht und Unterschicht) und jede Phasenmischung der Nut (gleichphasig, gemischtphasig) bezogen auf den jeweiligen DC-Widerstand ermittelt und in Tab 4.5 zusammengefasst. Die Phasenmischung gibt an, ob die Ober- und Unterschicht einer Nut von derselben Phase (z. B. U und U) oder verschiedenen Phasen in Ober- und Unterschicht belegt ist (z. B. U und V oder U und W, etc.). Diese Werte beziehen sich auf die Leiterlänge im Blechpaket l_{Fe} , wo das Nutquerfeld wirkt und zeigen erwartungsgemäß eine deutlich höhere (zweiseitige) Stromverdrängung in der Oberschicht, da dort das grundfrequent pulsierende Nutquerfeld höher ist. Nach (4.12) ist der Stromverdrängungsfaktor $k_{AC,0} = 1,0072$ für die oben genannte Frequenz und elektrische Leitfähigkeit, wobei nur die dominante Stromverdrängung im Nutbereich berücksichtigt wird, während der Wirbelstromeffekt im Wickelkopf auf Grund des kleineren Streufelds vernachlässigt wird. Die Wicklungslängen der Ober- und Unterschichtsspule $l_{c,Os/Us}$ werden im Anhang A.6.1 bestimmt.

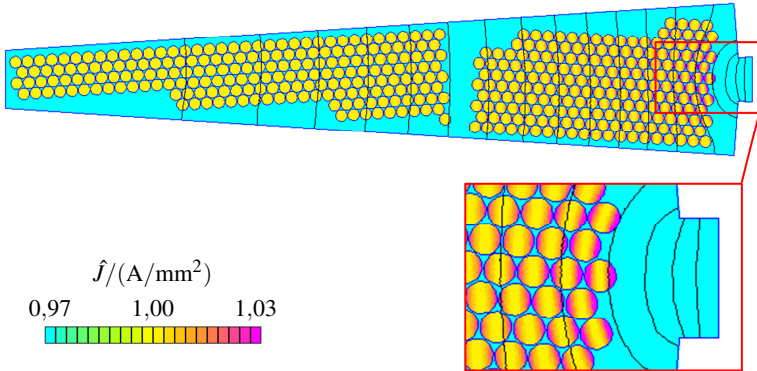


Abb. 4.6.: Lineare, zeitharmonische, 2D-FE-Simulation (*FEMM*) der Wirbelströme je Leiter („Statorstromverdrängung“) aufgrund des magnetischen Nutquerfelds. Ober- und Unterschichtsspule gehören zur selben Phase, z. B. U. Konturdiagramm für Amplitude der Wechselstromdichte \hat{J} bei einer eingepprägten mittleren Wechselstromdichte $\hat{J}_0 = 1 \text{ A/mm}^2$ und $f_{s,N} = 20 \text{ Hz}$; Geringfügige zweiseitige Stromverdrängung an der Nutöffnung rechts. Unten rechts: Vergrößerung der Nutregion unter der Nutöffnung.

$$k_{AC} = \left\{ I_{Fe} \cdot N_{c,Os} \cdot \left(k_{AC,Os,gl} + k_{AC,Os,mi} \right) + 2 \cdot I_{Fe} \cdot N_{c,Us} \cdot k_{AC,Us} + I_{c,Os} + I_{c,Us} - 2 \cdot I_{Fe} \cdot \left(N_{c,Os} + N_{c,Us} \right) \right\} / \left\{ I_{c,Os} + I_{c,Us} \right\} \quad (4.12)$$

Eine Anpassung des Stromverdrängungsfaktors entsprechend der tatsächlichen elektrischen Leitfähigkeit σ_{Cu} bzw. Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} und der tatsächlichen Frequenz f , also Werte, die von $\sigma_{Cu,0}$ bzw. $\vartheta_{Cu,0}$ und f_0 abweichen, erfolgt näherungsweise mit der Lösung des Wirbelstromproblems für eine parallelfankige Nut mit rechteckigen Leitern, welches in Abb. 4.7 schematisch dargestellt ist. Nach *Field* und *Emde* [90, 91] berechnet sich die durch Stromverdrängung zweiter Ordnung bedingte Widerstandserhöhung k_{nr} nach (4.13) bis (4.17).

Tab. 4.5.: Simulierte Stromverdrängungsfaktoren im Nutbereich (*FEMM*).

	Oberschicht	Unterschicht
gleichphasig belegte Nut	$k_{AC,Os,gl,0} = 1,0205$	$k_{AC,Us,0} = 1,0052$
gemischtphasig belegte Nut	$k_{AC,Os,mi,0} = 1,0162$	

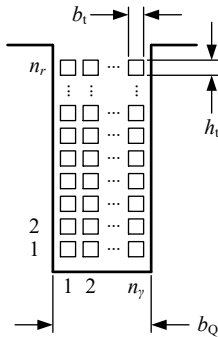


Abb. 4.7.: Parallelfankige Nut mit Rechteckleitern.

$$k_{n_r} = \frac{1}{n_r} \cdot \sum_{p=1}^{n_r} (\varphi(\xi) + p \cdot (p-1) \cdot \psi(\xi)) \quad (4.13)$$

$$k_{n_r} = \varphi(\xi) + \frac{n_r^2 - 1}{3} \cdot \psi(\xi) \quad (4.14)$$

$$\xi = \frac{h_t}{d_E} = h_t \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \frac{n_r \cdot b_t}{b_Q}} \quad (4.15)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \cdot \frac{\sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \quad (4.16)$$

$$\varphi(\xi) = \xi \cdot \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (4.17)$$

Selbst bei kalter Maschine ($\vartheta_{\text{Cu},0} = 20^\circ\text{C}$) und damit höchster auftretender Leitfähigkeit $\sigma_{\text{Cu},0}(\vartheta_{\text{Cu},0} = 20^\circ\text{C}) = 58,5 \text{ MS/m}$ und höchster auftretender Statorfrequenz $f_{s,\text{max}} = 40 \text{ Hz}$ ist die Wirbelstrom-Eindringtiefe ca. sechsmal so groß wie die Leiterhöhe bzw. der Leiterdurchmesser, sodass im vorliegenden Fall wegen $\xi \ll 1$ die Funktionen $\psi(\xi)$ (Faktor für die zweiseitige Stromverdrängung) und $\varphi(\xi)$ (Faktor für die einseitige Stromverdrängung) durch ihre *Taylor-Entwicklung* der vierten Ordnung im Entwicklungspunkt $\xi = 0$ approximiert werden können, welche in (4.18) bis (4.20) angegeben sind [63].

$$\psi(\xi) \approx \frac{1}{3} \cdot \xi^4 \quad (4.18)$$

$$\varphi(\xi) \approx 1 + \frac{4}{45} \cdot \xi^4 \quad (4.19)$$

$$k_{n_r} \approx 1 + \left(\frac{4}{45} + \frac{n_r^2 - 1}{9} \right) \cdot \xi^4 \quad (4.20)$$

Für den betrachteten Spezialfall $\xi \ll 1$ gilt, wie in (4.21) dargestellt, dass die Erhöhung des Stromverdrängungsfaktors proportional zum Quadrat der Frequenz und zum Quadrat der elektrischen Leitfähigkeit ist. Mit dieser Proportionalität werden die simulativ für $\sigma_{\text{Cu},0}$ und f_0 bestimmten Stromverdrängungsfaktoren für die Spulen in den gleich und gemischt belegten Nuten auf andere elektrische Leitfähigkeiten σ_{Cu} bzw. Temperaturen ϑ_{Cu} und Frequenzen f umgerechnet. Diese Umrechnung gilt auch für gemischt belegte Nuten, da die abweichende Phasenlage lediglich einen Faktor zur zweiseitigen Stromverdrängung beiträgt [63].

$$\left(k_{\text{AC,Os/Us,gl/mi}} - 1 \right) \sim \xi^4 \sim f^2 \cdot \sigma_{\text{Cu}}^2 \quad (4.21)$$

Zusammenfassend wird in (4.22) bis (4.25) der Berechnungsgang der simulierten Stromverdrängungskoeffizienten bei Berücksichtigung der geänderten Leitfähigkeit und geänderten Frequenz zusammengefasst.

$$\sigma_{\text{Cu}} = \frac{\sigma_{\text{Cu},0}}{1 + \alpha \cdot (\vartheta_{\text{Cu}} - \vartheta_{\text{Cu},0})} \quad (4.22)$$

$$k_{\text{AC,Os,gl}} = 1 + (k_{\text{AC,Os,gl},0} - 1) \cdot \left(\frac{f \cdot \sigma_{\text{Cu}}}{f_0 \cdot \sigma_{\text{Cu},0}} \right)^2 \quad (4.23)$$

$$k_{\text{AC,Os,mi}} = 1 + (k_{\text{AC,Os,mi},0} - 1) \cdot \left(\frac{f \cdot \sigma_{\text{Cu}}}{f_0 \cdot \sigma_{\text{Cu},0}} \right)^2 \quad (4.24)$$

$$k_{\text{AC,Us}} = 1 + (k_{\text{AC,Us},0} - 1) \cdot \left(\frac{f \cdot \sigma_{\text{Cu}}}{f_0 \cdot \sigma_{\text{Cu},0}} \right)^2 \quad (4.25)$$

4.2.1.1. Statorstromwärmeverluste getrennt für Ober- und Unterschicht

Im Rahmen der thermischen Simulation des Beharrungszustandes bei S1-Betrieb im Bemessungspunkt in Abschnitt 4.3 sind die Stromwärmeverluste getrennt für Ober- und Unterschicht in Abhängigkeit der jeweiligen mittleren Temperatur $\vartheta_{\text{Cu,Os}}$ und $\vartheta_{\text{Cu,Us}}$ zu berechnen. Ausgangspunkt ist die analytische Berechnung des Gleichstromstrangwiderstands der gesamten Statorwicklung $R_{\text{s,DC},0}$ bzw. des anteiligen Widerstands in Ober- und Unterschicht $R_{\text{s,DC},0,\text{Os/Us}}$ bei $\vartheta_{\text{Cu},0} = 20^\circ\text{C}$ in (4.26)–(4.27).

$$R_{\text{s,DC},0} = \frac{1}{\sigma_{\text{Cu},0}} \cdot \frac{l_{\text{avg}} \cdot N_{\text{s}}}{\frac{\pi}{4} \cdot d_{\text{Cu}}^2 \cdot a} = \underline{\underline{435,5 \text{ m}\Omega}} \quad (4.26)$$

$$R_{\text{s,DC},0,\text{Os/Us}} = R_{\text{s,DC},0} \cdot \frac{l_{\text{c,Os/Us}}}{l_{\text{c,Os}} + l_{\text{c,Us}}} \quad (4.27)$$

Die Berücksichtigung der stromverdrängungsbedingten Zusatzverluste erfolgt durch die in (4.28) und (4.29) berechneten Faktoren $k_{\text{AC,Os/Us}}$. Dazu werden die Stromverdrängungskoeffizienten $k_{\text{AC,Os,gl}}$, $k_{\text{AC,Os,mi}}$ und $k_{\text{AC,Us}}$ nach (4.23)–(4.25) mit Berücksichtigung der jeweiligen mittleren Leitertemperatur bzw. dem jeweiligen resultierenden elektrischen Leitwert σ_{Cu} berechnet.

$$k_{\text{AC,Os}} = \left\{ l_{\text{Fe}} \cdot N_{\text{c,Os}} \cdot (k_{\text{AC,Os,gl}} + k_{\text{AC,Os,mi}}) + l_{\text{c,Os}} - 2 \cdot l_{\text{Fe}} \cdot N_{\text{c,Os}} \right\} / l_{\text{c,Os}} \quad (4.28)$$

$$k_{\text{AC,Us}} = \left\{ 2 \cdot l_{\text{Fe}} \cdot N_{\text{c,Us}} \cdot k_{\text{AC,Us}} + l_{\text{c,Us}} - 2 \cdot l_{\text{Fe}} \cdot N_{\text{c,Us}} \right\} / l_{\text{c,Us}} \quad (4.29)$$

Die Berechnung der Statorstromwärmeverluste in Ober- und Unterschicht $P_{\text{Cu,Os/Us}}$ der

$m = 3$ Wicklungsstränge erfolgt nach (4.31) mit Verwendung der äquivalenten Wechselstromwiderstände $R_{s,AC,Os/Us}$ in (4.30).

$$R_{s,AC,Os/Us} = k_{AC,Os/Us} \cdot R_{s,DC,0,Os/Us} \cdot \left(\alpha_{Cu} \cdot (\vartheta_{Cu,Os/Us} - \vartheta_{Cu,0}) + 1 \right) \quad (4.30)$$

$$P_{Cu,Os/Us} = m \cdot R_{s,AC,Os/Us} \cdot I_s^2 \quad (4.31)$$

4.2.1.2. Semi-experimentelle Bestimmung der Statorstromwärmeverluste

Die Berechnung der Statorstromwärmeverluste P_{Cu} im Rahmen der experimentellen Einzelverlustbestimmung basiert auf dem bei Raumtemperatur $\vartheta_{Cu,0}$ gemessenen Gleichstrom-Statorstrangwiderstand $R_{s,DC,0}$. Mit Hilfe der in der Wicklung verbauten Temperatursensoren wird die momentane Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} geschätzt, wobei aufgrund der kurzen Belastungsdauer von einer homogenen Erwärmung von Ober- und Unterschichtspulen ausgegangen wird. Die Berechnung des äquivalenten Wechselstrom-Statorstrangwiderstands berücksichtigt sowohl die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Leitwerts im Rahmen der Berechnung des Gleichstrom-Widerstands als auch bei der Ermittlung des Stromverdrängungsfaktors k_{AC} nach (4.12). Unter Berücksichtigung von Stromverdrängung und Wicklungstemperatur folgt die Berechnung des äquivalenten Wechselstrom-Statorwiderstands $R_{s,AC}$ nach (4.32) und der Stromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ nach (4.33).

$$R_{s,AC} = k_{AC} \cdot R_{s,DC,0} \cdot \left(\alpha_{Cu} \cdot (\vartheta_{Cu} - \vartheta_{Cu,0}) + 1 \right) \quad (4.32)$$

$$P_{Cu,s} = m \cdot R_{s,AC} \cdot I_s^2 \quad (4.33)$$

4.2.2. Wickelkopfstreuintduktivität

Da die eingesetzten FE-Simulationen zweidimensional sind, wird die Wirkung der Wickelkopfstreuintduktivität im Nachgang zur Simulation berücksichtigt. Dazu wird die Wickelkopfstreuintduktivität analytisch berechnet. Grundlage ist das Modell aus Abschnitt 3.3.8.2, nach dem das Stirnstreufeld in jeder Ebene senkrecht aus dem Blechpaket austritt und im Stirnraum eben verläuft. Die Berechnung der dimensionslosen Streuleitwerte erfolgt wie in Abschnitt 3.3.8.2 mit Hilfe einfacher feldnumerischer Berechnungen. Da die Prototypmaschine trapezförmige Nuten und eine vergleichsweise schmale Nutöffnung aufweist, wird die Geometrie der Prototypmaschine durch abschnittsweise konstante Zahnbreiten und Nutbreiten modelliert. Das eingesetzte Modell ist schematisch in Abb. 4.8 dargestellt und weist drei Abschnitte $i = 1, 2, 3$ für die Unterschichtspule, die Oberschichtspule und den Zahnkopf auf. Die verwendeten Abmessungen für die drei Abschnitte sind in Tab. 4.6 gemeinsam mit den feldnumerisch berechneten dimensionslosen magnetischen Streuleitwerten $\lambda_{b,i}$ angegeben.

Mit Hilfe der Höhen h_i der einzelnen drei Abschnitte sowie der dimensionslosen magnetischen Streuleitwerte $\lambda_{b,i}$ werden die Streuselbstinduktivität einer Oberschichtspule $L_{\sigma b,OsOs}$ in (4.34)–(4.36), die Streuselbstinduktivität einer Unterschichtspule $L_{\sigma b,UsUs}$ in (4.37)–(4.39)

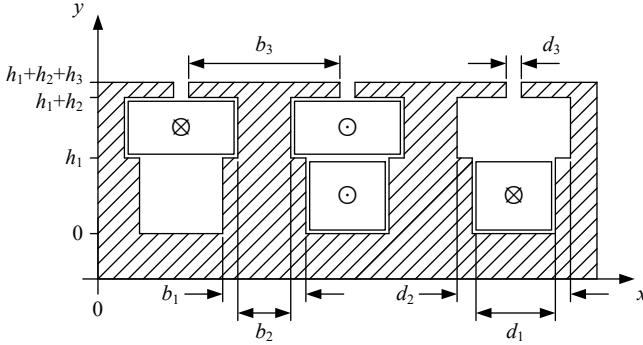


Abb. 4.8.: Schematisches Modell zur Stirnstreufeldberechnung der Prototypmaschine. Eingetragen sind die Spulenseiten mit Wickelsinn einer Oberschichtspule (links) und einer Unterschichtspule (rechts). Abmessungen in Tab. 4.6

Tab. 4.6.: Parameter und simulativ bestimmte magnetische Leitwerte zur Berechnung der Stirnstreuinduktivität der Prototypmaschine

Abschnitt	Zahnbreite	Nutbreite	Höhe	Leitwert
i	b_i/mm	d_i/mm	h_i/mm	$\lambda_{b,i}$
1	20,2	13,1	65,1	0,653
2	20,2	20,0	38,0	0,564
3	36,4	6,5	2,1	0,984

und die Gegeninduktivität zwischen diesen beiden $L_{\sigma b, Os Us}$ in (4.40)–(4.42) jeweils für das Streufeld im Stirnbereich berechnet.

$$\Psi_{\sigma b, Os}(I_{c, Os}) = 2 \cdot \int_{y=h_1}^{h_1+h_2+h_3} N(y) \cdot \Phi'_{\sigma b}(y) dy \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{\sigma b, Os}(I_{c, Os}) &= 2 \cdot \int_{y=0}^{h_2} \left(\frac{N_{c, Os}}{h_2} \cdot y \right) \cdot \left(2\mu_0 \cdot \lambda_{b, 2} \cdot \frac{N_{c, Os} \cdot I_{c, Os}}{h_2} \cdot y \right) dy \\ &+ 2 \cdot \int_{y=0}^{h_3} N_{c, Os} \cdot \left(2\mu_0 \cdot \lambda_{b, 3} \cdot N_{c, Os} \cdot I_{c, Os} \right) dy \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$L_{\sigma b, Os Os} = \frac{\Psi_{\sigma b, Os}(I_{c, Os})}{I_{c, Os}} = 4 \cdot \mu_0 \cdot N_{c, Os}^2 \cdot \left(\frac{h_2}{3} \cdot \lambda_{b, 2} + h_3 \cdot \lambda_{b, 3} \right) \quad (4.36)$$

$$\Psi_{\sigma b,Us}(I_{c,Us}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_1+h_2+h_3} N(y) \cdot \Phi'_{\sigma b}(y) dy \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{\sigma b,Us}(I_{c,Us}) = & 2 \cdot \int_{y=0}^{h_1} \left(\frac{N_{c,Us}}{h_1} \cdot y \right) \cdot \left(2\mu_0 \cdot \lambda_{b,1} \cdot \frac{N_{c,Us} \cdot I_{c,Us}}{h_1} \cdot y \right) dy \\ & + 2 \cdot \int_{y=0}^{h_2} N_{c,Us} \cdot (2\mu_0 \cdot \lambda_{b,2} \cdot N_{c,Us} \cdot I_{c,Us}) dy \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} & + 2 \cdot \int_{y=0}^{h_3} N_{c,Us} \cdot (2\mu_0 \cdot \lambda_{b,3} \cdot N_{c,Us} \cdot I_{c,Us}) dy \\ L_{\sigma b,UsUs} = & \frac{\Psi_{\sigma b,Us}(I_{c,Us})}{I_{c,Us}} = 4 \cdot \mu_0 \cdot N_{c,Us}^2 \cdot \left(\frac{h_1}{3} \cdot \lambda_{b,1} + h_2 \cdot \lambda_{b,2} + h_3 \cdot \lambda_{b,3} \right) \end{aligned} \quad (4.39)$$

$$\Psi_{\sigma b,Os}(I_{c,Us}) = 2 \cdot \int_{y=0}^{h_1+h_2+h_3} N(y) \cdot \Phi'_{\sigma b}(y) dy \quad (4.40)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{\sigma b,Os}(I_{c,Us}) = & 2 \cdot \int_{y=0}^{h_2} \left(\frac{N_{c,Os}}{h_2} \cdot y \right) \cdot (\mu_0 \cdot \lambda_{b,2} \cdot N_{c,Us} \cdot I_{c,Us}) dy \\ & + 2 \cdot \int_{y=0}^{h_3} N_{c,Os} \cdot (\mu_0 \cdot \lambda_{b,3} \cdot N_{c,Us} \cdot I_{c,Us}) dy \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$L_{\sigma b,OsUs} = \frac{\Psi_{\sigma b,Os}(I_{c,Us})}{I_{c,Us}} = 2 \cdot \mu_0 \cdot N_{c,Us} \cdot N_{c,Os} \cdot \left(\frac{h_2}{2} \cdot \lambda_{b,2} + h_3 \cdot \lambda_{b,3} \right) \quad (4.42)$$

Entsprechend dem Wickelschema, welches in Abb. 4.3(b) eingetragen ist, wird die Stirnstreuinduktivität für ein halbes Urschema $L_{\sigma b,ur}$ berechnet. Dabei wird, wie in Abschnitt 3.3.8.2 in (3.75), ein symmetrisches Drehstromsystem unterstellt. Schließlich wird in (4.46) auf die Stirnstreuinduktivität je Strang $L_{\sigma b}$ umgerechnet und deren Zahlenwert angegeben.

$$\begin{aligned} \Psi_{\sigma b,ur,U} = & (L_{\sigma b,OsOs} + L_{\sigma b,UsUs} + 2 \cdot L_{\sigma b,OsUs}) \cdot i_{c,U} \\ & - L_{\sigma b,OsUs} \cdot i_{c,V} - L_{\sigma b,OsUs} \cdot i_{c,W} \end{aligned} \quad (4.43)$$

$$\Psi_{\sigma b,ur,U} = (L_{\sigma b,OsOs} + L_{\sigma b,UsUs} + 3 \cdot L_{\sigma b,OsUs}) \cdot \hat{I}_c \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (4.44)$$

$$L_{\sigma b,ur} = L_{\sigma b,OsOs} + L_{\sigma b,UsUs} + 3 \cdot L_{\sigma b,OsUs} \quad (4.45)$$

$$L_{\sigma b} = \frac{1}{a} \cdot \frac{2 \cdot N_s}{qZ \cdot (N_{c,Os} + N_{c,Us})} \cdot L_{\sigma b,ur} = \underline{\underline{6,94 \text{ mH}}} \quad (4.46)$$

4.2.3. Weitere Wicklungsinduktivitäten

Im Folgenden werden die übrigen Wicklungsinduktivitäten analytisch ohne Berücksichtigung magnetischer Sättigungseffekte berechnet, da die Luftwege der Streufeldlinien gegenüber den Wegen im Eisen dominieren. Diese Werte werden nicht im Rahmen der feldnumerischen Simulation verwendet, sondern nur für Vergleichszwecke berechnet.

4.2.3.1. Hauptinduktivität

Mit Verwendung der Parameter der Prototypmaschine in (4.47)–(4.48) wird die Hauptinduktivität der Arbeitswelle nach (4.49) berechnet.

$$m = 3 \qquad N_s = 810 \qquad k_{w,p} = 0,927 \qquad (4.47)$$

$$l_{Fe} = 90 \text{ mm} \qquad \tau_p = 51,7 \text{ mm} \qquad \delta_e = 10,5 \text{ mm} \qquad (4.48)$$

$$L_h = \mu_0 \cdot (N_s \cdot k_{w,p})^2 \cdot \frac{2m}{\pi^2 p} \cdot l_{Fe} \cdot \frac{\tau_p}{\delta_e} = \underline{\underline{9,54 \text{ mH}}} \qquad (4.49)$$

4.2.3.2. Induktivität der Ober- und Unterfelder

Die Berechnung der Ober- und Unterwellenstreuzyiffer σ_o bzw. der Ober- und Unterwellenstreuinduktivität $L_{\sigma,o}$ erfolgt nach (4.50)–(4.51) unter Verwendung der mit Hilfe des *Štěpina*-Verfahrens errechneten Wicklungsfaktoren, wie es in Abschnitt 2.3.2 dargestellt ist. Dadurch wird auch die unterschiedliche Windungszahl in Ober- und Unterschicht berücksichtigt.

$$\sigma_o = \sum_{v' \neq p} \left(\frac{p}{v'} \cdot k_{w,v'} \right)^2 = 0,8195 \qquad (4.50)$$

$$L_{\sigma,o} = \sigma_o \cdot L_h = \underline{\underline{7,82 \text{ mH}}} \qquad (4.51)$$

4.2.3.3. Nutstreuinduktivität

Die Berechnung der Nutstreuinduktivität erfolgt ähnlich der Berechnung der Stirnstreuung in Abschnitt 4.2.2 und ist in (4.52)–(4.56) angegeben.

$$L_{s,\sigma,Q,O_sO_s} = 2 \cdot \mu_0 \cdot N_{c,O_s}^2 \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{h_2}{d_2} + \frac{h_3}{d_3} \right) \qquad (4.52)$$

$$L_{s,\sigma,Q,U_sU_s} = 2 \cdot \mu_0 \cdot N_{c,U_s}^2 \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{h_1}{d_1} + \frac{h_2}{d_2} + \frac{h_3}{d_3} \right) \qquad (4.53)$$

$$L_{s,\sigma,Q,O_sU_s} = \mu_0 \cdot N_{c,O_s} \cdot N_{c,U_s} \cdot l_{Fe} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{h_2}{d_2} + \frac{h_3}{d_3} \right) \qquad (4.54)$$

$$L_{s,\sigma,Q,ur} = L_{s,\sigma,Q,O_sO_s} + L_{s,\sigma,Q,U_sU_s} + 3 \cdot L_{s,\sigma,Q,O_sU_s} \qquad (4.55)$$

$$L_{s,\sigma,Q} = \frac{1}{a} \cdot \frac{2 \cdot N_s}{qZ \cdot (N_{c,Os} + N_{c,Us})} = \underline{\underline{31,89 \text{ mH}}} \quad (4.56)$$

4.2.3.4. Zahnkopfstreuung

Die Zahnkopfstreuung auf Grund des großen magnetisch wirksamen Luftspalts wird in (4.57)–(4.58) gemäß [113, S. 259] berechnet.

$$L_{\sigma,zk,ur} = I_{Fe} \cdot \frac{5 \cdot \frac{\delta_e}{d_3}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta_e}{d_3}} \cdot \left(2 \cdot N_{c,Os}^2 + 2 \cdot N_{c,Us}^2 + 3 \cdot N_{c,Os} \cdot N_{c,Us} \right) \quad (4.57)$$

$$L_{\sigma,zk} = \frac{1}{a} \cdot \frac{2 \cdot N_s}{qZ (N_{c,Os} + N_{c,Us})} \cdot L_{\sigma,zk,ur} = \underline{\underline{11,44 \text{ mH}}} \quad (4.58)$$

4.2.3.5. Gesamtinduktivität

Die Streuinduktivität L_σ je Wicklungsstrang ist die Summe der Wickelkopfstreuung, Ober- und Unterwellenstreuung, Nutstreuung und Zahnkopfstreuung und ist in (4.59) angegeben. Die Statorinduktivität L_s je Strang in (4.60) wird wegen der tiefen Nuten, die wegen des hohen Strombelags nötig sind, von der Nutstreuinduktivität dominiert. Für die quantitative Beurteilung dieser Werte muss berücksichtigt werden, dass die analytische Rechnung keinerlei magnetische Sättigungseffekte berücksichtigt.

$$L_\sigma = L_{\sigma,b} + L_{\sigma,o} + L_{s,\sigma,Q} + L_{\sigma,zk} = \underline{\underline{58,09 \text{ mH}}} \quad (4.59)$$

$$L_s = L_h + L_\sigma = \underline{\underline{67,63 \text{ mH}}} \quad (4.60)$$

4.2.4. Elektrische Ersatzleitfähigkeiten der Rotorkomponenten

Wie bei der zweidimensionalen transienten feldnumerischen Nachrechnung des Windgenerators in Abschnitt 3.4.3.3 dargestellt, werden auch hier feste elektrische Leitfähigkeiten der Rotorkomponenten vorgegeben, die die Endeffekte aufgrund der endlichen axialen Länge bzw. Segmentierung berücksichtigen. Die Anpassung der elektrischen Leitfähigkeiten erfolgt nach Abschnitt 2.4.1.1 für die Magnete bzw. nach Abschnitt 2.4.1.2 für das Rotorjoch. Die Ergebnisse sind in Tab. 4.7 zusammengefasst.

Insbesondere bei den Permanentmagneten ergibt sich aufgrund der dreifachen axialen Segmentierung in Bezug auf die kritische Luftspaltfeldwelle eine signifikante Verringerung der elektrischen Leitfähigkeit in Höhe von $k_M = 0,298$. Beim massiven Rotorjoch beträgt der Anpassungsfaktor $k_{ry} = 0,739$.

Tab. 4.7.: Anpassungsfaktoren der elektrischen Leitfähigkeit von Permanentmagneten und Rotorjoch der Prototypmaschine zur Berücksichtigung von Endeffekten in der transienten 2D-FE-Simulation.

Endeffekt Rotormagnete		
kritische Feldwelle ($v'_{\text{krit}}/p ; k_s/p$)		(1,4 ; 1)
halbe Wellenlänge $\lambda_{\text{krit}}/2$		36,9mm
Magnetbreite b_M		43,0mm
Fallunterscheidung		$b_M > \lambda_{\text{krit}}/2$
Faktor el. Leitfähigkeit k_M		0,298
Magnettemperatur ϑ_M	20°C	100°C
el. Leitfähigkeit σ_M	770kS/m	760kS/m
el. Ersatzleitfähigkeit σ'_M	229kS/m	226kS/m
Endeffekt Rotorjoch		
kritische Feldwelle ($v'_{\text{krit}}/p ; k_s/p$)		(1,4 ; 1)
Faktor el. Leitfähigkeit k_{ry}		0,739
Rotorjochtemperatur ϑ_{ry}	20°C	100°C
el. Leitfähigkeit σ_{ry}	6,67MS/m	4,58MS/m
el. Ersatzleitfähigkeit σ'_{ry}	4,93MS/m	3,38MS/m

4.3. Thermisches Modell

Die Berechnung der stationären Temperaturverteilung der Prototypmaschine erfolgt durch die gekoppelte Lösung von drei Teilmodellen A, B und C mit Hilfe eines gradientenbasierten Optimierers in *MATLAB* und wird als Erwärmung $\Delta\vartheta$ gegenüber der Temperatur der Umgebungsluft ϑ_{amb} angegeben. Der Programmablauf ist in Abb. 4.9 dargestellt. Die drei Teilmodelle umfassen die temperaturabhängige Berechnung der Statorstromwärmeverluste (Modell A), die numerische Berechnung der Erwärmungsverteilung im Statorquerschnitt (Modell B in Abb. 4.10) und das Wärmequellennetzwerk der Maschine im Längsschnitt inklusive Rotor (Modell C in Abb. 4.11). Das resultierende nichtlineare Gleichungssystem hat insgesamt fünf mit einem hochgestellten Sternchen markierte Unbekannte. Hierzu gehören die mittlere Erwärmung der Leiter der Oberschicht $\Delta\vartheta_{\text{Cu,Os}}^*$, die mittlere Erwärmung der Leiter der Unterschicht $\Delta\vartheta_{\text{Cu,Us}}^*$ sowie die konvektiv an die Luft im Maschineninneren abgegebene Leistung vom Wickelkopf der Oberschicht $\Delta P_{\text{Cu,Os}}^*$, bzw. vom Wickelkopf der Unterschicht $\Delta P_{\text{Cu,Us}}^*$ und die konvektiv in den Luftspalt abgegebene Leistung des Statorblechpakets an den Zahnköpfen $\Delta P_{\text{Fe,zk}}^*$. Im Folgenden werden die Modelle A, B und C erläutert.

Darüber hinaus wird in Abschnitt 4.3.4 der Einfluss der Wärmeleitung entlang des Drahtes aufgrund der Lageänderung von Windung zu Windung untersucht, um den Einsatz des Querschnittmodells B zu rechtfertigen. Obwohl die Prototypmaschine aufgrund ihrer kurzen

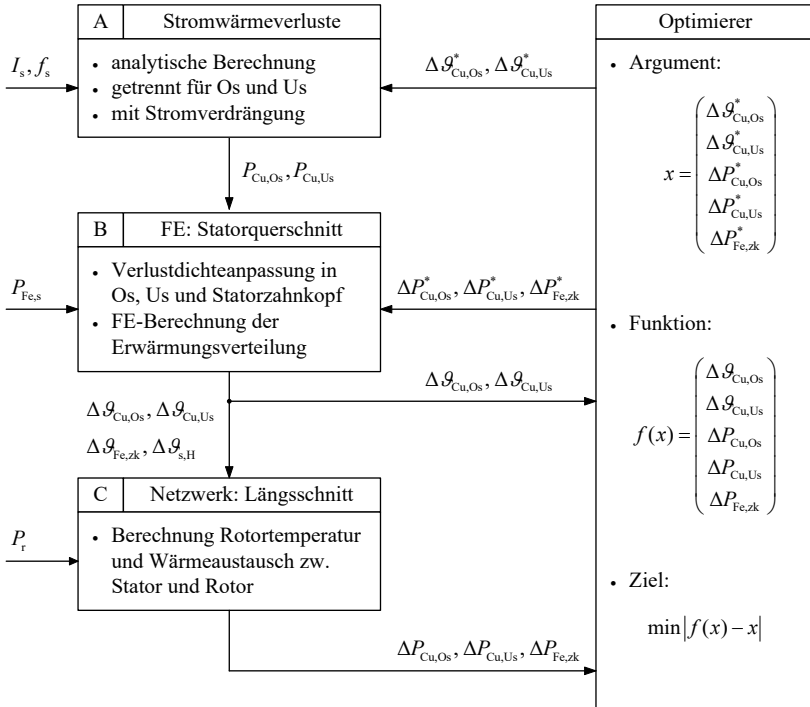


Abb. 4.9.: Programmablauf und Modelle zur Ermittlung der stationären Erwärmungsverteilung. Teilmodelle A und C sowie die Gesamtimplementierung in *MATLAB*. Thermische 2D-FE-Simulation (Modell B) mit *FEMM*.

Bauforn für dieses Phänomen prädestiniert scheint, ist der Wärmestrom längs des Leiters aufgrund der Lageänderung vernachlässigbar. Grund hierfür ist einerseits die lagengenaue Wicklung mit einer minimalen Positionsänderung von Windung zu Windung und andererseits der hohe Füllfaktor der Wicklung und des Gießharzes, welcher zu einem relativ geringen thermischen Querwiderstand von Windung zu Windung führt. In Abschnitt 4.3.5 wird die axiale Inhomogenität der Temperaturverteilung diskutiert. Dort wird gezeigt, dass für die hier betrachtete Maschine mit Zahnspulenwicklung und kurzen Wickelköpfen die zusätzliche Erwärmung im Bereich des schlechter gekühlten Wickelkopfes vernachlässigbar klein ist.

4.3.1. Teilmodell A: Stromwärmeverluste

Mit Hilfe des Teilmodells A werden abhängig von der fest vorgegebenen Statorfrequenz f_s und dem fest vorgegebenen Statorstromeffektivwert I_s sowie der unbekanntem mittleren Erwärmung der Ober- und Unterschichtspulen $\Delta \vartheta_{Cu,Os}^*$ und $\Delta \vartheta_{Cu,Us}^*$ die Statorstromwärme-

verluste in den Ober- und Unterschichtspulen $P_{Cu,Os}$ und $P_{Cu,Us}$ berechnet. Die Berechnung berücksichtigt die Temperaturabhängigkeit der Gleichstromverluste und die Temperatur- und Frequenzabhängigkeit der Wirbelstromzusatzverluste zweiter Ordnung in den Nutenleitern. Dazu wird, wie in Abschnitt 4.2.1 dargestellt, ein semi-analytisches Modell eingesetzt, das basierend auf einer numerischen Simulation der Wirbelstromverteilung bei Bemessungsfrequenz abhängig von der tatsächlichen Leitertemperatur und Stromfrequenz die Statorstromwärmeverluste analytisch berechnet.

4.3.2. Teilmodell B: Statorquerschnittsmodell

Im thermischen 2D-FE-Modell B, welches in Abb. 4.10 dargestellt ist, wird basierend auf den Statorverlusten die Erwärmungsverteilung im Statorquerschnitt berechnet. Durch Nutzung der Symmetrieachsen wird das Modell auf eine Nut mit einem halben Kühlkanal reduziert. Von innen nach außen umfasst das Modell den Statorträger ① aus Aluminium und den darin axial gebohrten Kühlkanal ②. An der Wandung des Kühlkanals wird der konvektive Wärmeübergang vom Statorträger in das Kühlwasser durch eine Kombination aus fester mittlerer Kühlmittelerwärmung und festem Wärmeübergangskoeffizienten modelliert. Jeder einzelne Runddrahtleiter ist mit seinem blanken Leiterquerschnitt durch eine entsprechende Kupferregion ⑦ an der bekannten Leiterposition modelliert (s. Anhang A.6.1). Durch die vorgefertigten, im Nasswickelverfahren vergossenen Formspulen entstehen beim Aufstecken der Spulen Luftspalte zwischen Spulenaußenseite und benachbartem Zahn sowie zwischen den Wicklungslagen. Diese Spalte werden entsprechend der Formspulengeometrie und den Isolierstoffdicken durch eine durchgängige, z-förmige Luft-Region ⑥ modelliert. Die Nutisolation besteht aus Isolationspapier, welches zusätzlich mit einem Tränkharz überzogen ist, und wird unter Berücksichtigung der eingeschlossenen Luft durch ein homogenes Ersatzmaterial ④ modelliert. Der restliche Nutraum ⑤ besteht aus der im Nasswickelverfahren eingesetzten Vergussmasse, eingeschlossener Luft und dem Isolationslack des Lackdrahts und wird durch eine homogene Ersatzwärmeleitfähigkeit modelliert.

Die Materialparameter und Wärmequellen der einzelnen Regionen sind in Tab. 4.8 aufgelistet. Die Regionen lassen sich anhand der Nummerierung dem Modell B in Abb. 4.10 zuordnen. Zur Berechnung der Wärmequellendichten wird das Volumen V_i verwendet, welches sich aus der Querschnittsfläche, bezogen auf den ganzen Maschinenquerschnitt, und der axialen Blechpaketlänge l_{Fe} ergibt. Die Verluste werden als homogen über der jeweiligen Region verteilte Wärmequellendichte modelliert und umfassen die folgenden Gruppen:

- Die Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,Os}$ und $P_{Cu,Us}$ aus Modell A für Ober- und Unterschicht, wobei diese entsprechend der konvektiven Wärmeabgabe vom Wickelkopf an die Luft im Maschineninnern um $\Delta P_{Cu,Os}^*$ bzw. $\Delta P_{Cu,Us}^*$ verringert werden.
- Die fest vorgegebenen Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$, wobei eine Reduktion der Wärmequellendichte im Bereich der Zahnköpfe (Region ⑧ in Abb. 4.10) entsprechend der konvektiven Wärmeabgabe des Stators in den Luftspalt $\Delta P_{Fe,zk}^*$ erfolgt.

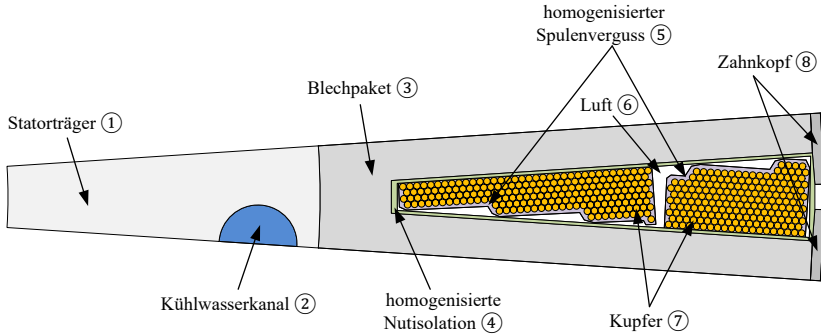


Abb. 4.10.: Modell B für die thermische 2D-FE-Simulation zur Berechnung der Erwärmung im Statorquerschnitt (*FEMM*).

Tab. 4.8.: Regionen im thermischen 2D-FE-Modell des Statorquerschnitts (s. Abb. 4.10).

①	Statorträger	$\lambda = 150 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Material: Aluminium AW 7075 T6 [114]	
②	Kühlwasserkanal	$\alpha = 2491 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$
	mittlere Erwärmung: $\Delta\vartheta_{\text{H}_2\text{O}} = 2,5 \text{ K}$	
③	Blechpaket	$\lambda_{\parallel} = 27 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Material: M350-50A (s. Tab. A.3) Wärmequellldichte: $P_{\text{Fe,s}}/(V_3 + V_8)$	
④	homogenisierte Nutisolation	$\lambda = 0,055 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Schichtdicke: Nutseite 0,8 mm; Nutgrund 1,5 mm Aufbau und Berechnung der thermischen Ersatzleitfähigkeit: Anhang A.6.3.1	
⑤	homogenisierter Spulenverguss	$\lambda = 0,401 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Aufbau und Berechnung der thermischen Ersatzleitfähigkeit: Anhang A.6.3.2	
⑥	Luft	$\lambda = 0,033 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
⑦	Kupfer (blank)	$\lambda = 390 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Geometrie: Abschnitt A.6 Wärmequellldichte: $(P_{\text{Cu,Os}} - \Delta P_{\text{Cu,Os}}^*)/V_{7,\text{Os}}$ bzw. $(P_{\text{Cu,Us}} - \Delta P_{\text{Cu,Us}}^*)/V_{7,\text{Us}}$	
⑧	Zahnkopf	$\lambda_{\parallel} = 27 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$
	Material: M350-50A (s. Tab. A.3) Wärmequellldichte: $P_{\text{Fe,s}}/(V_3 + V_8) - \Delta P_{\text{Fe,zk}}^*/V_8$	

Gelöst wird das Berechnungsmodell B mit der Software *FEMM* [60]. Der Einsatz eines FE-Modells ist nötig, da die Maschine vergleichsweise tiefe Nuten mit einer Statorwicklung

in zwei übereinander angeordneten Lagen aufweist. Dies führt zu einer stark inhomogenen Temperaturverteilung längs der Nut, welche sich durch ein Wärmequellennetzwerk nur unzureichend abbilden lässt. Außerdem ist durch die lagengenaue Wicklung der Statorformspulen die Position der einzelnen Leiter hinreichend genau bekannt, sodass ein aussagekräftiges FE-Modell synthetisiert werden kann.

4.3.3. Teilmodell C: Längsschnittmodell

Zur Berechnung der Rotorerwärmung wird das Wärmequellennetzwerk C aus Abb. 4.11 verwendet, welches die Maschine im Längsschnitt modelliert. Die einfache Rotorgeometrie, die geringen Temperaturunterschiede im Rotor und die Dominanz der im Rahmen dieser Arbeit analytisch berechneten konvektiven Wärmeübergänge rechtfertigen den Einsatz eines einfachen Wärmequellennetzwerks.

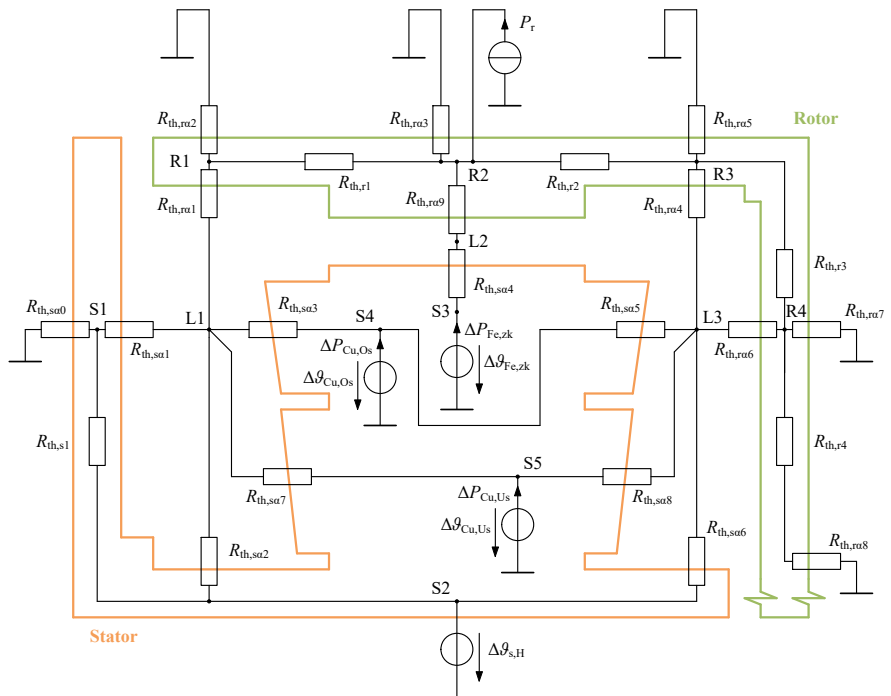


Abb. 4.11.: Wärmequellennetzwerk (Modell C) aus konzentrierten Ersatzelementen zur Berechnung der Rotorerwärmung und Erwärmungsverteilung in axialer Richtung. Stator und Rotor sind durch ihre Silhouetten angedeutet. Wärmewiderstände für konvektive Wärmeübergänge kreuzen die Silhouetten.

Eingangsgrößen des Wärmequellennetzwerks C sind zum einen die aus der elektromagnetischen Simulation bekannten Rotorwirbelstromverluste P_r , welche sich aus den Verlusten in den Magneten $P_{r,M}$ und dem Rotorjoch $P_{r,IY}$ zusammensetzen. Weitere Eingangsparameter von Modell C sind die mit Hilfe von Modell B berechneten mittleren Erwärmungen folgender Bauteile: Leiter der Oberschichtspulen $\Delta\vartheta_{Cu,Os}$, Leiter der Unterschichtspulen $\Delta\vartheta_{Cu,Us}$, Statorzahnköpfe $\Delta\vartheta_{Fe,zk}$ und Statorinnenträger $\Delta\vartheta_{s,H}$. Die Lösung des Wärmequellennetzwerks C umfasst auch die konvektiven Wärmeströme zwischen Stator und Rotor. Dazu zählt die Wärmeabgabe der Wickelköpfe an die Luft im Maschineninneren $\Delta P_{Cu,Os}$ bzw. $\Delta P_{Cu,Us}$ und die Wärmeabgabe der Statorzahnköpfe an die Luft im Luftspalt $\Delta P_{Fe,zk}$. Mit Hilfe der Netzwerkanalyse führt Modell C auf ein lineares Gleichungssystem, das mit Hilfe des *Gaußschen* Eliminationsverfahrens in *MATLAB* gelöst wird.

Die Wärmewiderstände des Längsschnittmodells C in Abb. 4.11 bilden die Wärmeübertragung durch Wärmeleitung, Konvektion und Strahlung ab. Die Berechnung der Wärmewiderstände für die Wärmeleitung ist aufgrund der einfachen Geometrie unproblematisch und wird hier nicht im Einzelnen dargestellt, da die Vorgehensweise bereits von der thermischen Berechnung des Windgenerators in Abschnitt 3.3.7 bekannt ist.

Großen Einfluss auf die Rotortemperatur haben die mit dem Index α bezeichneten konvektiven Wärmewiderstände am Luftspalt, im Bereich der Wickelköpfe und zur äußeren Umgebung hin. Im Folgenden werden diese konvektiven Wärmeübergänge bzw. die involvierten Strömungen mit Hilfe der Ähnlichkeitstheorie unter Verwendung der einschlägigen Literatur bestimmt [73, 75, 115, 116]. Die Darstellung beschränkt sich auf die Berechnung der Wärmeübergangskoeffizienten. Auf eine Angabe der Größe der beteiligten Oberflächen wird verzichtet, dafür werden in den Berechnungsergebnissen die resultierenden Wärmewiderstände angegeben.

4.3.3.1. Wärmeübergangskoeffizient im Luftspalt

Zur Berechnung des konvektiven Wärmeübergangs im Luftspalt rotierender elektrischer Maschinen werden in der Literatur vorwiegend Ersatzanordnungen mit glatten Zylindern ohne Nuten oder sonstigen Abweichungen als Innenläufer betrachtet [75, 115–117]. Der Einfluss von Konturabweichungen vom idealen Zylinder wird für geschaltete Reluktanzmaschinen in [118] untersucht und wird auf die hervorstehenden quaderförmigen Magnete übertragen.

In [75] wird die *Reynolds-Zahl* Re für die Strömung im Luftspalt nach (4.61) berechnet. Diese ist abhängig von Drehzahl n , Innendurchmesser $d_{ri} = 662$ mm, charakteristischer Länge $c = \delta = 2$ mm (Luftspaltweite) und kinematischer Zähigkeit ν des Fluids (Luft). Bei Normaldruck und einer Lufttemperatur von $\vartheta = 60$ °C ist $\nu = 18,9 \cdot 10^{-6}$ m²/s [75].

$$Re = \frac{\pi \cdot n \cdot d_{ri} \cdot c}{\nu} \quad (4.61)$$

Für den Drehzahlbereich bis $n_{\max} = 120$ min⁻¹ ergeben sich *Reynolds-Zahlen* $Re \leq 440$ und

damit laminare Strömungen, die insbesondere keine *Taylor*-Wirbel aufweisen, mit näherungsweise drehzahlunabhängiger *Nußelt*-Zahl $Nu = 2$ für $n \leq n_{\max}$. Mit einer Wärmeleitfähigkeit von $\lambda = 0,0284 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ (Luft bei Normaldruck und $\vartheta = 60^\circ\text{C}$) ergibt sich nach (4.62) jeweils ein Wärmeübergangskoeffizient $\alpha = 28,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ auf der Stator- und Rotoroberfläche. Der Beitrag der Wärmestrahlung für den Wärmeaustausch zwischen Rotor und Stator im Luftspalt wird vernachlässigt.

$$\alpha = \frac{Nu \cdot \lambda}{c} \quad (4.62)$$

4.3.3.2. Wärmeübergangskoeffizient an den Wickelköpfen

Der konvektive Wärmeübergang von den Wickelköpfen in die Luft im Maschineninnern lässt sich nicht ohne weiteres durch hochsymmetrische Ersatzkörper mit bekannten Strömungsverhältnissen modellieren. Eine präzise Vorausberechnung des Wärmeübergangs erfordert daher eine aufwendige, numerische Strömungsberechnung mit nachfolgender Ermittlung der Wärmeübergangskoeffizienten. Da es sich um einen untergeordneten Wärmepfad handelt, wird stattdessen auf einfache empirische Abschätzungen zurückgegriffen.

In der Literatur [75, 119, 120] werden überwiegend Wickelköpfe mit signifikanter Luftüberströmung ($v > 5 \text{ m/s}$) behandelt. Im vorliegenden Fall werden selbst bei maximaler Drehzahl $n_{\max} = 120 \text{ min}^{-1}$ Umlaufgeschwindigkeiten von lediglich $v_{\max} = 4,27 \text{ m/s}$ erreicht. Die mittlere Strömungsgeschwindigkeit am Wickelkopf fällt entsprechend gering aus, sodass hier nach [121, S. 58] der Wärmeübergangskoeffizient für Wickelköpfe bei freier Konvektion mit $\alpha = 6 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ angenommen wird.

Der konvektive Wärmeübergangskoeffizient α wird um den Zuschlag α_{rad} für Wärmestrahlung nach (4.63)–(4.64) erhöht [75]. Darin ist $\sigma_s = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}^4)$ die *Stefan-Boltzmann*-Konstante, $\varepsilon_1 = 0,8$ der Emissionsgrad des lackierten Wickelkopfs und $\varepsilon_2 = 0,1$ der Emissionsgrad der blanken Gehäuseteile. Bei Annahme einer mittleren Wickelkopf-temperatur $\vartheta_1 = 403 \text{ K}$ (130°C) und einer mittleren Gehäusetemperatur $\vartheta_2 = 323 \text{ K}$ (50°C) ergibt sich $\alpha_{\text{rad}} = 2,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ und damit ein resultierender Wärmeübergangskoeffizient im Wickelkopf von $\alpha_{\text{res}} = \alpha + \alpha_{\text{rad}} = 8,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$.

$$\alpha_{\text{rad}} = \frac{2 \cdot \varepsilon_{12} \cdot \sigma_s \cdot (\vartheta_1^4 - \vartheta_2^4)}{\vartheta_1 - \vartheta_2} \quad (4.63)$$

$$\varepsilon_{12} = \frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1} \quad (4.64)$$

4.3.3.3. Wärmeübergangskoeffizient am Außengehäuse (Mantelfläche)

Der konvektive Wärmeübergang von der äußeren Mantelfläche der Rotorglocke zur Umgebungsluft wird nach der Grundanordnung eines rotierenden Zylinders mit horizontal gerichteter

ter Achse berechnet [122]. Die Rechnung wird hier für die beiden Drehzahlen $n_1 = 60 \text{ min}^{-1}$ und $n_2 = 120 \text{ min}^{-1}$ als maximale Betriebsdrehzahl durchgeführt. Für einen Außendurchmesser $d = 700 \text{ mm}$ und eine kinematische Zähigkeit der Luft $\nu = 17,0 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ bei Normaldruck und einer Lufttemperatur von $\vartheta = 40^\circ\text{C}$ betragen nach (4.65) die Reynolds-Zahlen $Re_1 = 90,6 \cdot 10^3$ und $Re_2 = 181,1 \cdot 10^3$. Aus den in [122] angegebenen Graphen lässt sich durch Interpolation die Berechnungsfunktion (4.66) extrahieren. Diese führt auf die Nusselt-Zahlen $Nu_1 = 188$ und $Nu_2 = 329$. Der Wärmeübergang wird nach (4.62) berechnet, wobei die charakteristische Länge $c = d$ ist. Damit folgt für eine Wärmeleitfähigkeit $\lambda = 0,0271 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ der Luft bei Normaldruck und $\vartheta = 40^\circ\text{C}$ ein Wärmeübergangskoeffizient von $\alpha_1 = 7,3 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ bzw. $\alpha_2 = 12,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$.

$$Re = \frac{\pi \cdot n \cdot d^2}{\nu} \quad (4.65)$$

$$Nu = 0,0177 \cdot Re^{0,812} \quad \text{für: } 42 \cdot 10^3 < Re < 8 \cdot 10^6 \quad (4.66)$$

Der Einfluss der Wärmestrahlung wird wieder durch eine Vergrößerung des Wärmeübergangskoeffizienten angenähert. Dazu wird die Oberflächentemperatur des Rotormantels mit $\vartheta_1 = 353 \text{ K}$ (80°C) abgeschätzt und die Umgebungstemperatur zu $\vartheta_2 = 313 \text{ K}$ (40°C) gesetzt. Für die lackierte Oberfläche gilt $\varepsilon_1 = 0,9$, sodass nach (4.67) der Zuschlag für Wärmestrahlung $\alpha_{\text{rad}} = 7,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ beträgt und sich somit die resultierenden Wärmeübergangskoeffizienten $\alpha_{1,\text{res}} = 14,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ bzw. $\alpha_{2,\text{res}} = 20,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ ergeben.

$$\alpha_{\text{rad}} = \frac{\varepsilon_1 \cdot \sigma_s \cdot (\vartheta_1^4 - \vartheta_2^4)}{\vartheta_1 - \vartheta_2} \quad (4.67)$$

4.3.3.4. Wärmeübergangskoeffizient an weiteren Metall-Luft-Übergängen

Die weiteren Metall-Luft-Wärmeübergänge sind im Folgenden aufgelistet und werden alle nach der empirischen Gleichung (4.68) aus [123] für den Fall einer glatten, ebenen Wand mit erzwungener Konvektion und Strömungsgeschwindigkeiten $v < 5,0 \text{ m/s}$ abgeschätzt. Durch die jeweils angegebenen Zuschläge wird auch die Wärmestrahlung überschlägig berücksichtigt. Wie im vorangegangenen Abschnitt werden, gekennzeichnet durch den Index, die Drehzahlen $n_1 = 60/\text{min}$ und $n_2 = 120/\text{min}$ betrachtet.

$$\alpha = \left[5,6 + 4,0 \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}} \right) \right] \cdot \text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}) \quad (4.68)$$

1. Innenseite des Schilds auf der B-Seite ($R_{\text{th},s\alpha 1}$ in Abb. 4.11) und Mantelfläche des Innenträgers ($R_{\text{th},s\alpha 2}$ und $R_{\text{th},s\alpha 6}$ in Abb. 4.11):
 $v \approx 0$; $\alpha = 5,6 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$; $\alpha_{\text{rad}} = 2,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$; $\alpha_{\text{res}} = 7,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$
2. Außenseite des Schilds auf der B-Seite ($R_{\text{th},s\alpha 0}$ in Abb. 4.11):
 $v \approx 0$; $\alpha = 5,6 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$; $\vartheta_1 = 323 \text{ K}$; $\varepsilon_1 = 0,1$; $\vartheta_2 = 313 \text{ K}$; $\varepsilon_2 = 0,9$; $\alpha_{\text{rad}} =$

$$0,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res}} = 6,3 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$$

3. Innere Mantelfläche des Rotors vor und hinter der Aktivlänge über den Wickelköpfen ($R_{\text{th,r}\alpha 1}$ und $R_{\text{th,r}\alpha 4}$ in Abb. 4.11):

$$d_i = 676,4 \text{ mm}; v = \pi \cdot d_i \cdot n; v_1 = 2,1 \text{ m/s}; v_2 = 4,3 \text{ m/s}; \alpha_1 = 14 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_2 = 22,8 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{rad}} \approx 0$$

4. Innenseite der Stirnfläche des Rotors ($R_{\text{th,r}\alpha 6}$ in Abb. 4.11):

$$\bar{d} = 546 \text{ mm}; v = \pi \cdot \bar{d} \cdot n; v_1 = 1,7 \text{ m/s}; v_2 = 3,4 \text{ m/s}; \alpha_1 = 12,5 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_2 = 19,3 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{rad}} = 2,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},1} = 14,6 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},2} = 21,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$$

5. Außenseite der Stirnfläche des Rotors, äußerer Bereich ($R_{\text{th,r}\alpha 7}$ in Abb. 4.11):

$$\bar{d} = 565 \text{ mm}; v = \pi \cdot \bar{d} \cdot n; v_1 = 1,8 \text{ m/s}; v_2 = 3,5 \text{ m/s}; \alpha_1 = 12,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_2 = 19,8 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{rad}} = 6,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},1} = 19,1 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},2} = 26,2 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$$

6. Außenseite der Stirnfläche des Rotors, innerer Bereich ($R_{\text{th,r}\alpha 8}$ in Abb. 4.11):

$$\bar{d} = 215 \text{ mm}; v = \pi \cdot \bar{d} \cdot n; v_1 = 0,7 \text{ m/s}; v_2 = 1,3 \text{ m/s}; \alpha_1 = 8,3 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_2 = 11,0 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{rad}} = 6,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},1} = 14,7 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}); \alpha_{\text{res},2} = 17,4 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$$

4.3.4. Wärmeleitung längs des Drahts aufgrund der Positionsänderung

Das numerische Querschnittsmodell vernachlässigt den Wärmestrom längs des Drahts, der durch die Positionsänderung des Drahts von Windung zu Windung bei inhomogener Temperaturverteilung auftritt. Bei der vorliegenden lagengenauen Wicklung entspricht diese Verlagerung dem Wert eines Drahtaußendurchmessers $d_{\text{Cu},o}$ je Windung. Der Wärmestrom längs des Drahts aufgrund der Positionsänderung wird anhand des Modells in Abb. 4.12 abgeschätzt. Jede der drei dargestellten Windungen weist von unten (rot) bis oben (gelb) in jedem Punkt einen Temperaturunterschied $\Delta\vartheta$ zur benachbarten Windung auf. Dann ergibt sich zum einen der im numerischen Querschnittsmodell abgebildete Wärmestrom von einer Windung durch die Nutfüllung in die benachbarte Windung und zum anderen der nicht modellierte Wärmestrom längs des Drahts. Die auf eine Windung bezogenen korrespondierenden thermischen Widerstände heißen $R_{\text{th,q}}$ und $R_{\text{th,ax}}$. Im Folgenden werden diese thermischen Widerstände analytisch abgeschätzt, um die Vernachlässigung von $R_{\text{th,ax}}$ quantitativ zu begründen.

Der Wärmewiderstand je Windung längs des Drahts beträgt $R_{\text{th,ax}}$ nach (4.69). Der Querwiderstand zwischen zwei benachbarten Windungen wird hier mit Hilfe des Ersatzmodells aus Abb. 4.13 berechnet. Die Oberflächen der Leiter werden als Isothermen (ϑ_1 und ϑ_2) modelliert und der anteilige thermische Widerstand im Kupfer vernachlässigt. Dies ist zulässig, da die Wärmeleitfähigkeit von Kupfer um ca. drei Zehnerpotenzen höher ist als im Isolationsmaterial. Als homogene thermische Ersatzleitfähigkeit des Isolationsmaterials λ wird die im

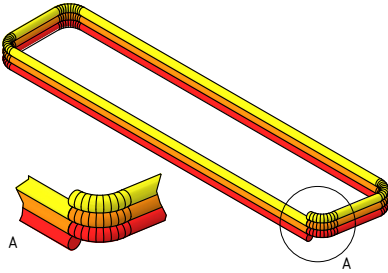


Abb. 4.12.: Die Positionsänderung aufeinanderfolgender Windungen mit unterschiedlicher Temperatur (Farbe) bewirkt einen Wärmestrom längs des Drahts.

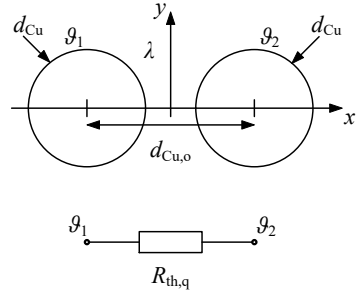


Abb. 4.13.: Modell zur Berechnung des thermischen Ersatz-Querwiderstands zwischen benachbarten Drahtquerschnitten.

Anhang A.6.3.2 hergeleitete thermische Leitfähigkeit λ_5 gewählt, welche unter Berücksichtigung der Anteile von Isolationslack, Vergussmasse und Lufteinschlüssen bestimmt wurde. Die analytische Lösung des Feldproblems ergibt die in (4.70) angegebene Bestimmungsgleichung für den thermischen Querwiderstand $R_{th,q}$ zwischen zwei benachbarten Windungen. Die Lösung des Feldproblems mit seinen kreisförmigen Linien konstanter Temperatur (*Apollonische Kreise*) ist äquivalent zur Berechnung des elektrostatischen Felds einer zylindrischen Doppelleitung und ihres elektrischen Kapazitätsbelags [34, 124, 125].

$$R_{th,ax} = \frac{1}{\lambda_{Cu}} \cdot \frac{l_{avg}}{\frac{\pi}{4} \cdot d_{Cu}^2} \quad (4.69)$$

$$R_{th,q} = \frac{1}{\pi \cdot \lambda \cdot l_{avg}} \cdot \ln \left(\frac{d_{Cu,o}}{d_{Cu}} + \sqrt{\left(\frac{d_{Cu,o}}{d_{Cu}} \right)^2 - 1} \right) \quad (4.70)$$

Für $\lambda_{Cu} = 390 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$; $\lambda = 0,403 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$; $d_{Cu} = 1,716 \text{ mm}$; $d_{Cu,o} = 1,8 \text{ mm}$; $l_{avg} = 290,9 \text{ mm}$ ergeben sich:

$$R_{th,ax} = 322,5 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad R_{th,q} = 0,85 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad \frac{R_{th,q}}{R_{th,ax}} \approx 100,3\% \quad (4.71)$$

Wegen des geringen Unterschieds zwischen 100,3% und 100% wird in der weiteren Berechnung die Wärmeleitung entlang des Leiters aufgrund der Lageänderung der Windungen vernachlässigt. Damit wird der thermische Gesamtwiderstand zwischen zwei benachbarten Windungen um weniger als 0,5 Prozentpunkte überschätzt.

4.3.5. Axial inhomogene Temperaturverteilung – Hotspot im Wickelkopf

Die Maschine wird durch eine innen liegende Wassermantelkühlung entwärmt. Die Statorstromwärmeverluste, welche den größten Verlustanteil im Bemessungspunkt haben, werden daher nur mittelbar über das Blechpaket fortgeleitet. Im Bereich der Wickelköpfe ist die Entwärmung gegenüber dem Wicklungsbereich im Blechpaket massiv reduziert, da hier mangels direktem Kontakt keine Wärmeleitung in das Blechpaket möglich ist.

In diesem Abschnitt wird mit Hilfe eines einfachen Stabmodells der Wicklung nach [126] die zusätzliche Erwärmung des Wickelkopfs gegenüber der Wicklung innerhalb des Blechpakets berechnet. Für alle Nuten der Maschine wird ein gemeinsamer Stab längs der Wicklungsrichtung gebildet (s. Abb. 4.14). Die Wärmeströme in der Mitte des Blechpakets und in der

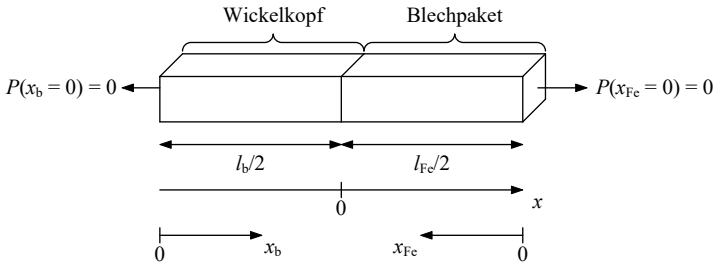


Abb. 4.14.: Stabmodell zur Berechnung der axialen Temperaturverteilung längs der Wicklungsrichtung mit drei Koordinatensystemen: x mit Ursprung am Übergang von Blechpaket und Wickelkopf, x_b mit Ursprung in der Mitte des Wickelkopfs und x_{Fc} mit Ursprung in der Mitte des Blechpakets.

Mitte des Wickelkopfs müssen aus Symmetriegründen Null sein. Für den stationären Zustand ergibt sich für die räumliche Verteilung der Übertemperatur gegenüber der Umgebung $\Delta\vartheta(x)$ aus dem Energieerhaltungssatz und dem *Fourier*'schen Wärmeleitungsgesetz die Differentialgleichung (4.72). Darin ist $r_{th,ax}$ der längenbezogene Wärmelängswiderstand, $r_{th,q}$ der längenbezogene Wärmequerwiderstand und P'_L die Linienerverlustdichte im Stabmodell aufgrund der Stromwärmeverluste. Diese Größen werden nach (4.73)–(4.75) berechnet. Darin wird der längenbezogene Wärmequerwiderstand im Wickelkopf konservativ zu unendlich gesetzt, um die zusätzliche Erwärmung im Wickelkopf nach oben abzuschätzen.

$$\frac{d^2\Delta\vartheta(x)}{dx^2} - \frac{r_{th,ax}}{r_{th,q}} \cdot \Delta\vartheta(x) = -r_{th,ax} \cdot P'_L \quad (4.72)$$

$$r_{th,ax} = \frac{1}{\lambda_{Cu} \cdot Q \cdot (N_{c,OS} + N_{c,US}) \cdot A_{Cu}} \quad (4.73)$$

$$r_{\text{th},q} = \begin{cases} r_{\text{th},q,b} = \infty & x \leq 0 \quad (\text{Wickelkopf}) \\ r_{\text{th},q,\text{Fe}} = \frac{\Delta\vartheta_{\text{Cu}}}{P_{\text{Cu}}} \cdot l_{\text{Fe}} & x > 0 \quad (\text{Blechkpaket}) \end{cases} \quad (4.74)$$

$$P'_L = \frac{P_{\text{Cu}}}{l_b + l_{\text{Fe}}} \quad (4.75)$$

Mit Berücksichtigung eines stetigen Verlaufs der Übertemperatur $\Delta\vartheta$ und des Wärmestroms P am Übergang vom Wickelkopf in die Nut ($x = 0$) ergibt sich die Lösung (4.76)–(4.80). Dabei werden zweckmäßigerweise die Koordinatensysteme x_b bzw. x_{Fe} verwendet (s. Abb. 4.14). Der größte axiale Temperaturunterschied berechnet sich nach (4.81) zu $\Delta\vartheta_{\text{ax,max}}$.

$$\Delta\vartheta_b(x_b) = -\frac{r_{\text{th,ax}} \cdot P'_L}{2} \cdot x_b^2 + c_0 \quad (4.76)$$

$$\Delta\vartheta_{\text{Fe}}(x_{\text{Fe}}) = c_2 \cdot \cosh(c_1 \cdot x_{\text{Fe}}) + r_{\text{th},q,\text{Fe}} \cdot P'_L \quad (4.77)$$

$$c_1 = \sqrt{\frac{r_{\text{th,ax}}}{r_{\text{th},q,\text{Fe}}}} \quad (4.78)$$

$$c_2 = \frac{r_{\text{th,ax}} \cdot P'_L \cdot l_b}{2 \cdot c_1 \cdot \sinh\left(c_1 \cdot \frac{l_{\text{Fe}}}{2}\right)} \quad (4.79)$$

$$c_0 = c_2 \cdot \cosh\left(c_1 \cdot \frac{l_{\text{Fe}}}{2}\right) + r_{\text{th},q,\text{Fe}} \cdot P'_L + \frac{1}{8} \cdot r_{\text{th,ax}} \cdot P'_L \cdot l_b^2 \quad (4.80)$$

$$\Delta\vartheta_{\text{ax,max}} = \Delta\vartheta_b(x_b = 0) - \Delta\vartheta_{\text{Fe}}(x_{\text{Fe}} = 0) \quad (4.81)$$

Für die Prototypmaschine wird mit den in Tab. 4.9 angegebenen Parametern der Temperaturverlauf in Abb. 4.15 mit einem größten axialen Temperaturunterschied $\Delta\vartheta_{\text{ax,max}} = 1,0\text{K}$ errechnet. Die zusätzliche Erwärmung im Wickelkopf ist damit als unkritisch zu bewerten und gegenüber der inhomogenen Temperaturverteilung über der Nut vernachlässigbar klein.

Tab. 4.9.: Abschätzung der axialen Temperaturverteilung der Prototypmaschine.

Wickelkopflänge	l_b	56 mm
Blechkpaketlänge	l_{Fe}	90 mm
Statornuten	Q	48
Spulenwindungszahl	$N_{c,\text{OS}} ; N_{c,\text{US}}$	198 ; 207
Drahtdurchmesser (blank, gedehnt)	d_{Cu}	1,716 mm
Wärmeleitfähigkeit von Kupfer	λ_{Cu}	390 W/(m · K)
Stromwärmeverluste	P_{Cu}	2500 W
mittlere Wicklungserwärmung	$\Delta\vartheta_{\text{Cu}}$	125 K
max. axialer Temperaturunterschied	$\Delta\vartheta_{\text{ax,max}}$	1,0 K

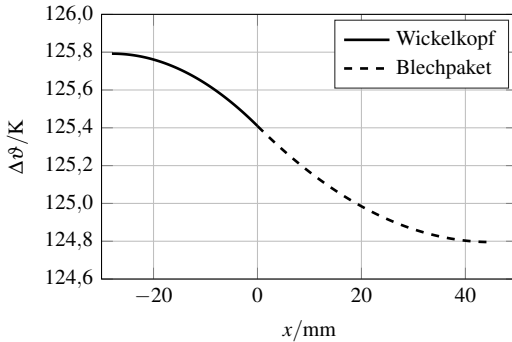


Abb. 4.15: Berechnete axiale Erwärmungsverteilung längs der Wicklung der Prototypmaschine im x -Koordinatensystem (s. Abb. 4.14).

4.4. Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung

4.4.1. Generatorischer Leerlauf

Mit Hilfe des transienten, numerischen, nichtlinearen 2D-Modells wird der generatorische Leerlauf bei Nenndrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ mit der Software *JMAG* simuliert und die Ergebnisse in Tab. 4.10 für zwei verschiedene Magnettemperaturen 20°C und 100°C zusammengefasst. Die simulierten elektromagnetischen Schleppverluste betragen zwischen 151 W bei 20°C und 131 W bei 100°C und werden in beiden Fällen mit einem Anteil von ca. 3/4 von den Statorummagnetisierungsverlusten dominiert.

Tab. 4.10.: Simulierter generatorischer Leerlauf der Prototypmaschine mittels transienter 2D-FE-Simulation (*JMAG*).

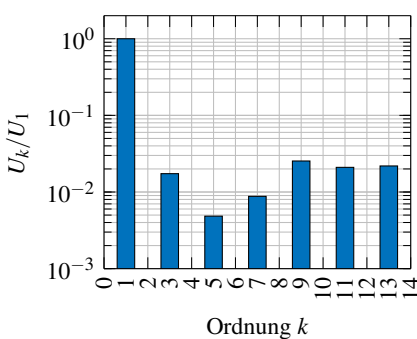
Magnettemperatur ϑ_M	20°C	100°C
effektive Grundschwingungsstrangspannung $U_{s,1}$	202,7 V	194,4 V
berechnete Luftspaltfeldwellenamplitude $B_{\delta,p}$ der Arbeitswelle	1,03 T	0,98 T
Eingangsleistung P_m	151,4 W (100 %)	130,8 W (100 %)
$P_{r,M}$ ($P_{r,M}/P_m$)	13,5 W (8,9 %)	10,8 W (8,3 %)
$P_{r,ry}$ ($P_{r,ry}/P_m$)	27,8 W (18,4 %)	19,5 W (14,9 %)
$P_{Fe,s}$ ($P_{Fe,s}/P_m$)	110,1 W (72,7 %)	100,5 W (76,8 %)
$\Delta m / (2 \cdot M_N)$ mit $M_N = 2,8 \text{ kNm}$	0,29 %	0,49 %

Das Spektrum der simulierten Leerlaufstrangspannung in Abb. 4.16(a) weist die höchste harmonische Amplitude mit 2,5 % der Grundschwingungsamplitude bei der zeitlichen Ordnung $k = 9$ auf, welche allerdings nicht in der verketteten Spannung vertreten ist, da die Maschine

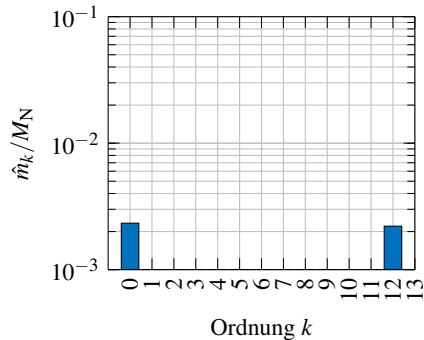
4.4. Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung

in Stern geschaltet ist. Das Spektrum des Schleppmoments in Abb. 4.16(b) zeigt das Nutstrommoment bei der zeitlichen Ordnung $k = 12$ bezogen auf die elektrische Grundfrequenz [7]. Die Drehmomentwelligkeit $\Delta m / (2 \cdot M_N)$ im Leerlauf beträgt weniger als 0,5% des Bemessungsdrehmoments $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ und ist, wie in Kapitel 3 für M 2/5 bereits gezeigt, als gering zu bewerten. Die nach (4.82) mit den Maschinenparametern in (4.47)–(4.48) berechnete Feldwellenamplitude $B_{\delta,p}$ der Arbeitswelle im Leerlauf ist ebenfalls in Tab. 4.10 angegeben und beträgt abhängig von der Magnettemperatur ca. 1,0 T.

$$B_{\delta,p} = \frac{U_{s,1}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_s \cdot N_s \cdot k_{w,p} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_{Fe}} \quad (4.82)$$



(a) Spektrum der simulierten Strangspannung



(b) Spektrum des simulierten Schleppmoments

Abb. 4.16.: Simulation des generatorischen Leerlaufs der Prototypmaschine bei $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ für eine Magnettemperatur $\vartheta_M = 20^\circ \text{C}$ (JMAG).

4.4.2. Bemessungsbetrieb

Die Simulation des Bemessungsbetriebs ($n_N = 60 \text{ min}^{-1}$, $M_N = 2,8 \text{ Nm}$) umfasst die transiente elektromagnetische und thermische Simulation. Die Ergebnisse beziehen sich auf Stromgrundschwingungsspeisung aus einem ideal angenommenen Umrichter und sind in Tab. 4.11 zusammengefasst. Der simulierte Wirkungsgrad beträgt ca. 86%. Die Verluste werden dominiert von den Statorstromwärmeverlusten, die 12,5% der Eingangsleistung betragen. Die simulierten Rotorwirbelstromverluste in Permanentmagneten und Rotorjoch zusammengekommen betragen nur knapp 1% der Eingangsleistung. Die simulierten Statorummagnetisierungsverluste bewegen sich in einer ähnlichen Größenordnung. Eine Darstellung des magnetischen Felds und der Rotorverlustdichteverteilung ist in Abb. 4.17(a)–4.17(c) gegeben.

Die in Tab. 4.11 angegebenen Ersatzschaltbildparameter für die Grundschwingung gelten für

Tab. 4.11.: Simulierter Bemessungsbetrieb für $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ (MTPA) mit Magnettemperatur $\vartheta_M = 100^\circ \text{C}$ mittels 2D-FE-Simulation (JMAG) und Auswertung hinsichtlich des Grundschwingungsverhaltens.

effektiver Strangstrom $I_{s,\text{fem}}$	33,18 A
Stromwinkel β	-103°
Frequenz f_s	20 Hz
effektive Strangspannung U_s	214,5 V
$ \cos \varphi_{s,1} ; \varphi_{s,1}$	0,725 ; $136,5^\circ$
Polradspannung U_p	175,6 V
Polradwinkel ϑ	$56,2^\circ$
$R_{\text{Fe},s}$	1,126 k Ω
R_s	677,2 m Ω
R_r	47,6 m Ω
L_d	35,2 mH
L_q	45,2 mH
Umgebungstemperatur ϑ_{amb}	40°C
mittlere Wicklungserwärmung Os $\Delta\vartheta_{\text{Cu},\text{Os}}$	150 K
mittlere Wicklungserwärmung Us $\Delta\vartheta_{\text{Cu},\text{Us}}$	90 K
mittlere Wicklungserwärmung gesamt $\Delta\vartheta_{\text{Cu}}$	120 K
Eingangsleistung P_m	17,943 kW (100 %)
$P_{\text{Cu},\text{AC}}$ ($P_{\text{Cu},\text{AC}}/P_m$)	2,237 kW (12,5 %)
$P_{r,\text{M}}$ ($P_{r,\text{M}}/P_m$)	0,034 kW (0,2 %)
$P_{r,\text{ry}}$ ($P_{r,\text{ry}}/P_m$)	0,123 kW (0,7 %)
$P_{\text{Fe},s}$ ($P_{\text{Fe},s}/P_m$)	0,123 kW (0,7 %)
Wirkungsgrad η	85,96 %
$\Delta m / (2 \cdot M_N)$ mit $M_N = 2,8 \text{ kNm}$	1,1 %

das Ersatzschaltbild in Abb. 3.28. Das zugehörige Zeigerdiagramm in Abb. 4.17(d) weist aufgrund der relativ großen Statorstreuinduktivität einen relativ kleinen simulierten Grundschwingungsleistungsfaktor von 0,725 auf. Die angegebene Polradspannung ist nicht die Leerlaufspannung, sondern die Grundschwingungs-Polradspannung bei amplitudengleicher Bestromung mit reinem q-Strom. Aufgrund der hohen Sättigung sind die simulativ ermittelten Statorinduktivitäten L_d und L_q um bis zu 48 Prozentpunkte kleiner als die in Abschnitt 4.2.3 analytisch berechnete Statorinduktivität $L_s = 67,63 \text{ mH}$.

Die simulierte mittlere Wicklungserwärmung beträgt $\Delta\vartheta_{\text{Cu}} = 120 \text{ K}$ und entspricht damit einer thermischen Ausnutzung des Isolationssystems nach Wärmeklasse H, welche eine mittlere Wicklungserwärmung von $\Delta\vartheta_{\text{Cu}} = 125 \text{ K}$ zulässt [85]. Allerdings belegt das simulierte

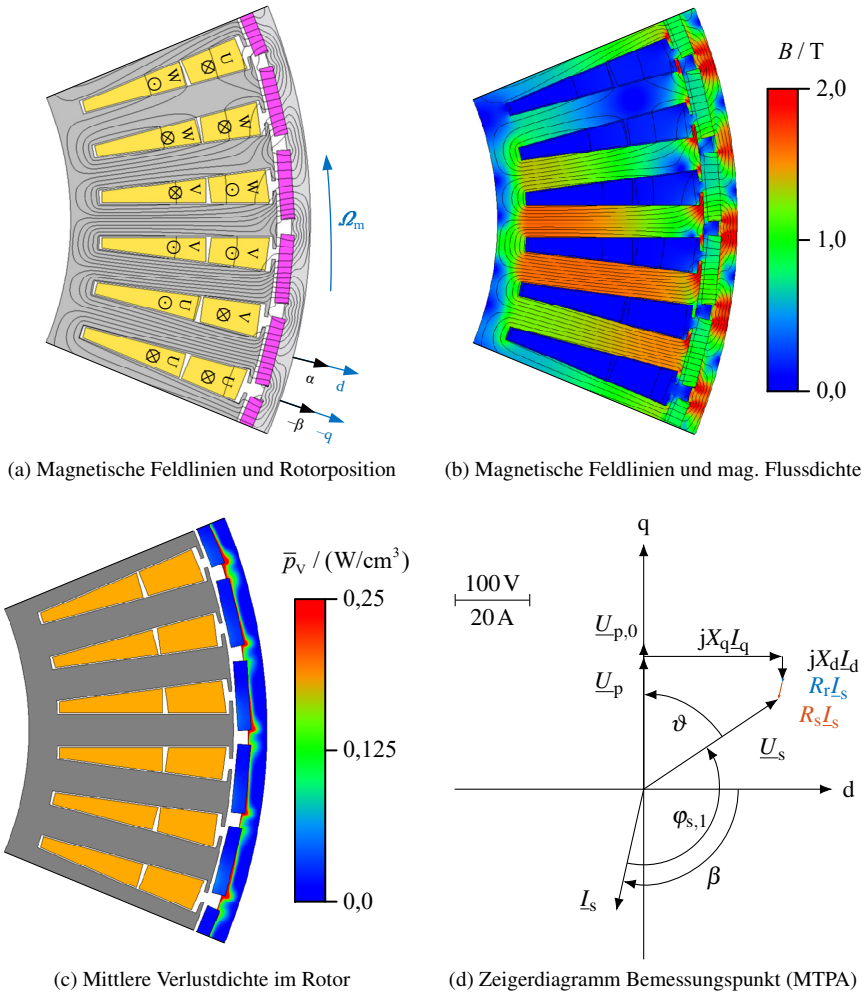
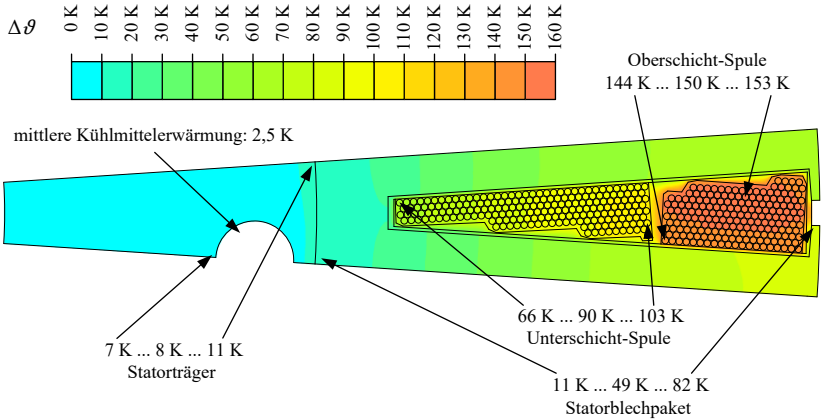


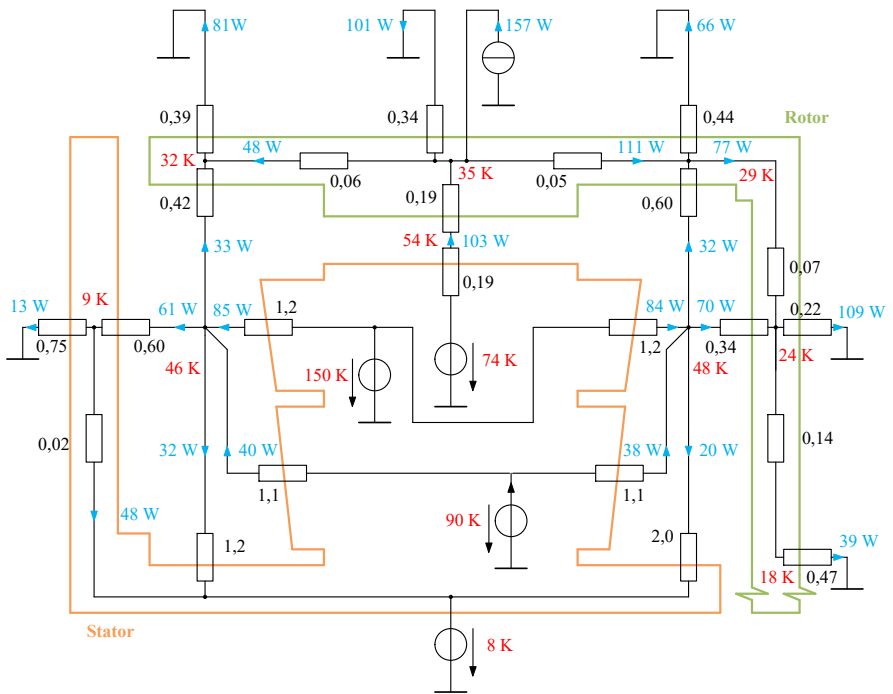
Abb. 4.17.: Simulierte Feldbilder in (a)–(c) sowie aus der transienten Simulation errechnetes Zeigerdiagramm in (d) der Prototypmaschine bei Bemessungsbetrieb mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ (JMAG).

Erwärmungsfeld in Abb. 4.18(a), dass der Erwärmungsunterschied in Unterschicht und Oberschicht aufgrund der tiefen Nuten mit 60 K sehr groß ist. Die höchste simulierte Erwärmung der Wicklung tritt demnach in der Oberschicht auf und beträgt 150 K. Dies erfordert zumindest lokal den Einsatz von Isolierstoffen der Wärmeklasse 200 (N) [85]. Die tiefen Nuten sind wie erwähnt die Folge des hohen Strombelags und der indirekten Leiterkühlung.

4.4. Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung



(a) Simulierte Erwärmung ggü. Umgebungsluft im Statorquerschnitt (*FEMM*). Je Bauteil ist die Erwärmung im Kaltpunkt, die mittlere Erwärmung und die Erwärmung im Heißpunkt angegeben.



(b) Wärmequellennetz mit errechneten Erwärmungen, Wärmeströmen und Wärmewiderständen in K/W.

Abb. 4.18.: Berechnete stationäre Erwärmung der Prototypmaschine im Bemessungspunkt mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ im Querschnitt (a) und Längsschnitt (b).

Die Erwärmungen von Rotor und Gehäuse sind in das thermische Längsschnittmodell in Abb. 4.18(b) eingetragen und zeigen, dass die Magneterwärmung mit $\Delta\vartheta_M = 35\text{ K}$ moderat ist. Neben den Erwärmungen sind in Abb. 4.18(b) auch die resultierenden Wärmewiderstände und Wärmeströme eingetragen. Letztere zeigen, dass die Erwärmung im Rotor nicht nur auf die Rotorwirbelstromverluste, sondern auch auf die vom Stator auf den Rotor konvektiv übertragene Leistung zurückzuführen ist. Insgesamt gibt der Rotor 396 W konvektiv an die Umgebung ab, hiervon sind 157 W (40 %) Rotorwirbelstromverluste und 238 W (60 %) stammen vom Stator. Die Rotortemperatur ist damit kein geeigneter Parameter zur Ermittlung der Rotorverluste.

4.4.3. Lastabhängiges Betriebsverhalten

4.4.3.1. Einfluss der Betriebsstrategie

Zunächst wird die Abhängigkeit des elektromagnetischen Drehmoments vom Statorstromeffektivwert I_s und vom Statorstromwinkel β betrachtet. Dabei wird einerseits untersucht, welche Erhöhung des Drehmoments und des Wirkungsgrads gegenüber reiner q-Stromspeisung durch Anpassung des Stromwinkels β erreichbar ist [127]. Andererseits wird eine Näherung des MTPA-Pfads mit Hilfe eines festen Stromwinkels β vorgestellt.

In Abb. 4.19(a) ist das simulierte Drehmomentkennfeld für eine Magnettemperatur $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$ dargestellt. Die Werte beziehen sich auf eine nichtlineare 2D-FE-Simulation ohne Berücksichtigung der Rotorwirbelstromverluste, welche abhängig vom Schlupf der beteiligten Luftspaltfeldharmonischen geringe zusätzliche Bremsmomente hervorrufen. Aus dem Kennfeld in Abb. 4.19(a) werden für folgende drei Betriebsstrategien die resultierenden Strom-Drehmomentdiagramme in Abb. 4.19(c) entwickelt: 1) MTPA-Strategie, 2) konstanter Statorstromwinkel $\beta = -100^\circ$ und 3) konstanter Statorstromwinkel $\beta = -90^\circ$ (q-Strom-Betrieb).

Im Bemessungspunkt $I_{s,N} = 33,18\text{ A}$ wird durch die MTPA-Betriebsstrategie ein um 2,9 Prozentpunkte höheres Drehmoment als bei q-Strom-Speisung erreicht. Die Auswirkung auf den Wirkungsgrad ist relativ gering, da die Sensitivität des Wirkungsgrades η bezüglich einer Erhöhung der mechanischen Leistung nur $(1 - \eta)$ beträgt. Konkret ergibt sich damit bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 85\%$ eine Steigerung des Wirkungsgrads um 0,44 Prozentpunkte.

4.4.3.2. Simulation des lastabhängigen Betriebsverhaltens

Für die lastabhängigen Kennlinien in Abb. 4.20–Abb. 4.21 wird entsprechend den vorangegangenen Untersuchungen zum Stromwinkel als Betriebsstrategie ein konstanter Vorsteuerwinkel $\beta = -100^\circ$ gewählt. Die Abweichungen zur MTPA-Strategie sind marginal (s. Abb. 4.19(c)) und betragen im Bemessungspunkt bezüglich des Drehmoments ca. 0,15 Prozentpunkte gegenüber der MTPA-Strategie. Im Unterschied zum Kennfeld in Abb. 4.19(a) wird hier eine transiente Simulation unter Berücksichtigung der Rotorwirbelströme verwendet.

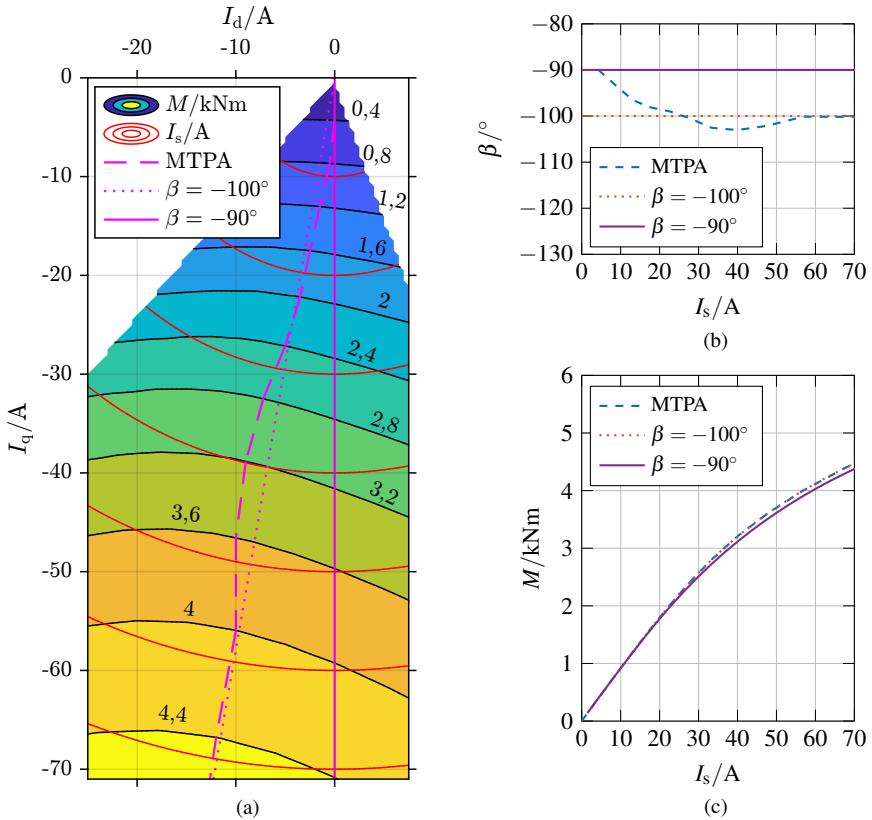
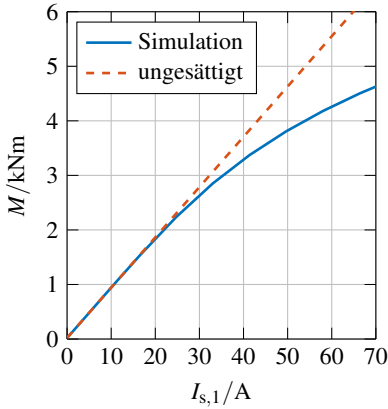


Abb. 4.19.: (a) Simuliertes Drehmomentkennfeld im generatorischen Bereich (*FEMM*). Auswertung hinsichtlich verschiedener Betriebsstrategien mit Statorstromwinkel β in (b) und den resultierenden Strom-Drehmomentkennlinien $M(I_s)$ in (c).

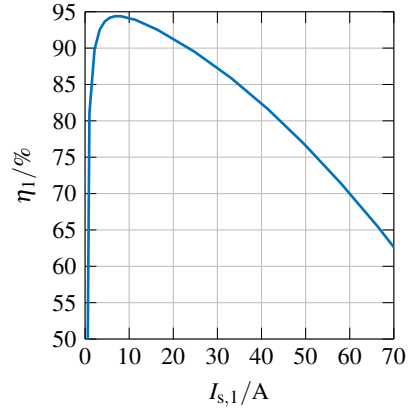
Die 2D-FE-Simulation in *JMAG* bezieht sich auf eine Stromgrundschwingungsspeisung ohne umrichterbedingte Spannungsüberschwingungen. Die Wicklung ist mit einer konstanten Temperatur von $\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$ betriebswarm. Die Temperatur der Permanentmagnete ist konstant $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$.

Die Drehmomentkennlinie $M(I_s)$ in Abb. 4.20(a) weist auf eine schwache lastabhängige magnetische Sättigung durch das Statormagnetfeld im Bemessungspunkt hin. Bei $I_N = 33,18\text{ A}$ weicht das Drehmoment nur um 6,7 Prozentpunkte von der initialen, linearen Drehmomentcharakteristik ab. Bei doppeltem Statorstrom $2 \cdot I_N$ beträgt diese Abweichung moderate 27 Prozentpunkte. Die Wirkungsgradkennlinie in Abb. 4.20(b) wird in einem weiten Bereich von den Statorstromwärmeverlusten dominiert, sodass das Wirkungsgradmaximum

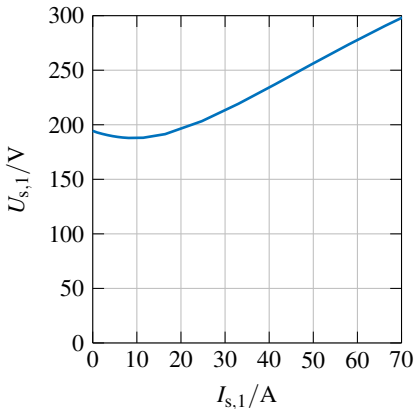
4.4. Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung



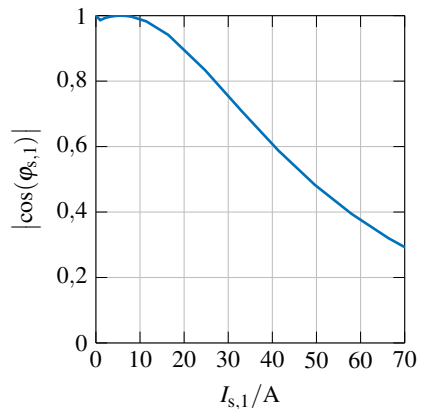
(a) Drehmoment $M(I_s)$



(b) Wirkungsgrad $\eta_1(I_s)$



(c) Statorspannung $U_s(I_s)$



(d) Grundschiebungsfaktor

Abb. 4.20.: Simulierte Lastkennlinien des Prototyps bei Stromgrundschiebungsspeisung ($JMAG$): $n = 60 \text{ min}^{-1}$, $\beta = -100^\circ$, Wicklungstemperatur $\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, Magnettemperatur $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$.

mit $\eta_1 = 94,4\%$ etwa bei $I_s = 0,24 \cdot I_N$ liegt. Die Spannungskenlinie in Abb. 4.20(c) weist auf Grund der Stromspeisung bei kleinen Statorströmen zunächst einen geringfügigen Rückgang der Klemmenspannung auf, was auf die geometrischen Verhältnisse im Zeigerdiagramm bei kleinen negativen d-Strömen zurückzuführen ist. Bei größeren Statorströmen steigt die Statorspannung aufgrund der Ankerrückwirkung auch im generatorischen Betrieb an. Der Grundschiebungsfaktor $|\cos \varphi_{s,1}|$ in Abb. 4.20(d) sinkt aufgrund der Ankerrückwirkung kontinuierlich mit zunehmender Last. Der lastabhängige Verlauf der Einzelverluste

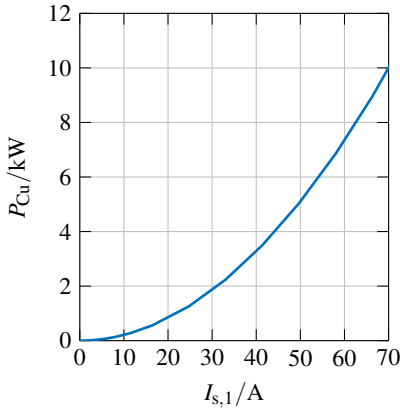
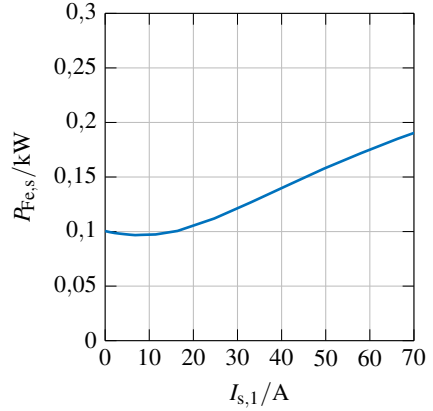
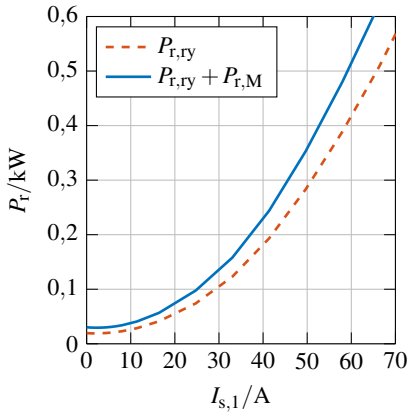

 (a) AC-Statorstromwärmeverluste P_{Cu}

 (b) Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$

 (c) Wirbelstromverluste im Rotorjoch $P_{r,ry}$ und in den Permanentmagneten $P_{r,M}$

Abb. 4.21.: Weitere simulierte Lastkennlinien des Prototyps bei Stromgrundspeisung (*JMAG*): $n = 60 \text{ min}^{-1}$, $\beta = -100^\circ$, Wicklungstemperatur $\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, Magnettemperatur $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$.

ist in Abb. 4.21 (a)–(c) dargestellt. Dies umfasst die Statorstromwärmeverluste P_{Cu} inklusive wechselstrombedingter Zusatzverluste in den Nutenleitern, die Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$, die Wirbelstromverluste im Rotorjoch $P_{r,ry}$ und die Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten $P_{r,M}$.

4.4.4. Magnetische Geräuschanregung

Die magnetische Geräuschanregung wird wie beim Windgenerator in Abschnitt 3.4.4 untersucht: Aus dem durch transiente 2D-FE-Simulation (*JMAG*) berechneten magnetischen Luftspaltfeld wird die Radialkomponente des *Maxwell*'schen Spannungstensors ausgelesen und als Radialkraftdichteverteilung τ_r aufgefasst, die auf Stator- und Rotoroberfläche wirkt. Dieses Verfahren stellt eine Näherung mit den in Abschnitt 3.4.4 beschriebenen Einschränkungen dar. Durch eine räumliche und zeitliche, diskrete *Fourier*-Reihenentwicklung erfolgt eine spektrale Zerlegung der Radialkraftdichteverteilung.

Die so berechneten Kraftanregungswellen werden einzeln mit Hilfe des analytischen Schwingungsmodells nach *Jordan* hinsichtlich der resultierenden Verformungsamplituden und der daraus resultierenden Schallabstrahlung untersucht [96]. Das *Jordan*'sche Schwingungsmodell ist in Abschnitt 3.4.4.1 beschrieben. Bezüglich der groben Vereinfachungen dieses Modells gegenüber der tatsächlichen Generatorausführung gelten die ebenfalls in Abschnitt 3.4.4.1 gemachten Ausführungen. Die geometrischen Parameter der Jochringe von Stator und Rotor der Prototypmaschine sind in Tab. 4.12 angegeben. Der Elastizitätsmodul und die Materialdichte sind für das Statorblech in Anhang A.1.3 und für die Rotorglocke in Anhang A.1.1 angegeben. Für die Prototypmaschine werden insgesamt vier Betriebsfälle auf diese Weise untersucht: 1) Generatorischer Leerlauf, 2) vollständige Speisung der Statorwicklung im Nennbetrieb, 3) Zwei-Quadranten-Speisung und 4) Vier-Oktanten-Speisung.

Tab. 4.12.: Parameter des Stator- und Rotorjochs der Prototypmaschine für das Ringmodell nach *Jordan* [96].

	Statorjoch	Rotorjoch
mittlerer Jochradius r_y /mm	209,15	344,75
Jochhöhe h_y /mm	18,3	10,5
Massenzuschlagsfaktor Δ (Wicklung bzw. Magnete)	9,4	1,6

Die Radialkraftdichteverteilung im Leerlauf ist in Abb. 4.23(a) im Zeitbereich und in Abb. 4.23(c) als Spektrum dargestellt. In der Zeitbereichsdarstellung (Abb. 4.23(a)) sind die sechs Nutöffnungen des halben Urwickelschemas als vertikale helle Bereiche und die Pollücken als diagonal verlaufende helle Bereiche mit geringer Radialzugkraftdichte τ_r erkennbar. Kritisch hinsichtlich der Verformungsamplituden sind die Kraftanregungen niedriger räumlicher Ordnung mit $\nu' > 0$ (vgl. Abschnitt 3.4.4.1). Die langwelligste Kraftwelle im Leerlauf mit signifikanter Amplitude größer 5 kPa tritt bei ($\nu' = 8$; $k_s/p = 2$) mit $\hat{\tau}_r = 20$ kPa auf. Ursache dieser Kraftwelle ist die Wechselwirkung der Arbeitswelle mit der ersten Nutmodulation der Arbeitswelle des Rotors. Die angegebene räumliche Ordnung ν' bezieht sich dabei auf den Vollwinkel und die zeitliche Ordnung k_s/p auf die elektrische Grundschwingungsperiode. Beim Übergang in das rotorfeste System zur Beurteilung der Schwingungsanregung des Rotorjochs bleibt die räumliche Ordnung unverändert, die zeitliche Ordnung ist gemäß (3.94)

zu transformieren. Für die betrachtete Welle ergibt sich rotorseitig eine zeitliche Ordnung $k_r/p = 2,4$. Da die maximale elektrische Grundschwingungsfrequenz $f_{s,\max} = 40\text{Hz}$ beträgt, treten damit rotorseitige Tonfrequenzen $f_{\text{Ton},r} \in [0; 96\text{Hz}]$ auf.

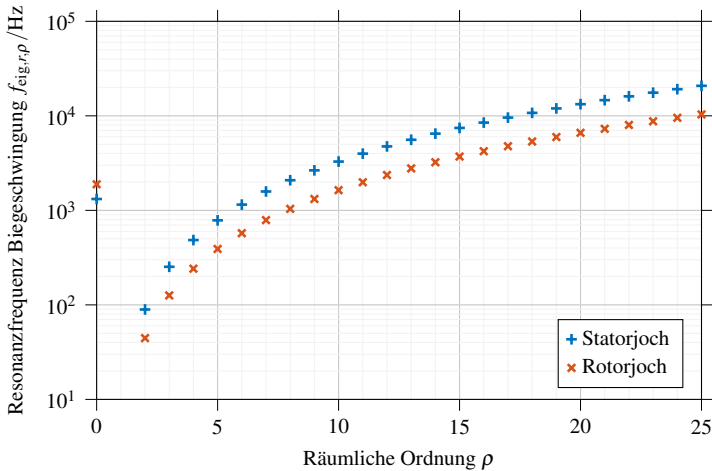


Abb. 4.22.: Mit dem ungedämpften, frei schwingenden homogenen *Jordan*'schen Ringmodell berechnete Biegeeigenfrequenzen $f_{\text{eig},r,p}$ von Stator- und Rotorjoch des Prototyps in Abhängigkeit der räumlichen Schwingungszahl ρ (Knotenpaarzahl).

Zur schnellen Beurteilung der Wirkung dieser Kraftwelle hinsichtlich problematischer Auslenkungsamplituden und Geräuschanregungen der Jochringe wird die Anregungsfrequenz mit der Resonanzfrequenz der entsprechenden Anregungsmode verglichen. Die nach dem *Jordan*'schen Ringmodell errechneten Biegeeigenfrequenzen $f_{\text{eig},r,p}$ der Radialbiegeschwingungen mit 2ρ Knoten von Stator- und Rotorjoch sind in Abb. 4.22 dargestellt. Demnach liegen die Resonanzfrequenzen der Biegeschwingung von Stator- und Rotorjoch mit $\rho = 8$ im Kilohertzbereich, sodass aufgrund der deutlich kleineren Anregungsfrequenz Resonanzferne auftritt und damit kein signifikantes magnetisches Geräusch zu erwarten ist.

Der Bemessungsbetrieb mit $M_N = 2,8\text{kNm}$ bei vollständiger Speisung der Statorwicklung (Normalbetrieb) wird in Abb. 4.23(b) und 4.23(d) im Zeit- und Spektralbereich dargestellt. Ein Vergleich der Zeitbereichsdarstellungen von Leerlauf und Bemessungsbetrieb zeigt deutlich die Feldschwächung und damit Reduzierung der Radialkraftdichte an der vorderen Magnetkante, welche charakteristisch für den generatorischen Betrieb mit negativem q-Strom ist. Die langwelligste Anregung mit einer Amplitude größer 5kPa tritt bei der gleichen räumlichen und zeitlichen Ordnung wie im Leerlauf auf. Aber die Kraftamplitude ist um den Faktor 2,7 größer. Trotzdem kommt es aufgrund der hohen Biegeeigenfrequenz des Jochrings zu keiner signifikanten Schallabstrahlung.

4.4. Ergebnisse der transienten numerischen Nachrechnung

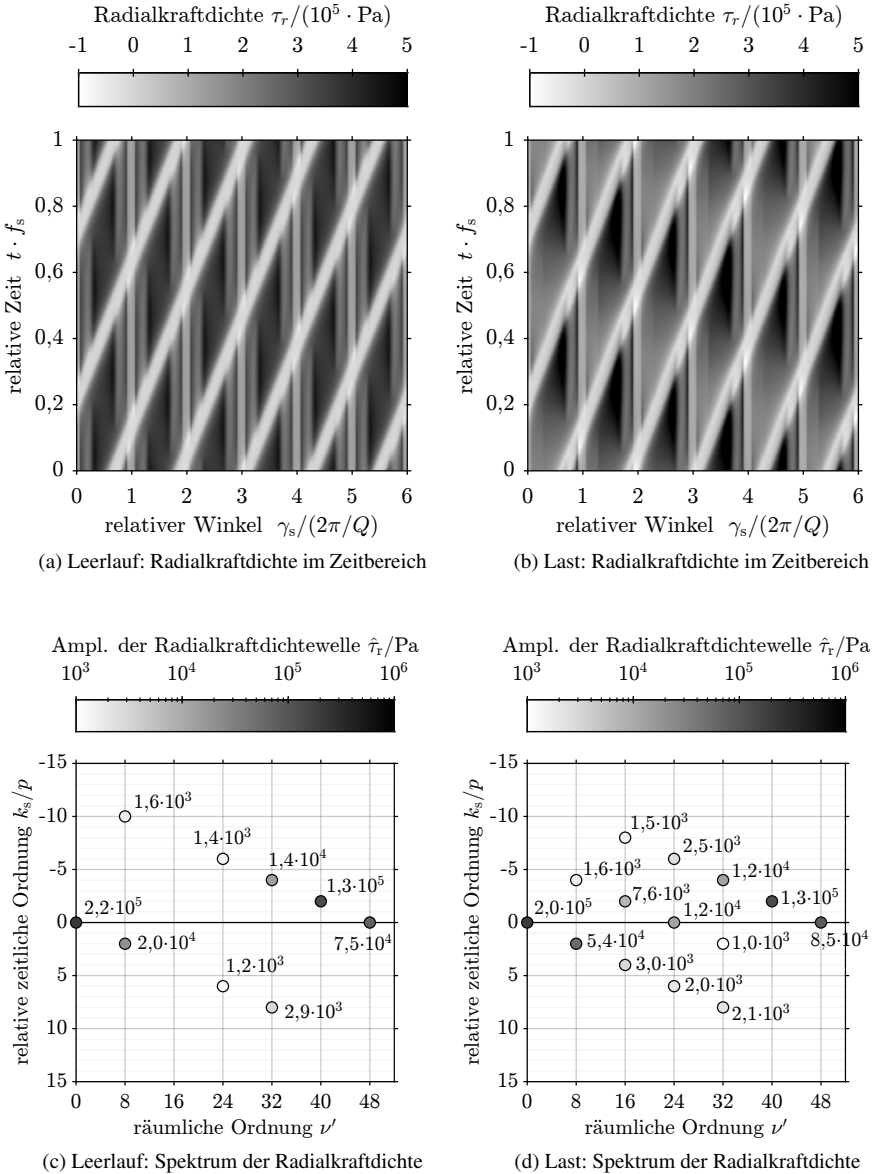
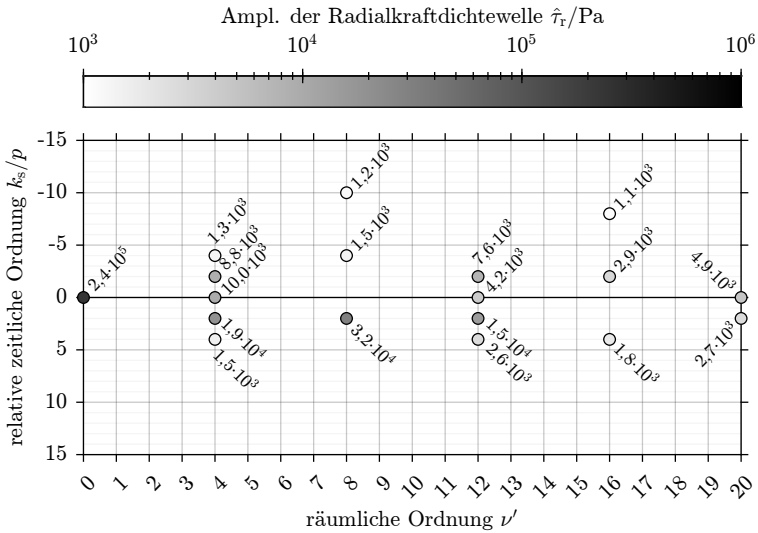
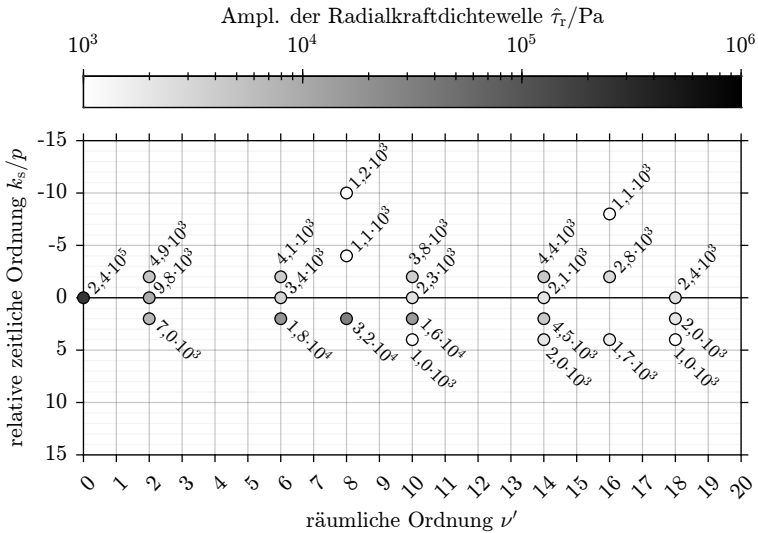


Abb. 4.23.: Mit transienter 2D-FE-Simulation (*JMAG*) berechnete Radialkraftdichte τ_r der Prototypmaschine. Leerlauf in (a) und (c). Vollständige Statorspeisung bei Bemessungslast $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ in (b) und (d). Im Spektrum sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1 \text{ kPa}$ dargestellt.



(a) Vier-Oktanten-Speisung: Spektrum der Radialkraftdichte im statorfesten System



(b) Zwei-Quadranten-Speisung: Spektrum der Radialkraftdichte im statorfesten System

Abb. 4.24.: Berechnete Spektren der Radialkraftdichte im Luftspalt der Prototypmaschine im statorfesten Bezugssystem bei Speisung der halben Statorwicklung und $M_N/2 = 1,4\text{kNm}$: (a) Vier-Oktanten-Speisung der Statorwicklung. (b) Zwei-Quadranten-Speisung der Statorwicklung. Dargestellt sind Radialkraftdichtewellen mit einer Amplitude $\hat{\tau}_r \geq 1\text{kPa}$.

Die abschnittsweise Speisung der Statorwicklung wird für die Prototypmaschine für die Vier-Oktanten-Speisung und Zwei-Quadranten-Speisung durch entsprechend ausgedehnte 2D-FE-Modelle (*JMAG*) transient simuliert. Die Simulation umfasst auch die Wirbelströme im massiven, elektrisch leitfähigen Rotorjoch und den segmentierten Permanentmagneten. Die Spektren der Radialkraftdichteverteilungen werden im statorfesten Bezugssystem für die Vier-Oktanten-Speisung in Abb. 4.24(a) und für die Zwei-Quadranten-Speisung in Abb. 4.24(b) dargestellt. Durch die abschnittsweise Speisung treten im Statorluftspaltfeld zusätzliche Unterwellen auf (vgl. Abschnitt 2.5.2.3 und 2.5.2.2), die auch zusätzliche Unterwellen der Radialkraftdichte verursachen. Die längste auftretende Wellenlänge der Radialkraftdichte umfasst einen gespeisten und einen stromlosen Abschnitt. Im Fall der Vier-Oktanten-Speisung einen gespeisten und einen stromlosen Oktanten, also ein Viertel der Maschine. Dementsprechend tritt als niedrigste räumliche Ordnung der Radialkraftdichte $v' = 4$ auf (vgl. Abb. 2.6(b)). Bei der Zwei-Quadranten-Speisung ist die Länge der Abschnitte gegenüber der Vier-Oktanten-Speisung verdoppelt und die Radialkraftdichtewelle mit der längsten Wellenlänge hat eine räumliche Ordnung $v' = 2$ (vgl. Abb. 2.5(b)).

Das *Jordan'sche* Ringmodell kann zur Untersuchung dieser langwelligen Kraftanregungswellen bei der Prototypmaschine nicht angewendet werden, da der Einfluss des antriebsseitigen Deckels (Nabe) der Rotorglocke bezogen auf die axiale Aktivlänge $l_{Fe} = 90\text{ mm}$ groß ist. Dies soll am Beispiel der ovalisierend wirkenden Kraftanregung mit ($v' = 2, k_s/p = 0$) und einer Amplitude $\hat{\tau}_r = 9,8\text{ kPa}$ bei Zwei-Quadranten-Speisung plausibilisiert werden: Aufgrund der kleinen Abmessungen führt diese Kraftwelle auf eine absolute Radialkraft je Quadrant von $\pm 291\text{ N}$ die ohne signifikante Verformung allein vom Deckel getragen wird, während bei unzulässiger Anwendung des Ringmodells die Verformungsamplitude die Luftspaltweite überschreiten würde.

4.5. Stoßkurzschluss und Entmagnetisierfestigkeit

In diesem Abschnitt erfolgt die analytische und feldnumerische Berechnung des dreiphasigen Stoßkurzschlusses. Zunächst wird das lineare Differentialgleichungsmodell der Synchronmaschine dargestellt und dann die Bedeutung der Wirbelströme in den massiven Rotorbauteilen für den Stoßkurzschluss diskutiert. Anhand der berechneten Strangstrommaxima während des Stoßkurzschlusses wird die Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete nachgewiesen. Neben dem Stoßkurzschluss wird auch der Betrieb in Überlast hinsichtlich der Entmagnetisierung der Permanentmagnete untersucht. Die analytische Berechnung ergibt, dass erst bei einem Statorstrom von $3,7 \cdot I_N$ eine Entmagnetisierung der Permanentmagnete einsetzt.

4.5.1. Transientes Maschinenmodell

Zur analytischen Berechnung des Stoßkurzschlusses wird das transiente Maschinenmodell der Synchronmaschine im rotorfesten dq-System verwendet [7]. Dabei beschränkt sich

die Betrachtung auf die Arbeitswelle des Luftspaltfeldes, sodass zur Beschreibung elektrischer Größen Raumzeiger verwendet werden [128]. Die Raumzeiger im rotorfesten dq0-System werden durch die *Park*-Transformation aus den Stranggrößen ermittelt. Die *Park*-Transformation und ihre Inverse sind in (4.83) und (4.84) am Beispiel des Statorstroms gezeigt.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \cdot \cos(\gamma) & \frac{2}{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{2}{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\frac{2}{3} \cdot \sin(\gamma) & -\frac{2}{3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{2}{3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{pmatrix} \quad (4.83)$$

$$\begin{pmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & 1 \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (4.84)$$

Für die Prototypmaschine wird zunächst der allgemeine Fall einer in d - und q -Achse magnetisch unsymmetrischen, permanentmagneterregten Synchronmaschine mit rotorseitigen Ersatzdämpferwicklungen betrachtet. Durch die Modellierung als magnetisch unsymmetrische Maschine können sowohl der geringe Unterschied in der Luftspaltweite in d - und q -Achse als auch die sättigungsbedingte magnetische Asymmetrie in d - und q -Achse abgebildet werden. Die Sättigung ist stark vom Betriebspunkt abhängig und wirkt sogar im Dauerkurzschluss, da die Zahnspulenwicklung stark ausgeprägte Statorfeldharmonische aufweist. Durch die Einbeziehung von Ersatzdämpferwicklungen können die Wirbelströme im massiven Rotorjoch der Maschine und in den schwach segmentierten Magneten berücksichtigt werden. Da der Sternpunkt der Statorwicklung nicht angeschlossen ist, kann kein Nullstrom fließen. Daher wird die Nullkomponente nicht weiter betrachtet. Die unter diesen Prämissen resultierenden Spannungsgleichungen der Synchronmaschine ergeben sich nach (4.85) bis (4.88).

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \Omega_m \cdot p \cdot \psi_q \quad (4.85)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \Omega_m \cdot p \cdot \psi_d \quad (4.86)$$

$$0 = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (4.87)$$

$$0 = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (4.88)$$

Die Flussverkettungen errechnen sich nach (4.89) bis (4.92).

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + L_{dh} \cdot i_D + \psi_M \quad (4.89)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q + L_{qh} \cdot i_Q \quad (4.90)$$

$$\psi_D = L_D \cdot i_D + L_{dh} \cdot i_d + \psi_M \quad (4.91)$$

$$\psi_Q = L_Q \cdot i_Q + L_{qh} \cdot i_q \quad (4.92)$$

Das elektromagnetische Drehmoment m_{el} ergibt sich nach (4.93).

$$m_{el} = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (4.93)$$

4.5.2. Rotorwirbelströme beim Stoßkurzschluss

Durch analytische Betrachtungen wird der Einfluss von Rotorwirbelströmen in elektrisch leitfähigen Rotorbauteilen auf das Kurzschlussverhalten abgeschätzt. Beim vorliegenden Prototyp zählen zu diesen Rotorbauteilen vorrangig das massive Rotorjoch aus elektrisch leitfähigem Baustahl und nachrangig die je Pol dreifach axial segmentierten NdFeB-Oberflächenmagnete. Diese Abschätzung des Einflusses ist notwendig, da insbesondere von großen Synchronmaschinen mit dezidierten Dämpferwicklungen aufgrund der gegenüber der Synchronreaktanzen verringerten subtransienten Reaktanz zu Beginn eines Kurzschlusses deutlich höhere Statorströme und deutlich höhere Drehmomente auftreten als dies bei PMSM ohne Dämpfer- und Erregerwicklung im Läufer zu erwarten ist [7, 129].

Die analytische Berechnung der Wicklungsinduktivitäten in Abschnitt 4.2.2 und 4.2.3 belegt die Dominanz des Streuteils der Statorinduktivität: Die Statorinduktivität wird analytisch zu $L_s = L_h + L_\sigma = 67,6 \text{ mH}$ berechnet, wobei die Streuinduktivität $L_\sigma = 58,1 \text{ mH}$ beträgt. Die Streuinduktivität ihrerseits wird aufgrund der im Verhältnis zur kleinen Polteilung tiefen Nuten durch die Nutstreuung $L_{s,\sigma,Q} = 31,9 \text{ mH}$ dominiert. Da die subtransiente Induktivität nach (4.94) in jedem Fall größer als die Streuinduktivität ist, wird keine subtransiente Induktivität erwartet, die signifikant kleiner als die Synchroninduktivität ist.

Trotzdem werden im Folgenden die Parameter der Ersatzdämpferwicklung mit Hilfe des analytischen, linearen Schichtmodells der Maschine aus Abschnitt 2.4 nach dem in [130] dargestellten Verfahren von *Kleinrath* quantitativ bestimmt. Dazu wird das Modell für den Spezialfall eines festgebremsten Rotors, d.h. $\Omega_m = 0$, betrachtet. Durch die Verwendung des Schichtmodells ergeben sich zwei in diesem Kontext hinnehmbare Vereinfachungen: Erstens wird eine im Bezug auf den Luftspalt und den Dämpfer völlig symmetrische Maschine unterstellt. Und zweitens wird nur die Arbeitswelle betrachtet. Das Verfahren zur Bestimmung der Parameter der Ersatzdämpferwicklung umfasst die folgenden Schritte [130].

1. Vorgabe des Statorstroms

Es wird ein symmetrischer, rein sinusförmiger Statorstrom \underline{I}_s mit der Frequenz f_s und dem Effektivwert I_s vorgegeben. Daraus wird, wie in Abschnitt 2.3.1 dargestellt, der an der Statoroberfläche lokalisierte, anregende Ersatzstatorstrombelag \underline{K}_e bestimmt. Wegen der Linearität des Problems ist die Höhe des Stromeffektivwerts I_s beliebig. Aufgrund der frequenzabhängigen Wirbelstromeindringtiefe sind die in den nächsten Schritten synthetisierten Parameter der Ersatzdämpferwicklung nur für die gewählte Frequenz f_s gültig.

2. Leerlaufeld

Die elektrische Leitfähigkeit aller Rotorkomponenten wird zu Null gesetzt und das Leerlaufeld berechnet. Der Umstand, dass der Rotor festgebremst ist, hat keinen Einfluss auf die Feldverteilung, da das Modell über keine rotorseitige Erregung verfügt. Wie in Abschnitt 2.4.4.3 gezeigt, wird aus der Feldlösung die induzierte Statorspannung $\underline{U}_{\text{ind}}$ bestimmt. Daraus wird anschließend die Hauptinduktivität $L_{\text{h}} = U_{\text{ind}} / (I_{\text{s}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{s}})$ bestimmt.

3. Kurzschlussfeld

Die elektrische Leitfähigkeit aller Rotorkomponenten wird auf ihren tatsächlichen Wert gesetzt, bzw. auf die Ersatzleitfähigkeit unter Berücksichtigung der Endeffekte. Aus der Lösung des Feldproblems wird wieder die induzierte Statorspannung $\underline{U}_{\text{ind}}$ bestimmt. Die sich daraus ergebende Statorimpedanz ist $\underline{U}_{\text{ind}} / I_{\text{s}} = (j \cdot 2\pi \cdot f_{\text{s}} \cdot L_{\text{h}}) \parallel (R_{\text{D}} + j \cdot 2\pi \cdot f_{\text{s}} \cdot L_{\sigma\text{D}})$. Da die Hauptinduktivität L_{h} aus der Berechnung des Leerlaufelds bekannt ist, können daraus der Widerstand R_{D} und die Streuinduktivität $L_{\sigma\text{D}}$ der Ersatzdämpferwicklung über Real- und Imaginärteil bestimmt werden.

4. Frequenzabhängigkeit

Die Berechnung der Parameter der Ersatzdämpferwicklung wird für verschiedene Statorfrequenzen wiederholt. Dabei reicht es aus, für jede Frequenz die Kurzschlussfelder zu berechnen, da das Leerlaufeld unabhängig von der Frequenz stets auf dieselbe Hauptinduktivität L_{h} führt. Üblicherweise werden in einem relativ großen Frequenzbereich Ersatzparameter in derselben Größenordnung gefunden, die dann eine Abschätzung des Einflusses der Rotorwirbelströme auf das Kurzschlussverhalten ermöglichen.

Die Materialeigenschaften der sechs Schichten werden, wie in Abschnitt 2.5.1 erläutert, entsprechend der Tab. 2.1 eingestellt. Dabei ist zu beachten, dass die Wahl der magnetischen Permeabilität der Region des Statorblechpakets ($i = 2$) einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Ermittlung von $L_{\sigma\text{D}}$ und R_{D} hat. Lediglich die Hauptinduktivität L_{h} wird geringfügig durch die Wahl von $\mu_{\text{rel},2}$ beeinflusst. Wird beispielsweise von $\mu_{\text{rel},2} = 16$ auf $\mu_{\text{rel},2} = 1000$ erhöht, ergibt sich aufgrund des dominierenden magnetischen Widerstands des großen magnetisch wirksamen Luftspalts (inkl. Permanentmagnete) nur eine um Faktor 1,15 höhere Hauptinduktivität. Die auf diese Weise für die Frequenzen $f_{\text{s}} = 20\text{ Hz} \dots 200\text{ Hz}$ gefundenen Parameter des Ersatzdämpfers sind im oberen Teil von Tab. 4.13 dargestellt.

Zur Beurteilung des Einflusses der Rotorwirbelströme werden nach (4.94)–(4.96) in der Längsachse die subtransiente Induktivität L_{d}'' , die *Blondel'sche* Streuziffer σ_{dD} zwischen Statorwicklung und Ersatzdämpfer und die subtransiente Kurzschlusszeitkonstante T_{d}'' berechnet. Zur Ermittlung dieser Werte muss die Statorstreuinduktivität L_{σ} vorgegeben werden. Die analytische Berechnung der Streuinduktivität in den Abschnitten 4.2.2 und 4.2.3 führt wegen der vollständigen Vernachlässigung magnetischer Sättigungseffekte auf den relativ großen Wert $L_{\sigma} = 58,1\text{ mH}$. Im Sinne einer konservativen Abschätzung wird der kleinere Wert $L_{\sigma} = L_{\text{d}} - L_{\text{h}} = 40,6\text{ mH}$ verwendet. Dieser ergibt sich aus der synchronen Längsindukti-

4.5. Stoßkurzschluss und Entmagnetisierfestigkeit

vität $L_d = 50,3$ mH, welcher in Abschnitt 5.7.2.1 aus Leerlauf- und Dauerkurzschlussversuch bestimmt wird und der durch Auswertung des Leerlaufes mit Hilfe des Schichtmodells bestimmten Hauptinduktivität $L_h = 9,7$ mH. Die resultierenden Werte für die subtransiente Induktivität und die subtransiente Zeitkonstante sind in Tab. 4.13 unten angegeben.

Die *Blondel*'schen Streuziffern σ_{dD} liegen im betrachteten Frequenzbereich nahe Eins, was eine geringe magnetische Kopplung von Stator- und Dämpferwicklung bedeutet. Daher weicht die subtransiente Induktivität nur marginal von der Synchroninduktivität ab. Zusammen mit dem relativ großen Widerstand R_D der Ersatzdämpferwicklung ergeben sich relativ kleine subtransiente Zeitkonstanten $T_d'' = 0,62$ ms...4,97 ms, die ein im Vergleich zur Periodendauer des Statorstromes von 50 ms ($f_N = 20$ Hz) rasches Abklingen der Ersatzdämpferströme zur Folge haben. Damit ist belegt, dass der Einfluss der Rotorwirbelströme auf den Stoßkurzschluss gering ist, da aufgrund der geringen magnetischen Kopplung von Statorwicklung und Ersatzdämpfer aufgrund der hohen Streuinduktivitäten nur relativ geringe Ersatzdämpferströme zu erwarten sind, welche zudem rasch abklingen. Ein Ersatzdämpferkäfig für die Berücksichtigung der Rotorwirbelströme in ihrem Einfluss auf den Stoßkurzschlussstrom ist somit wegen des kleinen Einflusses nicht erforderlich und wird im nachfolgenden Abschnitt weggelassen.

$$L_d'' = L_\sigma + \frac{L_{dh} \cdot L_{D\sigma}}{L_{dh} + L_{D\sigma}} \quad (4.94)$$

$$\sigma_{dD} = 1 - \frac{L_{dh}^2}{L_d \cdot L_D} = \frac{L_d''}{L_d} \quad (4.95)$$

$$T_d'' = \frac{L_d''}{L_d} \cdot \frac{L_D}{R_D} \quad (4.96)$$

Tab. 4.13.: Aus linearem 6-Schicht-Modell errechnete Parameter der Ersatzdämpferwicklung

f/Hz	20	100	200
L_h/mH	9,70	9,70	9,70
R_D/Ω	44,40	81,76	108,5
$L_{D\sigma}/\text{mH}$	212,9	90,03	58,87
L_d/mH	50,30	50,30	50,30
L_σ/mH	40,60	40,60	40,60
L_d''/mH	49,88	49,36	48,93
$\sigma_{dD} = L_d''/L_d$	0,99	0,98	0,97
T_d''/ms	4,97	1,20	0,615

4.5.3. Analytische Berechnung des Stoßkurzschlusses

Bei der Annahme einer konstanten mechanischen Winkelgeschwindigkeit $\Omega_m = \text{const.}$ wird in diesem Abschnitt die allgemeine Lösung für den dreiphasigen Stoßkurzschluss für eine magnetisch symmetrische PM-Synchronmaschine ohne Ersatz-Dämpferwicklung für beliebige Anfangswerte des Statorstroms berechnet. Der Dämpfer wird aufgrund seines geringen Einflusses (vgl. Abschnitt 4.5.2) nicht berücksichtigt. Der Eintritt des dreiphasigen Kurzschlusses erfolgt zum Zeitpunkt $t = 0$, ab dem $u_d = u_q = 0$ gilt. Die Anfangswerte des Statorstromes sind $i_{d0} = i_d(0)$ und $i_{q0} = i_q(0)$.

Das so modifizierte DGL-System ist in (4.97) bis (4.101) angegeben.

$$0 = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \Omega_m \cdot p \cdot \psi_q \quad (4.97)$$

$$0 = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \Omega_m \cdot p \cdot \psi_d \quad (4.98)$$

$$\psi_d = L_s \cdot i_d + \psi_M \quad (4.99)$$

$$\psi_q = L_s \cdot i_q \quad (4.100)$$

$$m_{el} = \frac{m}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (4.101)$$

Allgemeine Lösung

Neben der Lösung mit Hilfe der *Laplace*-Transformation kann auch eine inhomogene, gewöhnliche Differentialgleichung zweiter Ordnung für $i_d(t)$ durch Eliminierung von ψ_d , ψ_q und i_q entwickelt werden, welche dann durch die Summe von homogener und partikulärer Lösung gelöst wird. Da dieses Vorgehen allgemein bekannt ist, wird im Folgenden nur die Lösung gezeigt. Hierbei wird die Funktion $\arctan2(y, x)$ verwendet, welche das Argument einer komplexen Zahl $\underline{z} = x + j \cdot y$ in allen vier Quadranten zurückgibt. Für den ersten und vierten Quadranten in der komplexen *Gauß*-Ebene gilt: $\arctan2(y, x) = \arctan(y/x)$. Das höchste Maximum im Verlauf von Strangstrom $i_U(t)$ wird erreicht, wenn die Rotorposition im Kurzschlusszeitpunkt $t = 0$ den Wert $\gamma_{0, \max}$ hat. Dies entspricht einem Eintritt des Kurzschlusses im Nulldurchgang der Strangspannung $u_U(t)$.

$$i_d(t) = i_{pd} + e^{-t/\tau_a} \cdot [K_1 \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + K_2 \cdot \sin(\omega_s \cdot t)] \quad (4.102)$$

$$= i_{pd} + e^{-t/\tau_a} \cdot \tilde{i} \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \beta_2) \quad (4.103)$$

$$i_q(t) = i_{pq} + e^{-t/\tau_a} \cdot [K_2 \cdot \cos(\omega_s \cdot t) - K_1 \cdot \sin(\omega_s \cdot t)] \quad (4.104)$$

$$= i_{pq} + e^{-t/\tau_a} \cdot \tilde{i} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \beta_1) \quad (4.105)$$

$$m_{el}(t) = \frac{m}{2} \cdot p \cdot \psi_M \cdot i_q(t) \quad (4.106)$$

$$i_U(t) = \text{Re} \left\{ (i_d + j \cdot i_q) \cdot e^{j \cdot (\omega_s \cdot t + \gamma_0)} \right\} \quad (4.107)$$

$$= i_p \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \gamma_0 + \alpha) + e^{-t/\tau_a} \cdot \tilde{i} \cdot \cos(\gamma_0 + \beta_2) \quad (4.108)$$

$$\tau_a = \frac{L_s}{R_s} \quad \omega_s = p \cdot \Omega_m \quad (4.109)$$

$$i_{pd} = -\frac{L_s \cdot \omega_s^2 \cdot \psi_M}{R_s^2 + (\omega_s \cdot L_s)^2} \quad i_{pq} = -\frac{R_s \cdot \omega_s \cdot \psi_M}{R_s^2 + (\omega_s \cdot L_s)^2} \quad i_p = \sqrt{i_{pd}^2 + i_{pq}^2} \quad (4.110)$$

$$K_1 = i_{d0} - i_{pd} \quad K_2 = i_{q0} - i_{pq} \quad \tilde{i} = \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \quad (4.111)$$

$$\beta_1 = \arctan 2(K_1, K_2) \quad \beta_2 = \arctan 2(K_2, K_1) \quad \alpha = \arctan 2(i_{pq}, i_{pd}) \quad (4.112)$$

$$\gamma_{0,\max} = \arctan\left(\frac{R_s}{L_s \cdot \omega_s}\right) - \beta_2 \quad (4.113)$$

Stoßkurzschluss aus dem Leerlauf

Für den Spezialfall einer magnetisch symmetrischen Maschine bei konstanter Drehzahl gelten für den dreiphasigen plötzlichen Kurzschluss aus dem Leerlauf die Gleichungen (4.114)–(4.117). Das höchste Maximum im Verlauf von Strangstrom $i_U(t)$ wird erreicht, wenn die Rotorposition im Kurzschlusszeitpunkt $t = 0$ den Wert $\gamma_{0,\max} = 0$ aufweist, da dann der Kurzschluss im Nulldurchgang der Strangspannung $u_U(t)$ auftritt (s.o.).

$$i_d(t) = i_{pd} + e^{-t/\tau_a} \cdot i_p \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \beta_2) \quad (4.114)$$

$$i_q(t) = i_{pq} + e^{-t/\tau_a} \cdot i_p \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \beta_1) \quad (4.115)$$

$$i_U(t) = i_p \cdot \left[e^{-t/\tau_a} \cdot \cos(\gamma_0 + \beta_2) - \cos(\omega_s \cdot t + \gamma_0 + \beta_2) \right] \quad (4.116)$$

$$\beta_1 = \arctan\left(\frac{i_{pd}}{i_{pq}}\right) \quad \beta_2 = \arctan\left(\frac{i_{pq}}{i_{pd}}\right) \quad (4.117)$$

Stoßkurzschluss aus dem Leerlauf und $\tau_a \rightarrow \infty$

Bei Vernachlässigung des Statorwiderstands $R_s = 0$ klingt der Gleichanteil im Kurzschlussstrom nicht ab. Die Stromverläufe berechnen sich nach (4.118)–(4.120).

$$i_d(t) = i_{pd} + i_p \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \beta_2) \quad (4.118)$$

$$i_q(t) = i_{pq} + i_p \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \beta_1) \quad (4.119)$$

$$i_U(t) = i_p \cdot [\cos(\gamma_0 + \beta_2) - \cos(\omega_s \cdot t + \gamma_0 + \beta_2)] \quad (4.120)$$

4.5.4. Stoßkurzschluss der Prototypmaschine

Der dreiphasige Stoßkurzschluss bei konstanter Drehzahl wird für drei verschiedene Betriebszustände (Leerlauf, Bemessungsstrom und doppelter Bemessungsstrom) vor dem Kurzschlusseintritt mit Hilfe verschiedener Berechnungsmodelle betrachtet. In Tab. 4.14 sind diese Berechnungen zusammengefasst und nach dem Betriebszustand vor Kurzschlusseintritt gruppiert: Der Stoßkurzschluss aus dem Leerlauf wird in Nr. 1–3 behandelt, der Stoßkurz-

schluss aus Bemessungsbetrieb unter Nr. 4–6 und der Stoßkurzschluss aus Überlast mit doppeltem Nennstrom unter Nr. 7 und 8.

Tab. 4.14.: Modelle, Parameter und Ergebnisse der Stoßkurzschlussberechnung für die Prototypmaschine. (* : Für i_p wird $R_s = 688 \text{ m}\Omega$ verwendet, aber $\tau_a \rightarrow \infty$.)

Nr.	Anfangswert	Typ	$\frac{R_s}{\text{m}\Omega}$	$\frac{L_d}{\text{mH}}$	$\frac{L_q}{\text{mH}}$	$\frac{i_{U,\max}}{\text{A}}$	$\frac{-m_{el,\max}}{\text{kNm}}$
1	$I_{d,0} = 0 \text{ A}$ $I_{q,0} = 0 \text{ A}$	Analytik $n = \text{const.}$	0*	48,2	48,2	91,3	3,40
2	$I_{d,0} = 0 \text{ A}$ $I_{q,0} = 0 \text{ A}$	Analytik $n = \text{const.}$	688	48,2	48,2	78,2	2,88
3	$I_{d,0} = 0 \text{ A}$ $I_{q,0} = 0 \text{ A}$	(Analytik) $n = \text{const.}$	688	50,3	46,2	75,2	2,78
4	$I_{d,0} = -7,4 \text{ A}$ $I_{q,0} = -32,3 \text{ A}$	Analytik $n = \text{const.}$	688	48,2	48,2	88,2	3,66
5	$I_{d,0} = -7,4 \text{ A}$ $I_{q,0} = -32,3 \text{ A}$	(Analytik) $n = \text{const.}$	688	50,3	46,2	83,5	3,45
6	$I_{d,0} = -7,4 \text{ A}$ $I_{q,0} = -32,3 \text{ A}$	Simulation $n = \text{const.}$	677	–	–	81,7	3,27
7	$I_{d,0} = 0 \text{ A}$ $I_{q,0} = -66 \text{ A}$	Analytik $n = \text{const.}$	688	48,2	48,2	127	6,65
8	$I_{d,0} = 0 \text{ A}$ $I_{q,0} = -66 \text{ A}$	(Analytik) $n = \text{const.}$	688	50,3	46,2	120	6,37

Als Modelle kommen einerseits lineare analytische Differentialgleichungssysteme („Analytik“) zum Einsatz, die sich hinsichtlich der gewählten konstanten Ersatzschaltbildparameter unterscheiden. Stets werden die Rotorwirbelströme bei diesen Modellen vernachlässigt und fallweise wird der Statorwicklungswiderstand oder die magnetische Asymmetrie der Maschine vernachlässigt. Das Szenario des Stoßkurzschlusses aus vorherigem Betrieb mit Bemessungsstrom wird auch mit den Ergebnissen einer transienten, nichtlinearen FE-Simulation verglichen. Für das lineare, magnetisch symmetrische Modell wird die allgemeine Lösung aus Abschnitt 4.5.3 verwendet. Für den linearen, magnetisch unsymmetrischen Fall wird auf die Herleitung der allgemeinen Lösung verzichtet, diese ist beispielsweise in [131] zu finden. Hier wird ein numerisches Zeitschrittverfahren, wie in Abschnitt 5.7.2 dargestellt, zur Lösung verwendet. Die verwendeten Ersatzschaltbildparameter der analytischen Modelle stammen aus der in Abschnitt 5.7.2.1 durchgeführten Auswertung von Leerlauf- und Dauerkurzschlussversuch. Wie dort erläutert führt die Verwendung der Leerlaufspannung als Polradspannung rechnerisch auf Statorinduktivitäten mit $L_d > L_q$. Für die Modelle mit vernach-

lässiger magnetischer Asymmetrie wird die Statorinduktivität nach (4.121) berechnet.

$$L_s = \frac{2 \cdot L_d \cdot L_q}{L_d + L_q} = \underline{\underline{48,2 \text{ mH}}} \quad (4.121)$$

Zur Erfassung der betragsmäßig größten Strangströme z. B. im Strang U tritt der Stoßkurzschluss stets im Nulldurchgang der Strangspannung z. B. im Strang U auf. Schwerpunktmäßig werden im Folgenden einerseits verschiedene Maschinenmodelle verglichen und andererseits die höchsten Drehmoment- und Strangstromwerte ermittelt. Mit Hilfe der maximalen Strangstromwerte erfolgt in Abschnitt 4.5.5 die Bewertung der Entmagnetisierfestigkeit.

4.5.4.1. Kurzschluss aus dem Leerlauf

Bei Variante Nr. 1 wird ein lineares, magnetisch symmetrisches Maschinenmodell ohne Berücksichtigung des Abklingens des Gleichanteils des Kurzschlussstroms verwendet. Die in Nr. 2 und Nr. 3 verwendeten linearen Modelle berücksichtigen den Statorwiderstand auch hinsichtlich des Abklingens des Gleichanteils des Ausgleichsstroms mit der Zeitkonstante $\tau_a = L_s/R_s = 71 \text{ ms}$. Die magnetische Asymmetrie zwischen d- und q-Achse wird aber nur im Fall Nr. 3 berücksichtigt.

Die Zeitverläufe für den dreiphasigen Stoßkurzschluss im Strangspannungsnulldurchgang von Strang U sind in Abb. 4.25 dargestellt. Da der Unterschied von L_d und L_q relativ klein ist, ergeben sich nur geringe Abweichungen in den berechneten Zeitverläufen von Nr. 2 und Nr. 3. Bezüglich des maximalen Strangstroms und des maximalen Drehmoments (s. Tab. 4.14) ergibt sich jeweils eine Abweichung von ca. 4 Prozentpunkten. Aufgrund des raschen Abklingens des Gleichstromglieds ($\tau_a \approx 1,4 \cdot T$) ist die Vernachlässigung des Abklingerverhaltens bei Nr. 1 nicht zweckmäßig und resultiert in einer Überschätzung des maximalen Strangstroms und des maximalen Drehmoments um ca. 20 Prozentpunkte ggü. Nr. 3.

4.5.4.2. Kurzschluss aus dem Bemessungsbetrieb

Der Kurzschluss aus dem Bemessungsbetrieb ($n_N = 60 \text{ min}^{-1}$; $M_N = 2,8 \text{ kNm}$) mit einem Statorstrom $I_s = 33,18 \text{ A}$ und einem Stromwinkel von $\beta = -102,9^\circ$ wird mit den beiden linearen Modellen Nr. 4 und Nr. 5 sowie mit dem nichtlinearen, transienten 2D-FE-Modell Nr. 6 simuliert. Während Modell Nr. 4 eine magnetisch symmetrische Maschine zu Grunde legt, gilt für Modell Nr. 5 $L_d > L_q$. Die Zeitverläufe des Stoßkurzschlusses sind in Abb. 4.26 dargestellt.

Die analytischen Modelle Nr. 4 und Nr. 5 führen auf höhere Strangstrom- und Drehmomentmaxima als die Simulation Nr. 6, wobei die Abweichungen bei dem einfacheren analytischen Modell Nr. 4 größer ausfallen als bei Nr. 5 mit $L_d \neq L_q$. Das analytische Modell Nr. 5 weicht um 2,2 Prozentpunkte im Strangstrommaximum und 5,5 Prozentpunkte im Drehmomentmaximum von der 2D-FE-Simulation Nr. 6 ab und ist als zweckmäßig zu bewerten.

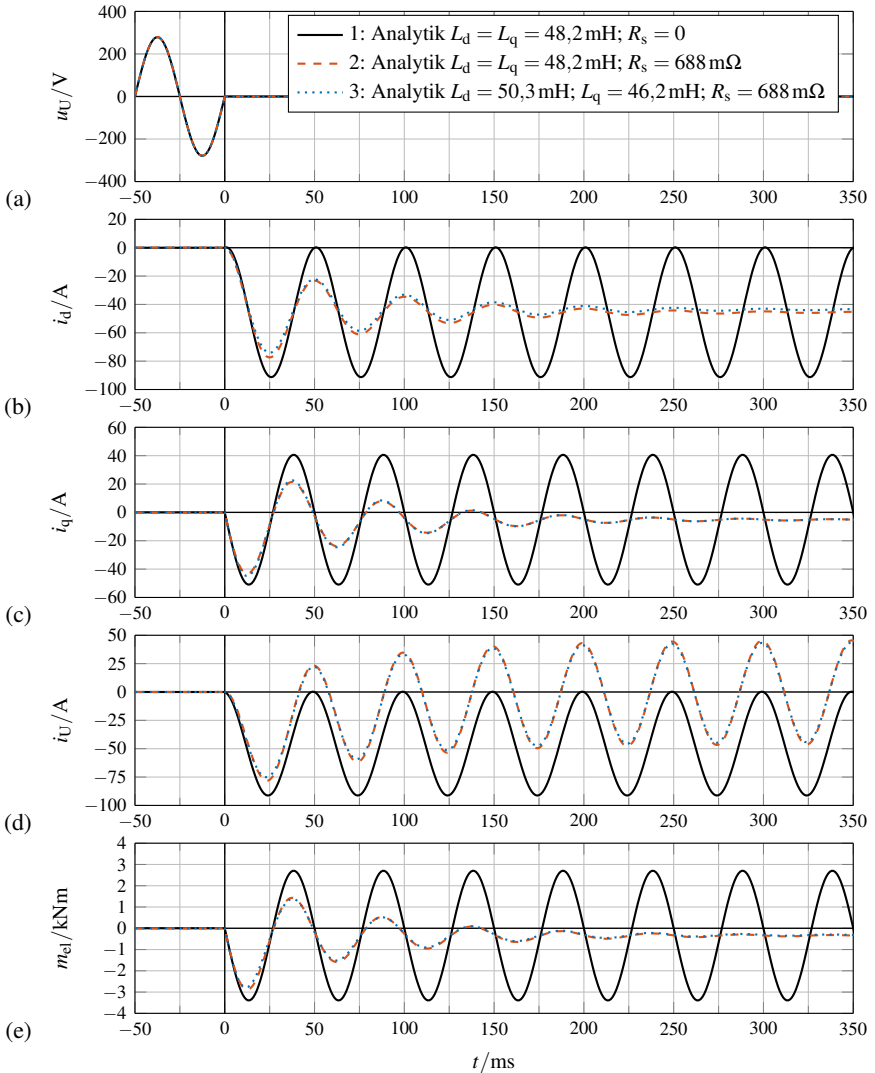


Abb. 4.25.: Analytische Berechnung des dreiphasigen Stoßkurzschlusses des Prototyps aus dem Leerlauf bei konstanter Drehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ im Nulldurchgang der Strangspannung $u_U(t)$ in (a) zum Zeitpunkt $t = 0$. In (b) und (c) sind die Zeitverläufe der d-Komponente $i_d(t)$ und der q-Komponente $i_q(t)$ des Statorstromraumzeigers dargestellt. Strom in Strang U $i_U(t)$ in (d) und berechnetes elektromagnetisches Stoßkurzschlussmoment $m_{el}(t)$ in (e). Die verwendeten Ersatzschaltbildparameter sind unter Nr. 1, 2 und 3 in Tab. 4.14 zusammen mit den Strangstrom- und Drehmomentmaxima angegeben.

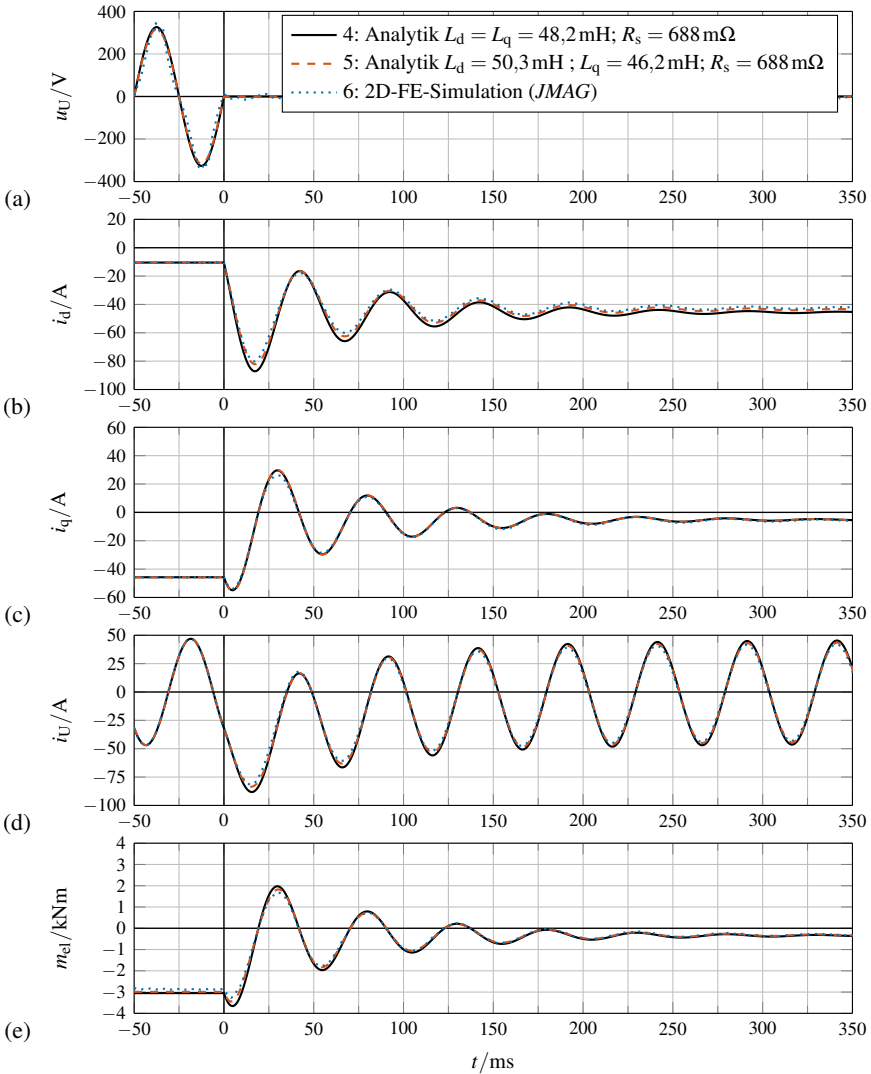


Abb. 4.26.: Analytische und simulative Berechnung des dreiphasigen Stoßkurzschlusses des Prototyps aus dem Bemessungsbetrieb ($I_N = 33,18 \text{ A}$; $M_N = 2,8 \text{ kNm}$ bei konstanter Drehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ im Nulldurchgang der Strangspannung $u_U(t)$ in (a) zum Zeitpunkt $t = 0$. In (b) und (c) sind die Zeitverläufe der d-Komponente $i_d(t)$ und der q-Komponente $i_q(t)$ des Statorstromraumzeigers dargestellt. Strom in Strang U $i_U(t)$ in (d) und elektromagnetisches Stoßkurzschlussmoment $m_{el}(t)$ in (e). Die verwendeten Ersatzschaltbildparameter sind unter Nr. 4, 5 und 6 in Tab. 4.14 zusammen mit den Strangstrom- und Drehmomentmaxima angegeben.

4.5.4.3. Kurzschluss aus dem Überlastbetrieb

Der berechnete Stoßkurzschluss aus doppelter Überlast bei reinem q-Strom ist in Abb. 4.27 dargestellt. Dabei werden das analytische und magnetisch symmetrische Modell Nr. 7 und das analytische und magnetisch unsymmetrische Modell Nr. 8 verwendet. Da der Dauerkurzschlussstrom etwa dem Bemessungsstrom entspricht, ergeben sich relativ zum Ausgangsstrom nur geringfügige Überhöhungen des Strangstroms und des Drehmoments. Das magnetisch symmetrische Modell Nr. 7 ergibt für das Strangstrommaximum einen um ca. 6 Prozentpunkte und für das Drehmomentmaximum einen ca. 4 Prozentpunkte höheren Wert als das magnetisch unsymmetrische Modell Nr. 8.

4.5.5. Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete

Zur Beurteilung der Entmagnetisierfestigkeit der Permanentmagnete werden die kritischen magnetischen Gegenfeldstärken sowie die kritischen ursächlichen Statorströme aus einem analytischen Modell des Eisenkreises der Prototypmaschine und den vom Hersteller gemessenen $B(H)$ -Kennlinien der eingesetzten Permanentmagnete bestimmt.

Der Rotor und damit die Permanentmagnete erreichen im Erwärmungslauf bei thermischer Ausnutzung nach Wärmeklasse 200 (N) eine Erwärmung von etwa $\Delta\vartheta_M = 48,9\text{ K}$. Bei einer Umgebungstemperatur von 40°C sind daher Magnettemperaturen bis $\vartheta_M \approx 90^\circ\text{C}$ zu erwarten. Aufgrund der mit steigender Temperatur sinkenden Zugscherfestigkeit des zur Magnetbefestigung eingesetzten Epoxidharzklebstoffs *UHU Plus Endfest 300* [132] dürfen die Permanentmagnete bzw. die Klebung keinen wesentlich höheren Temperaturen ausgesetzt werden. Diese Vorüberlegungen führen dazu, dass die Entmagnetisierfestigkeit für eine Magnettemperatur von $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$ bewertet wird.

Zunächst wird die kritische magnetische Feldstärke, ab der mit einer irreversiblen Entmagnetisierung des eingesetzten Permanentmagnetmaterials N45KH zu rechnen ist, bestimmt. Der hiermit verknüpfte Arbeitspunkt liegt im „Knie“ der $B(H)$ -Kennlinie des Permanentmagneten. Der Ablauf zur rechnerischen Bestimmung der magnetischen Feldstärke im Permanentmagneten in diesem kritischen Punkt wird in Abschnitt A.1.4 detailliert dargestellt. Für die folgende Betrachtung wird die dort bestimmte kritische magnetische Feldstärke $H_{D,1}$ verwendet, ab der es zu einem dauerhaften Verlust von 1 % der Remanenzflussdichte kommt.

Der Magnetkreis wird unter Annahme abschnittsweise konstanter magnetischer Feldstärke durch Auswertung des *Ampère*'schen Durchflutungssatzes berechnet [22]. Die geschlossene Kontur ∂A in (4.122) folgt einer magnetischen Feldlinie, die sich über die Polmitte zweier benachbarter Magnete schließt und die entmagnetisierend wirkende Statordurchflutung $2 \cdot \Theta_s$ einschließt. Jeder Maschinenabschnitt (Luftpalt δ , Magnet M , Eisenabschnitt i) wird zweimal durchlaufen und jeder dieser beiden Durchläufe hat denselben magnetischen Spannungsfall $V = H \cdot l$, sodass (4.123) gilt.

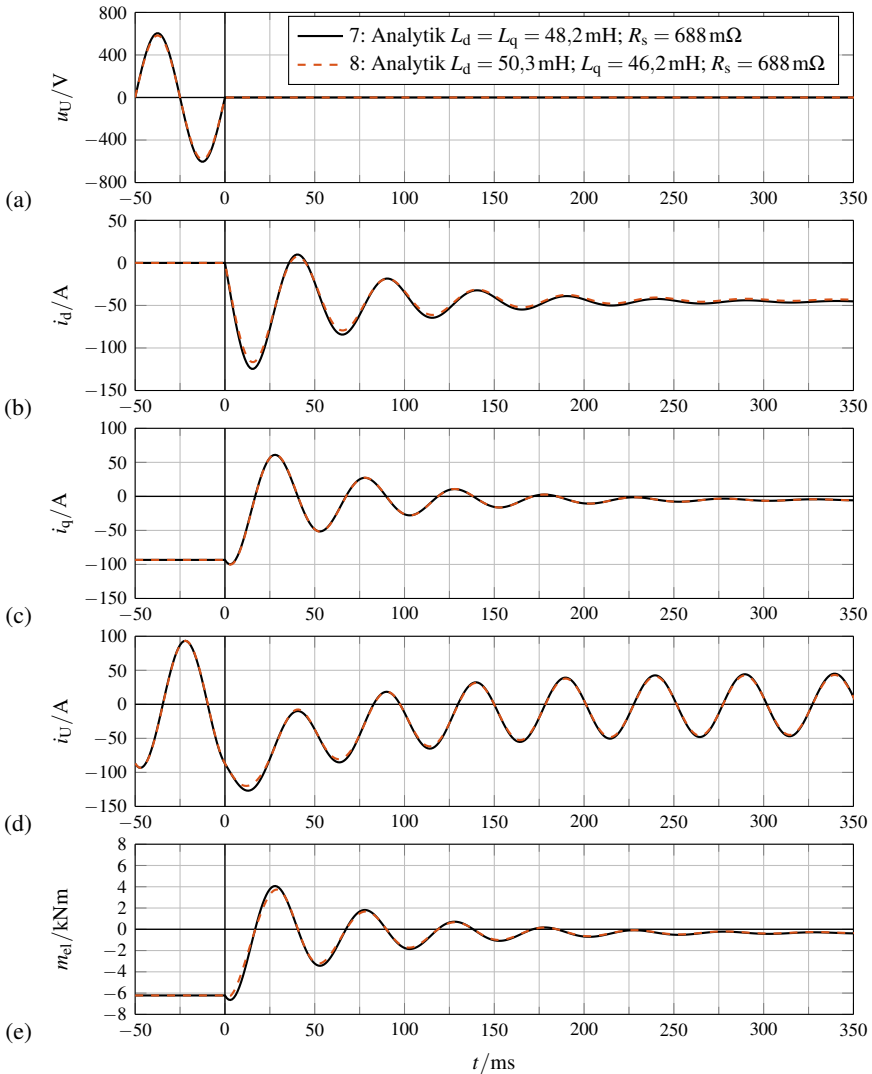


Abb. 4.27.: Analytische Berechnung des dreiphasigen Stoßkurzschlusses des Prototyps aus dem Überlastbetrieb mit $I_s = 2 \cdot I_N$ bei konstanter Drehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ im Nulldurchgang der Strangspannung $u_U(t)$ in (a) zum Zeitpunkt $t = 0$. In (b) und (c) sind die Zeitverläufe der d-Komponente $i_d(t)$ und der q-Komponente $i_q(t)$ des Statorstromraumzeigers dargestellt. Strom in Strang U $i_U(t)$ in (d) und berechnetes elektromagnetisches Stoßkurzschlussmoment $m_{el}(t)$ in (e). Die verwendeten Ersatzschaltbildparameter sind unter Nr. 7 und 8 in Tab. 4.14 zusammen mit den Strangstrom- und Drehmomentmaxima angegeben.

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \vec{j} \cdot d\vec{A} \quad (4.122)$$

$$2 \cdot \left(H_{\delta} \cdot \delta + H_M \cdot h_M + \sum_i (H_{Fe,i} \cdot l_i) \right) = -2 \cdot \Theta_s \quad (4.123)$$

Ausgangspunkt für die Entwicklung der Arbeitsgeraden ist die Auflösung von (4.123) nach der (negativen) magnetischen Feldstärke im Magnet $-H_M(B_M)$ in (4.124). Darin ist die durch den Statorstrom hervorgerufene Gegenfeldstärke H_g ein additiver Term. Im Folgenden werden zwei einfache Näherungen für die Auswertung dieses Ausdrucks vorgestellt, um konkrete Arbeitspunkte zu bestimmen.

$$-H_M(B_M) = \frac{\delta}{h_M} \cdot H_{\delta} + \sum_i \left(H_{Fe,i} \cdot \frac{l_i}{h_M} \right) + \underbrace{\frac{\Theta_s}{h_M}}_{=H_g} \quad (4.124)$$

1. Arbeitsgerade

Für kleine magnetische Flussdichten ist es zweckmäßig, den magnetischen Spannungsfall über die Eisenabschnitte gegenüber dem magnetischen Spannungsfall im Luftspalt zu vernachlässigen. Ohne Flusskonzentrationseffekten gilt $B_M = B_{\delta}$, und es ergibt sich die Arbeitsgerade (4.125) zur graphischen Ermittlung des Arbeitspunktes bei gegebener PM-Kennlinie. Ohne Statorstrom, also bei $H_g = 0$, wird diese Arbeitsgerade „Luftspaltgerade“ genannt [7].

$$-H_M(B_M) = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{h_M} \cdot B_M + H_g \quad (4.125)$$

2. Nichtlineare magnetische Charakteristik

Allerdings ist die Verwendung der Arbeitsgeraden für Berechnungen des Leerlaufes hochausgenutzter PM-Maschinen nicht sinnvoll, da im Leerlauf aufgrund der hohen magnetischen Luftspaltflussdichte der magnetische Spannungsfall über den Eisenabschnitten nicht vernachlässigbar ist. Bei der vorliegenden, hochpoligen Maschine mit relativ tiefen Nuten reicht es näherungsweise aus, den magnetischen Spannungsfall über den Zähnen zu berücksichtigen. Dann ergibt sich nach (4.126) eine nichtlineare magnetische Charakteristik $-H_m(B_M)$ aufgrund der nichtlinearen Eisenkennlinie $H_{Fe}(B_{Fe})$. Die magnetische Flussdichte im Zahn B_{Fe} wird nach (4.127) aus B_M und dem Verhältnis von Nutteilung $\tau_Q = 43,1$ mm zu Zahnbreite $b_Z = 20,2$ mm bestimmt. Für die Prototypmaschine werden die Kennlinie für Elektroblech M350-50 nach Abb. A.5 sowie die Zahnlänge $l_Z = 111$ mm verwendet

$$-H_M(B_M) = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{h_M} \cdot B_M + \frac{l_Z}{h_M} \cdot H_{Fe}(B_{Fe}(B_M)) + H_g \quad (4.126)$$

$$B_{Fe}(B_M) = \frac{\tau_Q}{b_Z} \cdot B_M \quad (4.127)$$

Zur Ermittlung des höchsten zulässigen Statorstroms muss dieser aus der Gegenfeldstärke H_g bzw. der Statordurchflutung Θ_s berechnet werden. Hierbei muss prinzipiell nach q-Strom

4.5. Stoßkurzschluss und Entmagnetisierfestigkeit

und d-Strom unterschieden werden. Vereinfachend wird angenommen, dass unter Last reiner q-Strom fließt, während beim transienten Stoßkurzschluss im Maximum des Strangstroms ein reiner (negativer) d-Strom fließt. Im Fall von q-Strömen wird berücksichtigt, dass je nach Polbedeckungsgrad α_e das maximale Gegenfeld in der Pollücke liegt und somit selbst an der äußersten Magnetkante nur ein kleineres Gegenfeld wirksam ist. Für die hier betrachteten Zahnspulenwicklungen mit pulsierenden Feldwellen mit $q \approx 1/m$ bzw. $\tau_Q \approx \tau_p$ ergeben sich die zulässigen Strangstrom-Momentanwerte i_s nach (4.128) bzw. (4.129).

$$\text{d-Strom: } i_s = \frac{2p}{m \cdot N_s} \cdot \Theta_s = \frac{2p}{m \cdot N_s} \cdot h_M \cdot H_g \quad (4.128)$$

$$\text{q-Strom: } i_s = \frac{2p}{m \cdot N_s \cdot \alpha_e} \cdot \Theta_s = \frac{2p}{m \cdot N_s \cdot \alpha_e} \cdot h_M \cdot H_g \quad (4.129)$$

Für die Prototypmaschine ist die grafische Bestimmung der Arbeitspunkte in Abb. 4.28 dargestellt. Für den Leerlauf ergeben sich bei (unzulässiger) Vernachlässigung des magnetischen Spannungsfalls im Eisen durch die mit 1 gekennzeichnete Luftspaltgerade deutlich zu hohe magnetische Flussdichten. Die nichtlineare Charakteristik 2 nach (4.126)–(4.127) berücksichtigt den magnetischen Spannungsfall der Zahnregion und führt auf geringere und rea-

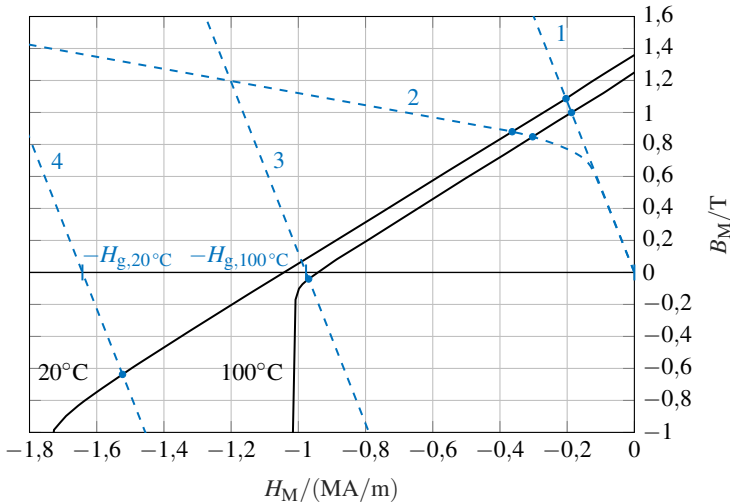


Abb. 4.28.: $B(H)$ -Kennlinien der N45KH-Permanentmagnete [133] mit vier Magnetkreis-Kennlinien 1, 2, 3 und 4. 1: Luftspaltgerade im Leerlauf. 2: Nichtlineare Charakteristik im Leerlauf. 3: Luftspaltgerade bei max. zulässiger Gegenfeldstärke $H_{g,100^\circ\text{C}}$ für $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$. 4: Luftspaltgerade bei max. zulässiger Gegenfeldstärke $H_{g,20^\circ\text{C}}$ für $\vartheta_M = 20^\circ\text{C}$. Die max. zulässige Gegenfeldstärke erreicht im Magneten die magnetische Feldstärke $H_{D,1}$ mit 1 % irreversibler Entmagnetisierung.

Tab. 4.15.: Magnetische Arbeitspunkte der Permanentmagnete (N45KH) der Prototypmaschine aus Abb. 4.28: Magnetische Flussdichte im Permanentmagnet B_M im Leerlauf bei Verwendung der Luftspaltgeraden und der nichtlinearen Eisencharakteristik für die zwei Magnettemperaturen $\vartheta_M = 20^\circ\text{C}$ und $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$. Zulässige magnetische Gegenfeldstärke H_g bzw. zulässiger Statorstrom bei 1% irreversibler Verringerung der Remanenzflussdichte B_R .

Leerlauf		
Luftspaltgerade bei $\vartheta_M = 20^\circ\text{C}$	B_M	1,09 T
Luftspaltgerade bei $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$	B_M	1,00 T
nichtlinearer Eisenkreis bei $\vartheta_M = 20^\circ\text{C}$	B_M	0,88 T
nichtlinearer Eisenkreis bei $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$	B_M	0,85 T
Entmagnetisierfestigkeit bei $\vartheta_M = 20^\circ\text{C}$ mit $H_M = H_{D,1} = 1,523 \text{ MA/m}$		
zulässige Gegenfeldstärke	$H_{g,20^\circ\text{C}}$	1,643 MA/m
zulässiger q-Strangstrom (Effektivwert)	$I_{s,\text{max}}$	200,7 A
zulässiger d-Strangstrom (Momentanwert)	$i_{s,\text{max}}$	229,9 A
Entmagnetisierfestigkeit bei $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$ mit $H_M = H_{D,1} = 969,3 \text{ kA/m}$		
zulässige Gegenfeldstärke	$H_{g,100^\circ\text{C}}$	977,0 kA/m
zulässiger q-Strangstrom (Effektivwert)	$I_{s,\text{max}}$	119,4 A
zulässiger d-Strangstrom (Momentanwert)	$i_{s,\text{max}}$	136,7 A

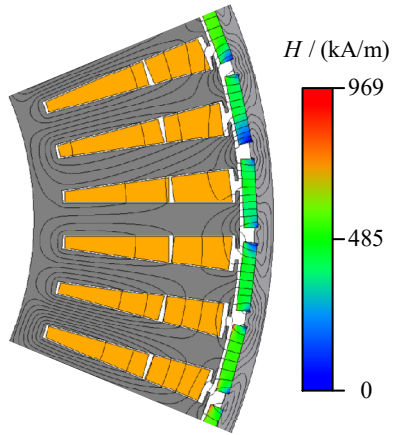
listischere magnetische Flussdichten. Für beide Magnetkreischarakteristiken sind die resultierenden Arbeitspunkte für beide betrachteten Magnettemperaturen von 20°C und 100°C eingetragen. Bemerkenswert ist, dass die Sensitivität der magnetischen Flussdichte im Leerlauf gegenüber der Magnettemperatur bei Verwendung des Modells der Luftspaltgeraden 1 deutlich größer ist als bei Verwendung der realitätsnäheren nichtlinearen Charakteristik 2. Im Rahmen der Prüfung der Entmagnetisierfestigkeit werden relativ kleine und sogar negative magnetische Flussdichten betrachtet, sodass hier der magnetische Spannungsfall vernachlässigt wird und die verschobenen Luftspaltgeraden 3 und 4 verwendet werden.

Die ermittelten Arbeitspunkte sind in Tab. 4.15 zusammengefasst. Aufgrund der hohen Polzahl und den mäßigen Magnettemperaturen werden die Magnete erst durch sehr hohe Ströme irreversibel entmagnetisiert. Bei Betrieb mit q-Strom beginnt die Maschine erst bei einer Überlast von $3,7 \cdot I_N$ bei $\vartheta_M = 100^\circ\text{C}$ irreversibel zu entmagnetisieren. Mit Hilfe des maximal zulässigen Momentanwertes des d-Stroms werden die im vorherigen Abschnitt berechneten Strangstrommaxima beim dreiphasigen Stoßkurzschluss, welche in Tab. 4.14 zusammengefasst sind, bewertet. Selbst beim dreiphasigen Stoßkurzschluss aus doppelter Überlast (Fall 7 und 8 in Tab. 4.14) werden höchstens 127 A als Momentanwert im Strangstrom erreicht, was geringer ist als die zulässigen 136,7 A (Tab. 4.15). Damit ist die Entmagnetisierfestigkeit der

Permanentmagnete auch gegenüber dem dreiphasigen Stoßkurzschluss nachgewiesen.

Für den dreiphasigen Stoßkurzschluss aus vorherigem Bemessungsbetrieb wird auch eine transiente, nichtlineare FE-Berechnung durchgeführt (Nr. 6 in Tab. 4.14). Die Ergebnisse bestätigen, dass die kritische magnetische Gegenfeldstärke $H_{D,1}(\vartheta_M = 100^\circ\text{C}) = 969\text{ kA/m}$ in keinem Permanentmagnetelement erreicht bzw. überschritten wird. Die höchste Gegenfeldstärke wird zum Zeitpunkt $t_D = 14,6\text{ ms}$ (vgl. Stoßkurzschlussverlauf in Abb. 4.26) erreicht. Für diesen Zeitpunkt werden die magnetischen Feldlinien und die magnetische Feldstärke in den Permanentmagneten in Abb. 4.29 dargestellt.

Abb. 4.29: Prototyp: Simulierte magnetische Feldlinien und magnetische Feldstärke in den Permanentmagneten zum Zeitpunkt der höchsten Entmagnetisierung $t_D = 14,6\text{ ms}$ beim dreiphasigen Kurzschluss aus Bemessungsbetrieb, vgl. Nr. 6 in Tab. 4.14 (*JMAG*).



4.6. Konstruktion und Bau der Prototypmaschine

In diesem Abschnitt wird die mechanische Konstruktion und die Herstellung der Prototypmaschine behandelt. Zunächst wird die Gesamtkonstruktion vorgestellt und danach auf die einzelnen Baugruppen eingegangen. Das Wickeln der Formspulen wird in Abschnitt 4.6.4 dargestellt. Der Zeichnungssatz der Maschine ist im Anhang A.9 zu finden.

Leitidee der Maschinenkonstruktion ist eine größtmögliche Modularisierung, die eine rationelle Fertigung ermöglicht, welche überwiegend in der Werkstatt und Wickerei des *Instituts für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt* durchgeführt wurde. Die am Winkelfuß an einem Flansch montierte Prototypmaschine der Bauform IM B5 [134] wird in Abb. 4.30 als 3D-CAD-Schnittmodell dargestellt, um einen Einblick in den inneren Aufbau zu gewähren. Ein CAD-Explosionsmodell der Prototypmaschine ist in Abb. 4.31 gezeigt.

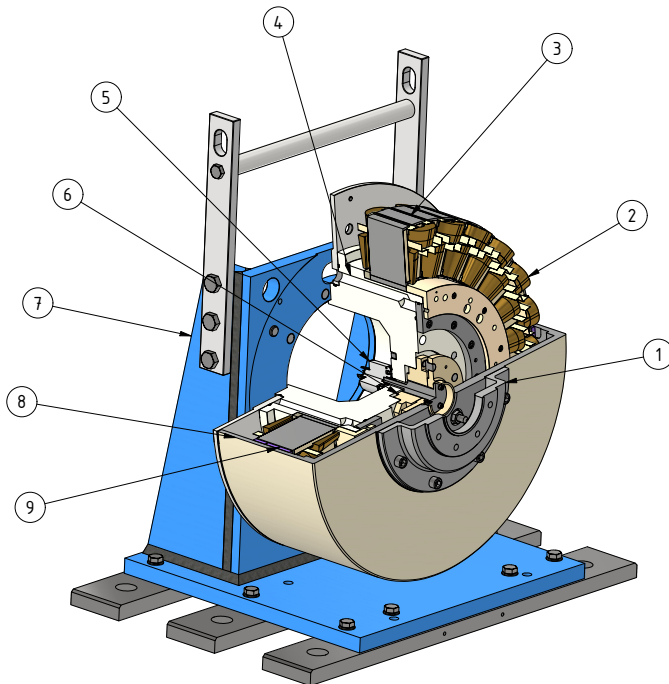


Abb. 4.30.: 3D-CAD-Schnittmodell (*Inventor* [135]) der Prototypmaschine; Obere Hälfte des Rotors weggeschnitten; Viertel (oben links) der Statorkomponenten weggeschnitten; Antriebsseite vorne; Nichtantriebsseite hinten; ① Kupplungsflansch; ② Formspule; ③ Einzelzahnblechpaket; ④ Statorträger mit Kühlkanal; ⑤ Inkrementalgeber; ⑥ Radlager; ⑦ Winkelfuß; ⑧ Rotorglocke; ⑨ segmentierte Permanentmagnete.

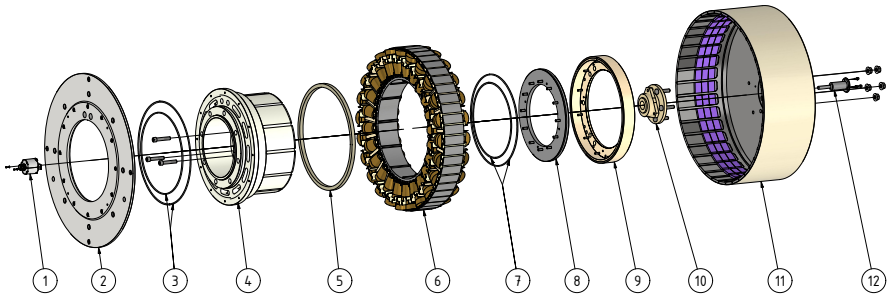


Abb. 4.31.: 3D-CAD-Explosionsdarstellung (*Inventor* [135]) der Prototypmaschine; ① Rotorlagegeber; ② Deckel Nichtantriebsseite; ③ O-Ringe Wassermantel; ④ Statorträger; ⑤ Passring Statorblechpaket; ⑥ bewickeltes Statorblechpaket; ⑦ O-Ringe Wassermantel; ⑧ Deckel Antriebsseite; ⑨ axiale Sicherung Statorblechpaket; ⑩ Radlager; ⑪ Rotorglocke mit Magneten; ⑫ Welle für Rotorlagegeber.

4.6.1. Statorträger

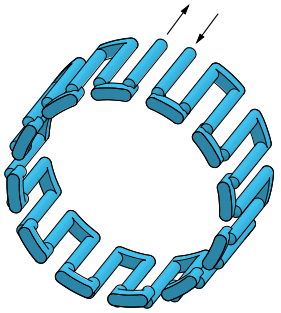
Der Statorinnenträger (④ in Abb. 4.30, ④ in Abb. 4.31 und Abb. 4.32(b)) ist das zentrale Bauteil der Prototypmaschine. Auf der Nichtantriebsseite des Statorträgers befindet sich ein Flansch zur Befestigung der Maschine am Winkelfuß (⑦ in Abb. 4.30).

Im Statorträger ist der Wassermantel mit axialen Kühlwasseranschlüssen auf der Nichtantriebsseite untergebracht. Die mäandernde Form des Kühlwassermantels wird durch axiale Bohrungen im Statorträger erzeugt, welche durch gefräste Nuten an den Stirnseiten abwechselnd miteinander verbunden sind. Stirnseitig werden diese Verbindungsnuten auf beiden Maschinenseiten mit je einem Deckel (② und ⑧ in Abb. 4.31) unter Verwendung von O-Ringen abgedichtet. Die resultierende Kühlwasserkavität ist in Abb. 4.32(a) dargestellt.

Die Drehmomentübertragung des Statorblechpakets an den Statorträger erfolgt formschlüssig durch eine Steckverzahnung mit zwölf Zähnen. Die Nuten befinden sich im Statorträger und die Innenverzahnung am Statorblechpaket.

Die Lagerung der Rotorglocke erfolgt durch das integrierte Kfz-Radlager *VKBA 6666* der Firma *SKF* [F1], welches auf der Antriebsseite verbaut ist (⑥ in Abb. 4.30). Im Zentrum des Statorträgers befindet sich eine Bohrung für die Durchführung der Welle des Rotorlagegebers. Der Inkrementalgeber befindet sich auf der Nichtantriebsseite.

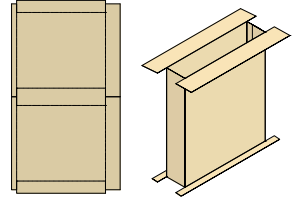
Der Statorträger ist aus einem Stück 7075-T6 Aluminium durch spanende Fertigungsverfahren hergestellt. Die eingesetzte Aluminiumlegierung zeichnet sich durch eine geringe Dichte, hohe Festigkeit und gute Zerspanbarkeit aus [114].



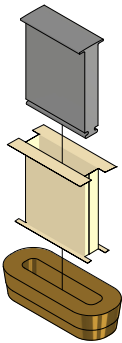
(a) Freigeschnittener Wassermantel (CAD-Modell)



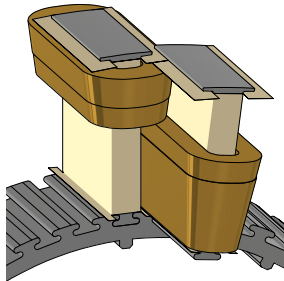
(b) Endkontrolle Statorträger



(c) Hauptisolierung (abgewickelt und gefaltet) (CAD-Modell)



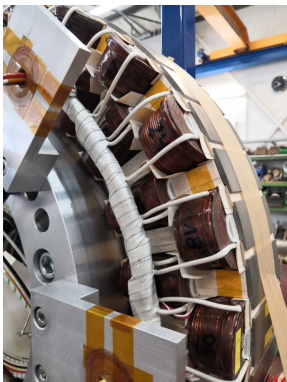
(d) Montage Einzelzahnpaket (CAD-Modell)



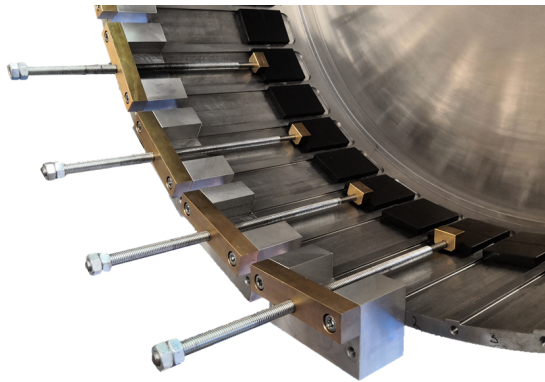
(e) Einschieben Einzelzahn in Statorjochring (CAD-Modell)



(f) Vollständig montierter Stator vor Verschaltung



(g) Verschalteter Stator



(h) PM-Montage der zweiten axialen Segmentreihe

Abb. 4.32.: Konstruktion und Bau der Prototypmaschine.

4.6.2. Statorblechpaket

Das lamellierte Statorblechpaket aus Dynamoblechen vom Typ M350-50A, dessen Materialeigenschaften im Anhang A.1.3 angegeben sind, besteht aus einem Jochringpaket und 48 Einzelzahnblechpaketen, welche von der Firma *Nestech* [F2] durch Laserzuschchnitt und Backlack-Paketierung gefertigt wurden.

Die Zähne werden einzeln mit 0,3 mm dickem *Nomex-Kapton-Nomex*-Isolationspapier der Wärmeklasse 180 (H) hauptisoliert (Abb. 4.32(c)). Aufgrund der parallelfankigen Statorzähne können die Zahnspulen von innen aufgeschoben werden (Abb. 4.32(d)). Im nächsten Montageschritt werden die mit Spulen bestückten Einzelzahnblechpakete axial in die Schwalbenschwanzverbindung des Jochringpakets eingeschoben (Abb. 4.32(e)). Daraus resultiert eine Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit übereinander angeordneten Spulen, wobei sich die Spulen der Ober- und Unterschicht in Querschnittsgeometrie und Windungszahl unterscheiden. Aufgrund der tiefen Nuten war die Erhöhung der Windungszahl der unteren Spulenlage nötig, um ein etwa gleiches Magnetfeld an der Luftspaltoberfläche zu erzeugen wie jenes der Oberschichtspulen. Verglichen mit nebeneinander angeordneten Zahnspulen führt diese Variante bei den hier vorliegenden tiefen Nuten auf einen geringeren Platzbedarf für die Lagenisolation.

Der vormontierte Stator ist in Abb. 4.32(f) gezeigt. Die Verschaltung der Maschine, die Installation der Pt100-Temperaturfühler in der Statorwicklung sowie die Tauchimprägnierung mit dem Tränkharz *EpoxyLite H1100* [136] wurden von der Firma *Brenner* [F3] ausgeführt. Abb. 4.32(g) zeigt den Wickelkopf vor dem Tränken.

4.6.3. Rotor und Rotorlagegeber

Die Rotorglocke ist eine Schweißkonstruktion, welche aus einem nahtlosen Rohrabschnitt [78] mit angefügtem Deckel besteht. Als Werkstoff wird der Baustahl S355 verwendet, dessen Materialeigenschaften im Anhang A.1.1 dargestellt sind. Hergestellt wurde die Rotorglocke von der Firma *Volkman* [F4].

Die NdFeB-Permanentmagnete sind pro Pol dreifach axial segmentiert. Aufgrund der 40 Pole ergeben sich somit 120 quaderförmige Einzelmagnete, welche aus dem Material N45KH der Firma *Magnetworld* [F5] in aufmagnetisiertem Zustand und mit Epoxidharzbeschichtung bezogen wurden. Die wesentlichen Materialeigenschaften sind in Anhang A.1.4 zusammengefasst. Die Magnete werden in 2 mm tiefe Nuten der Rotorglocke mit dem Zweikomponenten-Epoxidharzklebstoff *Henkel UHU Plus Endfest 300* eingeklebt. Der Epoxidharzklebstoff wurde für 1,5 h bei 75 °C ausgehärtet. Da die Festigkeit des Klebstoffs stark temperaturabhängig ist, darf die Rotortemperatur 100 °C nicht überschreiten. Bei 100 °C beträgt die Zugfestigkeit des Klebstoffs noch $7,5 \text{ N/mm}^2$ [132].

Zur Montage der aufmagnetisierten Permanentmagnete wurden die in Abb. 4.32(h) dargestellten Vorrichtungen mit Spindeln verwendet, die dafür am Institut eigens konstruiert und

gefertigt wurden. Beim Montagevorgang gleiten die Magnete auf einem 0,3 mm dicken Kupferblech mit entsprechenden Aussparungen über den vorher applizierten Klebstoff. Durch das Zurückziehen des Blechs senken sich die Magnete in den Klebstoff ab und werden während der Aushärtung von der Nut und der Spindel fixiert. Alle Komponenten der Montagevorrichtung bestehen aus amagnetischen Werkstoffen.

Als Rotorlagegeber wird der 16-Bit-Inkrementalgeber *DFS60A* der Firma *Sick* [F6, 137] eingesetzt. Durch die hohe Auflösung wird der elektrische Rotorwinkel $p \cdot \gamma_m$ mit der Schrittweite $\Delta(p \cdot \gamma_m) = 0,11^\circ \text{el.}$ quantisiert. Dank dieser Genauigkeit kann der Statorstromwinkel β auf ca. 1°el. genau eingestellt werden.

4.6.4. Statorwicklung

Die Statorwicklung besteht aus 24 Oberschicht- und 24 Unterschichtspulen, die sich, wie in Abschnitt 4.1.4 und Anhang A.6 erläutert, in den Abmessungen des Wickelfensters und der Windungszahl unterscheiden.

Die Zahnspulen bestehen aus dem Lackdraht *SHTherm 210* der Wärmeklasse 200 (N) mit einem Nenndurchmesser $d_{\text{Cu,N}} = 1,8 \text{ mm}$ der Firma *SH-Wire* [109, F7]. Die Spulen wurden in der institutseigenen Wickelwerkstatt auf einem Linearwickler (Abb. 4.33(a)) mit Drahtzugkraftregelung, welche auf einer stromgeregelten Gleichstrommaschine (Abb. 4.33(b)) basiert, angefertigt. Die Wickelmaschine wurde für dieses Projekt eigens umgebaut, um die Drahtzugkraftregelung zu realisieren. Zur Sicherstellung der korrekten Außenabmessungen der Spulen sowie eines orthozyklischen Wickelbilds wurden für Ober- und Unterschicht je eine Vorrichtung aus Aluminium gebaut (Abb. 4.33(e) und Abb. 4.34). Während des Wickelvorgangs sind die seitlichen Pressbacken (④ in Abb. 4.34) entfernt, damit der Draht um den diagonal geteilten Wickelkern (② in Abb. 4.34) gewickelt werden kann.

Für ein präzises Wickelbild ist die Drahtzuführung in der Grundplatte der Wickelvorrichtung entscheidend: Abb. 4.33(c) und 4.33(d) zeigen die Drahtzuführung über eine Rampe am Wickelkopf. Die Zuführung stellt sicher, dass am Anfang (Abb. 4.33(e)), nach jeder Windung (Abb. 4.33(d)) und am Ende jeder Lage (Abb. 4.33(f)) die Positionsänderung des Drahtes im Wickelkopfbereich stattfindet, ohne zusätzlichen Raum im beschränkten Nutbereich einzunehmen. Der Wickelprozess ist nass, das bedeutet, dass jede Lage während des Wickelvorgangs manuell mit der Vergussmasse *Elan-tron MC5430/W5868* [138] der Firma *Elantas* [F8] imprägniert wird. Die Vergussmasse weist wie der Lackdraht die Wärmeklasse 200 (N) auf, so dass die thermischen Anforderungen bezüglich der hohen Heißpunkttemperatur der Wicklung bei Dauerbetrieb (Abschnitt 4.4.2) erfüllt werden.

Nach dem Abschluss des Wickelvorgangs, bevor die Vergussmasse aushärtet, werden die Pressbacken (④ in Abb. 4.34) montiert und so die Außenabmessungen der Spule exakt eingestellt. Die Spulen werden bei 60°C in einem eigens dafür beschafften Ofen unter ständiger, langsamer Rotation mit einer Drehzahl von $2,5 \text{ min}^{-1}$ um die horizontal ausgerichtete

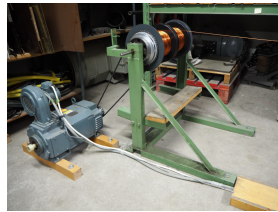
4.6. Konstruktion und Bau der Prototypmaschine

Wicklungsachse ausgehärtet. Nach dem Aushärten kann die fertige Formspule (Abb. 4.33(g)) durch Demontage der Wickelvorrichtung entformt werden. Dieser Vorgang wird durch den geteilten Wickelkern erleichtert. Durch die diagonale Verschiebung der Kernteile gegeneinander wird die durch den Drahtzug verursachte Klemmung des Kerns gelöst.

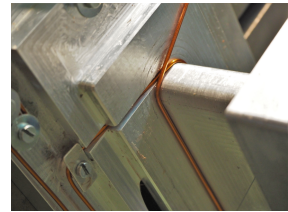
Der Wickelvorgang führt zu einer näherungsweise orthozyklischen Wicklung. Dank der vorgefertigten Spulen und der Einzelzahnkörper, auf die die Spulen aufgeschoben werden, werden die für Runddrahtspulen sehr hohen Füllfaktoren erreicht. Der Kupferfüllfaktor bezüglich der Wickelfenster, welche in Abb. A.19(a) eingetragen sind, beträgt für die Unterschicht $k_{Cu,Us} = 0,658$ und für die Oberschicht $k_{Cu,Os} = 0,700$. Der Kupferfüllfaktor bezogen auf die gesamte Nutfläche inklusive Nutöffnung und aller Isolationsmaterialien beträgt 0,533. Das



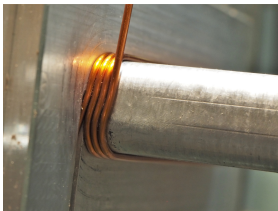
(a) Linearwickelmaschine



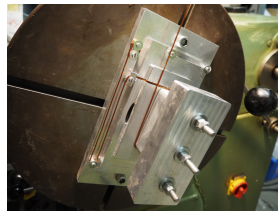
(b) Zugkraftgeregelte Drahtzuführung



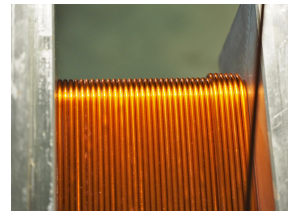
(c) Drahtzuführung im Wickelkopf



(d) Windungsschritt im Wickelkopf



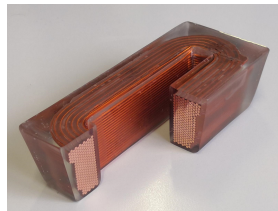
(e) Wickelvorrichtung auf Linearwickler



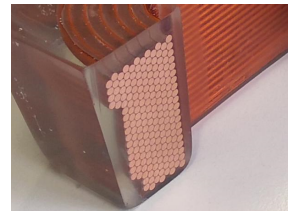
(f) Lagensprung



(g) Fertig gewickelte und ausgehärtete Oberschicht-Formspule



(h) Schnittmodell einer Oberschicht-Formspule



(i) Orthozyklisches Wickelbild (Detail aus Abb. 4.33(h))

Abb. 4.33.: Wickelvorgang der vorgefertigten Statorzahnspulen.

Wickelbild wurde anhand der Anfertigung eines Schnittmodells einer zufällig ausgewählten Oberschichtspule überprüft (Abb. 4.33(h)). Die polierten Schnittfläche in Abb. 4.33(i) zeigt den annähernd lunkerfreien Verguss und die exakte Einhaltung des im Vorfeld entworfenen Wickelbildes für den zur Verfügung stehenden Nutraum (Abb. A.19(a)). Das transparente Harz, in welches das Schnittmodell der Spule eingebettet ist, dient nur der mechanischen Stabilisierung des Schnittmodells und ist bei den verbauten Spulen nicht vorhanden.

Die Verschaltung der Formspulen wird auf der Nichtantriebsseite durchgeführt. Entsprechend dem Wickelschema in Abb. 4.36 und in Abb. 4.37 werden nur die Spulen einer Spulengruppe im Wickelkopf durch Hartlöten in Serie geschaltet. Die Anschlüsse, d. h. Hin- und Rückleiter, aller Spulengruppen sind auf ein Klemmenbrett (Abb. 4.35) in einem externen Klemmenkasten (① in Abb. 5.2) geführt. Die einfache Kabellänge beträgt ca. 2,5 m. Als Zuleitung wird eine Kupferschaltlitze mit $2,5 \text{ mm}^2$ Leiterquerschnitt verwendet. In der Wicklung sind 26 Pt100 Temperaturfühler mit Dreileiteranschluss verbaut. Die Lage und Bezeichnung der Pt100-Elemente ist im Wickelschema in Abb. 4.36 eingetragen. Die Pt100-Elemente in der Nutmitte befinden sich in der Lagenisolation zwischen Ober- und Unterschichtspule. Die Pt100-Elemente in den Wickelköpfen befinden sich stets in der wärmeren Oberschicht auf der Innenseite des Wickelkopfs.

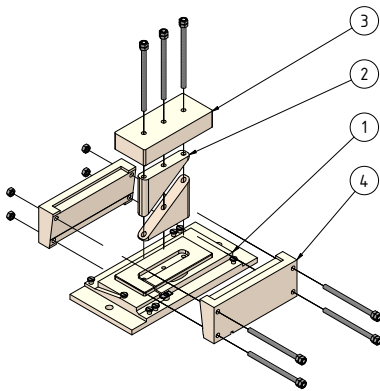


Abb. 4.34.: CAD-Explosionsdarstellung (*Inventor* [135]) der Wickelvorrichtung für Zahnspulen der Unterschicht: ① Grundplatte; ② geteilter Wickelkern; ③ Deckplatte; ④ seitliche Pressbacke.

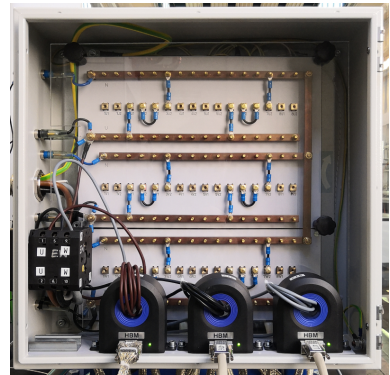


Abb. 4.35.: Klemmenbrett im externen Schaltkasten (vgl. ① in Abb. 5.2) mit Strommesswandlern.

4.6. Konstruktion und Bau der Prototypmaschine

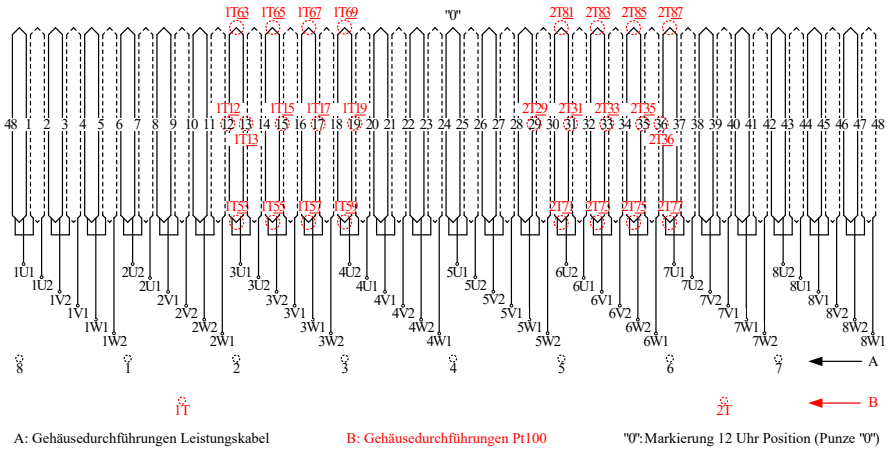


Abb. 4.36.: Wickelschema des Prototyps mit Pt100-Temperaturfühlern (rot, 2. Stelle T).

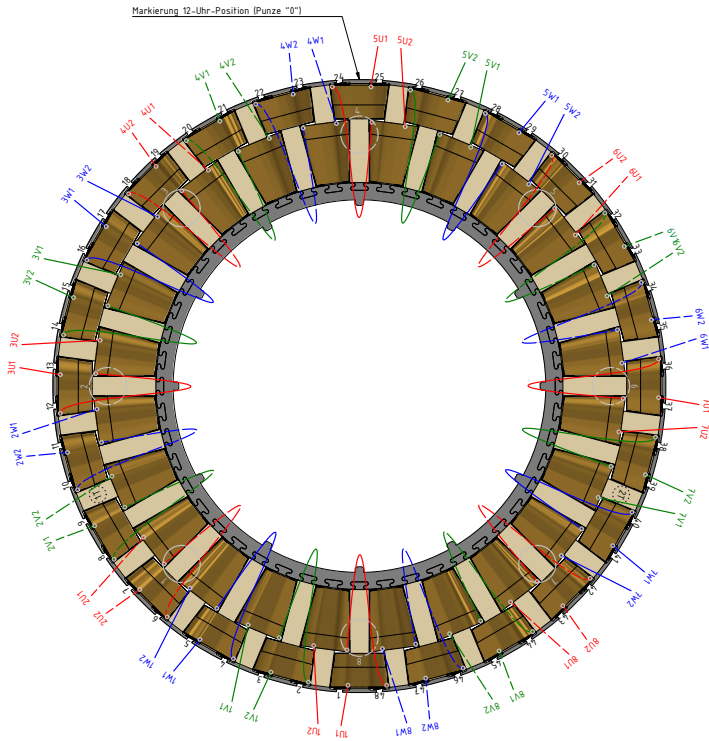


Abb. 4.37.: Verschaltung des Prototyps auf der Nichtantriebsseite.

5. Prototypmaschine: Vermessung

Die Vermessung der Prototypmaschine wurde im Labor des *Instituts für Elektrische Energie-wandlung, TU Darmstadt* durchgeführt. Nach Leerlauf- und Dauerkurzschlussversuch wird das lastabhängige Betriebsverhalten bei Bemessungsdrehzahl mit Schwerpunkt auf der Rotorverlustbestimmung für verschiedene Stator-Speise-Topologien untersucht. Anschließend erfolgt der Erwärmungslauf und die Aufnahme von Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien. Abschließend wird der dreiphasige Stoßkurzschluss aus dem Leerlauf durchgeführt, um die Entmagnetisierfestigkeit nachzuweisen.

5.1. Prüfstand und Messmittel

5.1.1. Prüfstand

Der verwendete Prüfstand ist in Abb. 5.1 als Blockschaltbild dargestellt. Ansichten des Prüfstands befinden sich in Abb. 5.2 als Fotografie und als 3D-CAD-Modell. Darin sind die Prüfstandskomponenten nummeriert und werden in Tab. 5.1 entsprechend aufgelistet. Im Anhang in Abb. A.20 sind weitere Fotografien der Wärmetauscher und der Umrichter enthalten.

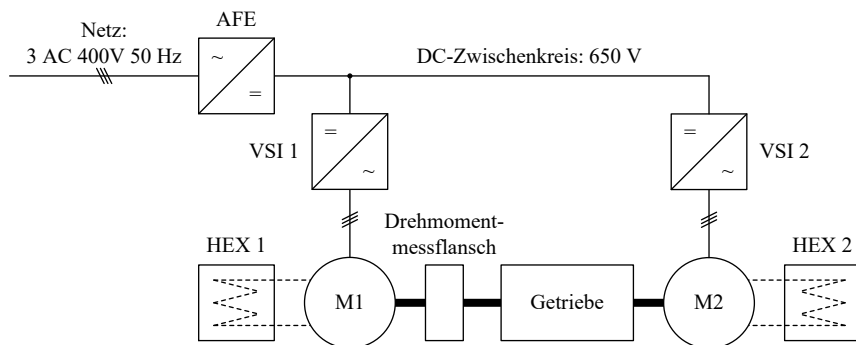
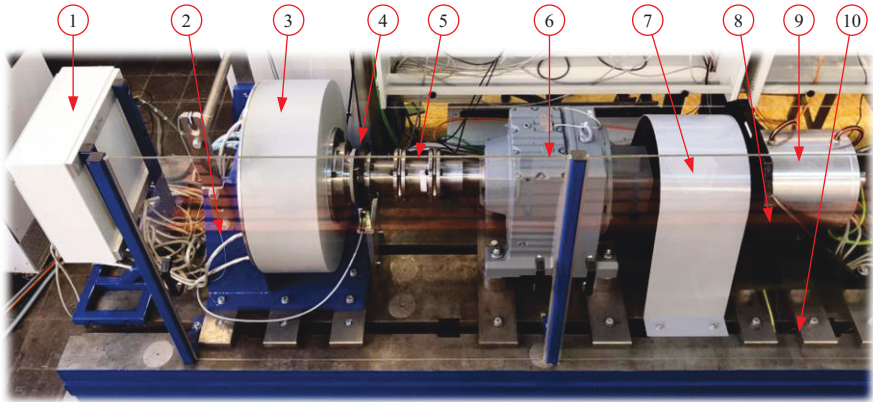
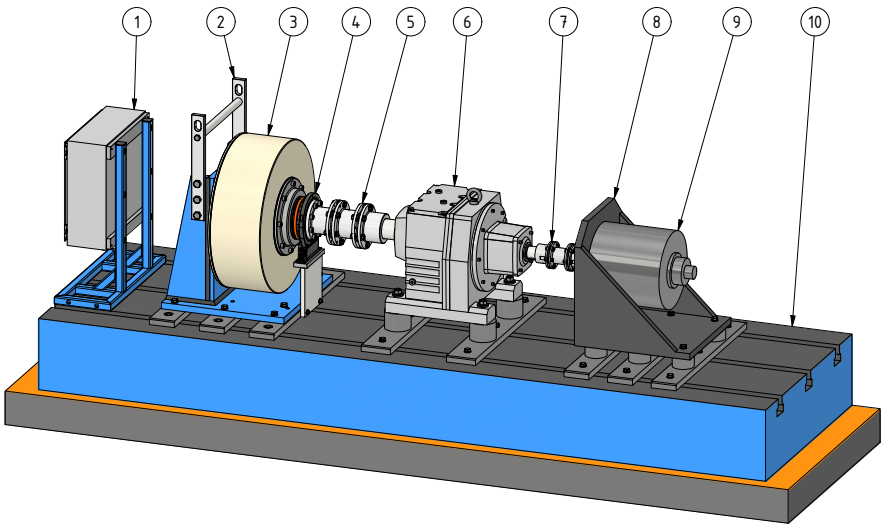


Abb. 5.1.: Blockschaltbild des Prüfstands (AFE: Active-Front-End, VSI: Voltage-Source-Inverter, HEX: Heat exchanger, M1: Prototypmaschine, M2: Prüfstandsmaschine).

Die Prototypmaschine M1 ist über einen Drehmomentmessflansch und ein Getriebe (Übersetzung $i = 8,71$) mit der schneller drehenden Lastmaschine M2 gekuppelt. Beide Maschinen



(a) Fotografie



(b) 3D-CAD-Modell (*Inventor* [135])

Abb. 5.2.: Verwendeter Prüfstand im Labor des *Instituts für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt*. Prüfstandskomponenten in Tab. 5.1.

M1 und M2 verfügen über getrennte Wasserkühlkreisläufe mit separaten Kühlmittelpumpen und Luft-Wasser-Wärmetauschern HEX 1/2.

Als Prüfstandsmaschine M2 wird eine von *Herrn Dr.-Ing. Lehr* am *Institut für Elek-*

Tab. 5.1.: Prüfstandskomponenten

Darstellung	Beschreibung	Hersteller
Abb. 5.1 VSI 1	Zweipunkt-Wechselrichter <i>NXI 05905</i> [139] $U_{DC} = 650 \text{ V}$, $f_T = 6 \text{ kHz}$, $I_{\max} = 590 \text{ A}$ Adapterkarte <i>OPT-A4</i> [140]	<i>Danfoss</i> (<i>Vacon</i>) [F9]
Abb. 5.1 VSI 2	Zweipunkt-Wechselrichter <i>NXI 02615</i> [139] $U_{DC} = 650 \text{ V}$, $f_T = 6 \text{ kHz}$, $I_{\max} = 261 \text{ A}$ Adapterkarte <i>OPT-AK</i> [141]	<i>Danfoss</i> (<i>Vacon</i>) [F9]
Abb. 5.1 AFE	Active-Front-End: <i>NXA 03256</i> [142] und DC/DC-Wandler: <i>NXI 04166</i> [143]	<i>Danfoss</i> (<i>Vacon</i>) [F9]
Abb. 5.1 HEX 1/2	Wasser-Luft-Wärmetauscher mit Zwangsbelüftung und Kühlmittelpumpe (s. Abb. A.20(a))	<i>Institut EW</i>
Abb. 5.2 ①	Schaltkasten	<i>Institut EW</i>
Abb. 5.2 ②	Winkelfuß der Prototypmaschine	<i>Henke</i> [F10]
Abb. 5.2 ③	Prototypmaschine	<i>Institut EW</i>
Abb. 5.2 ④	Drehmomentmessflansch: <i>T40B</i> $M_N = 5 \text{ kNm}$ [144]	<i>HBK</i> [F11]
Abb. 5.2 ⑤	Kupplung Prototypmaschine: Ganzstahlkupplung <i>N-ARPEX ARN-6 DEN 203-6</i> [145]	<i>Flender</i> [F12]
Abb. 5.2 ⑥	Getriebe: Dreistufiges Stirnradgetriebe <i>R137 AD 7</i> mit $i = 8,71$ [146]	<i>SEW</i> [F13]
Abb. 5.2 ⑦	Kupplung Lastmaschine: Ganzstahlkupplung <i>ARPEX ARS-6 165-6</i> [147]	<i>Flender</i> [F12]
Abb. 5.2 ⑧	Winkelfuß der Lastmaschine	<i>Institut EW</i>
Abb. 5.2 ⑨	Lastmaschine: PMSM mit vergrabenen Permanentma- gneten [148]	<i>Institut EW</i>
Abb. 5.2 ⑩	Maschinenfundament	unbekannt

trische Energiewandlung, TU-Darmstadt ausgelegte und gebaute permanentmagnet-erregte Synchronmaschine mit vergrabenen NdFeB-Magneten und einer Zweischicht-Zahnspulenwicklung mit $q = 1/2$ Nuten pro Pol und Strang und einer Polzahl $2p = 16$ verwendet. Die Maschine hat eine Bemessungsdrehzahl $n_N = 1000 \text{ min}^{-1}$ und ein Bemessungsdrehmoment $M_N = 431 \text{ Nm}$. In diesem Bemessungspunkt betragen die elektrischen Stranggrößen der in Stern geschalteten Maschine $U_{s,N} = 192 \text{ V}$ und $I_{s,N} = 96,3 \text{ A}$. Im Überlastbetrieb kann die Maschine ein Drehmoment von bis zu 600 Nm erreichen. Als Rotorlagegeber ist der Sinus-Drehgeber *S21* von *Hengstler* verbaut [149]. Weitere Maschinendaten sind in [148] unter der Bezeichnung „PMSM_VM“ zu finden.

Elektrisch werden beide Maschinen über je einen eigenen Zweilevel-Spannungszwischenkreis-Wechselrichter VSI 1/2 gespeist. Die beiden Zweilevel-Spannungszwischenkreis-Wechselrichter VSI 1/2 sind über einen gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreis

mit $U_{DC} = 650\text{ V}$ gekoppelt. Taktfrequenz beider Wechselrichter ist $f_T = 6\text{ kHz}$. Der Gleichspannungszwischenkreis ist über eine aktive Einspeise-Rückspeiseeinheit (Active-Front-End AFE) mit dem dreiphasigen öffentlichen 400 V -Netz (50 Hz) verbunden. Bedingt durch den höheren Eingangsspannungsbereich der AFE wird für den Netzanschluss ein hochsetzender Stelltransformator verwendet. Der Gleichspannungszwischenkreis der beiden Wechselrichter VSI 1/2 wird durch einen geregelten DC/DC-Wandler gespeist. Stelltransformator und DC/DC-Wandler sind im Blockschaltbild in Abb. 5.1 nicht dargestellt.

Die Regelung erfolgt für beide Maschinen feldorientiert mit jeweils einem Rotorlagegeber pro Maschine. Zum Betrieb des Inkrementalgebers der Prototypmaschine und des Sinus-Drehgebers der Prüfstandsmaschine an den Wechselrichtern werden die in Tab. 5.1 aufgeführten Adapterkarten verwendet. Während die feldorientierte Regelung der Prototypmaschine nur eine Drehmoment- bzw. Stromvorgabe aufweist, ist der feldorientierten Regelung der Prüfstandsmaschine eine Drehzahlregelung überlagert, die die Betriebsdrehzahl einstellt.

5.1.2. Messmittel und Unsicherheiten

In diesem Abschnitt werden die am Prüfstand eingesetzten Messmittel mit ihrer jeweiligen Typ B Messunsicherheit u vorgestellt. Die Messunsicherheit u vom Typ B wird ohne Wiederholungsmessungen aus Angaben des Herstellers bzw. des Kalibrierscheins abgeleitet [150] und bezeichnet die Standardabweichung der als normalverteilt angenommenen Messwerte um den wahren Wert. Dementsprechend liegen 68% der Messwerte in einem Intervall $\pm u$ um den wahren Wert, 95% der Messwerte in einem Intervall $\pm 2u$ um den wahren Wert und 99% der Messwerte in einem Intervall $\pm 3u$ um den wahren Wert. Für Messmittel, bei denen der Hersteller im Datenblatt eine maximale Messunsicherheit a angibt, wird unter der Annahme der Gleichverteilung der Messabweichung in den Grenzen $\pm a$ die Standardabweichung u der Messungen nach (5.1) berechnet [150].

$$u = \frac{a}{\sqrt{3}} \quad (5.1)$$

Ferner werden, wie in [151] ausdrücklich für die Leistungsmesskarte erläutert, die Nullpunktabweichung und der Verstärkungsfehler der Messmittel als unabhängig voneinander angenommen. Die kombinierte Unsicherheit u errechnet sich nach (5.2) aus den einzelnen Unsicherheiten u_i .

$$u = \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (5.2)$$

5.1.2.1. Elektrische Größen

Ströme, Spannungen und elektrische Leistungen werden mit dem kombinierten Leistungsmessgerät und Datenrekorder *GEN4tB* [152] der Firma *HBK* mit der elektrischen Messkarte *GN310B* [151] gemessen. Die Messkarte verfügt über Spannungseingänge und interne Messshunts zur Strommessung. Durch den externen Kompensationsstromwandler *CTS600ID* [153] werden die zu messenden Ströme für den relativ kleinen Messbereich der Shunts übersetzt. Da der Sternpunkt der Maschine herausgeführt ist, werden die Strangströme und -spannungen in allen drei Strängen gemessen. Die Details zu Messbereichen und resultierenden Unsicherheiten sind in Tab. 5.2 aufgeführt.

Tab. 5.2.: Messmittel für elektrische Größen und deren Genauigkeit, *RD*: Ablesewert, *FS*: Messbereichsendwert (Spitzenwert), *u*: (kombinierte) Messunsicherheit.

Elektrische Leistungsmessung	
1.0	Grundgerät
	<i>HBK</i> , Leistungsmessgerät und Datenerfassungssystem <i>GEN4tB</i> [152]
1.1	Spannungsmessung $U_{s,1}$
	<i>HBK</i> , Leistungsmesskarte <i>GN310B</i> [151], 3 Spannungskanäle, verwendeter Messbereich bei Umrichterspeisung $FS = 1500\text{ V}$ $u = \sqrt{(0,01\% \cdot RD)^2 + (0,01\% \cdot FS + 10\text{mV})^2} / \sqrt{3}$
1.2	Strommessung $I_{s,1}$
	<i>HBK</i> , Leistungsmesskarte <i>GN310B</i> [151], 3 Stromkanäle, verwendeter interner Messshunt $R_{\text{shunt}} = 0,33\ \Omega$ <i>HBK</i> , Kompensationsstromwandler <i>CTS600ID</i> [153] sekundärer Messbereich $FS' = 0,6\text{ A}$, Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = 1500/5$ $u = \sqrt{(0,05\% \cdot RD)^2 + ((0,005\% \cdot FS' + 200\ \mu\text{A}) \cdot \ddot{u})^2} / \sqrt{3}$
1.3	Phasenwinkel $\varphi_{s,1}$
	<i>HBK</i> , Leistungsmesskarte <i>GN310B</i> [151] $u = \begin{cases} 0,03^\circ / \sqrt{3} & f \leq 2\text{ kHz} \\ 0,04^\circ / \sqrt{3} & 2\text{ kHz} < f \leq 10\text{ kHz} \\ 1^\circ / \sqrt{3} & f > 10\text{ kHz} \end{cases}$
1.4	Frequenz f
	<i>HBK</i> , Leistungsmesskarte <i>GN310B</i> [151] $u = 0,01\% \cdot RD / \sqrt{3}$

5.1.2.2. Mechanische Größen und Stromwinkel im dq-System

Zwischen der Rotorglocke der Prototypmaschine und Getriebekupplung ist der Drehmoment-Messflansch *T40B* mit einem Nenndrehmoment von 5kNm der Firma *HBK* verbaut [144]. Der Messflansch erfasst das Wellendrehmoment M_m , die Drehzahl n bzw. Winkelgeschwindigkeit Ω_m und den mechanischen Verdrehwinkel γ_m . Die Details zu Messbereichen und resultierenden Unsicherheiten sind in Tab. 5.3 aufgeführt.

Tab. 5.3.: Messmittel für mechanische Größen und deren Genauigkeit, *RD*: Ablesewert, *FS*: Messbereichsendwert (Spitzenwert), *u*: (kombinierte) Messunsicherheit.

Mechanische Leistungsmessung	
2.0	Grundgerät
<i>HBK</i> , Messflansch <i>T40B</i> [144], Nenndrehmoment $FS = 5\text{ kNm}$, Drehzahlmesssystem mit Referenzimpuls	
2.1	Drehmoment M_m
ohne Kompensation der Nullpunktabweichung	
$u = \begin{cases} \sqrt{(0,01\% \cdot FS)^2 + (0,03\% \cdot FS)^2} / \sqrt{3} & RD \leq 0,2 \cdot FS \\ \sqrt{(0,02\% \cdot FS)^2 + (0,03\% \cdot FS)^2} / \sqrt{3} & 0,2 \cdot FS < RD \leq 0,6 \cdot FS \\ \sqrt{(0,03\% \cdot FS)^2 + (0,03\% \cdot FS)^2} / \sqrt{3} & RD > 0,6 \cdot FS \end{cases}$	
mit Kompensation der Nullpunktabweichung	
$u = \begin{cases} 0,01\% \cdot FS / \sqrt{3} & RD \leq 0,2 \cdot FS \\ 0,02\% \cdot FS / \sqrt{3} & 0,2 \cdot FS < RD \leq 0,6 \cdot FS \\ 0,03\% \cdot FS / \sqrt{3} & RD > 0,6 \cdot FS \end{cases}$	
2.3	Drehzahl n
$u = 0,001\% \cdot RD / \sqrt{3}$	

Der gemessene mechanische Drehwinkel γ_m wird mit Hilfe einer Nullpunktverschiebung in der Messsoftware *Perception* [154] der Firma *HBK* so kalibriert, dass er an der d-Achse ausgerichtet ist. Dazu wird vor Messbeginn ein generatorischer Leerlaufversuch durchgeführt und der Kompensationswinkel so bestimmt, dass die Leerlaufspannung nur eine q-Komponente aufweist. Damit steht der elektrische Rotorverdrehwinkel γ zwischen der magnetischen Achse des Strangs U und der N-Pol-Achse des Rotors nach (5.3) zur Verfügung. Dies ermöglicht die direkte Berechnung der Raumzeiger der Messgrößen Statorstrom und Statorspannung im dq-System nach der *Park*-Transformation in (4.83).

$$\gamma = p \cdot \gamma_m \tag{5.3}$$

Die Messsoftware *Perception* [154] der Firma *HBK* führt insbesondere eine Berechnung des Statorstromwinkels β als Winkel des über eine Grundschwingungsperiode T gemittelten, kontinuierlich aus den gemessenen Strangströmen $i_U(t)$, $i_V(t)$ und $i_W(t)$ nach (4.83) berechneten dq-Statorstromraumzeigers $\bar{i}_s(t)$ nach (5.4)–(5.6) durch.

$$\bar{i}_s(t) = i_d(t) + j \cdot i_q(t) \quad (5.4)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} \bar{i}_s(t) dt \quad (5.5)$$

$$\beta = \arctan2\left(\operatorname{Im}\{\bar{i}_s\}, \operatorname{Re}\{\bar{i}_s\}\right) \quad (5.6)$$

5.1.2.3. Weitere Messmittel

Die weiteren Messmittel sind in Tab. 5.4 aufgeführt und werden nachfolgend kurz vorgestellt. Die Gleichstromwiderstandsmessung der Statorwicklung erfolgt mit dem Widerstandsmessgerät *Resistomat Typ 2316* von *Burster* mit Vierleiteranschluss [155].

Tab. 5.4.: Weitere Messmittel und deren Genauigkeit, *RD*: Ablesewert, *FS*: Messbereichs-endwert (Spitzenwert), *u*: (kombinierte) Messunsicherheit.

Weitere Messmittel	
3.1	Ohmmeter
	<i>Burster, Resistomat Typ 2316</i> , [155] verwendeter Messbereich $FS = 2\Omega$ $u = \sqrt{(0,03\% \cdot RD)^2 + (0,3\text{m}\Omega)^2} / \sqrt{3}$
3.2	PT100-Temperaturmesswiderstand
	<i>HBK, Universalmesskarte GN840B</i> [156] $u = \sqrt{(0,04\% \cdot RD)^2 + (0,25^\circ\text{C})^2} / \sqrt{3}$
3.3	Infrarotthermometer
	<i>Optris, Optris CS</i> [157] $u = 1,5^\circ\text{C} / \sqrt{3}$

Die 26 PT100-Temperaturfühler der Statorwicklung werden mit dem Datenerfassungssystem *GEN4tB* [152] der Firma *HBK* mit der Universalmesskarte *GN840B* [156] im Dreileiteranschluss ausgewertet. Die Lage und Bezeichnung der Messstellen ist in Abb. 4.36 dargestellt.

Die Rotortemperatur wird durch das Infrarotthermometer *Optris CS* [157] der Firma *Optris* gemessen. Das Infrarotthermometer erfasst die Oberflächentemperatur der Rotorglocke

in der axialen Mitte der Mantelfläche. Die Rotoroberfläche ist mit einem Alkydharzlack beschichtet und weist einen definierten Emissionsgrad $\varepsilon = 0,95$ im Infrarotbereich auf. Dieser Wert wurde anhand eines lackierten Probestücks im aufgeheizten Zustand durch Vergleich der Infrarotmessung mit einem separaten Berührungsthermometer validiert.

5.2. Leerlaufbetrieb und Dauerkurzschlussbetrieb

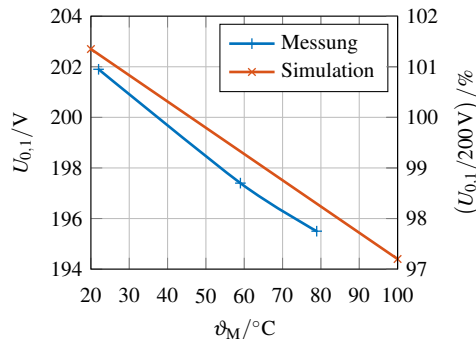
Leerlaufbetrieb und Kurzschlussbetrieb werden für die vollständig gespeiste Maschine mit $a = 4$ parallelen Zweigen je Strang (Abb. 4.5) durchgeführt. Die Messungen werden unter anderem für die spätere Bestimmung der Statorummagnetisierungsverluste in Abschnitt 5.3 verwendet, welche dann für die bilanzielle Berechnung der Rotorverluste herangezogen werden. Da die Ermittlung der Rotorverluste für eine Magnettemperatur von $\vartheta_M \approx 20^\circ\text{C}$ durchgeführt wird, werden im Folgenden die Leerlaufspannung und das generatorische Schleppmoment auch bei dieser Magnettemperatur gemessen. Für den Vergleich von simulierter und gemessener Leerlaufspannung wird der Leerlaufversuch bei der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{min}^{-1}$ im betriebswarmen Zustand mit einer Magnettemperatur $\vartheta_M \approx 80^\circ\text{C}$ durchgeführt.

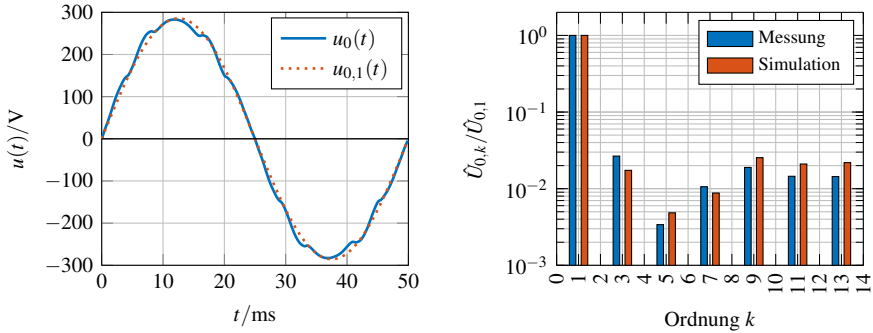
5.2.1. Generatorischer Leerlaufbetrieb

Die oszillografierte generatorische Leerlaufspannung $u_0(t)$ des Strangs U bei Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{min}^{-1}$ ist in Abb. 5.4(a) gemeinsam mit der daraus berechneten Grundschwingung $u_{0,1}(t)$ dargestellt. Das auf die Grundschwingung bezogene Spannungsspektrum ist zusammen mit den simulierten Daten aus Abschnitt 4.4.1 in Abb. 5.4(b) dargestellt und zeigt weitgehende Übereinstimmung.

Der Vergleich der gemessenen und simulierten Leerlaufspannung bei Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{min}^{-1}$ für verschiedene Magnettemperaturen ϑ_M in Abb. 5.3 zeigt, dass die simulierte Leerlaufspannung stets größer ist als die gemessenen Werte. Typischerweise beträgt

Abb. 5.3: Vergleich der Temperaturabhängigkeit der gemessenen (Strang U) und simulierten (JMAG) generatorischen Leerlaufstrangspannung $U_{0,1}$ als Grundschwingungseffektivwert in Abhängigkeit der Magnettemperatur ϑ_M bei $n = 60\text{min}^{-1}$. Verschaltung mit $a = 4$ parallelen Zweigen (s. Abb. 4.5).





(a) Gemessene Leerlaufstrangspannung $u(t)$ und der daraus berechnete Grundswingungsverlauf $u_{0,1}(t)$. (b) Spektrum der gemessenen und simulierten (JMAG) Leerlaufstrangspannung bezogen auf die Grundswingungsamplitude $\hat{U}_{0,k}/\hat{U}_{0,1}$.

Abb. 5.4.: Gemessene (Strang U) und simulierte generatorische Leerlaufstrangspannung der Prototypmaschine bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$, Magnettemperatur $\vartheta_M \approx 20^\circ\text{C}$ und Verschaltung mit $a = 4$ parallelen Zweigen (s. Abb. 4.5).

die Abweichung einen halben Prozentpunkt und ist damit als relativ gering zu bewerten. Dieses Ergebnis ist im Vergleich zu früher am *Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt* berechneten und gebauten PM-Synchronmaschinen typisch [148, 158, 159]: Fast immer waren die berechneten Leerlaufspannungen etwas kleiner als die gemessenen Leerlaufspannungen, was unter anderem auf unvermeidliche parasitäre kleine Luftspalte infolge der nötigen Einbautoleranzen zurückzuführen sein dürfte.

Für die Synthese eines Modells der Statorummagnetisierungsverluste in Abschnitt 5.3.1.3 wird der generatorische Leerlaufversuch für verschiedene Drehzahlen durchgeführt. Die gemessene Leerlaufspannung und das Schleppmoment sind in Abb. 5.5 inklusive einer linearen Regression dargestellt. Die Messunsicherheit der Drehmomentmessung ist aufgrund der hochpräzisen Messwelle und der Kompensation der Nullpunktabweichung durch Mittelung der Messung aus Links- und Rechtslauf trotz des im Vergleich zum Leerlaufmoment hohen Nennmoments (5 kNm) der Drehmomentmesswelle akzeptabel. Bei Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ beträgt das mittlere Schleppmoment $M_0(n_N) = 19,41 \text{ Nm}$ mit einer Unsicherheit $u = 0,29 \text{ Nm}$.

5.2.2. Dreiphasiger Dauerkurzschlussbetrieb

Der Verlauf des über der Drehzahl n gemessenen Dauerkurzschlussmoments $M(n)$ und des Dauerkurzschlussstroms $I_s(n)$ bei angetriebener Maschine mit $\vartheta_{Cu} = 22^\circ\text{C} \dots 34^\circ\text{C}$ und $\vartheta_M = 22^\circ\text{C}$ ist in Abb. 5.6 dargestellt. Aufgrund der relativ großen Statorinduktivität beträgt der maximale Dauerkurzschlussstrom $I_{sc}(n \rightarrow \infty) \approx 32,4 \text{ A}$, was unterhalb des Bemes-

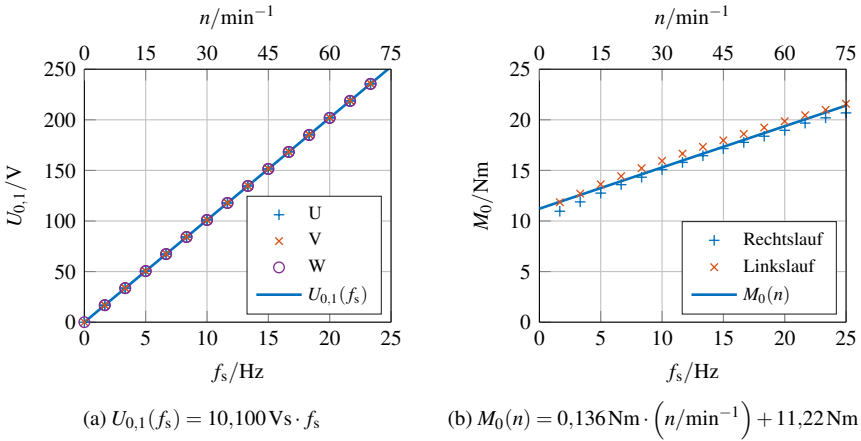


Abb. 5.5.: Drehzahlabhängiger generatorischer Leerlauf mit Verschaltung $a = 4$ und der Magnettemperatur $\vartheta_M = 22^\circ\text{C}$: (a) Gemessene Grundschiebungseffektivwerte der Strangspannungen $U_{0,1}$ und lineare Regressionsfunktion $U_{0,1}(f_s)$; (b) Gemessenes generatorisches Schleppmoment M_0 in Links- und Rechtslauf und lineare Regressionsfunktion $M_0(n)$.

stroms $I_{s,N} = 33,2 \text{A}$ liegt, sodass der Dauerkurzschluss thermisch dauernd zulässig ist. Auf Grund des hohen Strombelags ist die Statorwindungszahl je Strang so groß, dass die große Statorwicklungsinduktivität den Kurzschlussstrom auf einen Wert kleiner als den Bemessungsstrom begrenzt, was typisch für hoch ausgenutzte PM-Synchronmaschinen ist. Hinzu kommt der strombegrenzende Effekt des hohen Unter- und Oberwellenstreuanteils der verwendeten Zahnspulenwicklung.

Die analytisch berechneten Verläufe basieren auf dem linearen Maschinenmodell aus Abschnitt 4.5.1 mit konstanten ESB-Parametern im stationären Zustand. Unter Vernachlässigung von Reibungs- und Ummagnetisierungsverlusten werden auf Grundlage der Messwerte durch numerische Optimierung die ESB-Parameter R_s , L_d und L_q bestimmt. Die Statorflussverketung des Rotorflusses $\Psi_M = U_{0,1}/(\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f)$ ist dabei entsprechend dem Leerlaufversuch fest vorgegeben. Der Kurzschlussstrom I_{sc} und das Kurzschlussdrehmoment werden nach (5.7) und (5.8) aus den Ersatzschaltbildparametern berechnet („Analytik“ in Abb. 5.6).

$$I_{sc,d} = -\frac{\omega_s \cdot \Psi_M / \sqrt{2}}{\frac{R_s^2}{\omega_s \cdot L_q} + \omega_s \cdot L_d} \quad I_{sc,q} = \frac{R_s}{\omega_s \cdot L_q} \cdot I_{sc,d} \quad I_{sc} = \sqrt{I_{sc,d}^2 + I_{sc,q}^2} \quad (5.7)$$

$$M = m \cdot p \cdot \left[\frac{\Psi_M}{\sqrt{2}} \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \right] \quad (5.8)$$

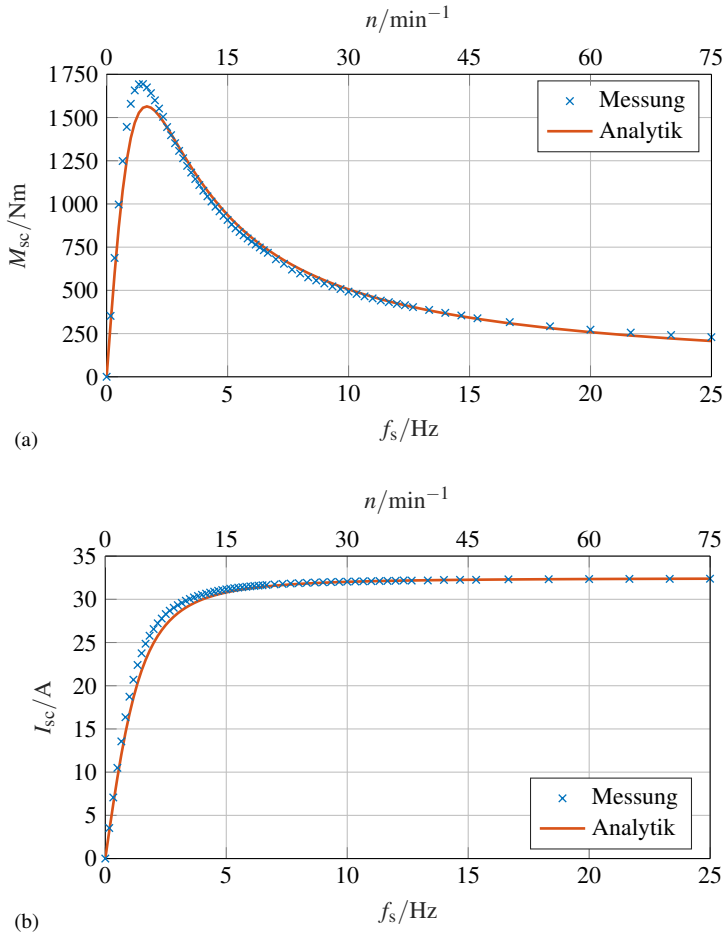


Abb. 5.6.: Vergleich des gemessenen und analytisch berechneten dreiphasigen Dauerkurzschlusses mit der Verschaltung $a = 4$; $\vartheta_{Cu} = 22^\circ\text{C} \dots 34^\circ\text{C}$ und $\vartheta_M = 22^\circ\text{C}$;
 (a) Kurzschlussdrehmoment M_{sc} ; (b) Grundschwingungseffektivwert des Kurzschlussstromes I_{sc} (in Strang U).

Optimierungsziel ist die Minimierung der Fehlerquadrate zwischen gemessenem und analytisch berechnetem Dauerkurzschlussmoment und -strom. Vorgaben und Ergebnisse sind in Tab. 5.5 zusammengefasst.

Die Abweichungen im Bereich des größten Dauerkurzschlussmoments bei $f_s \approx 1,5\text{Hz}$ sind durch die konstanten Ersatzschaltbildparameter des analytischen Modells bedingt. Im ge-

5.3. Einzelverlustbestimmung

nannten Bereich tritt ein signifikanter q-Strom auf, der sättigungsbedingt zu verringerten Induktivitäten und einer abweichenden Polradspannung im Vergleich zum Bereich $n \geq 30 \text{ min}^{-1}$ mit betragsmäßig kleinerem q-Strom führt.

Tab. 5.5.: Leerlauf- und Kurzschlussversuch der Prototypmaschine bei Raumtemperatur

Messwerte: Temperaturen	
mittlere Leitertemperatur der Statorwicklung ϑ_{Cu}	22 °C ... 34 °C
Rotortemperatur (ca. Magnettemperatur) $\vartheta_{\text{r}} \approx \vartheta_{\text{M}}$	22 °C
Messwerte: Generatorischer Leerlauf	
Drehzahl n	60,00 min^{-1}
effektive Leerlaufspannung U_{p}	201,9 V
errechnete Ersatzschaltbildparameter	
Statorstrangwiderstand R_{s}	516,7 m Ω
PM-Flussverkettung Ψ_{M} der Statorwicklung je Strang	2,272 Vs
Synchroninduktivität der Längsachse L_{d}	49,50 mH
Synchroninduktivität der Querachse L_{q}	49,50 mH

5.3. Einzelverlustbestimmung

Hauptziel der Messkampagne mit der Prototypmaschine ist die messtechnische Bestimmung der Rotorverluste, welche als Differenz der gemessenen Grundschwingungsverluste und den übrigen Einzelverlusten berechnet werden. Die dazu benötigten Einzelverlustmodelle sowie deren Unsicherheiten werden in diesem Abschnitt behandelt. Eine Übersicht der involvierten Leistungen und Einzelverluste ist in Tab. 5.6 gegeben. Der Leistungsfluss wird in Abb. 5.7 dargestellt. Die dargestellten Vorzeichen ergeben sich aus der Verwendung des Verbraucherzählpfeilsystems beim untersuchten Generatorbetrieb.

Die mechanische Aufnahmeleistung ($-P_{\text{m}}$) wird verlustbehaftet in die elektrische Grundschwingungsleistung ($-P_{\text{el},1}$) gewandelt. Vereinfachend werden dabei vier Verlustgruppen berücksichtigt: Lagerreibungsverluste P_{fr} , Statorummagnetisierungsverluste bei Stromgrundschwingungsspeisung $P_{\text{Fe},\text{s},1}$, Statorstromwärmeverluste $P_{\text{Cu},\text{s}}$ und die Rotorwirbelstromverluste bei Stromgrundschwingungsspeisung $P_{\text{r},1}$. Durch den Betrieb der Prototypmaschine am Spannungszwischenkreisumrichter treten geringe Spannungs- und Stromüberschwingungen auf, die eine relativ kleine aufgenommene elektrische Oberschwingungsleistung $P_{\text{el},\text{o}}$ zur Deckung der Oberschwingungsverluste nach sich ziehen. Die Oberschwingungsverluste sind im Wesentlichen zusätzliche Ummagnetisierungsverluste im Stator $P_{\text{Fe},\text{s},\text{o}}$ und Rotor $P_{\text{r},\text{o}}$. Wichtig ist festzuhalten, dass diese Oberschwingungsverluste im Wesentlichen durch elektrische

Tab. 5.6.: Übersicht der Leistungen und Einzelverluste

$(-P_m)$	mechanische Aufnahmeleistung
$(-P_{el,1})$	elektrische Grundschwingungsabgabeleistung
P_{fr}	mechanische Lagerreibungsverluste
$P_{Fe,s,1}$	Statorummagnetisierungsverluste bei Stromgrundschwingungsspeisung
$P_{Cu,s}$	Statorstromwärmeverluste
$P_{r,1}$	Rotorwirbelstromverluste bei Stromgrundschwingungsspeisung
$P_{el,o}$	aufgenommene elektrische Oberschwingungsleistung (Umrichtereinfluss)
$P_{Fe,s,o}$	zusätzliche Statorummagnetisierungsverluste durch Stromoberschwingungen
$P_{r,o}$	zusätzliche Rotorwirbelstromverluste durch Stromoberschwingungen

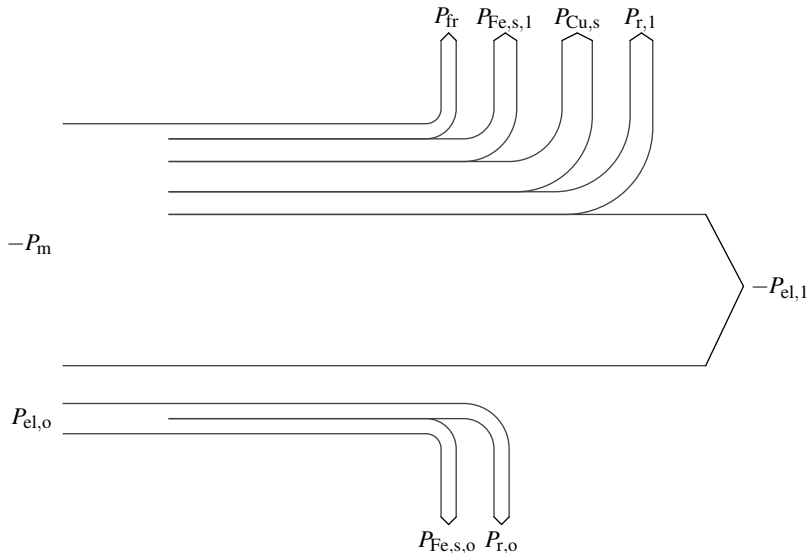


Abb. 5.7.: Leistungsfluss bei Umrichterspeisung im Generatorbetrieb. Links: Aufgenommene mechanische Leistung ($-P_m$) und aufgenommene elektrische Oberschwingungsleistung $P_{el,o}$. Rechts: Abgegebene elektrische Grundschwingungsleistung $-P_{el,1}$. Oben: Grundschwingungsverluste. Unten: Zusätzliche Oberschwingungsverluste.

Oberschwingungsleistung und nicht durch mechanische Leistung gedeckt werden. Während diese Aussage für $P_{Fe,s,o}$ plausibel ist, bedarf es einer genaueren Betrachtung im Fall der ober-schwingungsbedingten Rotorwirbelstromzusatzverluste $P_{r,o}$. Die Frequenzen der Spannungs- bzw. Stromoberschwingungen des Spannungszwischenkreisumrichters liegen gruppiert um Vielfache der Taktfrequenz $f_T = 6\text{ kHz}$. Die resultierenden Statorluftspaltfeldwellen laufen

daher für alle relevanten räumlichen Statorfeldharmonischen bezogen auf die mechanische Drehzahl des Rotors derart schnell um, dass der Schlupf nach (2.53) stets näherungsweise $s \approx 1$ ist. Nach (2.106) bedeutet dies, dass die Rotorverluste näherungsweise als Luftspaltleistung aus elektrischer Statorleistung gedeckt werden und nicht mechanisch durch $-P_m$. Daher wird die gesamte gemessene mechanische Eingangsleistung $-P_m$ zur indirekten Berechnung der grundschwingungsbedingten Rotorwirbelstromverluste $P_{r,1}$ herangezogen. Eine experimentelle Trennung der oberschwingungsbedingten Stator- und Rotorverluste ist schwierig und findet nicht statt. Schlussendlich werden die grundschwingungsbedingten Rotorwirbelstromverluste nach (5.9) ermittelt.

$$P_{r,1} = (-P_m) - (-P_{el,1}) - P_{fr} - P_{Fe,s,1} - P_{Cu,s} \quad (5.9)$$

Während $(-P_m)$ und $(-P_{el,1})$ als Messwerte zur Verfügung stehen, werden die Einzelverluste P_{fr} , $P_{Fe,s,1}$ und $P_{Cu,s}$ modellbasiert für jeden Messpunkt berechnet. Die verwendeten Modelle basieren ihrerseits im Wesentlichen auf Messungen, werden jedoch fallweise durch externe Daten, wie zum Beispiel numerische Simulationsergebnisse zur Statorstromverdrängung in den Nutenleitern und Verlustkennlinien des Statorblechs ergänzt [E15].

5.3.1. Einzelverlustmodelle

5.3.1.1. Statorstromwärmeverluste

Die Statorstromwärmeverluste werden aus den gemessenen Effektivwerten der Strangströme I_U , I_V und I_W sowie einem geschätzten Wechselstromwiderstand der Statorwicklung je Strang $R_{s,AC}$ berechnet. Der geschätzte Wechselstromwiderstand basiert seinerseits auf den je Strang gemessenen Gleichstromwiderständen bei Umgebungstemperatur, welche anhand von Temperaturmessdaten von acht der insgesamt 26 in der Statorwicklung untergebrachten Pt100-Messwiderständen korrigiert werden. Darüber hinaus wird auch eine Korrektur zur Berücksichtigung der Stromverdrängung in den Nutenleitern durchgeführt.

Der Gleichstromwiderstand bei $\vartheta_{Cu,0} = 22,0^\circ\text{C}$ wurde für jeden Strang mit dem Ohmmeter *Resistomat Typ 2316* [155] gemessen und zu $R_{s,DC} = 471,3 \text{ m}\Omega$ gemittelt. Um die während der Messreihe zur lastabhängigen Rotorverlustbestimmung auftretende Statorwicklungserwärmung so gering wie möglich zu halten, wurde der Prototyp jeweils nur kurz für die Dauer einer Messung belastet. Dadurch konnte die Erwärmung der Statorwicklung über alle Messungen in den einzelnen Messpunkten auf unter 40 K begrenzt werden, wobei die mittlere Erwärmung deutlich darunter liegt. Trotzdem wird der Statorwiderstand für jeden Messpunkt entsprechend den synchron aufgezeichneten Temperaturmessdaten unter Berücksichtigung des Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstands von Kupfer $\alpha_{Cu} = 1/(255\text{K})$ korrigiert. Die Berechnung der temperaturabhängigen Statorstromwärmeverluste unter Berücksichtigung der temperaturabhängigen Wirbelstromzusatzverluste ist in Abschnitt 4.2.1.2 erläutert, da es im Wesentlichen dem Modell zur Berechnung der Statorstromwärmeverluste entspricht, welches bei der Maschinenauslegung zum Einsatz kommt.

5.3.1.2. Reibungsverluste

Aufgrund der relativ geringen Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ sind die Luftreibungsverluste vernachlässigbar klein. Es werden daher nur die Lagerreibungsverluste betrachtet. Zur Lagerung der Rotorglocke wird ein Personenkraftwagen-Radlager des Typs *VKBA 6666* von *SKF* eingesetzt [F1]. Es handelt sich hierbei um ein Radlager der dritten Generation mit zwei abgedichteten Schrägkugellagern in O-Anordnung und Wälznetzbund [160]. Die Vorteile dieser Lagergeneration sind die kompakte Bauweise, die Lebensdauerschmierung und feste Einstellung des Lagerspiels. Der Bewegungswiderstand eines Wälzlagers kann über empirische Formeln abhängig von Geometrie, Belastung, Drehzahl und Temperatur berechnet werden [161, 162]. Die Reibung der Dichtelemente, welche mehr als die Hälfte der Gesamtreibung eines Radlagers ausmachen kann [163], muss separat berücksichtigt werden.

Im vorliegenden Fall werden Messergebnisse für die Abschätzung der Reibungsverluste herangezogen. Für fünf Radlager vergleichbaren Typs wurden vom Hersteller *SKF* gemessene Reibmomente an unbelasteten und belasteten Radlagern bei verschiedenen Lagertemperaturen mitgeteilt. Die Messungen wurden an vollständigen Radlagern durchgeführt und enthalten daher auch die Reibung der Dichtelemente. Für die Abschätzung der Lagerreibung am Prototyp werden aus den Messungen folgende Parameterkonfigurationen ausgewählt: Lagertemperatur 22°C , keine mechanische Axial- und Radialbelastung und Drehzahlen in der Nähe der Betriebsdrehzahl der Prototypmaschine. Die Lagerbelastung in der Prototypmaschine ist im Vergleich zu den typischen Lagerbelastungen am Kraftfahrzeug gering, sodass die Auswahl der Messreihen zum Reibungsmoment ohne Lagerbelastung gerechtfertigt ist. Durch diese Auswahl ergeben sich aus den Messreihen von *SKF* folgende Mittelwerte:

$$M_{fr}(10 \text{ min}^{-1}) = 0,59 \text{ Nm} \qquad M_{fr}(400 \text{ min}^{-1}) = 1,48 \text{ Nm.} \quad (5.10)$$

Eine lineare Interpolation ergibt das in (5.11) angegebene drehzahlabhängige Reibmoment $M_{fr}(n)$. Demnach beträgt das Lagerreibungsmoment bei Nenndrehzahl $M_{fr}(n_N = 60 \text{ min}^{-1}) = 0,70 \text{ Nm}$.

$$M_{fr}(n) = 2,28 \cdot 10^{-3} \text{ Nm} \cdot \frac{n}{\text{min}^{-1}} + 0,567 \text{ Nm} \quad (5.11)$$

5.3.1.3. Statorummagnetisierungsverluste

Das Modell zur Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste basiert auf einer Messung des Schleppmoments der Maschine im generatorischen Leerlauf. Die Schleppmomente werden in beiden Drehrichtungen gemessen und anschließend gemittelt, um eine Nullpunktabweichung des Drehmomentmessflansches zu kompensieren. Das in Abb. 5.5(b) dargestellte Schleppmoment zeigt im betrachteten Drehzahlbereich näherungsweise eine lineare Drehzahlabhängigkeit. Die lineare Regression des Schleppmoments $M_{0,ges}(n)$ wird in (5.12) bis (5.14) um das ebenfalls linear von der Drehzahl abhängige Lagerreibungsmoment $M_{fr}(n)$ aus

(5.11) korrigiert, um das elektromagnetische Schleppmoment $M_{0,el}(n)$ zu erhalten. Dieses Bremsmoment deckt die Ummagnetisierungsverluste im Stator und Rotor. Die darin enthaltenen Hystereseverluste sind proportional zur Drehzahl. Deshalb ist das resultierende Hysteresedrehmoment M_{Hy} drehzahlunabhängig und tritt in (5.14) als Konstante auf.

$$M_{0,ges}(n) = -0,136 \text{ Nm} \cdot \left(n / \text{min}^{-1} \right) - 11,22 \text{ Nm} \quad (5.12)$$

$$M_{0,el}(n) = M_{0,ges}(n) + M_{fr}(n) \quad (5.13)$$

$$M_{0,el}(n) = -0,134 \text{ Nm} \cdot \left(n / \text{min}^{-1} \right) - \underbrace{10,65 \text{ Nm}}_{=M_{Hy}} \quad (5.14)$$

Im Folgenden wird angenommen, dass die Hystereseverluste im Leerlauf vollständig im Statorblechpaket auftreten, da im Leerlauf durch die Rotormagnete allein keine Ummagnetisierung von Rotorkomponenten auftritt und die nutungsbedingte Flusspulsation vor allem Wirbelstromverluste in den Rotorkomponenten hervorruft. Demnach wird angenommen, dass das konstante elektromagnetische Hysteresebremsdrehmoment M_{Hy} die Statorhystereseverluste deckt. Die Hystereseverluste dominieren bei der Bemessungsfrequenz $f_N = 20 \text{ Hz}$ die Statorummagnetisierungsverluste. Trotz der Dominanz des Hystereseeanteils an den Statorummagnetisierungsverlusten werden, basierend auf den Verlustangaben des Blechherstellers, die Wirbelstromverluste im Statorblechpaket abgeschätzt und bei der Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste ergänzt. Grundlage für diese Korrektur ist das *Jordan'sche* Verlustmodell in (5.15) [64].

$$\frac{P_{Fe}}{m_{Fe}} = \underbrace{k_{Hy} \cdot f \cdot B^2}_{=P_{Hy}} + \underbrace{k_{Ft} \cdot f^2 \cdot B^2}_{=P_{Ft}} \quad (5.15)$$

Da die Hystereseverluste P_{Hy} aus der Schleppmomentmessung bekannt sind, ist es zweckmäßig, die Wirbelstromverluste P_{Ft} relativ zu P_{Hy} zu berechnen (5.16). Mit den im Anhang A.1.3 berechneten Verlustkoeffizienten k_{Hy} und k_{Ft} für das verwendete Elektroblech M350-50A ergeben sich bei der Bemessungsfrequenz $f_N = 20 \text{ Hz}$ zusätzliche Wirbelstromverluste in Höhe von 15 % der Hystereseverluste.

$$\frac{P_{Ft}}{P_{Hy}} = \frac{k_{Ft} \cdot f}{k_{Hy}} \quad (5.16)$$

Als Bezugspunkt für die nachfolgende Betrachtung der Last- und Drehzahlabhängigkeit der Ummagnetisierungsverluste wird der generatorische Leerlauf ($I_s = 0 \text{ A}$) bei der Bezugsfrequenz $f_0 = f_N$ mit $f_N = 20 \text{ Hz}$ gewählt. Für diese Drehzahl beträgt die Leerlaufspannung je Strang effektiv $U_0 = 202 \text{ V}$. Die Statorummagnetisierungsverluste betragen nach (5.17)–(5.19) $P_{Fe,0} = 76,9 \text{ W}$ und setzen sich zu 87 % aus Hystereseverlusten zusammen, während die Wirbelstromverluste nur einen Anteil von 13 % haben.

$$P_{Hy,0} = \frac{2\pi \cdot f_0}{p} \cdot M_{Hy} = 66,9 \text{ W} \quad (5.17)$$

$$P_{\text{Ft},0} = \frac{k_{\text{Ft}} \cdot f_0}{k_{\text{Hy}}} \cdot P_{\text{Hy},0} = 0,15 \cdot P_{\text{Hy},0} = 10,0 \text{ W} \quad (5.18)$$

$$P_{\text{Fe},0} = P_{\text{Hy},0} + P_{\text{Ft},0} = 76,9 \text{ W} \quad (5.19)$$

Für die Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste bei beliebiger Frequenz f und beliebigem Statorstrom \underline{I}_s wird die Reaktanzspannung \underline{U}_x nach (5.20) verwendet. Diese wird aus den gemessenen Grundschiebungseffektivwerten von Statorstrom \underline{I}_s und Statorspannung \underline{U}_s sowie deren Phasenverschiebung und unter Verwendung des Statorwechselstromwiderstands $R_{s,AC}$ berechnet. Mit der Annahme, dass der für die Statorummagnetisierungsverluste maßgebliche magnetische Fluss die Reaktanzspannung U_x induziert, ergeben sich die Statorhystereseverluste P_{Hy} und Statorwirbelstromverluste P_{Ft} nach (5.21) bzw. (5.22). Gemeinsam bilden sie die gesamten Statorummagnetisierungsverluste $P_{\text{Fe},s,1}$ (5.23).

$$\underline{U}_x = \underline{U}_s - R_{s,AC} \cdot \underline{I}_s \quad (5.20)$$

$$P_{\text{Hy}} = P_{\text{Hy},0} \cdot \left(\frac{U_x}{U_0} \right)^2 \cdot \left(\frac{f_0}{f} \right) \quad (5.21)$$

$$P_{\text{Ft}} = P_{\text{Ft},0} \cdot \left(\frac{U_x}{U_0} \right)^2 \quad (5.22)$$

$$P_{\text{Fe},s,1} = P_{\text{Hy}} + P_{\text{Ft}} \quad (5.23)$$

Fallweise werden die Statorummagnetisierungsverluste proportional zum Quadrat der Hauptfeldspannung $\underline{U}_h = \underline{U}_s - (R_s + jX_{s,\sigma}) \cdot \underline{I}_s$ modelliert. Dies hat die Nachteile, dass einerseits die Statorstreureaktanz $X_{s,\sigma}$ bekannt sein muss und dass sich andererseits ein signifikanter Teil des magnetischen Statorstreufusses über Statorzähne und Statorjoch schließt und somit zu den Statorummagnetisierungsverlusten beiträgt, so dass der Abzug der Streufeldspannung in der Formel nicht korrekt ist [164].

5.3.2. Kombinierte Messunsicherheit und Modellfehler

Da die Rotorverluste nach dem beschriebenen Verfahren als bilanzieller Rest von Verlustleistung und Einzelverlusten berechnet werden, kommt es zu dem Problem, dass die relativ zur Bemessungsleistung kleinen Messunsicherheiten der Eingangs- und Ausgangsleistung bezogen auf die kleinen Rotorverluste zu relativ großen Unsicherheiten führen. Aus diesem Grund ist eine Berechnung der Unsicherheit insbesondere bei der Angabe von Rotorverlusten notwendig. Allgemein erfolgt die Berechnung der Unsicherheit einer Zielgröße y mit Hilfe der nachfolgend dargestellten kombinierten Unsicherheit unter Berücksichtigung der Messgenauigkeit und der Modellfehler.

5.3.2.1. Kombinierte Unsicherheit

Für Größen y , die durch eine Funktion $y = f(x_1, \dots, x_N)$ aus N unabhängigen Messgrößen x_i berechnet werden, wird die kombinierte Messunsicherheit $u(y)$ nach (5.24) berechnet [150]. Die darin auftretenden partiellen Ableitungen $\partial f / \partial x_i$ werden als Sensitivität bezeichnet und die Unsicherheiten $u(x_i)$ als Eingangsunsicherheiten.

$$u(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \cdot u(x_i) \right)^2} \quad (5.24)$$

5.3.2.2. Modellfehler

Bei der Berechnung der Rotorverluste aus Messwerten werden neben gemessener mechanischer Aufnahmeleistung und gemessener elektrischer Grundschwingungsabgabeleistung auch modellbasierte Einzelverluste (Reibungsverluste, Statorummagnetisierungsverluste und Statorstromwärmeverluste) verwendet. Die verwendeten Modelle für die Einzelverlustberechnung aus Messwerten unterliegen Modellfehlern, welche sich auf die Unsicherheit der Rotorverlustbestimmung auswirken und im Folgenden durch zusätzliche mit Unsicherheiten behaftete Eingangsgrößen berücksichtigt werden.

Es ist davon auszugehen, dass insbesondere das Verlustmodell aus Abschnitt 5.3.1.3 zur Berechnung der Statorummagnetisierungsverluste mit $P_{Fe,s,1} \sim U_x^2$ einen Modellfehler aufweist, der die Genauigkeit der bilanziell aus Messwerten berechneten Rotorverluste signifikant verschlechtert. Daher wird ein relativer Modellfehler $k_{Fe,s,dev}$ ergänzt. Dieser sagt aus, dass die wahren Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s,w}$ um den Faktor $k_{Fe,s,dev}$ größer sind als die aus Messwerten berechneten Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$. Es wird angenommen, dass $k_{Fe,s,dev}$ um den Nominalwert Eins gleichverteilt innerhalb der Abweichungsgrenzen $\pm a = \pm 0,15$ ist und die Verteilung unabhängig von den übrigen Messgrößen ist. Die Abschätzung der Abweichungsgrenzen beruht auf dem Vergleich von numerisch simulierten und aus dem Verlustmodell berechneten Statorummagnetisierungsverlusten in Abb. 5.8. Aus der Abweichungsgrenze a ergibt sich die Unsicherheit u für die Berechnung der kombinierten Unsicherheit $u = a / \sqrt{3} = 0,087$.

Des Weiteren wird für die Statorwicklungstemperatur eine Modellunsicherheit berücksichtigt, da die Temperaturmesswerte von acht räumlich diskreten Wicklungstemperatursensoren zur Schätzung der mittleren Wicklungstemperatur herangezogen werden. Die mittlere Wicklungstemperatur hat einen signifikanten Einfluss auf die Statorstromwärmeverluste und damit auch auf die bilanziell aus den Messwerten ermittelten Rotorverluste. Der Modellfehler wird durch eine zusätzliche additive maximale Temperaturabweichung $\pm a$ modelliert. Die angesetzten Schätzwerte für die maximale Temperaturabweichung werden abhängig vom Versuchstyp gewählt. Bei der Aufnahme der Stromkennfelder mit kurzer Belastungsdauer und geringer Maschinenerwärmung wird die Temperaturabweichung zu $a = \pm 2,5\text{K}$ ange-

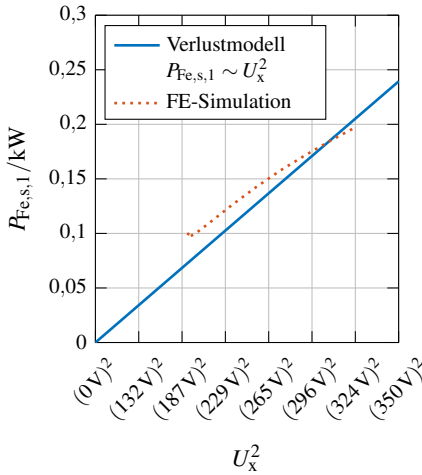


Abb. 5.8: Lastabhängige Statorummagnetisierungsverluste bei Grundschwingungsspeisung $P_{Fe,s,1}$ und $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ in Abhängigkeit von $U_x^2 = |\underline{U}_s - R_{s,AC} \cdot I_s|^2$. Vergleich des experimentell aus dem Leerlaufversuch ermittelten Verlustmodells mit $P_{Fe,s,1} \sim U_x^2$ nach Abschnitt 5.3.1.3 mit numerischer FE-Simulation (*JMAG*). Die FE-Simulation bezieht sich auf den Strombereich $I_s \in [0; 2,1 I_N]$ (s. Abb. 4.21(b)).

nommen. Dies entspricht etwa einem Zehntel der mittleren Wicklungserwärmung bei diesem Versuchstyp. Für die Aufnahme von Drehzahl-Drehmomentkennlinien an der betriebswarmen Maschine mit höheren Wicklungstemperaturen und inhomogener Temperaturverteilung zwischen Ober- und Unterschicht wird die Fehlergrenze $a = \pm 10 \text{ K}$ angesetzt.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

In diesem Abschnitt wird das lastabhängige Betriebsverhalten für verschiedene Speisetopologien messtechnisch untersucht. Neben der vollständigen Speisung der Statorwicklung, die dem Normalbetrieb entspricht, wird auch die Speisung der halben Statorwicklung in zwei Quadranten (2/4) und in vier Oktanten (4/8) untersucht. Diese Anordnungen realisieren die in Abschnitt 3.2.1 für Windgeneratoren erläuterte Strategie zum Weiterbetrieb der Anlage mit nur einem von zwei speisenden Umrichtern.

Schwerpunkt bildet die indirekte Bestimmung der Rotorverluste nach dem in Abschnitt 5.3 erläuterten Verfahren zur Bestimmung der Einzelverluste. Im Folgenden wird der generatorische Betrieb bei fester Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ mit variablem Statorstrom von $I_s \approx 0,1 \cdot I_{s,N} \dots 1,9 \cdot I_{s,N}$ und variablem Statorstromwinkel $\beta = -120^\circ \dots -80^\circ$ vorgestellt. Bei Speisung der halben Statorwicklung reduzieren sich die genannten Stromamplituden auf die Hälfte. Der Stromwinkel β ist in rotorfesten Koordinaten zwischen d-Achse und \underline{I}_s definiert. Bei $\beta = -90^\circ$ ist der Statorstrom ein reiner generatorischer q-Strom.

Messtechnisch wird der Statorstrom \underline{I}_s im rotorfesten dq-Koordinatensystem nach (5.25) aus den vom Datenerfassungssystem ermittelten Strangstromeffektivwert der Grundschwingung $I_{s,1}$ (gemittelt über die Stränge) und dem Statorstromwinkel β bestimmt. Die Berechnung

des Statorstromwinkels β wird durch die Messung des Drehwinkels im Drehmomentmessflansch ermöglicht und funktioniert wie in Abschnitt 5.1.2.2 erläutert. Die Strangspannung \underline{U}_s im rotorfesten dq-System wird im Anschluss aus dem gemessenen Strangspannungseffektivwert der Grundschwingung $U_{s,1}$ (gemittelt über die Stränge) und der Phasenverschiebung von Stromgrundschwingung zu Spannungsgrundschwingung $\varphi_{s,1}$ (gemittelt über die Stränge) berechnet. Aus dem bei Raumtemperatur gemessenen elektrischen Gleichstromstrangwiderstand $R_{s,DC,0}$ (gemittelt über die Stränge) wird unter Berücksichtigung der gemessenen Wicklungstemperatur (Pt100-Widerstandsthermometer in der Statorwicklung) und der Frequenz f der Statorwechselstromwiderstand $R_{s,AC}$ nach Abschnitt 4.2.1.2 bestimmt. Mit den zuvor ermittelten Größen und der gemessenen Frequenz f wird die magnetische Statorflussverkettung Ψ_s mit der d-Komponente Ψ_d und der q-Komponente Ψ_q nach (5.27) bestimmt.

$$I_s = I_d + j \cdot I_q = I_{s,1} \cdot e^{j\beta} \quad (5.25)$$

$$\underline{U}_s = U_d + j \cdot U_q = U_{s,1} \cdot e^{j(\beta + \varphi_{s,1})} \quad (5.26)$$

$$\underline{\Psi}_s = \Psi_d + j \cdot \Psi_q = \frac{U_s - R_{s,AC} \cdot I_s}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} \quad (5.27)$$

Während der Messung befindet sich die Maschinentemperatur knapp über der Raumtemperatur und ist somit vergleichsweise gering. Dies ist vorteilhaft, um einerseits die genannte Überlast zu ermöglichen und andererseits die Unsicherheit der Statorstromwärmeverlustberechnung im Rahmen der Rotorverlustseparierung zu minimieren. Allerdings sind die so gewonnenen Ergebnisse nur bedingt mit den Verhältnissen bei betriebswarmer Maschine vergleichbar. Nach erfolgter Separierung der Rotorverluste wird für die Angabe des Wirkungsgrads eine Korrektur der Statorstromwärmeverluste durchgeführt, so dass diese den Verlusten bei der nominalen mittleren Leitertemperatur $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ entsprechen. Die Korrektur berücksichtigt sowohl die Temperaturabhängigkeit des Gleichstromwiderstands als auch die Temperaturabhängigkeit der wechselstrombedingten Zusatzverluste in den Nutenleitern mit der in Abschnitt 4.2.1 dargestellten Näherung. Da die Rotorerwärmung der Außenläufer-Prototypmaschine im Vergleich zu Innenläufermaschinen mit $\Delta\vartheta_{r,N} \approx 40\text{K}$ relativ gering ist, erfolgt weder eine Anpassung der Ergebnisse hinsichtlich einer abweichenden magnetischen Remanenzflussdichte der Permanentmagnete noch hinsichtlich einer abweichenden elektrischen Leitfähigkeit der massiven Rotorbauteile [E13]. Die Auswertung der indirekten messtechnischen Rotorverlustbestimmung wird durch einen Vergleich mit den Ergebnissen von transienten, nichtlinearen 2D-FE-Simulationen und den Ergebnissen der analytischen Rotorwirbelstromberechnung nach Abschnitt 2.5 ergänzt.

5.4.1. Vollständig gespeiste Maschine

Die Statorwicklung wird vollständig gespeist und ist mit $a = 4$ parallelen Zweigen, wie in Abb. 4.5 dargestellt, verschaltet. Die Drehzahl beträgt $n_N = 60\text{min}^{-1}$.

5.4.1.1. Strom-Kennfelder

In die Auswertung werden 127 validierte Messpunkte einbezogen, die in Abb. 5.9(a) dargestellt sind. Auf Grundlage der abgeleiteten Messgrößen in diesen Messpunkten entstehen die in Abb. 5.9(b)–5.10(e) gezeigten I_d, I_q -Kennfelder. Diese umfassen die Strangspannungsgrundschiwingung $U_{s,1}$, den Grundschiwingungsleistungsfaktor $|\cos \varphi_{s,1}|$, die Statorummagnetisierungsverluste bei Stromgrundschiwingungsspeisung $P_{Fe,s,1}$, die Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ und die indirekt bestimmten Rotorverluste bei Stromgrundschiwingungsspeisung $P_{r,1}$. Dabei ist zu beachten, dass $U_{s,1}$, $|\cos \varphi_{s,1}|$ und $P_{Cu,s}$ entsprechend einer mittleren Wicklungstemperatur von $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ korrigiert sind.

Die Statorflussverkettungskennfelder sind in Abb. 5.10(a) und 5.10(d) dargestellt. Zur Berechnung der Induktivitäten L_d und L_q nach (5.28) und (5.29) wird die PM-Flussverkettung benötigt. Die PM-Flussverkettung wird nicht aus dem Leerlaufversuch bestimmt, sondern aus dem Betrieb mit reinem q-Strom ($I_d = 0$) entsprechender Amplitude $I_q = I_{s,1}$. Für diesen reinen q-Strom-Betrieb ist die PM-Statorflussverkettung $\Psi_M = \Psi_d$. Diese Annahme führt auf die in Abb. 5.10(b) dargestellte PM-Statorflussverkettung Ψ_M und die in Abb. 5.10(c) und 5.10(e) dargestellten Kennfelder für L_d und L_q . Würde stattdessen eine lastunabhängige PM-Statorflussverkettung Ψ_M angenommen werden, ergäbe sich rechnerisch ein Anstieg der Induktivität L_d bei steigendem Statorstrom, was physikalisch nicht zutrifft.

$$L_d = \frac{\Psi_d - \Psi_M}{\sqrt{2} \cdot I_d} \quad (5.28)$$

$$L_q = \frac{\Psi_q}{\sqrt{2} \cdot I_q} \quad (5.29)$$

Die I_d - I_q -Strom-Kennfelder des aufgenommenen Wellendrehmoments $-M_m$ und des Wirkungsgrads bei Grundschiwingungsspeisung η_1 sind in Abb. 5.11(a) dargestellt. Der generatorische Wirkungsgrad bei Grundschiwingungsspeisung η_1 wird indirekt aus den Einzelverlusten nach (5.30) berechnet, wobei die Stromwärmeverluste der Statorwicklung $P_{Cu,s}$ nach Abschnitt 4.2.1.2 auf eine nominale mittlere Wicklungstemperatur von $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet sind.

$$\eta_1 = \frac{-P_m - P_{Cu,s} - P_{Fe,s,1} - P_{r,1} - P_{fr}}{-P_m} \quad (5.30)$$

5.4.1.2. Betriebsstrategien und Strom-Kennlinien

Aus den I_d - I_q -Strom-Kennfeldern werden für folgende drei Betriebsstrategien die Stromkennlinien rechnerisch synthetisiert.

- MTPA (Maximum Torque per Ampere): Betragsmäßig größtes Drehmoment bei gegebener Stromamplitude

5.4. Betriebsverhalten der Speisestopologien

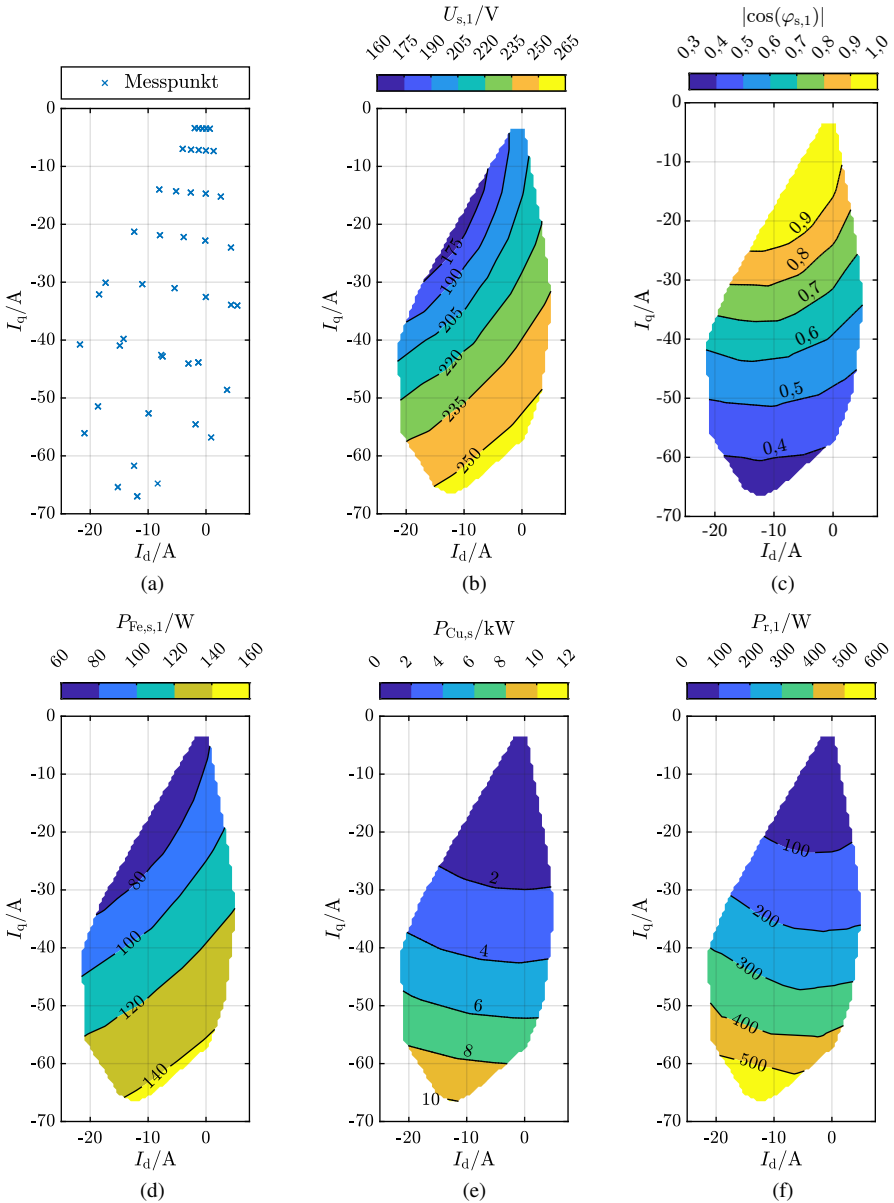


Abb. 5.9.: Umrichterspeisung der vollständig gespeisten Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung: (a) Messpunkte, (b) Statorstrangspannung* $U_{s,1}$, (c) Grundswingungsleistungsfaktor* $|\cos \varphi_{s,1}|$, (d) Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s,1}$, (e) Statorstromwärmeverluste* $P_{Cu,s}$ und (f) Rotorwirbelstromverluste $P_{r,1}$. *: Entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

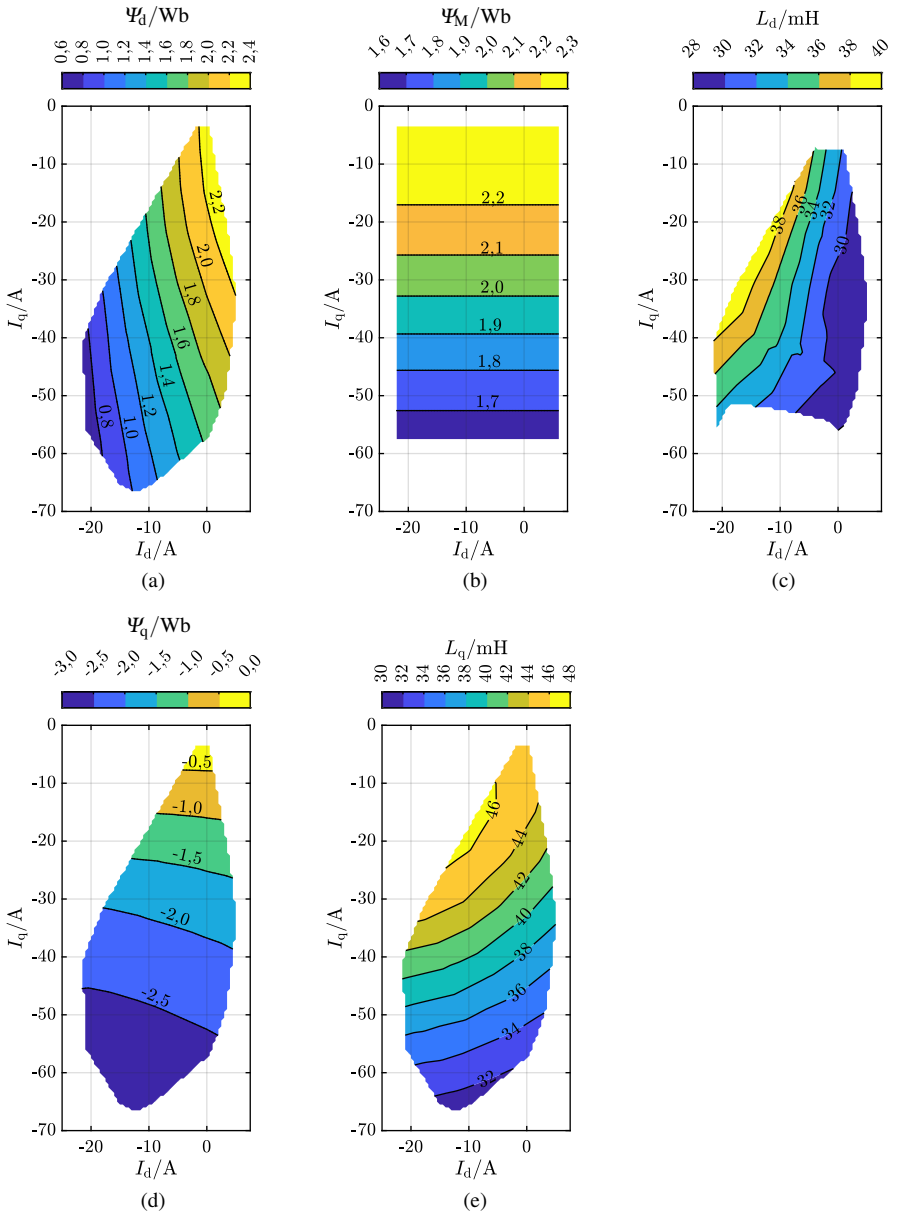


Abb. 5.10.: Umrichterspeisung der vollständig gespeisten Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung: (a) Statorflussverkettung der Längsachse Ψ_d , (b) PM-Flussverkettung Ψ_M , (c) Längsinduktivität L_d , (d) Statorflussverkettung der Querachse Ψ_q , (e) Querinduktivität L_q .

- MTPL (Maximum Torque per Loss): Größter Wirkungsgrad bei gegebener Statorstromamplitude
- Q: Statorstrom weist nur eine q-Komponente auf

Die resultierenden Strompfade für MTPA, MTPL und Q sind in Abb. 5.11(a) eingetragen und zeigen, dass aufgrund der Dominanz der Statorstromwärmeverluste die MTPA- und MTPL-Strategien hinsichtlich des Statorstromwinkels β quasi identisch sind und einen näherungsweise konstanten Statorstromwinkel von $\beta \approx -100^\circ$ aufweisen.

Die resultierenden Strom-Drehmoment-, Strom-Wirkungsgrad, Strom-Spannung-, Strom-PM-Flussverkeftung- und Strom-Statorstranginduktivität-Kennlinie sind in Abb. 5.11(b)–Abb. 5.12(d) dargestellt und bestätigen die in Abschnitt 4.4.3 simulativ vorausberechnete kleine Zunahme des Drehmoments und marginale Zunahme des Wirkungsgrads bei MTPL-Betrieb gegenüber reinem q-Strom-Betrieb. Relevant ist die Auswirkung der Betriebsstrategie insbesondere auf den Grundschiebungsfaktor $\cos \varphi_{s,1}$ in Abb. 5.12(b). Dieser ist bei MTPL-Betrieb um bis zu 0,07 größer als bei Betrieb mit reinem q-Strom. Insgesamt ist der Grundschiebungsfaktor aber mit z. B. $\cos \varphi_{s,1} = 0,73$ bei Bemessungsstrom $I_{s,N} = 33,18 \text{ A}$ relativ niedrig, was durch die infolge des hohen Strombelags und der Zahnspulentechnologie große Statorinduktivität bedingt ist. Damit wird der Umrichter gegenüber Betrieb mit $\cos \varphi_{s,1} = 1$ um mehr als 35% überdimensioniert, was ein wesentlicher Nachteil a) hochausgenutzter PM-Synchronmaschinen und b) besonders von Maschinen mit Zahnspulentechnik ist.

Wird wie oben erläutert die PM-Statorflussverkeftung aus dem Betrieb mit reinem q-Strom übernommen (s. Abb. 5.12(c)), ergibt sich bei MTPL-Betrieb der in Abb. 5.12(d) dargestellte lastabhängige Verlauf von L_d und L_q . Der Verlauf von L_q spiegelt die lastabhängige magnetische Sättigung wieder. Quantitativ liegen die Induktivitätswerte nahe bei den in Abschnitt 4.4.2 aus FE-Simulationen berechneten Werten. Für den Bemessungsstrom $I_{s,N} = 33,18 \text{ A}$ ergeben sich messtechnisch: $L_q = 41,8 \text{ mH}$ und $L_d = 32,4 \text{ mH}$. Die simulativ berechneten Induktivitäten betragen $L_q = 45,2 \text{ mH}$ und $L_d = 35,2 \text{ mH}$ (vgl. Tab. 4.11).

5.4.1.3. Vergleich von Messung, Simulation und analytischer Berechnung

In diesem Abschnitt wird das aus Messungen ermittelte Betriebsverhalten und insbesondere die indirekt bestimmten Rotorverluste mit den Ergebnissen einer 2D-FE-Simulation aus Abschnitt 4.4 und den analytischen Berechnungsergebnissen aus Abschnitt 2.5 verglichen. Der Vergleich beschränkt sich auf die Strom-Kennlinien bei MTPL-Betrieb bzw. einem festen Statorstromwinkel $\beta = -100^\circ$ bei den 2D-FE-Simulationen.

Das verwendete FE-Modell in der Software *JMAG* entspricht dem zur Maschinennachrechnung in Abschnitt 4.4 verwendeten transienten, nichtlinearen 2D-Modell. Lediglich die elektrischen und magnetischen Materialparameter der Permanentmagneten und des Rotorjochs wurden dem thermischen Zustand bei der Messung mit $\vartheta_M = \vartheta_r = 40^\circ \text{ C}$ angepasst.

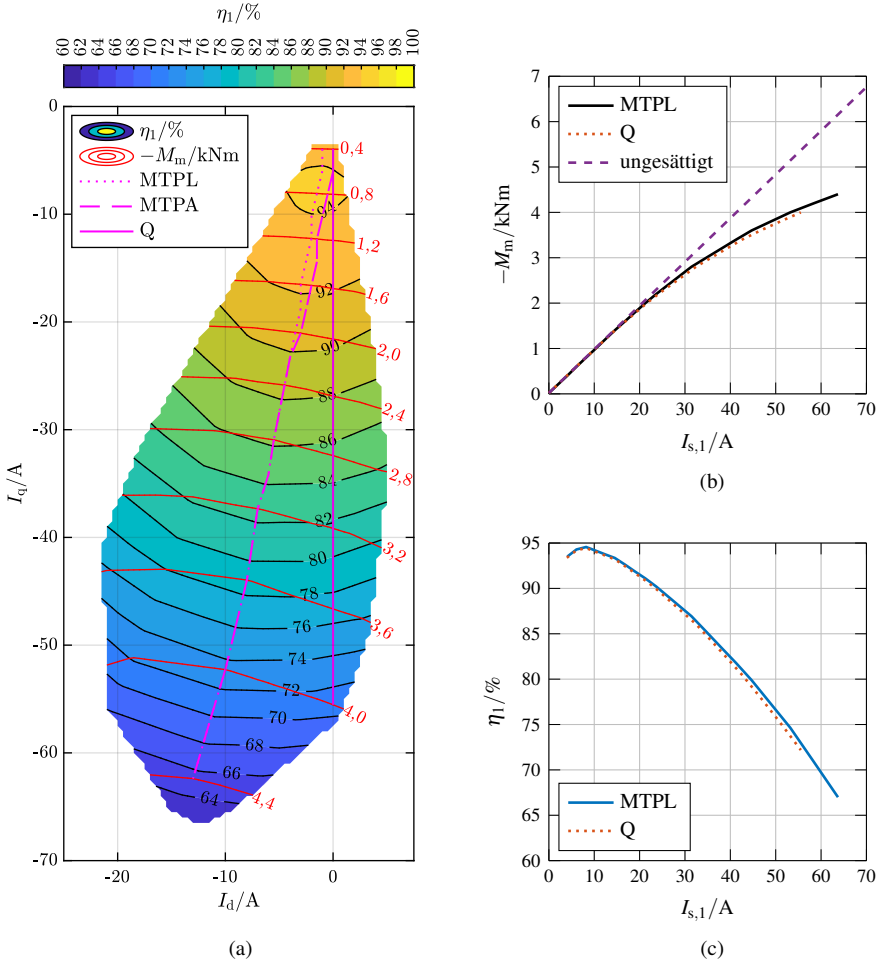
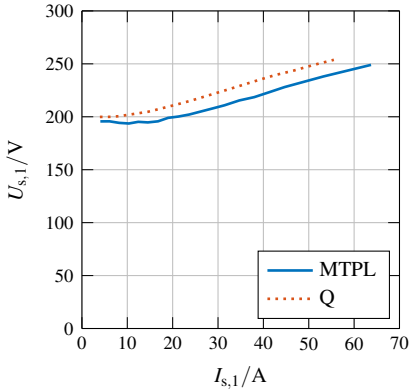
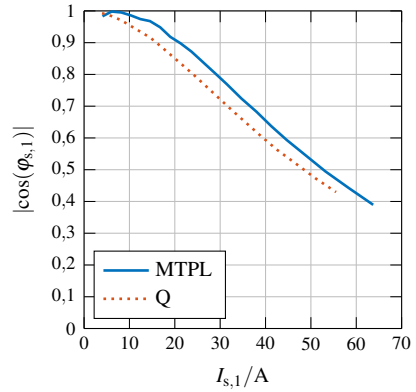


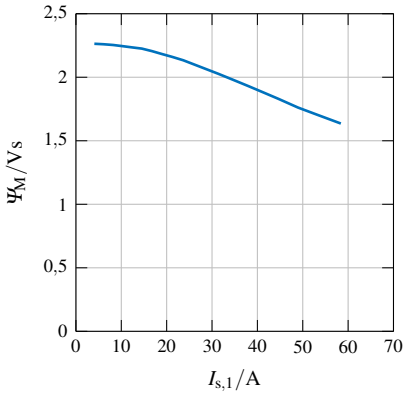
Abb. 5.11.: Umrichterspeisung der vollständig gespeisten Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung: (a) Indirekt messtechnisch bestimmter Grundschwingungs-Wirkungsgrad* η_1 und gemessenes generatorisches Drehmoment $-M_m$ mit eingetragenen Strom-Pfaden für MTPL-, Q- und MTPA-Strategie, (b) Strom-Drehmoment-Kennlinien, (c) Strom-Grundschwingungswirkungsgrad-Kennlinien*. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.



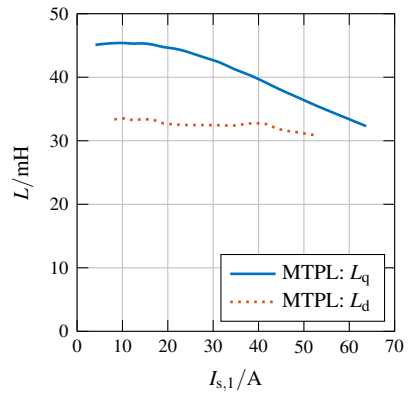
(a) Strom-Statorstrangspannung-Kennlinien*



(b) Strom-Leistungsfaktor-Kennlinien*



(c) Strom-PM-Flussverkeftung-Kennlinie



(d) Strom-Statorinduktivität-Kennlinien

Abb. 5.12.: Umrichterspeisung der vollständig gespeisten Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung. *: Entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ modifiziert.

In Abb. 5.13 werden der Grundschiebungseffektivwert der Strangspannung $U_{s,1}$, der Grundschiebungseistungsfaktor $|\cos \varphi_{s,1}|$, das Wellendrehmoment M_m und der Wirkungsgrad bei Grundschiebungseispeisung η_1 zwischen Messung und FE-Simulation verglichen. Bei Bemessungsstrom $I_{s,N} = 33,2\text{A}$ ergeben sich moderate Abweichungen von 3,8 Prozentpunkten bei $U_{s,1}$, 1,7 Prozentpunkten bei $|\cos \varphi_{s,1}|$, 2,3 Prozentpunkten bei M_m und 0,03 Prozentpunkten bei η_1 . Im Überlastbereich werden die Abweichungen deutlich größer und sind auf eine geringere magnetische Sättigung bei der Simulation zurückzuführen.

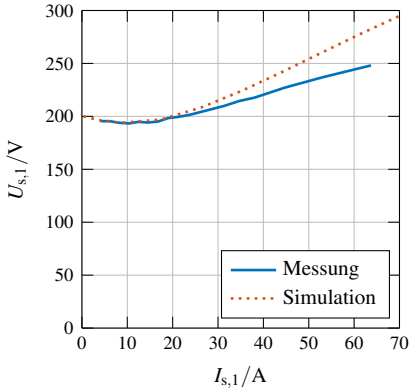
Ein Vergleich der lastabhängigen Einzelverluste ist in Abb. 5.14 dargestellt, wobei auf die Darstellung der geringen, konstanten Reibungsverluste in Höhe von 4,4W verzichtet wird. Die Stromwärmeverluste inklusive wechselstrombedingter Zusatzverluste in den Nutenleitern $P_{Cu,s}$ in Abb. 5.14(a) sind für Messung und Simulation identisch, da dasselbe Verlustmodell verwendet wird. Allerdings trägt die Messunsicherheit dieser Verlustgruppe maßgeblich zur Unsicherheit der indirekt aus den Messdaten bestimmten Rotorverluste bei und wird im nächsten Abschnitt genauer diskutiert.

In Abb. 5.14(b) werden die simulierten und die aus den Messwerten berechneten Statorummagnetisierungsverluste bei Grundschiebungseispeisung $P_{Fe,s,1}$ dargestellt. Es ergeben sich relativ große Abweichungen von 30 Prozentpunkten beim Bemessungsstrom, was ca. 30W absolut entspricht. Ursache für diese Abweichungen ist einerseits die Verwendung von Datenblattangaben bei der Berechnung der Ummagnetisierungsverluste im Rahmen der FE-Simulation und andererseits die stark vereinfachte Skalierung der Ummagnetisierungsverluste proportional zum Quadrat der Reaktanzspannung U_x^2 im Rahmen des Einzelverlustmodells. Diese Abweichungen bei den Ummagnetisierungsverlusten sind wegen der erwähnten Unsicherheiten typisch und wurden auch bei früheren wissenschaftlichen Arbeiten beobachtet.

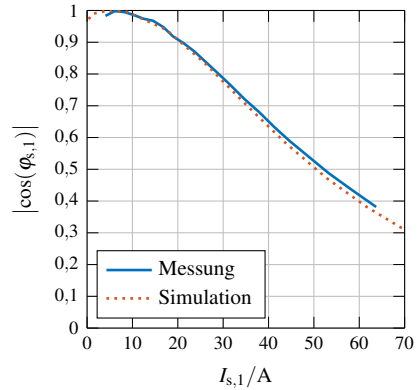
Die Rotorverluste bei Grundschiebungseispeisung $P_{r,1}$ sind in Abb. 5.14(c) dargestellt. Die indirekt aus den Messungen ermittelten Rotorverluste sind mit einer Region umgeben, die der einfachen kombinierten Unsicherheit $\pm u$ in beiden Vorzeichenrichtungen entspricht. Im Bemessungspunkt betragen die simulativ bestimmten Rotorverluste bei Grundschiebungseispeisung $P_{r,1} = 166\text{W}$ und sind um 4,3W oder 2,6 Prozentpunkte höher als die indirekt gemessenen Verluste. Der analytisch nach Abschnitt 2.5 berechnete Verlauf der Rotorwirbelstromverluste ist streng proportional zum Quadrat des Statorstroms und berücksichtigt nicht die lastunabhängigen Rotorverluste aufgrund der Nutmodulation des Läuferfelds durch die Statornutöffnungen. Dieser fehlende Anteil sorgt dafür, dass die analytisch berechneten Rotorwirbelstromverluste stets kleiner als die indirekt gemessenen und simulierten Rotorverluste sind. Bei Bemessungsstrom sind die analytisch berechneten Rotorverluste um etwa 44W kleiner als simuliert. Die lastunabhängigen Rotorverluste betragen nach der Simulation etwa 39W und erklären den Großteil der zuvor genannten Abweichung. Ein Vergleich der Kurvenform von $P_{r,1}(I_s)$, bestimmt durch indirekte Messung bzw. Simulation mit der analytisch vorausberechneten Parabel, bestätigt, dass die Rotorverluste grundsätzlich quadratisch mit dem Statorstrom zunehmen ($P_{r,1} \sim I_s^2$) [E15].

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

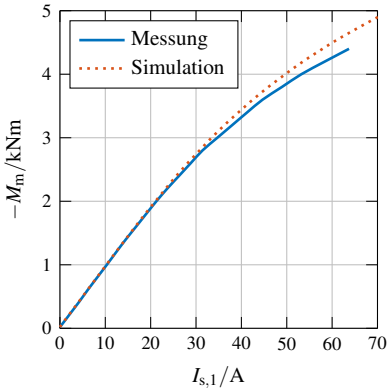
Die FE-Simulation und die analytische Berechnung ermitteln die Rotorverluste separat für das Rotorjoch ($P_{r,y}$) und die Rotorpermanentmagneten ($P_{r,M}$). In Abb. 5.14(d) sind die lastabhängigen Verläufe dieser Teilverluste gezeigt. Neben dem bereits erwähnten fehlenden lastunabhängigen Verlustanteil bei der analytischen Rechnung fällt auf, dass die analytisch berechneten Wirbelstromverluste im Rotorjoch kleiner ausfallen als simuliert und die analytisch vorausberechneten Wirbelstromverluste in den Magneten steiler mit dem Statorstrom ansteigen als simuliert. Dies belegt die begrenzte Genauigkeit des analytischen Modells, auch wenn sich die Abweichungen bezogen auf die gesamten Rotorverluste teilweise kompensieren.



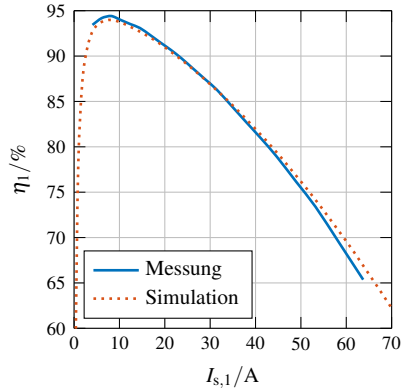
(a) Strom-Statorstrangspannung-Kennlinien*



(b) Strom-Leistungsfaktor-Kennlinien*



(c) Strom-Drehmoment-Kennlinien



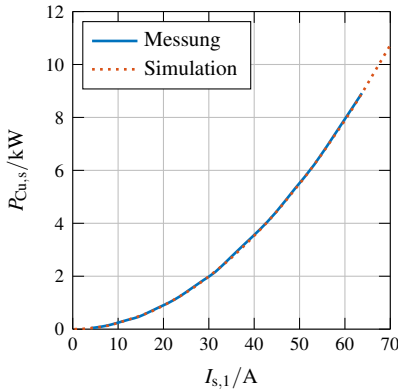
(d) Strom-Wirkungsgrad-Kennlinien*

Abb. 5.13.: Vollständig gespeiste Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$.

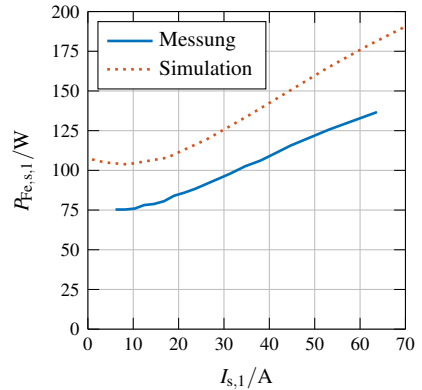
*: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

5.4.1.4. Unsicherheit der indirekt ermittelten Rotorverlustleistung

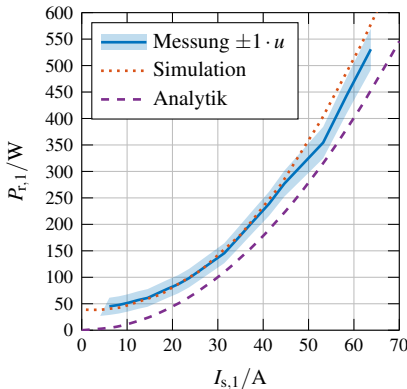
Die messtechnische Ermittlung der Rotorverluste unterliegt aufgrund des verwendeten bilanziellen Ansatzes einer signifikanten Unsicherheit. Im Folgenden wird anhand eines Messpunkts nahe des Bemessungsstroms mit $I_s = 31,51 \text{ A}$ die Zusammensetzung der kombinierten Unsicherheit der Rotorverluste $P_{r,1}$ diskutiert. Dazu sind in Tab. 5.7 die Beiträge der beteiligten Mess- und Modellunsicherheiten dargestellt. Da die Zeilen in Tab. 5.7 absteigend nach



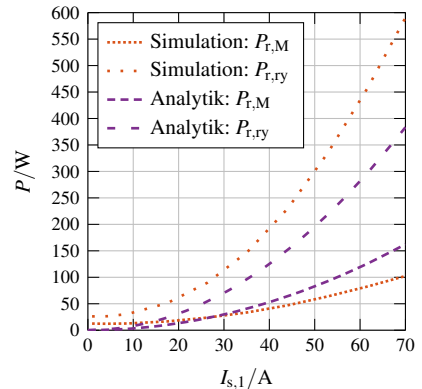
(a) Strom-Statorstromwärmeverluste-Kennlinien*



(b) Strom-Statorummagnetisierungsverluste-Kennlinien



(c) Strom-Rotorwirbelstromverluste-Kennlinien (gesamt)



(d) Strom-Rotorwirbelstromverluste-Kennlinien (PM und Rotorjoch)

Abb. 5.14.: Vollständig gespeiste Statorwicklung ($a = 4$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

dem Betrag des Beitrags zur kombinierten Messunsicherheit von $P_{r,1}$ sortiert ist, befinden sich die wichtigsten Einflussfaktoren zu oberst.

Die berechneten Rotorverluste für diesen Messpunkt betragen $P_{r,1} = 146 \text{ W}$. Die kombinierte Messunsicherheit wird als quadratisches Mittel der Beiträge nach (5.24) zu $u(P_{r,1}) = 19 \text{ W}$ berechnet. Den höchsten Beitrag an dieser Unsicherheit hat die Messung der Statorstrangströme, da sowohl die elektrische Eingangsleistung als auch die großen Statorstromwärmeverluste von diesen maßgeblich abhängen. Ebenfalls relevant sind die Modellfehler von Statorummagnetisierungsverlusten und der Modellfehler bei der Schätzung der mittleren Wicklungstemperatur aus den Messdaten einzelner Temperatursensoren in der Statorwicklung. Die Verwendung der hochgenauen Drehmomentmesswelle sorgt dafür, dass die Drehmomentmessung, welche ihrerseits die Genauigkeit der mechanischen Eingangsleistung dominiert, nur den viergrößten Einfluss auf die Genauigkeit der Rotorverlustbestimmung hat.

Tab. 5.7.: Beiträge zur Unsicherheit der indirekt gemessenen Rotorwirbelstromverluste $P_{r,1}$ für den Messpunkt $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $I_s = 31,51 \text{ A}$. *: Messwert x_i und Unsicherheit $u(x_i)$ je Strang und Beitrag zur kombinierten Unsicherheit $\left| \frac{\partial P_{r,1}}{\partial x_i} \cdot u(x_i) \right|$ für alle drei Stränge kombiniert.

Größe x_i	$x_i \pm u(x_i)$	$\left \frac{\partial P_{r,1}}{\partial x_i} \cdot u(x_i) \right $
Strangströme* I_s	$(31,51 \pm 0,04) \text{ A}$	12,1 W
Modellfehler der Statorummagnetisierungsverluste	$(98,3 \pm 8,5) \text{ W}$	8,5 W
Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} (Modellfehler dominant)	$(39,5 \pm 1,5) ^\circ\text{C}$	8,1 W
Drehmoment M	$(-2806,5 \pm 1,0) \text{ Nm}$	6,5 W
Strangspannungen* $U_{s,1}$	$(215,7 \pm 0,1) \text{ V}$	4,0 W
Hysteresedrehmoment M_{Hy}	$(10,65 \pm 0,29) \text{ Nm}$	2,7 W
Phasenverschiebungen* $\varphi_{s,1}$	$(141,16 \pm 0,02) ^\circ$	2,2 W
Temp. bei $R_{s,\text{DC}}$ -Messung	$(22,00 \pm 0,14) ^\circ\text{C}$	0,8 W
$R_{s,\text{DC}}$	$(471,3 \pm 0,2) \text{ m}\Omega$	0,6 W
Drehzahl n	$(60,0260 \pm 0,0003) \text{ min}^{-1}$	0,1 W
Frequenz f	$(20,008 \pm 0,001) \text{ Hz}$	< 0,1 W
Leerlaufspannung U_0	$(202,00 \pm 0,04) \text{ V}$	< 0,1 W
Rotorverluste $P_{r,1}$	$(146 \pm 19) \text{ W}$	

5.4.2. Zwei-Quadranten-Speisung

Bei der Zwei-Quadranten-Speisung der Prototypmaschine werden, wie in Abb. 5.15(a) dargestellt, die zwei links und rechts liegenden Quadranten der Statorwicklung gespeist, während die oben und unten liegenden Quadranten stromlos sind. Damit die Strangspannung gegenüber dem Normalbetrieb annähernd konstant ist, bleibt die Strangwindungszahl $N_s = 810$ unverändert. Hierzu werden die Stränge nach Abb. 5.15(b) gebildet und die Anzahl der parallelen Wicklungszweige auf $a = 2$ halbiert. Dies führt im Vergleich zur vollständig gespeisten Maschine bei gleichem Statorstrangstrom auf einen doppelt so großen Spulenstrom. Aufgrund der lokalen Wicklungserwärmung und lokalen lastabhängigen magnetischen Sättigung in den gespeisten Wicklungsabschnitten reduzieren sich der dauerhaft zulässige Strom und das dauerhaft zulässige Drehmoment auf die Hälfte gegenüber Normalbetrieb und betragen $I_{s,N}/2 = 16,6\text{ A}$ bzw. $M_N/2 = 1400\text{ Nm}$.

Die Stromkennfelder werden bei der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{ min}^{-1}$ aufgenommen. Die zur Synthese der MTPL-Stromkennlinien verwendeten Kennfelder von Grundschwingungswirkungsgrad η_1 und Wellendrehmoment M_m sind in Abb. 5.16(a) dargestellt. Weitere Stromkennfelder und die zugrundeliegenden Messpunkte sind im Anhang A.8.1 enthalten. Hier werden die Stromkennlinien bei MTPL-Betrieb mit näherungsweise konstantem Stromwinkel $\beta \approx -100^\circ$ diskutiert. In Abb. 5.16(b)–5.18(b) werden die wesentlichen Stromkennlinien aus der messtechnischen Untersuchung mit denen aus der nichtlinearen, transienten 2D-FE-Simulation und denen aus der analytischen Berechnung verglichen.

Die Strangstrom-Drehmoment-Charakteristik bei Speisung der halben Wicklung bleibt gegenüber dem Normalbetrieb in Abb. 5.13(c) im näherungsweise linearen Anfangsbereich nahezu unverändert. Die lastabhängige magnetische Sättigung setzt aufgrund des doppelt so großen Spulenstromes bereits bei kleineren Strangströmen ein. Dies gilt für die hier behandelte Speisung von zwei Quadranten (Abb. 5.16(b)) ebenso wie für die später behandelte Speisung von vier Oktanten (Abb. 5.20(b)).

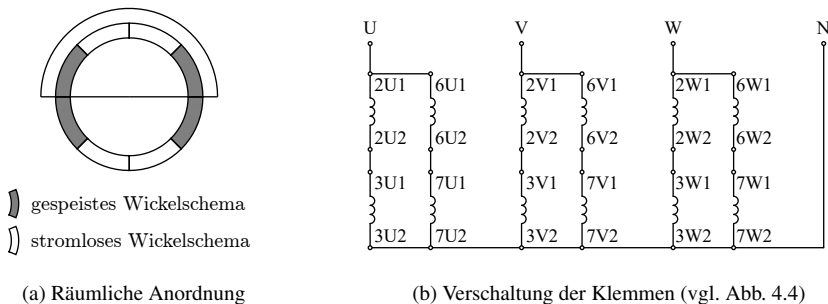


Abb. 5.15.: Zwei-Quadranten-Speisung des Prototyps. Die Konturlinie in (a) zeigt die langwelligste Luftspaltfeldwelle und die Größe des eingesetzten FE-Modells an.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

Die Wirkungsgradkennlinie für Stromgrundschwingungsspeisung ist in Abb. 5.16(c) dargestellt. Aufgrund des verdoppelten Spulenstromes bei Speisung der halben Wicklung ergeben sich bei Zwei-Quadranten-Speisung (Abb. 5.17(c)) näherungsweise doppelt so große Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$ bei gleichem Statorstrom als bei vollständiger Speisung (Abb. 5.14(a)), was einen geringeren Wirkungsgrad nach sich zieht.

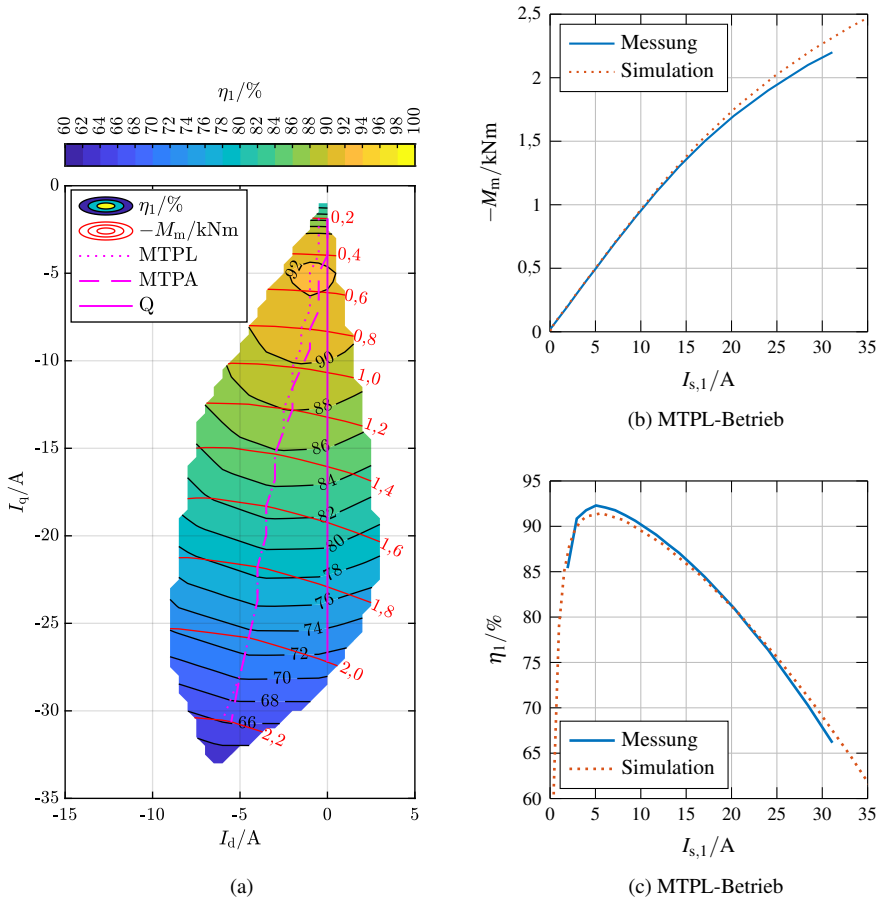
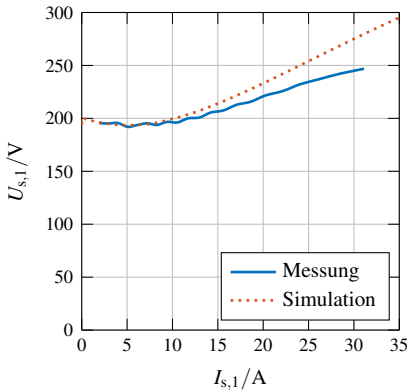
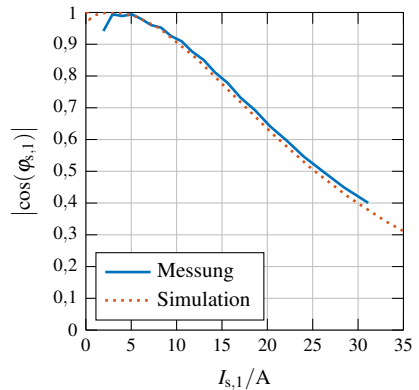


Abb. 5.16.: Zwei-Quadranten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*): (a) Indirekt messtechnisch bestimmter Grundschwingungs-Wirkungsgrad* η_1 und gemessenes generatorisches Drehmoment $-M_m$ mit eingetragenen Strom-Pfaden für MTPL-, Q- und MTPA-Strategie, (b) Strom-Drehmoment-Kennlinien, (c) Strom-Grundschwingungswirkungsgrad-Kennlinien*. *: Entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

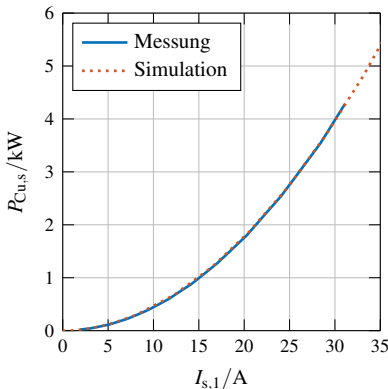
Die gemessenen Rotorverluste betragen für die Zwei-Quadranten-Speisung $P_{r,1} = 87\text{ W}$ beim thermischen Dauerstrom $I_{s,N}/2 = 16,6\text{ A}$ (s. Abb. 5.18(a)). Dies sind ca. $17,5\text{ W}$ mehr als bei Speisung der ganzen Maschine. Grund hierfür sind die in Abschnitt 2.5 diskutierten und analytisch berechneten zusätzlichen räumlichen Harmonischen aufgrund der abschnittswisen Statorbestromung. Diese höheren Rotorverluste sind thermisch unkritisch, da bei Normalbetrieb und vollem Bemessungsstrom $I_{s,N} = 33,2\text{ A}$ die Rotorverluste $P_{r,1} = 162\text{ W}$ betragen und der Wärmeeintrag in den Rotor vom vollständig bestromten und damit gleichmäßig aufgeheizten Stator über den Luftspalt deutlich größer als bei teilweiser Statorspeisung ausfällt.



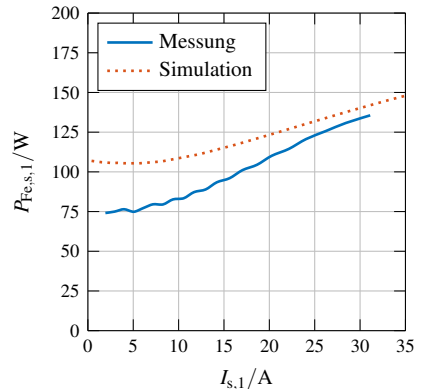
(a) Strom-Statorspannung-Kennlinien*



(b) Strom-Leistungsfaktor-Kennlinien*



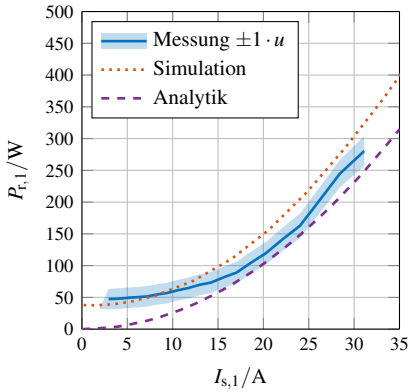
(c) Strom-Statorstromwärmeverluste-Kennlinien*



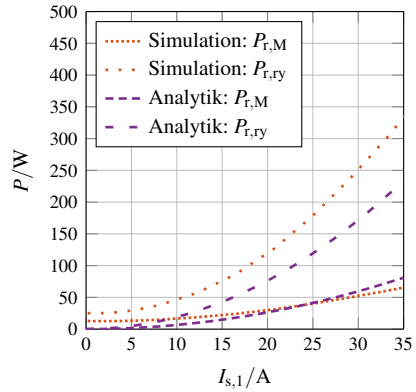
(d) Strom-Statorummagnetisierungsverluste-Kennlinien

Abb. 5.17.: Zwei-Quadranten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60\text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu},N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien



(a) Strom-Rotorwirbelstromverluste-Kennlinien (gesamt)

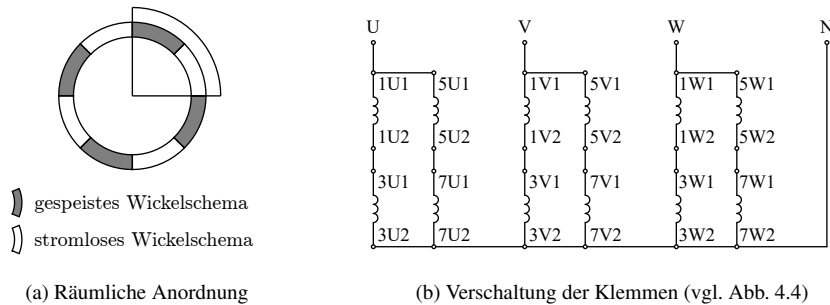


(b) Strom-Rotorwirbelstromverluste-Kennlinien (PM und Rotorjoch)

Abb. 5.18.: Zwei-Quadranten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

5.4.3. Vier-Oktanten-Speisung

Die Speisung der halben Statorwicklung in vier diametral angeordneten Oktanten erfolgt gemäß der räumlichen Anordnung in Abb. 5.19(a) mit der Verschaltung nach Abb. 5.19(b). Durch die Halbierung der parallelen Wicklungszweige gegenüber Normalbetrieb auf $a = 2$ bleibt die Strangwindungszahl unverändert.



(a) Räumliche Anordnung

(b) Verschaltung der Klemmen (vgl. Abb. 4.4)

Abb. 5.19.: Vier-Oktanten-Speisung des Prototyps. Die Konturlinie in (a) zeigt die langwelligste Luftspaltfeldwelle und die Größe des eingesetzten FE-Modells an.

Die MTPL-Stromkennlinien werden wie bei der vollständigen und bei der zu zwei Vierteln gespeisten Statorwicklung gebildet. Die zugrundeliegenden I_d, I_q -Kennfelder von Drehmoment M_m und Wirkungsgrad bei Grundswingungsspeisung η_1 sind in Abb. 5.20(a) dargestellt. Die zugrundeliegenden Messpunkte und die Kennfelder von Spannungsgrundswingung $U_{s,1}$, Grundswingungsleistungsfaktor $|\cos \varphi_{s,1}|$, Statorummagnetisierungsverlusten

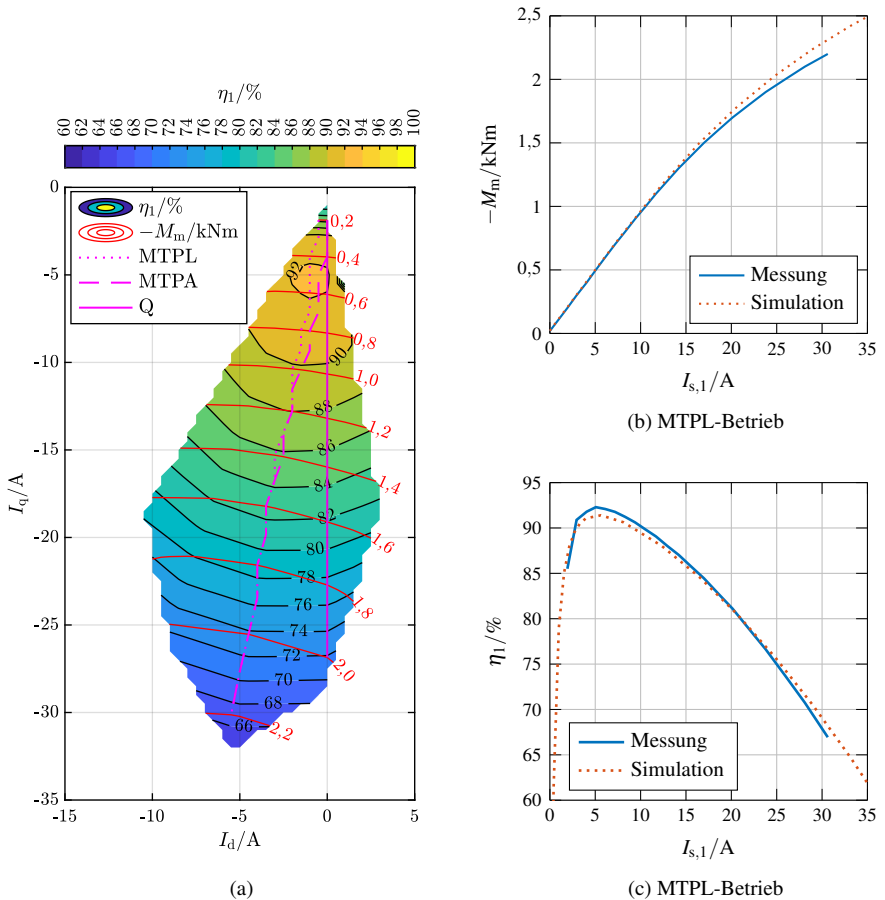
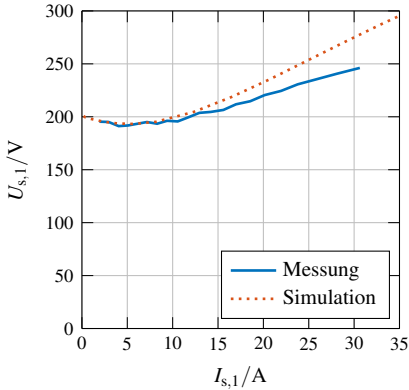


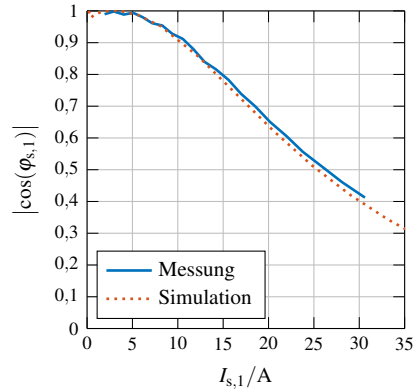
Abb. 5.20.: Vier-Oktanten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ \text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (JMAG): (a) Indirekt messtechnisch bestimmter Grundswingungs-Wirkungsgrad* η_1 und gemessenes generatorisches Drehmoment $-M_m$ mit eingetragenen Strom-Pfaden für MTPL-, Q- und MTPA-Strategie, (b) Strom-Drehmoment-Kennlinien, (c) Strom-Grundswingungswirkungsgrad-Kennlinien*. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ \text{C}$ umgerechnet.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

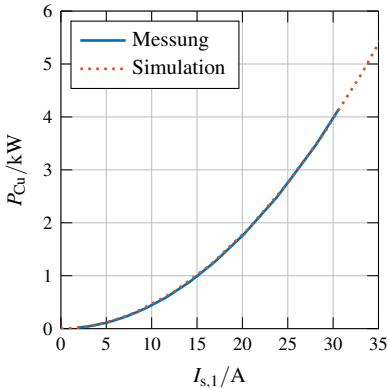
$P_{\text{Fe},s,1}$, Statorstromwärmeverlusten $P_{\text{Cu},s}$ und Rotorwirbelstromverlusten $P_{r,1}$ sind im Anhang A.8.2 enthalten. Die daraus resultierenden MTPL-Kennlinien sind in Abb. 5.20(b)–5.22(b) dargestellt. Die Kennlinien weisen große Ähnlichkeit zu denen der Statorspeisung von zwei Quadranten auf und werden im nächsten Abschnitt direkt miteinander verglichen.



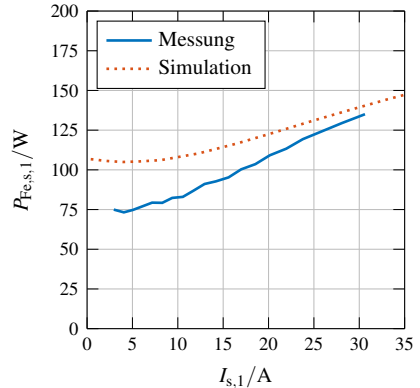
(a) Strom-Statorspannung-Kennlinien*



(b) Strom-Leistungsfaktor-Kennlinien*



(c) Strom-Statorstromwärmeverluste-Kennlinien*



(d) Strom-Statorummagnetisierungsverluste-Kennlinien

Abb. 5.21.: Vier-Oktanten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu},N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

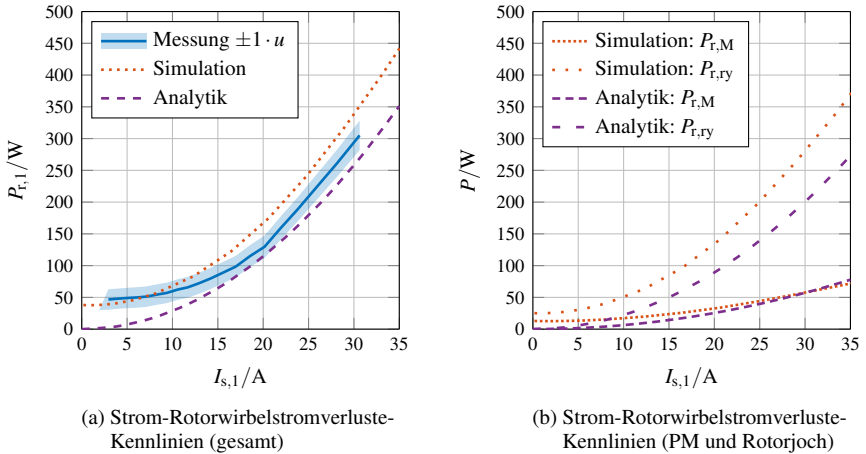


Abb. 5.22.: Vier-Oktanten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ \text{C}$, Messung und 2D-FE-Simulation (*JMAG*) bei MTPL-Betrieb mit $\beta \approx -100^\circ$. *: Entsprechend $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ \text{C}$ umgerechnet.

5.4.4. Vergleich der Speisetopologien

In Abb. 5.23 werden die messtechnisch bestimmten MTPL-Stromkennlinien von Drehmoment $M_m(I_s)$, Wirkungsgrad bei Stromgrundspeisung $\eta_1(I_s)$ und Rotorwibelstromverluste bei Stromgrundspeisung $P_{r,1}(I_s)$ für die vollständig gespeiste Statorwicklung sowie die Speisung von zwei Quadranten bzw. vier Oktanten dargestellt. Der Wirkungsgrad wird für eine mittlere Wicklungstemperatur von $\vartheta_{\text{Cu,N}} = 160^\circ \text{C}$ angegeben.

Die Drehmomentkennlinien der Statorspeisung in zwei Quadranten und vier Oktanten sind nahezu identisch mit Abweichungen von wenigen Newtonmeter. In beiden Fällen treten bereits bei halb so großem Statorstrom näherungsweise die gleichen Sättigungsverhältnisse wie bei vollständiger Speisung auf. Hinsichtlich des Wirkungsgrads und der Rotorverluste weist die Speisung von zwei Quadranten ggü. der Speisung von vier Oktanten beim Strom $I_{s,N}/2 = 16,6 \text{ A}$ keinen signifikanten Unterschied auf und liegt bei etwa $\eta_1 = 84,5\%$ bzw. $P_{r,1} \approx 90 \text{ W}$. Der Wirkungsgrad bei vollständiger Speisung liegt beim gleichen Statorstrom mit $92,4\%$ signifikant höher und ist hauptsächlich auf die geringeren Statorstromwärmeverluste und die geringere magnetische Sättigung zurückzuführen. Ein messtechnisch sicher nachweisbarer Unterschied in den Rotorverlusten zwischen der Speisung von zwei Quadranten und vier Oktanten tritt erst ab einem Statorstrom von $I_{s,N} = 30 \text{ A}$ auf. Hier betragen die Rotorverluste bei der Speisung von zwei Quadranten 266 W und bei der Speisung von vier Oktanten 294 W , was etwa 10 Prozentpunkten entspricht, aber nur 0,2 Prozentpunkte bei dem Wirkungsgrad ändert.

5.4. Betriebsverhalten der Speisetopologien

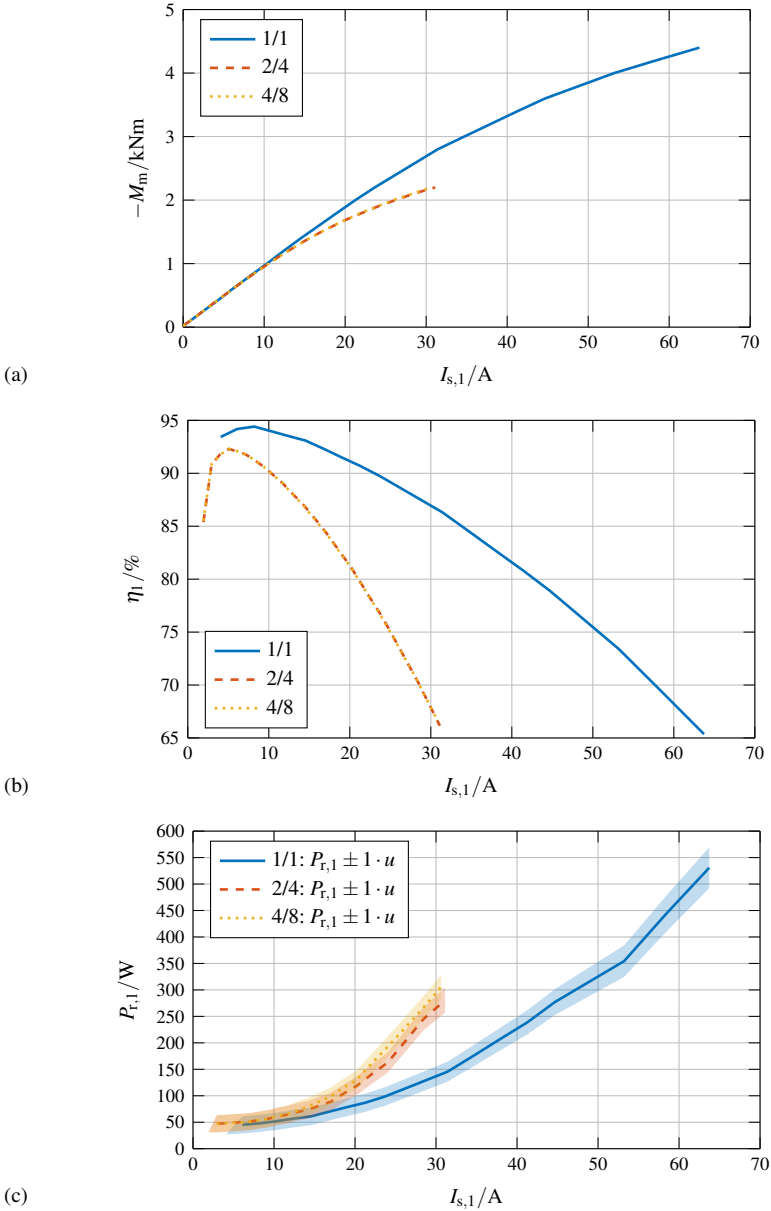


Abb. 5.23.: Gemessene Kennlinien bei vollständiger (1/1), zwei Quadranten (2/4) und vier Oktanten (4/8) Speisung der Statorwicklung; $n = 60 \text{ min}^{-1}$; $\vartheta_M \approx 40^\circ$; η_1 ist entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet; MTPL-Betrieb ($\beta \approx -100^\circ$).

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die messtechnische Untersuchung der Prototypmaschine die numerisch und analytisch vorausberechnete signifikante Zunahme der Rotorverluste zwischen vollständiger Statorspeisung und Statorspeisung in zwei Quadranten bzw. vier Oktanten bestätigt. Bei $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $I_{s,1} = 0,95 \cdot I_N = 31,5 \text{ A}$ verursacht die Zwei-Quadranten-Speisung um ca. 90 Prozentpunkte und die Vier-Oktanten-Speisung um ca. 110 Prozentpunkte höhere Rotorwirbelstromverluste als die vollständige Speisung der Statorwicklung. Absolut gesehen entspricht diese Zunahme der Rotorwirbelstromverluste ca. 150 W. Der Unterschied in den Rotorverlusten zwischen Zwei-Quadranten-Speisung und Vier-Oktanten-Speisung liegt bei $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $I_{s,1} = 0,95 \cdot I_N = 31,5 \text{ A}$, was dem 1,9-fachen des thermisch zulässigen Dauerstrom bei Zwei-Quadranten- und Vier-Oktanten-Speisung entspricht, im Bereich der messtechnischen Unsicherheit (ca. 30 W).

5.5. Bemessungspunkt S1-Dauerbetrieb

Durch den S1-Dauerbetrieb im Bemessungspunkt wird die Prototypmaschine hinsichtlich ihrer thermischen Ausnutzung untersucht. Der Vergleich von Mess- und Simulationsdaten ermöglicht überdies eine Bewertung der Berechnungsmodelle, welche bei der Maschinenauslegung in Abschnitt 4.4.2 verwendet wurden.

Die vollständig gespeiste Prototypmaschine mit $a = 4$ parallelen Zweigen je Strang (vgl. Abb. 4.5) wird im generatorischen Bemessungspunkt mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2800 \text{ Nm}$ bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustands betrieben. Dann wird eine Leistungsmessung durchgeführt, deren Ergebnisse gemeinsam mit der Einzelverlustbestimmung in Tab. 5.8 dargestellt sind. Der zugehörige gemessene Kühlmittelstrom im Wassermantel und die gemessenen Temperaturen in Beharrung sind in Tab. 5.9 dargestellt. Die Prototypmaschine war aufgrund vorhergehender Lastmessungen bereits vorgewärmt, sodass kein Erwärmungslauf beginnend bei Raumtemperatur aufgezeichnet werden konnte. Ersatzweise ist im Anhang A.8.4 ein Erwärmungslauf beginnend bei Raumtemperatur für ein um 7 Prozentpunkte verringertes Drehmoment von 2600 Nm enthalten.

Der Nachweis über das Erreichen des thermischen Beharrungszustands mit einer Temperaturänderung von weniger als $1 \text{ K}/30 \text{ min}$ erfolgt durch den Wicklungstemperaturfühler am heißesten beprobten Punkt der Statorwicklung [85] und ist ebenfalls im Anhang A.8.3 enthalten. Aufgrund der geringen stationären Erwärmung der Maschinenoberfläche (inklusive Rotorglocke) eignen sich diese Bauteile nicht als Temperaturmesspunkt für den Nachweis des thermischen Beharrungszustands anhand des Temperaturänderungskriteriums $\Delta\vartheta/\Delta t = 1 \text{ K}/30 \text{ min}$. Die Temperaturverläufe an den zugänglichen Maschinenoberflächen erfüllen bereits mehr als eine Stunde vor Erreichen des thermischen Beharrungszustands in der Wicklung das zuvor genannte Kriterium.

Tab. 5.8.: Stationärer Betrieb im Bemessungspunkt, Mess- bzw. Rechenwerte mit einfacher Unsicherheit. *: Messwert und einfache Messunsicherheit je Strang.

Speisung	Umrichter
Schaltfrequenz f_T	6 kHz
Drehzahl n	$(60,0266 \pm 0,0004) \text{ min}^{-1}$
Wellendrehmoment $-M_m$	$(2801,4 \pm 1,0) \text{ Nm}$
mechanische Leistungsaufnahme $-P_m$	$(17,6093 \pm 0,0065) \text{ kW}$
Grundschwingungsstrangspannung* $U_{s,1}$	$(209,853 \pm 0,093) \text{ V}$
Grundschwingungsstrangstrom* $I_{s,1}$	$(32,987 \pm 0,041) \text{ A}$
Grundschwingungsleistungsfaktor* $\cos(\varphi_{s,1})$	$-0,72124 \pm 0,00021$
elektrische Grundschwingungsabgabeleistung $-P_{el,1}$	$(14,978 \pm 0,012) \text{ kW}$
Grundschwingungswirkungsgrad η_1	$(85,057 \pm 0,073) \%$
elektrische Abgabeleistung $-P_{el}$	14,9084 kW
Verlustleistung P_d	2,7009 kW
Wirkungsgrad η	84,662 %
Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$	$(2,3616 \pm 0,0035) \text{ kW}$
Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$	$(0,0977 \pm 0,0089) \text{ kW}$
Rotorverluste $P_{r,1}$	$(0,168 \pm 0,016) \text{ kW}$
Oberschwingungsverluste $P_{el,o}$	0,0696 kW
Lagerreibungsverluste P_{fr}	0,0044 kW
Gleichstromwiderstand* $R_{s,DC}(\vartheta_{Cu,0})$	$(466,77 \pm 0,19) \Omega$
Wicklungstemperatur $\vartheta_{Cu,0}$	$(19,40 \pm 0,14) ^\circ\text{C}$
Gleichstromwiderstand* $R_{s,DC}(\vartheta_{Cu,\infty})$	$(720,86 \pm 0,21) \Omega$

Tab. 5.9.: Temperaturen und Kühlmittelstrom der inneren Wassermantelkühlung der Prototypmaschine bei stationärem Betrieb im Bemessungspunkt.

Größe	Wert
Wicklungstemperatur in Beharrung $\vartheta_{Cu,\infty}$	158 °C
Pt100 Wicklung max. Temperatur (2T75)	179 °C
Pt100 Wicklung mittlere Temperatur	171 °C
Pt100 Wicklung min. Temperatur (1T53)	166 °C
äußere Rotoroberfläche (Infrarotmessung)	79 °C
Kühlmittelstrom \dot{V}_{H_2O}	15,6 l/min
Kühlmitteltemperatur am Einlass $\vartheta_{H_2O,in}$	29,1 °C
Kühlmitteltemperatur am Auslass $\vartheta_{H_2O,out}$	30,9 °C
Lufttemperatur über der Rotorglocke (Typ J)	30,0 °C

5.5.1. Wirkungsgrad, Einzelverluste und thermische Ausnutzung

Das gemessene, thermisch dauernd zulässige Drehmoment ist unter Berücksichtigung des geringfügig kleineren Statorstromes um ca. 1,5 Prozentpunkte geringer als simuliert, was in Anbetracht der bereits im Bemessungspunkt auftretenden magnetischen Sättigung als zufriedenstellende Übereinstimmung bewertet wird.

Im Vergleich zur Vorausberechnung ist der gemessene Gleichstrom-Strangwiderstand bei 20°C um rund 7,2 Prozentpunkte höher. Grund hierfür ist die externe Verschaltung der Maschine, bei der jede Spulengruppe, bestehend aus einer Ober- und Unterschichtspule, über eine eigene Zu- und Ableitung zum separaten Klemmenbrett verfügt. Die interne Verschaltung der Maschine, d. h. die Serienschaltung von je einer Ober- und Unterschichtspule, sowie die elektrischen Übergangswiderstände tragen in geringerem Maß auch zu dieser Erhöhung bei. Durch diese Verschaltung erhöht sich der Statorwiderstand um R_{Zl} und führt, wie die Rechnung (5.31)–(5.33) zeigt, auf eine Verringerung des Wirkungsgrads um 0,9 Prozentpunkte.

$$\eta = \frac{P_m - P_d}{P_m} \quad (5.31)$$

$$\Delta\eta = \frac{d\eta}{dP_d} \cdot \Delta P_{Cu,s} = -\frac{1}{P_m} \cdot \frac{R_{Zl}}{R_s} \cdot P_{Cu,s} \quad (5.32)$$

$$\Delta\eta = -\frac{R_{Zl}}{R_s} \cdot \frac{P_{Cu,s}}{P_m} = -0,072 \cdot 0,125 = -0,009 \quad (5.33)$$

Der gemessene direkte Grundschwingungswirkungsgrad beträgt $\eta_1 = 85,06\%$ und fällt tatsächlich um 0,9 Prozentpunkte geringer aus als bei der Vorausberechnung ohne die Zuleitungswiderstände. Andere Faktoren, die die Statorstromwärmeverluste beeinflussen, wie mittlere Wicklungstemperatur und Statorstrom, sind zwischen Simulation und Messung weitgehend identisch (vgl. Tab. 4.11 und Tab. 5.8). Die umrichterbedingten gemessenen Oberschwingungsverluste werden ebenfalls mit dem Leistungsmessgerät *GEN4tB* [151, 152] der Firma *HBK* erfasst und betragen rund 70 W, was etwa 0,4 % der Eingangsleistung entspricht und zu einer Verringerung des Wirkungsgrades auf $\eta = 84,66\%$ führt.

Die mittlere Wicklungstemperatur im Beharrungszustand $\vartheta_{Cu,\infty}$ wird aus der Wicklungserwärmung über den Temperaturkoeffizienten von Kupfer unmittelbar nach dem Abschalten aus dem Warmwert des gemessenen Wicklungswiderstands durch das in *DIN EN 60034-1* angegebene Widerstandsverfahren mit halblogarithmischer Extrapolation zum Ausschaltzeitpunkt bestimmt [85]. Die Anwendung des Verfahrens ist im Anhang A.8.3 in Abb. A.23 grafisch dargestellt. Die resultierenden Erwärmungswerte sind in Tab. 5.9 gemeinsam mit den Messwerten der verbauten Temperaturmessfühler sowie den Betriebsparametern der indirekten Wasserkühlung des Stators gezeigt.

Die Maschine erreicht eine mittlere Wicklungserwärmung von $\Delta\vartheta_{Cu} = 128,2\text{ K}$ gegenüber der mittleren Kühlwassertemperatur. Dies überschreitet die Grenze der Wärme Klasse 180 (H)

um 3,2 K. Unter der Annahme, dass die höchste mit Pt100-Messfühler gemessene Wicklungstemperatur 178,9 °C auch der Heißpunkttemperatur der Wicklung entspricht, wird im Heißpunkt eine Erwärmung von $\Delta\vartheta_{\text{Hot}} = 148,9 \text{ K}$ gegenüber der mittleren Kühlwassertemperatur erreicht. Dies überschreitet die Grenze der Wärmeklasse 180 (H) um 8,9 K. Die Maschine ist deshalb nach Wärmeklasse 200 (N) ausgenutzt, welche eine Erwärmung im Heißpunkt von $\Delta\vartheta_{\text{Hot}} = 160 \text{ K}$ und eine mittlere Wicklungserwärmung von $\Delta\vartheta_{\text{Cu}} = 145 \text{ K}$ zulässt [85].

Im Vergleich zur thermischen Vorausberechnung weist die gebaute Prototypmaschine eine um ca. 9 Prozentpunkte höhere Erwärmung im Bemessungspunkt auf. Da ein Großteil der Stromwärmeverluste der Zuleitungen außerhalb der Maschine abgeführt wird und die absolute mittlere Wicklungstemperatur sowie der Statorstrom weitgehend identisch sind, ist ein Vergleich der gemessenen und errechneten Erwärmungen möglich. Die gemessene mittlere Wicklungserwärmung bezogen auf die mittlere Kühlmitteltemperatur ist um ca. 10,7 K höher als simuliert. Grund hierfür sind wahrscheinlich zu optimistische Annahmen bei der thermischen Modellierung insbesondere hinsichtlich des Füllfaktors der Vergussmasse und verbleibender Luftspalte zwischen Hauptisolation und Blechpaket. Die gemessene Erwärmung der Rotorglocke beträgt 49 K, was innerhalb des zulässigen Bereichs liegt, aber um 14 K höher ist als vorausberechnet. Da die simulierten und bilanziell aus Messwerten errechneten Rotorverluste annähernd gleich groß sind (157 W und 168 W), ist der Hauptgrund für die höhere Rotortemperatur vermutlich die unsichere analytischen Berechnung der Wärmeübergangskoeffizienten für den konvektiven Wärmeaustausch innerhalb und außerhalb der Rotorglocke.

5.5.2. Zeigerdiagramm und Ersatzschaltbildparameter

Aus den gemessenen Grundswingungsgrößen werden im Folgenden die entsprechenden Ersatzschaltbildparameter und das Zeigerdiagramm entwickelt. In Abb. 5.24 ist das verwendete Ersatzschaltbild gezeigt. Dieses gilt für den vereinfachten Fall einer magnetisch symmetrischen Maschine mit $L_d = L_q$ und berücksichtigt die Statorummagnetisierungsverluste und die Rotorwirbelstromverluste durch die Widerstände $R_{\text{Fe,s}}$ und R_r .

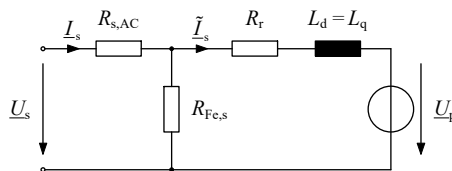
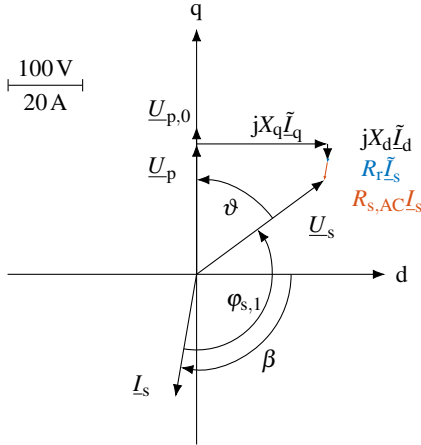


Abb. 5.24.: Ersatzschaltbild der PMSM je Strang für den Spezialfall $L_d = L_q$.

Für die Berechnung der Ersatzschaltbildparameter wird der vom Messsystem erfasste Statorstromwinkel β im dq-System verwendet. Die Lage des Stromraumzeigers ist, wie in Abschnitt 5.1.2.2 erläutert, durch die synchrone Messung des mechanischen Rotorverdrehwinkels bekannt, wobei der Rotorverdrehwinkel mit Hilfe einer vorherigen Leerlaufmessung auf

die d-Achse bezogen ist. Die Berechnung der Polradspannung im Bemessungspunkt U_p erfolgt aus einem separaten Belastungsversuch mit reinem q-Strom mit der gleichen Amplitude wie bei Bemessungsbetrieb. Die resultierenden Ersatzschaltbildparameter sowie das Zeigerdiagramm sind in Abb. 5.25(a) und Tab. 5.25(b) dargestellt.



(a) Zeigerdiagramm

Stromwinkel* β	$-99,7^\circ$
Phasenwinkel $\varphi_{s,1}$	$136,2^\circ$
Polradwinkel	$53,6^\circ$
$\vartheta = 90^\circ - (\beta + \varphi_{s,1})$	
Polradspannung* unter Last	172,4 V
U_p	
Polradspannung* im Leerlauf $U_{p,0}$	195,5 V
$R_{s,AC}$	723,4 m Ω
$R_{Fe,s}$	1,591 k Ω
R_r	50,99 m Ω
L_d^*	31,7 mH
L_q^*	42,3 mH

(b) Weitere Grundschiebungsgrößen

Abb. 5.25.: Aus der Messung bestimmtes Zeigerdiagramm und weitere Grundschiebungsgrößen für thermische Beharrung im Bemessungspunkt mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2800 \text{ Nm}$ (vgl. Tab. 5.8). *: Entsprechend der im Text beschriebenen Berechnungsmethode.

5.5.3. Spektrum des Statorstroms bei Umrichterspeisung

Neben der Leistungsmessung wird auch der Oberschwingungsgehalt des Statorstroms bei Umrichterspeisung im generatorischen Bemessungspunkt anhand des oszillographierten zeitlichen Statorstromstroms analysiert. Zur Aufnahme der Signalverläufe wird dasselbe Messdatenerfassungssystem GEN4tB mit den Kompensationsstromwandlern CTS600ID wie bei der Leistungsmessung eingesetzt [152, 153]. Der zeitliche Verlauf des Strangstroms $i_U(t)$ ist in Abb. 5.26(a) und dessen Frequenzspektrum in Abb. 5.26(b) dargestellt.

Als niederfrequente Stromberschwingungen treten die Vielfachen $k = 2; 5$ und 7 der Statorfrequenz auf. Die Amplituden dieser Oberschwingungen betragen jeweils ca. 1 % der Stromamplitude der Grundschiebung und sind bedingt durch die magnetische Sättigung und Oberschwingungen der Polradspannung. Diese Stromberschwingungen sind für den Großteil der relativ kleinen Oberschwingungsleistung verantwortlich. Daneben treten auch hochfrequente Stromberschwingungen um Vielfache der Taktfrequenz von $f_T = 6 \text{ kHz}$ auf. Das Stromspektrum in Abb. 5.26(b) zeigt entsprechende Stromberschwingungen gruppiert um

f_T und $3 \cdot f_T = 18\text{kHz}$. Allerdings liegen die Amplituden im Bereich von 1 bis 2 Tausendstel der Stromgrundschwingung und führen zu keinen signifikanten Oberschwingungsverlusten.

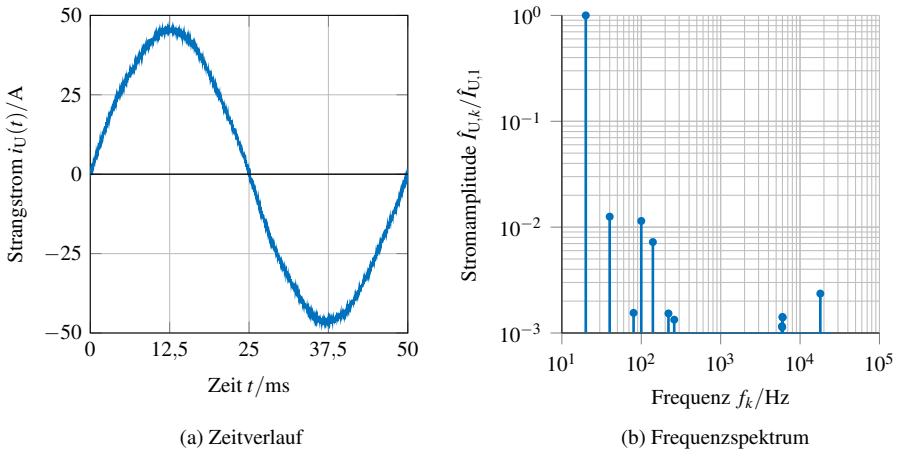


Abb. 5.26.: Gemessener Strangstrom (Strang U) bei Umrichterspeisung mit $f_T = 6\text{kHz}$ Taktfrequenz im generatorischen Bemessungspunkt mit $n_N = 60\text{min}^{-1}$ und $M_N = 2800\text{Nm}$.

5.6. Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder

Das Drehzahl-Drehmoment-Kennfeld für Verlustleistungen und Wirkungsgrad wird für den generatorischen Betrieb bei vollständiger Speisung der Statorwicklung mit $a = 8$ parallelen Wicklungszweigen mit der Verschaltung nach Abb. 5.27 aufgenommen. Dies verdoppelt den Grunddrehzahlbereich auf $n_{\text{ref}} = 120\text{min}^{-1}$ gegenüber $a = 4$ parallelen Zweigen, da die resultierende Windungszahl je Strang halbiert wird. Durch die höhere Drehzahl werden höhere Rotorwirbelströme erwartet. Zudem wird das Kennfeld bis $M_{\text{ref}} = 4300\text{Nm}$ aufgenommen, was etwa 1,5-facher Überlast entspricht. Als Bestromungswinkel wird stets ein Stromwinkel $\beta \approx -100^\circ$ eingestellt, der wie in Abschnitt 5.4.1.2 diskutiert, näherungsweise einem Betrieb mit minimalen Verlusten (MTPL) entspricht.

Die Versuche werden an einer warmen Maschine mit einer mittleren Wicklungstemperatur $\vartheta_{\text{Cu}} \approx 110^\circ$ durchgeführt. Durch die ständige Überwachung der Temperaturmesswerte der Pt100-Messfühler in der Wicklung und den daraus abgeleiteten Anpassungen im Versuchsablauf wird die mittlere Wicklungstemperatur während der Aufnahme des Kennfelds in einem Toleranzband von ca. $\pm 10\text{K}$ gehalten. In der Auswertung werden die Stromwärmeverluste, die Gesamtverluste und der Wirkungsgrad entsprechend der nominellen mittleren Wicklungstemperatur von $\vartheta_{\text{Cu}} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

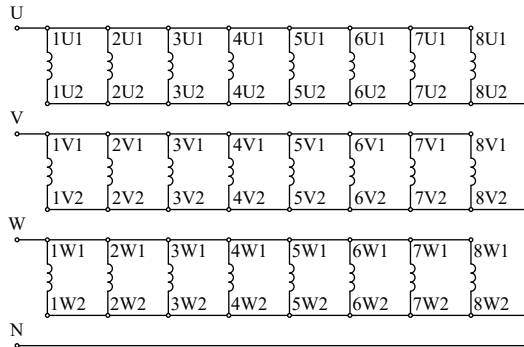


Abb. 5.27.: Verschaltung der Statorwicklung für den Betrieb mit $a = 8$ parallelen Zweigen. Klemmenbezeichnung nach Abb. 4.4.

5.6.1. Gesamtverluste und Gesamtwirkungsgrad

Die Regressionsrechnung der Messwerte für die Verlustleistungsbestimmung wird in Anlehnung an die Norm DIN 60034-2-3, Verfahren 2-3-A auf Grundlage der direkten Messung der aufgenommenen und abgegebenen Leistung durchgeführt [165]. Die Ansatzfunktion zur Regressionsrechnung der Gesamtverluste heißt $P_{d,ber}(f, M_m)$ und besteht nach (5.34) aus der Summe von N_{VL} Verlusttermen $g_i(f, M_m)$. Bei den Verlusttermen $g_i(f, M_m)$ handelt es sich nach (5.35) um Monome der bezogenen Frequenz f/f_{ref} und des bezogenen Drehmoments $|M_m|/M_{ref}$ mit den jeweiligen Exponenten $\lambda_{f,i}$ bzw. $\lambda_{M,i}$. Während die Anzahl und die Exponenten der Verlustterme a priori festgelegt werden, bilden die Faktoren $k_{VL,i}$ die Freiheitsgrade der Regressionsrechnung.

In der Norm DIN 60034-2-3 wird die Verwendung von sieben Verlusttermen mit genau definierten Exponenten vorgegeben. Für die Bestimmung der Faktoren $k_{VL,i}$ sieht die Norm abhängig von der Anzahl der verwendeten Messpunkte zwei Verfahren vor. Bei Verwendung von sieben Messpunkten mit genau definierter bezogener Frequenz und definiertem bezogenem Drehmoment ergeben sich die Faktoren durch Lösung eines linearen Gleichungssystems. Bei Verwendung von mehr Messpunkten ergibt sich ein überbestimmtes Gleichungssystem. In diesem Fall werden die Faktoren $k_{VL,i}$ durch numerische Verfahren so bestimmt, dass der in (5.36) dargestellte mittlere relative Interpolationsfehler Q_{ISI} minimal wird [166].

Da hier die Maschine bis zur 1,5-fachen Überlast vermessen wird, muss für eine aussagekräftige Regressionsrechnung mit einem mittleren relativen Interpolationsfehler $Q_{ISI} < 0,05$ eine aufwändigere, von der Norm abweichende Ansatzfunktion $P_{d,ber}(f, M_m)$ gewählt werden. Die Verlustterme bzw. deren Exponenten wurden durch systematische Untersuchung aller Verlustterme mit Exponenten kleiner gleich vier festgelegt [167]. Daraus resultiert die Wahl von acht Verlusttermen, deren Exponenten in den Spalten $\lambda_{f,i}$ und $\lambda_{M,i}$ von Tab. 5.10 dargestellt sind. Damit das Modell auch physikalisch plausibel ist, wird als Nebenbedingung

des Optimierungsproblems in (5.37) gefordert, dass alle Verlustkoeffizienten nicht negativ sind. Die Lösung des Problems zur Bestimmung der kleinsten quadratischen relativen Abweichungen der Messwerte vom interpolierten Ergebniswert erfolgt mit Hilfe eines in der Software *MATLAB* enthaltenen numerischen Lösers [168]. Datengrundlage für die Regressionsrechnung bilden die $N = 56$ durchgeführten Messungen, an den in Abb. 5.29(b) mit Kreuzen markierten Drehzahl-Drehmoment-Kombinationen.

$$P_{d,ber}(f, M_m) = \sum_{i=1}^{N_{VL}} k_{VL,i} \cdot g_i(f, M_m) \quad (5.34)$$

$$g_i(f, M_m) = \left(\frac{f}{f_{ref}} \right)^{\lambda_{f,i}} \cdot \left(\frac{|M_m|}{M_{ref}} \right)^{\lambda_{M,i}} \quad (5.35)$$

$$Q_{ISI} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^N \left(\frac{P_{d,1,mess}(f_j, M_{m,j}) - P_{d,1,ber}(f_j, M_{m,j})}{P_{d,1,mess}(f_j, M_{m,j})} \right)^2} \quad (5.36)$$

$$\min_{k_{VL,i}} \{Q_{ISI}\} \quad \text{mit} \quad \forall i: k_{VL,i} \geq 0 \quad (5.37)$$

Das Resultat der Regressionsrechnung ist die Funktion $P_{d,ber}(n, M_m)$ zur Berechnung der Gesamtverluste mit den in Tab. 5.10 in Spalte $k_{VL}(P_d)$ dargestellten Faktoren. Die berechneten Gesamtverluste $P_{d,ber}(n, M_m)$ werden in Abb. 5.28 gemeinsam mit den gemessenen Gesamtverlusten der Einzelmessungen dargestellt und zeigen entsprechend dem mittleren relativen Interpolationsfehler $Q_{ISI} = 2,5\%$ nur geringe Abweichungen. Wie in Abb. 5.29(a) dargestellt, gibt es insbesondere bei geringen Drehzahlen und sehr großen Drehmomenten aufgrund der hohen Stromwärmeverluste einen Bereich, in dem die Verluste $P_{d,ber}$ die mechanische Eingangsleistung $P_{in} = -P_m$ übersteigen. In diesem Bereich wird der Wirkungsgrad rechnerisch negativ. Der nach (5.38) berechnete Gesamtwirkungsgrad η ist in Abb. 5.29(b) dargestellt.

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{d,ber}}{P_{in}} = \frac{(-P_m) - P_{d,ber}}{(-P_m)} \quad (5.38)$$

5.6.2. Einzelverluste: Rotorverluste

Die mit der Regressionsrechnung bestimmte Funktion der Gesamtverluste wird auf die Einzelverluste aufgeteilt, um explizite Ausdrücke für jede Verlustgruppe und insbesondere für die Rotorverluste zu bestimmen. Grundlage hierfür ist die in jedem der 56 Messpunkte j durchgeführte Einzelverlustbestimmung nach Abschnitt 5.3.1. Die daraus resultierenden Teilverlustleistungen werden im Folgenden $P_{mess,l}(f_j, M_{m,j})$ genannt. Dabei bezeichnet der Index l die Verlustgruppe. Insgesamt werden die $N_{ez} = 5$ in Abschnitt 5.3 dargestellten Verlustgruppen betrachtet: Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$, Rotorwirbelstromverluste der Grundschiwingung $P_{r,1}$, Statorummagnetisierungsverluste der Grundschiwingung $P_{Fe,s,1}$, Oberschwingungsverluste durch Umrichterspeisung $P_{el,o}$ und Reibungsverluste P_{fr} .

Tab. 5.10.: Regressionsfunktion nach Verlusttermen und Gewichtungsfaktoren für Gesamt- und Einzelverluste. Referenzwerte für Frequenz $f_{\text{bez}} = 40\text{Hz}$ und Drehmoment $M_{\text{bez}} = 4300\text{Nm}$. Der mittlere Interpolationsfehler der Gesamtverluste beträgt $Q_{\text{ISI}}(P_d) = 2,5\%$.

i	$\lambda_{f,i}$	$\lambda_{M,i}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_d)}{W}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_{\text{Cu,s}})}{W}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_{r,1})}{W}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_{\text{Fe,s,1}})}{W}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_{\text{el,o}})}{W}$	$\frac{k_{\text{VL}}(P_{\text{fr}})}{W}$
1	0	1	740,5	740,5	0,0	0,0	0,0	0,0
2	0	2	1586,2	1586,2	0,0	0,0	0,0	0,0
3	0	4	6221,5	6221,5	0,0	0,0	0,0	0,0
4	1	0	106,8	0,0	0,0	43,7	56,1	7,0
5	1	1	672,2	223,7	217,4	230,9	0,0	0,2
6	1	4	277,4	159,6	117,8	0,0	0,0	0,0
7	2	0	152,3	0,0	90,5	35,0	23,5	3,4
8	2	4	1258,7	0,0	1258,7	0,0	0,0	0,0

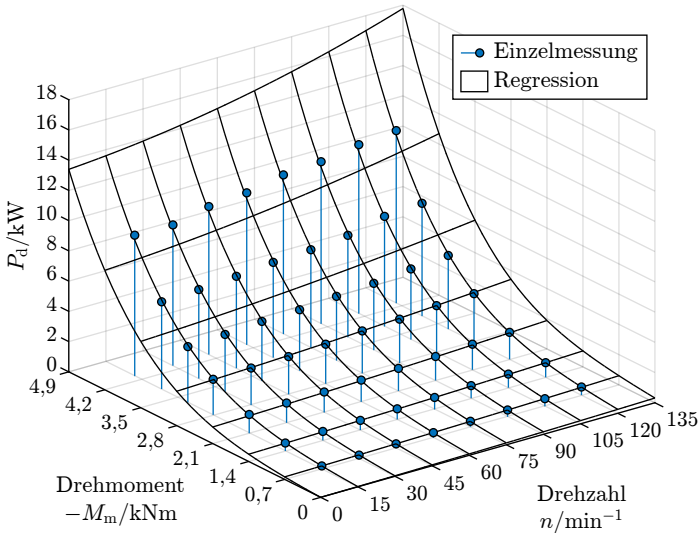


Abb. 5.28.: Prototyp ($\vartheta_{\text{Cu}} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Gemessene Gesamtverluste P_d in einzelnen Betriebspunkten („Einzelmessung“) und mittels Regressionsfunktion gemäß Tab. 5.10 berechnete Gesamtverluste $P_{d,\text{ber}}$ („Regression“).

5.6. Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder

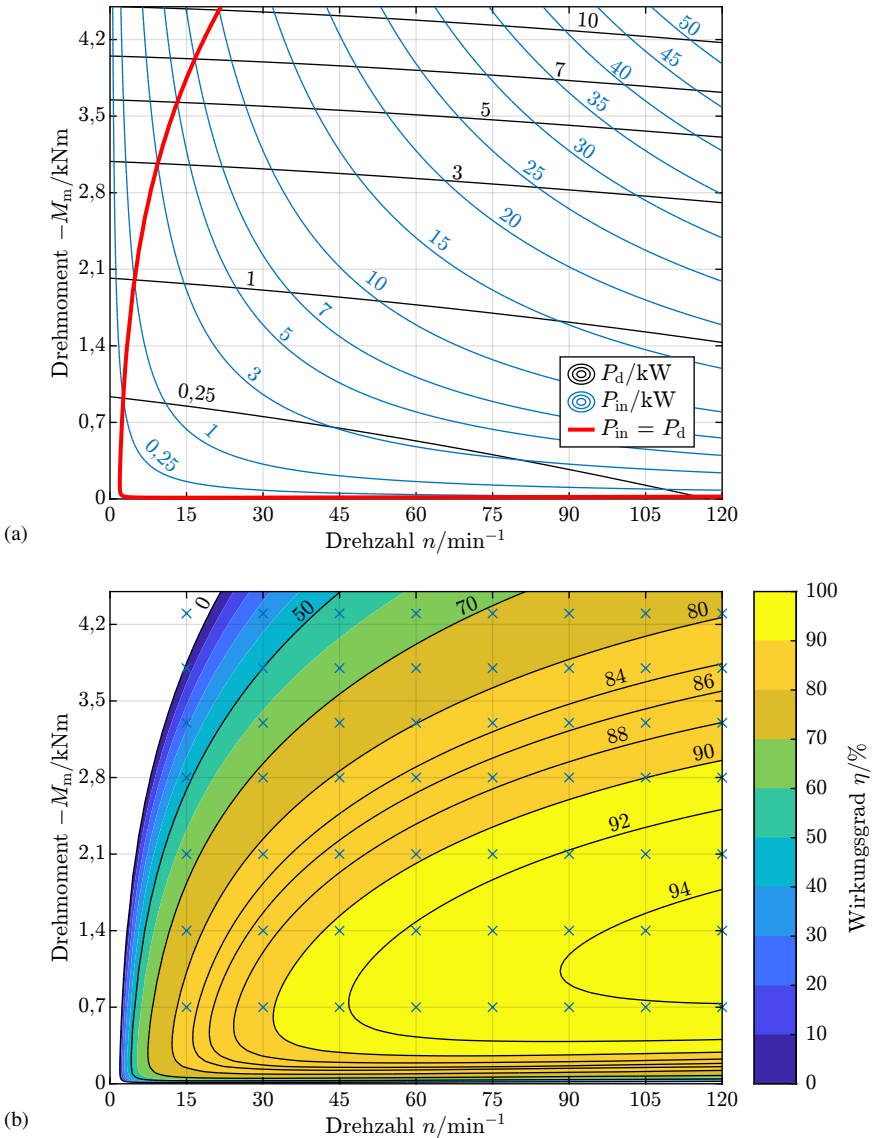


Abb. 5.29.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung):
 (a): Mittels Regression berechnete Gesamtverluste $P_{d,ber}$ und mechanische Eingangsleistung $P_{in} = -P_m$.
 (b): Wirkungsgradkennfeld auf Grundlage der berechneten Gesamtverluste $P_{d,ber}$ mit 56 Messpunkten (Kreuze).

Jede Verlustgruppe wird, wie in (5.39) gezeigt, durch eine separate Berechnungsfunktion $P_{\text{ber},l}(f, M_m)$ nach dem Ansatz der Gesamtverluste modelliert. Für die Anpassung an die in den Messpunkten bestimmten Einzelverluste $P_{\text{mess},l}(f_j, M_{m,j})$ stehen jeder Verlustgruppe l daher N_{VL} Faktoren $k_{\text{VL},l,i}$ zur Verfügung. Diese Faktoren werden im Folgenden so bestimmt, dass der mittlere relative Interpolationsfehler $Q_{\text{ISI},\text{ez}}$ in (5.40) über alle Messungen N und alle Verlustgruppen N_{ez} minimal ist.

Als Nebenbedingung wird in (5.41) festgelegt, dass die Summe der Einzelverluste strikt den Gesamtverlusten entsprechen muss. Weiterhin wird gefordert, dass alle Koeffizienten nicht negativ sind, um physikalisch unplausible Anpassungen auszuschließen. Zur Lösung des Regressionsproblems wird derselbe in *MATLAB* implementierte numerische Löser wie bei der Regression der Gesamtverluste verwendet [168].

$$P_{\text{ber},l}(f, M_m) = \sum_{i=1}^{N_{\text{VL}}} k_{\text{VL},l,i} \cdot g_i(f, M_m) \quad (5.39)$$

$$Q_{\text{ISI},\text{ez}} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{ez}} \cdot N} \cdot \sum_{i=1}^{N_{\text{ez}}} \sum_{j=1}^N \left(\frac{P_{\text{mess},l}(f_j, M_{m,j}) - P_{\text{ber},l}(f_j, M_{m,j})}{P_{\text{mess},l}(f_j, M_{m,j})} \right)^2} \quad (5.40)$$

$$\min_{k_{\text{VL},l,i}} Q_{\text{ISI},\text{ez}} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} \forall l, i: k_{\text{VL},l,i} \geq 0 \\ \forall i: \sum_{l=1}^{N_{\text{VL}}} k_{\text{VL},l,i} = k_{\text{VL},i} \end{cases} \quad (5.41)$$

Die resultierenden Faktoren $k_{\text{VL},l,i}$ der Einzelverlustfunktionen sind in Tab. 5.10 rechts aufgeführt. Durch die gemeinsame Darstellung der in einzelnen Betriebspunkten (n , M_m) gewonnenen Einzelverluste und der über Regression ermittelten Einzelverlustfunktionen wird die Güte der Regressionsrechnung veranschaulicht. Für die Rotorverluste bei Grundschwingungsspeisung $P_{r,1}$ ist dieser Vergleich in Abb. 5.30 gegeben. Für die anderen Verlustgruppen sind die entsprechenden Diagramme im Anhang A.8.5 in Abb. A.25–A.28 gezeigt. Eine alleinige Darstellung der durch Regression gewonnenen Funktion der Rotorverluste bei Grundschwingungsspeisung ist in Abb. 5.31 als Konturdiagramm enthalten. Die Konturdiagramme der Regressionsfunktionen der anderen Verlustgruppen sind wiederum im Anhang A.8.5 in Abb. A.29 gezeigt. Erwartungsgemäß dominieren die Statorstromwärmeverluste die Gesamtverluste. Die Verlustfaktoren der Rotorverluste bei Grundschwingungsspeisung $k_{\text{VL}}(P_{r,1})$ in Tab. 5.10 führen auf die Verlustfunktion $P_{r,1,\text{ber}}(f, M_m)$ in (5.42) mit vier Verlusttermen.

$$P_{r,1,\text{ber}}(f, M_m) = 217,4 \text{ W} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{ref}}} \right) \cdot \left(\frac{|M_m|}{M_{\text{ref}}} \right) + 117,8 \text{ W} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{ref}}} \right) \cdot \left(\frac{|M_m|}{M_{\text{ref}}} \right)^4 \\ + 90,5 \text{ W} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{ref}}} \right)^2 + 1258,7 \text{ W} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{ref}}} \right)^2 \cdot \left(\frac{|M_m|}{M_{\text{ref}}} \right)^4 \quad (5.42)$$

Die auftretenden Verlustterme, welche das Resultat einer Regressionsrechnung sind, spiegeln das physikalische Verhalten. Zum Beispiel treten im Stillstand keine rein vom Dreh-

moment abhängigen Verlustterme auf. Jedoch tritt der rein von der Frequenz bzw. Drehzahl abhängige Verlustterm $(f/f_{ref})^2$ auf, der physikalisch durch die nutungsbedingte magnetische Flusspulsation des PM-Luftspaltfelds im Leerlauf bzw. die daraus resultierenden Wirbelstromverluste im Rotor erklärt werden kann. Im Bemessungspunkt mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2800 \text{ Nm}$ betragen die durch Verlusttrennung im Messpunkt ermittelten Rotorverluste $P_{r,1,mess} \pm u = (156 \pm 38) \text{ W}$. Die Regressionsrechnung ergibt $P_{r,1,ber} = 161 \text{ W}$, was einer Abweichung von weniger als 3 Prozentpunkten entspricht.

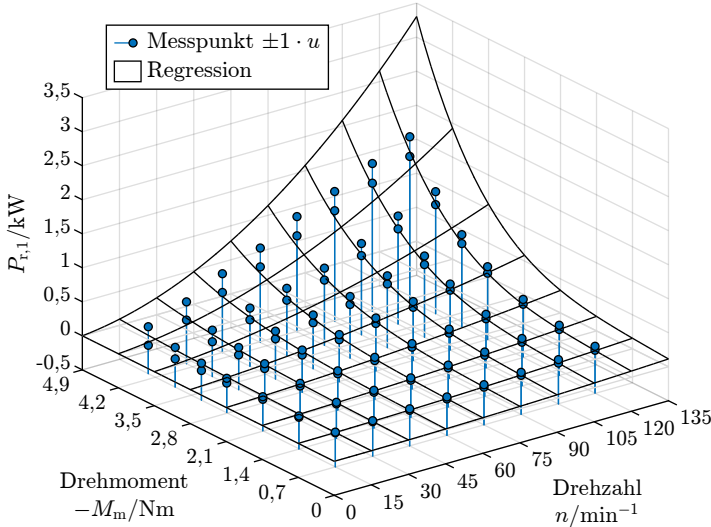


Abb. 5.30.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Rotorverluste bei Grundschwingungsspeisung $P_{r,1}$; Einzelverlustbestimmung an 56 Messpunkten mit $\pm 1 \cdot u$ einfacher Messunsicherheit („Messpunkt“) und daraus ermittelte Regressionsfunktion zur Interpolation der Messwerte gemäß Tab. 5.10 („Regression“).

5.7. Stoßkurzschluss

Der dreiphasige Stoßkurzschluss wird für die vollständig gespeiste Maschine mit $a = 4$ parallelen Zweigen (Abb. 4.5) aus dem generatorischen Leerlauf bei der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ durchgeführt. Neben der Messung erfolgt die simulative Berechnung des Stoßkurzschlusses mit Hilfe des linearen Maschinenmodells aus Abschnitt 4.5.1. Abschließend werden die in den gemessenen und simulierten Zeitverläufen auftretenden Maxima des Kurzschlussstroms hinsichtlich der Entmagnetisierung der Permanentmagnete bewertet.

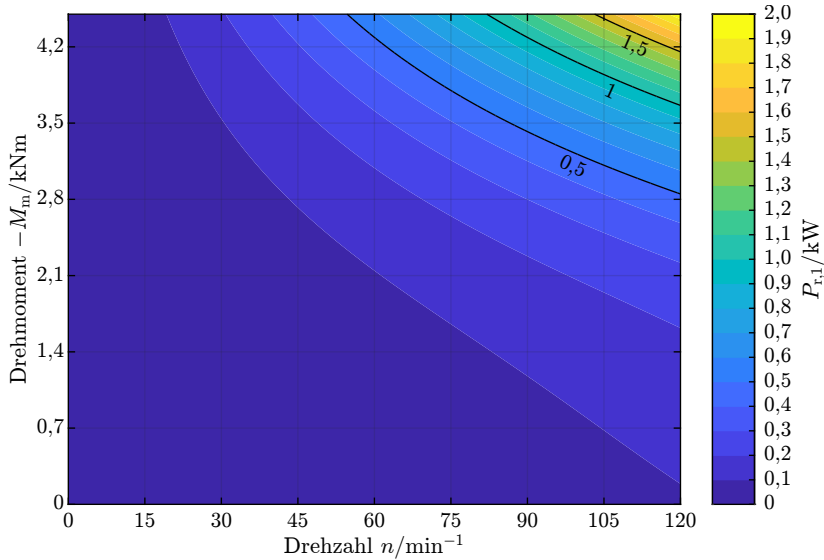


Abb. 5.31.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Rotorverluste bei Grundschnungsspeisung $P_{r,1}$; Konturdiagramm der Regressionsfunktion aus Abb. 5.30.

5.7.1. Berechnung des elektromagnetischen Drehmoments

Die Prototypmaschine ist starr mit der drehzahlgeregelten Lastmaschine gekuppelt. Die Drehzahlregelung ist vor und während des Stoßkurzschlusses aktiv, wobei der Sollwert die Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{ min}^{-1}$ der Prototypmaschine ist. Auf Grund der geringen Bemessungsdrehzahl bzw. des im Verhältnis dazu geringen Massenträgheitsmoments J der Prototypmaschine würde der Stoßkurzschluss im ungekuppelten Zustand zu sehr großen Drehzahländerungen führen. Gemessen werden neben den Strangspannungen und -strömen auch der mechanische Drehwinkel γ_m und das zeitlich veränderliche Wellendrehmoment m_m . Es werden mehrere dreiphasige Stoßkurzschlüsse bei warmer Prototypmaschine mit einer mittleren Statorwicklungstemperatur von $\vartheta_{Cu} = 105^\circ\text{C}$ und einer Magnettemperatur von $\vartheta_M = 59^\circ\text{C}$ manuell durchgeführt. Im Folgenden werden die Messdaten bei zufälligem Kurzschlusseintritt nahe des Nulldurchgangs der Strangspannung im Strang V diskutiert, die den betragsmäßig größten Strangstrom erwarten lassen („Worst Case“). Die Zeitverläufe der mechanischen Größen zur Berechnung des elektromagnetischen Drehmoments m_{el} sind in Abb. 5.32 dargestellt. Die Diskussion der elektrischen Größen erfolgt später in Abb. 5.34.

Der gemessene mechanische Drehwinkel γ_m in Abb. 5.32(a) zeigt, dass der Ausgleichsvorgang nach Eintritt des Stoßkurzschlusses in weniger als einer halben Umdrehung abgeklungen ist. Durch zeitliche Differentiation nach (5.43) wird aus dem mechanischen Drehwinkel

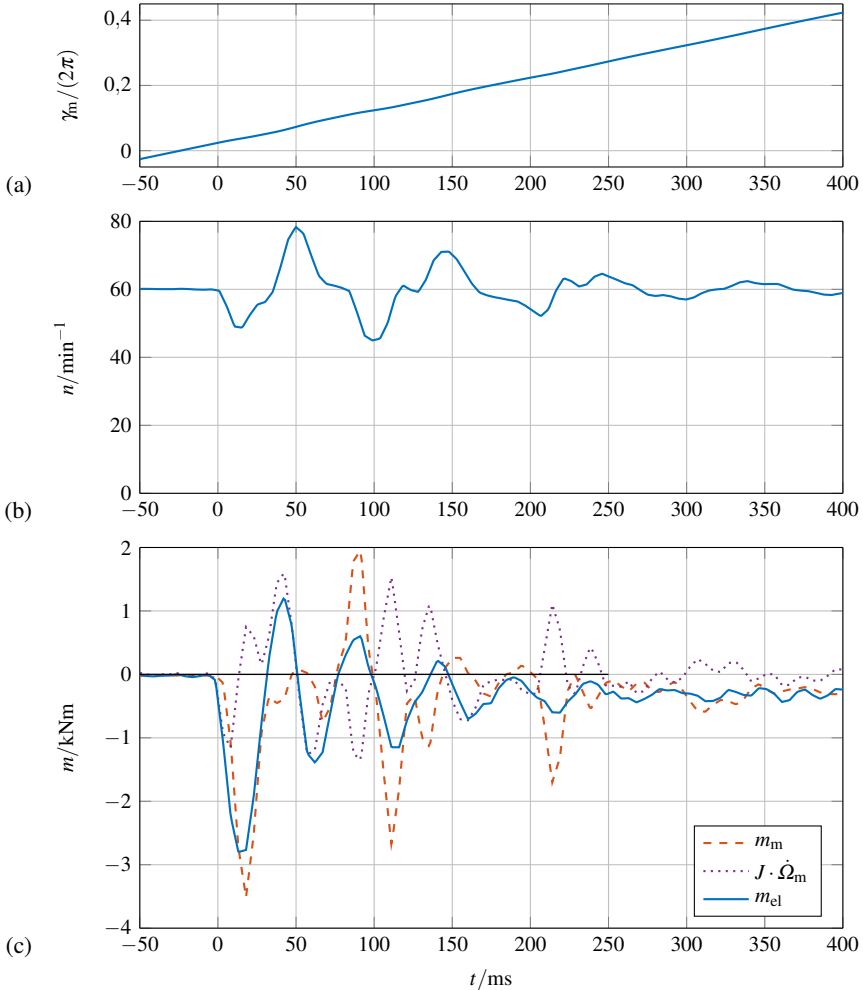


Abb. 5.32.: Gemessener dreiphasiger Stoßkurzschluss der Prototypmaschine: (a) Gemessener Rotorwinkel γ_m ; (b) Berechnete Drehzahl n ; (c) Gemessenes Wellendrehmoment m_m , berechnetes Trägheitsdrehmoment $J \cdot \dot{\Omega}_m$ und berechnetes elektromagnetisches Drehmoment m_{el} . Kurschlusseintritt bei $t = 0\text{s}$. Die zugehörigen Verläufe der elektrischen Größen sind in Abb. 5.34 als Nr. 9 dargestellt.

γ_m die Winkelgeschwindigkeit $\dot{\Omega}_m$ bzw. Drehzahl n ermittelt, welche in Abb. 5.32(b) dargestellt ist. Die aktive Drehzahlregelung der Lastmaschine sorgt dafür, dass die Drehzahl in einem, bezogen auf n_N , relativ weiten Band von -15min^{-1} bis $+18\text{min}^{-1}$ um die Sollzahl $n_N = 60\text{min}^{-1}$ gehalten wird.

$$\Omega_m = 2\pi \cdot n = \frac{d\gamma_m}{dt} \quad (5.43)$$

Der zeitliche Verlauf des gemessenen Wellendrehmoments m_m in Abb. 5.32(c) wird von der Lastmaschine gedeckt und hat einen unregelmäßigen Verlauf mit einem Spitzenwert von -3512Nm . Der Verlauf weist keine klar erkennbare statorfrequente Pulsation auf, die charakteristisch für das elektromagnetische Kurschlussdrehmoment ist. Grund für den abweichenden Verlauf sind die relativ zur kleinen Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{min}^{-1}$ großen Drehzahlschwankungen. Um das elektromagnetische Drehmoment m_{el} zu erhalten, wird das Trägheitsdrehmoment $J \cdot \dot{\Omega}_m$ dem Wellendrehmoment $m_m(t)$ nach (5.45) addiert. Das Massenträgheitsmoment J auf der Prototypseite wird aus den Rotorbauteilen nach Tab. 5.11 rechnerisch ermittelt. Die Berechnung der Winkelbeschleunigung $\dot{\Omega}_m$ erfordert eine weitere zeitliche Differentiation (5.44). Die geringe Lager- und Luftreibung der Prototypmaschine kann bei der Bestimmung des elektromagnetischen Drehmoments vernachlässigt werden.

$$\dot{\Omega}_m = \frac{d^2\gamma_m}{dt^2} \quad (5.44)$$

$$m_{el} = m_m + J \cdot \dot{\Omega}_m \quad (5.45)$$

Entsprechend der zeitlichen Differentiation liegen die Nulldurchgänge von $J \cdot \dot{\Omega}_m$ in Abb. 5.32(c) an den Zeitpunkten, wo die Drehzahl n in Abb. 5.32(b) Extrema aufweist. Das berechnete elektromagnetische Drehmoment m_{el} in Abb. 5.32(c) weist einen exponentiell abklingenden, statorfrequenten Anteil auf, wie in Abschnitt 4.5.3 hergeleitet. Der Spitzenwert des elektromagnetischen Drehmoments m_m beträgt -2794Nm und ist etwa so groß wie das Bemessungsmoment $M_N = 2,8\text{kNm}$.

Die zur Durchführung dieser Berechnungen notwendige Signalverarbeitung erfolgt mit *MATLAB* und umfasst zunächst eine Tiefpassfilterung des gemessenen mechanischen Rotorwinkels γ_m , um die Verstärkung störender hochfrequenter Signalanteile, wie zum Beispiel dem Quantisierungsrauschen der Inkremental-Winkelmessung, bei der nachfolgenden Differentiation vorzubeugen. Alle verwendeten Filter sind linearphasig. Die gefilterten Signale werden entsprechend ihrer Gruppenlaufzeit zeitlich verschoben, um die Synchronizität der berechneten Signale mit den anderen (Mess-)Signalen zu gewährleisten [169, 170].

Tab. 5.11.: Berechnete Massenträgheitsmomente J auf der Prototypseite der Messwelle

	$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$
Prototypotor (Rotorglocke und Magnete)	9,058
Adapter für Messflansch	0,186
Messwelle (anteilig Prototypseite) [144]	0,018
Gesamträgheitsmoment J	9,262

5.7.2. Simulation des Stoßkurzschlusses

Zur Nachrechnung des Stoßkurzschlusses wird das lineare Maschinenmodell aus Abschnitt 4.5.1 nach (4.85)–(4.93) verwendet. Wie in Abschnitt 4.5.2 dargestellt, werden keine Ersatzdämpferwicklungen verwendet, sodass der Rotorwirbelstromeinfluss auf das Kurzschlussdrehmoment vernachlässigt wird. Zur numerischen Lösung mit Hilfe einer Zeitschrittsimulation wird das Differentialgleichungssystem in das Integralgleichungssystem (5.46)–(5.50) überführt. Die Lösung erfolgt mit der Software *Simulink*. Die Bewegungsgleichung wird nicht implementiert, da die Kreisdrehzahl Ω_m entsprechend den Messdaten vorgegeben wird. Die Strangspannungen und Strangströme ergeben sich aus der inversen *Park*-Transformation (4.84) unter Verwendung des ebenfalls vorgegebenen Rotorwinkels γ_m .

$$\psi_d = \int (u_d - R_s \cdot i_d + p \cdot \Omega_m \cdot \psi_q) dt + \psi_{d,0} \quad (5.46)$$

$$\psi_q = \int (u_q - R_s \cdot i_q - p \cdot \Omega_m \cdot \psi_d) dt + \psi_{q,0} \quad (5.47)$$

$$i_d = \frac{\psi_d - \psi_M}{L_d} \quad (5.48)$$

$$i_q = \frac{\psi_q}{L_q} \quad (5.49)$$

$$m_{el} = \frac{m \cdot p}{2} (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (5.50)$$

5.7.2.1. Ersatzschaltbildparameter

Es ist zweckmäßig für den Stoßkurzschluss aus Leerlaufbetrieb, die als konstant angenommene PM-Statorflussverkettung Ψ_M und die ebenfalls als konstant angenommenen Induktivitäten L_d und L_q für die Berechnung des Stoßkurzschlusses aus der gemessenen Leerlaufspannung und dem gemessenen Dauerkurzschlussstrom zu ermitteln und nicht die für den Bemessungspunkt bestimmten Werte zu verwenden. Dadurch wird insbesondere sichergestellt, dass sowohl die Anfangswerte bei Leerlauf als auch die stationären Endwerte im Dauerkurzschluss konsistent zu den gemessenen Zeitverläufen sind.

Die eingesetzte Messtechnik zeichnet auch die Rotorlage auf, sodass der Dauerkurzschlussstrom mit Hilfe der *Park*-Transformation in eine d- und q-Komponente zerlegt werden kann. Die so ermittelten Werte L_d und L_q werden gemeinsam mit der aus dem Leerlaufversuch übernommenen Polradspannung $\underline{U}_{-p,0}$ verwendet, um die Induktivitäten zu ermitteln (s. Zeigerdiagramm in Abb. 5.33). Der Statorwicklungswiderstand je Strang R_s wird aus der Messung der mechanischen Bremsleistung ermittelt. Die verwendeten Messwerte und errechneten Ersatzschaltbildparameter sind in Tab. 5.12 zusammengefasst. Die Annahme einer konstanten Polradspannung führt rechnerisch auf Statorinduktivitäten mit $L_d > L_q$. Neben diesem Parametersatz, der auf eine magnetisch unsymmetrische Maschine führt (Simulation Nr. 11), wird die Zeitschrittsimulation auch für eine nach (4.121) symmetrisierte Maschine mit $L_s = 48,2$ mH durchgeführt (Simulation Nr. 10).

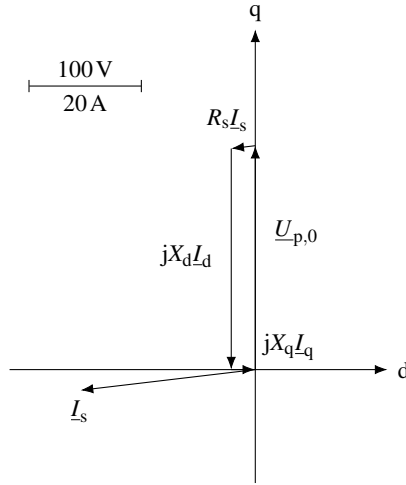


Abb. 5.33.: Zeigerdiagramm für den dreiphasigen Dauerkurzschluss.

5.7.3. Ergebnisse und Vergleich

Im Folgenden wird die mit Nr. 9 bezeichnete Messung mit den beiden Zeitschrittsimulationen Nr. 10 (magnetisch symmetrische Maschine) und Nr. 11 (magnetisch unsymmetrische Maschine) verglichen. In Abb. 5.34 sind die Zeitverläufe der Statorstromkomponenten i_d und i_q , des elektromagnetischen Drehmoments m_{el} und des Strangstroms i_V dargestellt. Aufgrund der relativ geringen Abweichungen können beide linearen Modellen Nr. 10 und Nr. 11 als konsistent mit der Messung bewertet werden. Quantitativ werden in Tab. 5.13 die Spitzenwerte von Stoßkurzschlussmoment und Kurzschlussstrom angegeben. Die Abweichung in den Spitzenwerten beträgt demnach wenige Prozentpunkte.

Der gemessene Spitzenwert des Kurzschlussstroms $i_{V,max} = 79,0\text{ A}$ beträgt nur rund 60 % des nach Abschnitt 4.5.5 hinsichtlich der Entmagnetisierfestigkeit der Rotormagnete zulässigen Werts von 136,7 A (Tab. 4.15). Dies wird durch die nach dem Stoßkurzschlussversuch gemessene, unveränderte Leerlaufspannung bestätigt. Bei Stoßkurzschluss aus Nennlast ist gemäß Abschnitt 4.5.4 von einem um 12 Prozentpunkte höheren Stromspitzenwert auszugehen.

Der im Stoßkurzschlussstrom verborgene Gleichstromanteil nimmt näherungsweise mit der in (4.109) eingeführten Ankerzeitkonstanten $\tau_a = L_d/R_s = 70\text{ ms}$ ab, was im Vergleich zur Periodendauer $T = 1/f = 50\text{ ms}$ und dem Auftreten des Strommaximums nach etwa $T/2 = 25\text{ ms}$ zunächst vernachlässigt wird. Dann ist der Stoßkurzschlussstrom-Scheitelwert etwa der doppelte Scheitelwert des Dauerkurzschlussstroms bei $f = 20\text{ Hz}$, also $\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 31\text{ A} \approx 88\text{ A}$. Laut Tab. 5.13 liegen die simulierten Werte bei ca. 75 A inklusive des abklingenden Gleichanteils, wonach die Simulation plausibel ist.

Tab. 5.12.: Prototypmaschine: Leerlauf- und Kurzschlussmessung; Maschine näherungsweise betriebswarm.

Messwerte: Temperaturen	
Mittlere Leitertemperatur der Statorwicklung ϑ_{Cu}	104,9 °C
Rotortemperatur ϑ_{Ty} (\approx Magnettemperatur ϑ_M)	59,0 °C
Messwerte: Generatorischer Leerlauf	
Drehzahl n	60,00 min ⁻¹
Schleppmoment M	20,9 Nm
Leerlaufspannungszeiger (eff.) $\underline{U}_0 = U_d + j \cdot U_q = \underline{U}_{p,0}$	(0 + 197,4j) V
Messwerte: Dauerkurzschluss	
Drehzahl n	60,00 min ⁻¹
Bremsdrehmoment M	316,1 Nm
Dauerkurzschlussstromzeiger (eff.) $\underline{I}_s = I_d + j \cdot I_q$	(-30,82 - 3,65j) A
Errechnete Ersatzschaltbildparameter	
Statorwicklungswiderstand je Strang R_s	687,5 mΩ
PM-Flussverkettung der Statorwicklung je Strang ψ_M	2,222 Vs
Synchroninduktivität der Längsachse L_d	50,30 mH
Synchroninduktivität der Querachse L_q	46,23 mH

Tab. 5.13.: Modellparameter und Ergebnisse des gemessenen dreiphasigen Stoßkurzschlusses aus vorherigem Leerlauf und dessen Nachrechnung.

Nr.	Anfangswert	Typ	$\frac{R_s}{m\Omega}$	$\frac{L_d}{mH}$	$\frac{L_q}{mH}$	$\frac{i_{V,max}}{A}$	$\frac{-m_{el,max}}{kNm}$
9	$I_{d,0} = 0 A$ $I_{q,0} = 0 A$	Messung $n = \text{var.}$				79,0	2,79
10	$I_{d,0} = 0 A$ $I_{q,0} = 0 A$	<i>Simulink</i> $n = \text{var.}$	688	48,2	48,2	76,4	2,85
11	$I_{d,0} = 0 A$ $I_{q,0} = 0 A$	<i>Simulink</i> $n = \text{var.}$	688	50,3	46,2	73,4	2,76

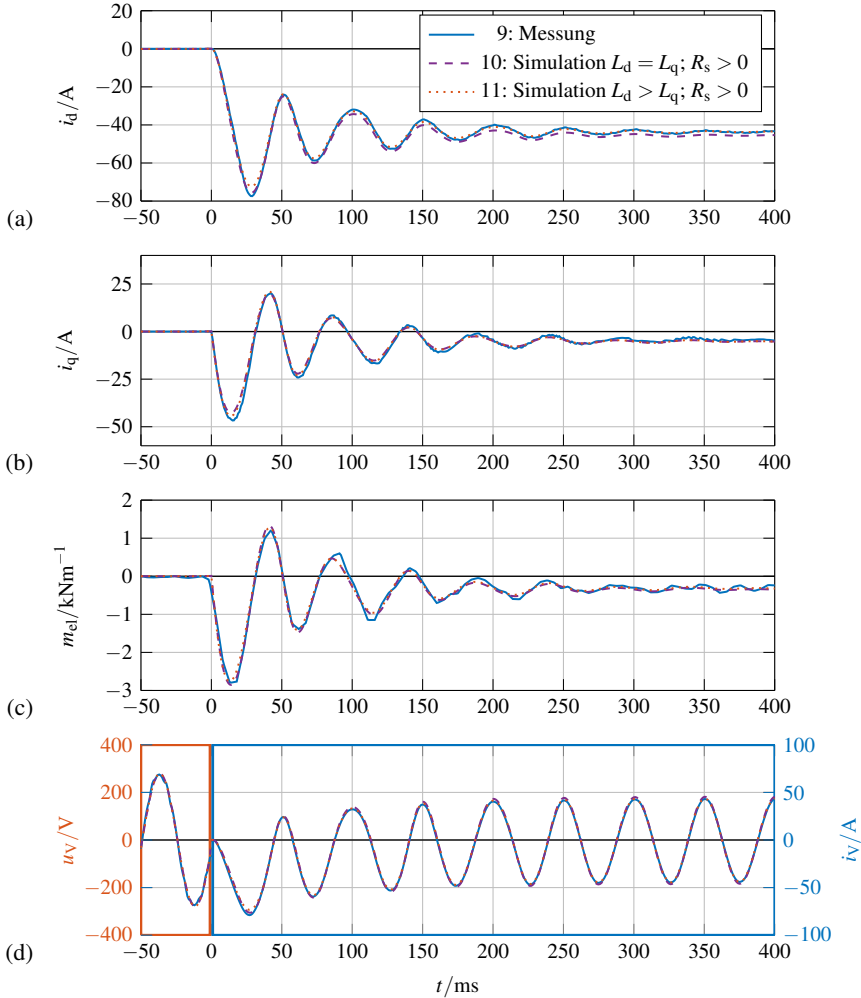


Abb. 5.34.: Messung und Simulation des dreiphasigen Stoßkurzschlusses des Prototyps aus dem Leerlauf $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ mit aktiver Drehzahlregelung der Belastungsmaschine im Nulldurchgang der Strangspannung $u_V(t)$ mit dem Strangstrom $i_V(t)$ in (d) zum Zeitpunkt $t = 0$. In (a) und (b) sind die Zeitverläufe der d-Komponente $i_d(t)$ und der q-Komponente $i_q(t)$ des Statorstromraumzeigers dargestellt, in (c) das elektromagnetische Stoßkurzschlussmoment $m_{el}(t)$. Die Ersatzschaltbildparameter von Nr. 10 und Nr. 11 sind in Tab. 5.13 zusammen mit den Strangstrommaxima und Drehmomentmaxima angegeben. Für die Simulation in Nr. 10 und Nr. 11 ist der gemessene Verlauf des Rotordrehwinkels γ_m aus Abb. 5.32(a) vorgegeben.

6. Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wird die Kombination von Zahnspulenwicklungen und einem massiven Rotorjoch für drehmomentstarke, hochausgenutzte permanentmagnet-erregte Synchronmaschinen (PMSM) für getriebelose Offshore-Windenergieanlagen und in einer im Vergleich hierzu deutlich kleineren Prototypmaschine untersucht. Motiviert wird der Einsatz von Zahnspulenwicklungen einerseits dadurch, dass dieser Wicklungstyp höhere Polzahlen als eine verteilte Wicklung ermöglicht und sich so geringere Jochhöhen mit kleineren Eisenmassen ergeben. Andererseits sind Zahnspulenwicklungen wegen der kreuzungsfreien Wickelköpfe günstiger zu fertigen und weisen aufgrund der kurzen Wickelkopflänge entsprechend geringe Statorstromwärmeverluste im Wickelkopf auf. Problematisch sind bei Zahnspulenwicklungen die im Allgemeinen relativ geringen Arbeitswellenwicklungsfaktoren und die zahlreichen und amplitudenstarken Statorluftspaltfeldharmonischen. Diese Harmonischen führen zu einer großen Ober- und Unterwellenstreuung der Statorwicklung mit hohem Blindleistungsbedarf sowie zu signifikanten Rotorwirbelstromverlusten im Falle massiver Rotorjoche und grob segmentierter Magnete. Daraus resultiert eine größere Umrichterscheinleistung, die aufgrund der Hochausnutzung zusätzlich vergrößert wird. Fallweise ergeben die zusätzlichen Feldober- und Feldunterwellen der Statorzahnspulenwicklung auch erhöhte magnetische Geräuschpegel, je nach Schwingungseigenschaft des bei hoher Polzahl vergleichsweise dünnen Stator- und Rotorjochrings. Andererseits hat die hohe Statorinduktivität kleine Stoßkurzschlussströme und Stoßkurzschlussmomente zur Folge, was für die Bemessung z. B. der Rotorwelle vorteilhaft ist.

Für den Einsatz in einer getriebelosen Offshore-Windenergieanlage mit einer Bemessungsleistung von 8 MW bei einer Bemessungsdrehzahl von $10,2 \text{ min}^{-1}$ wurden mit Hilfe schneller analytischer Rotorwirbelstromberechnungen die dreisträngigen Zweischichtzahnspulenwicklungen mit $q = 1/2$ und $q = 2/5$ Nuten pro Pol und Strang als geeignete Kandidaten mit thermisch zulässigen Rotorwirbelstromverlusten identifiziert. Bei dieser Vorauswahl wurde auch die thermische Zulässigkeit der Rotorwirbelstromverluste im massiven Rotorjoch bei einem Notbetrieb mit Speisung von nur zwei von vier Quadranten der Statorwicklung geprüft. Allerdings treten dabei hohe magnetische Radialzugkräfte auf, die bei der typischen Außenläuferbauweise den glockenförmigen, aufgrund der Hochpoligkeit dünnen Rotor elliptisch verformen, sodass versteifende Konstruktionselemente unbedingt erforderlich sind. Dieser Effekt tritt auch bei Generatoren mit Ganzlochwicklungen in gleicher Weise auf. Anschließend wurden für diese beiden Wicklungsvarianten und eine verteilte dreisträngige Einschichtwicklung mit $q = 1$ Nuten pro Pol und Strang mit Hilfe einer genetischen Mehrziel-Optimierung Ma-

schinen für einen vorgegebenen Bauraum ausgelegt, die einen möglichst hohen Wirkungsgrad im Bemessungspunkt und eine möglichst geringe Magnetmasse aufweisen. Dabei kamen magnetostatische 2D-FE-Simulationen, eine analytische Wirbelstromberechnung mit linearen Ersatzmaterialien und eine thermische Berechnung zum Einsatz. Die Optimierungsergebnisse einer Anlage der 8MW-Klasse zeigen, dass die Zahnspulenwicklungen bei gleicher Magnetmasse aufgrund ihres geringeren Arbeitswellenwicklungsfaktors und der signifikanten Statorfeldharmonischen stets einen etwas geringeren Wirkungsgrad aufweisen. Da die axiale Länge der betrachteten Maschinen ca. das 17-Fache der Polteilung ist, haben die kürzeren Wickelköpfe der Maschinen mit Zahnspulenwicklung keinen signifikanten Einfluss auf die Statorstromwärmeverluste. Vielmehr führen der höhere Arbeitswellenwicklungsfaktor und die geringeren Rotorwirbelstromverluste bei der Variante mit verteilter $q = 1$ Einschichtwicklung auf einen höheren Wirkungsgrad als die Varianten mit Zahnspulenwicklung. Für eine vorgegebene Magnetmasse von 4300kg erreichen die PMSM mit verteilter $q = 1$ Einschichtwicklung einen Wirkungsgrad von 94,4% im Bemessungspunkt, während die Zweischichtzahnspulenwicklungen mit $q = 1/2$ und $q = 2/5$ einen um 2,2 bzw. 1,1 Prozentpunkte geringeren Wirkungsgrad aufweisen. Darüber hinaus haben die Maschinen mit Zahnspulenwicklungen wegen der großen Unter- und Oberwellenstreuung einen deutlich geringeren Grundschiebungsfaktor. Bei einer vorgegebenen Magnetmasse von 4300kg beträgt der Grundschiebungsfaktor für die Zahnspulenwicklungen nur 0,7, während die Variante mit verteilter Einschichtwicklung mit $q = 1$ einen Grundschiebungsfaktor von etwa 0,85 erreicht. Die speisenden Umrichter müssen daher im Verhältnis $0,85/0,7 = 1,2$ größer dimensioniert werden, was mit entsprechend höheren Kosten einhergeht.

Ist trotz dieser Nachteile der Einsatz einer Zahnspulenwicklung zum Beispiel aufgrund ihrer einfacheren Herstellung gewünscht, empfiehlt sich der Einsatz der Zweischichtzahnspulenwicklung mit $q = 2/5$, da der Arbeitswellenwicklungsfaktor 0,933 deutlich höher ist als bei der Zweischichtzahnspulenwicklung mit $q = 1/2$ und einem Arbeitswellenwicklungsfaktor von 0,866. Außerdem weist die Wicklungsvariante mit $q = 2/5$ eine um Faktor 10 geringere Drehmomentpulsation und ein günstigeres Geräuschverhalten auf. Anders als bei $q = 1/2$ und $q = 1$ tritt nämlich bei Grundschiebungsspeisung keine signifikante atmende Schwingungsanregung der Rotorglocke (Schwingungsmodus Null) auf, die eine besonders weitreichende Schallabstrahlung bewirkt. Die große Wicklungsinduktivität der Zahnspulenwicklungen bewirkt auch eine entsprechend stärkere Glättung des Statorstroms, sodass umrichterbedingte Stromüberschwingungen und ihre zugehörigen Oberschwingungsverluste, aber auch die etwa schallfrequente Schwingungsanregung der nullten Mode der Rotorglocke deutlich kleiner ausfallen. Diese umrichterbedingten magnetischen Geräusche wurde jedoch in dieser Arbeit wegen der starken Stromglättung nicht weiter untersucht.

Die Kombination aus dreisträngiger Zweischichtzahnspulenwicklung mit $q = 2/5$ und massivem Rotorjoch wurde als Prototypmaschine in Außenläuferbauweise mit rechteckförmigen NdFeB-Oberflächenmagneten ausgelegt, gebaut und vermessen. Der Bauraum und die Polzahl 40 wurden so vorgegeben, dass sich ein für Zahnspulen sinnvoll ausführbares, vorteil-

haftes und gegenüber den Windgeneratoren um Faktor 10 geringeres Verhältnis von axialer Blechpaketlänge zu Polteilung von 1,7 ergibt. Bezogen auf den Bohrungsdurchmesser sind die Joche der Prototypmaschine gegenüber den Windgeneratoren deutlich dicker und damit die Rotorglocke vergleichsweise biegesteifer. Dieser Effekt wird durch die auch in den Außenabmessungen kleinere axiale Maschinenlänge im Verhältnis zum Durchmesser verstärkt.

Im Zuge der Auslegung wurde der parametrisierte Blechschnitt wiederum mit Hilfe einer genetischen Mehrziel-Optimierung so bestimmt, dass die Magnetmasse gering und der Wirkungsgrad im Bemessungspunkt hoch ist. Die mit einem Innenwassermantel gekühlte Maschine erreicht mit 10 kg NdFeB-Magnetmasse bei einer thermischen Ausnutzung nach Wärmeklasse 200 (N) ein Dauerdrehmoment von 2800 Nm, wobei die axiale Blechpaketlänge 90 mm und der Statoraußendurchmesser 658 mm beträgt. Im Bemessungspunkt bei einer Drehzahl von 60 min^{-1} beträgt der direkt gemessene Wirkungsgrad der Prototypmaschine bei Umrichterspeisung 84,7 % was für die kleine Drehzahl und die hohe magnetische und thermische Ausnutzung ein hoher Wert ist. Die beim Prototyp erprobte Einzelzahnfertigung mit aufgesteckten vorgefertigten Spulen mit hohem Nutfüllfaktor von ca. 53 % erlaubt eine modulare und damit relativ einfache Fertigung des Stators und dank des hohen Füllfaktors und der tiefen Nuten auch einen hohen Strombelag, der gemeinsam mit der Wasserinnenmantelkühlung erst die hohe Maschinenausnutzung ermöglicht. Diesem modularen und damit kostengünstigen Aufbau stehen wie bei den Windgeneratoren mit Zahnpulenkwicklungen die erhöhten Umrichter Kosten aufgrund des relativ geringen Grundschwingungsleistungsfaktors von 0,72 gegenüber. Wegen der im Vergleich zu den großen Windgeneratoren deutlich steiferen Rotorglocke ist die Maschine im Normalbetrieb am Umrichter, aber auch bei Teilspeisung der Wicklung in zwei Quadranten und vier Oktanten, geräuschlich völlig unauffällig, wie subjektiv festgestellt wurde. Sie ist somit bestens auch für einen Notbetrieb nach teilweisem Umrichterausfall und Weiterbetrieb mit abschnittsweise stromloser Statorwicklung geeignet.

Die Rotorwirbelstromverluste in den schwach segmentierten Oberflächenmagneten und dem massiven Rotorjoch tragen im Bemessungspunkt etwa 6 % zu den Gesamtverlusten bei, wie durch ein indirektes Messverfahren bestimmt wurde. Neben der vollständigen Speisung der Statorwicklung wird, motiviert durch den Windgenerator, die Speisung von zwei Quadranten und vier Oktanten der Statorwicklung insbesondere hinsichtlich der Rotorwirbelstromverluste messtechnisch untersucht und die Ergebnisse mit den analytisch und simulativ vorausgerechneten Werten verglichen. Die Rotorwirbelstromverluste setzen sich aus einem relativ kleinen lastunabhängigen, durch Nutmodulation bedingten Anteil und einem näherungsweise quadratisch mit dem Statorstrom ansteigenden lastabhängigen Anteil zusammen. Dabei ergeben sich im Überlastbetrieb bei Bemessungsdrehzahl 60 min^{-1} mit doppeltem Bemessungsstrom Rotorwirbelstromverluste von ca. 525 W. Zwischen indirekter Messung und Simulation betragen die Abweichungen dann ca. 10 Prozentpunkte und zwischen indirekter Messung und analytischer Berechnung ca. 15 Prozentpunkte. Da die hier angewandte analytische Berechnung den lastunabhängigen Anteil der Rotorwirbelstromverluste vernachlässigt, führt sie stets zu geringeren Rotorwirbelstromverlusten als die indirekte Messung und Simulation.

7. Quellenverzeichnisse

Literaturverzeichnis

- [1] Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC), Genf, Schweiz. *Climate Change 2023: Synthesis Report. Contribution of Working Groups I, II and III to the 6th Assessment Report of the IPCC*. 2023.
- [2] *Paris Agreement*. United Nations Treaty Collection (UNTC), Chapter XXVII.7.d. Paris, Frankreich, 12. Dez. 2015.
- [3] Europäisches Parlament und Rat der Europäischen Union. *Verordnung (EU) 2021/1119 des Europäischen Parlaments und des Rates vom 30. Juni 2021 zur Schaffung des Rahmens für die Verwirklichung der Klimaneutralität und zur Änderung der Verordnungen (EG) Nr. 401/2009 und (EU) 2018/1999 („Europäisches Klimagesetz“)*. 2021.
- [4] G. P. Hammond und P. J. G. Pearson. „Challenges of the transition to a low carbon, more electric future: From here to 2050“. In: *Energy Policy* Bd. 52 (2013), S. 1–9.
- [5] Europäische Kommission. *Mitteilung der Kommission an das Europäische Parlament, den Rat, den Europäischen Wirtschafts- und Sozialausschuss und den Ausschuss der Regionen: Eine EU-Strategie zur Nutzung des Potenzials der erneuerbaren Offshore-Energie für eine klimaneutrale Zukunft*. Brüssel, Belgien, 19. Nov. 2020.
- [6] Global Wind Energy Council (GWEC), Brüssel, Belgien. *Global Offshore Wind Report 2022*. 29. Juni 2022.
- [7] A. Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. 2. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2017.
- [8] H. Henke. *Elektromagnetische Felder: Theorie und Anwendung*. 4. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer, 2011.
- [9] R. L. Stoll. *Analysis of Eddy Currents*. Oxford, Vereinigtes Königreich: Clarendon Press, 1974.
- [10] E. Rosenberg. „Wirbelströme in massivem Eisen“. In: *Elektrotechnik und Maschinenbau* Bd. 41, Nr. 22 (1923), S. 317–325.

-
- [11] B. Funieru und A. Binder. „Losses and forces due to eddy currents in a magnetically non-linear conductive half space“. In: *Electrical Engineering* Bd. 90, Nr. 1 (Nov. 2007), S. 43–54.
- [12] W. J. Gibbs. „Tooth-Ripple Losses in Unwound Pole-Shoes“. In: *Journal of the IEE, Part II: Power Engineering* Bd. 94, Nr. 37 (1947), S. 2–12.
- [13] R. Stoll und D. Hanson. „Modelling tooth-ripple losses in the solid pole faces of synchronous machines using reversible permeability“. In: *1993 6th International Conference on Electrical Machines and Drives*. Oxford, Vereinigtes Königreich, 08.–10. Sept. 1993, S. 463–467.
- [14] P. J. Lawrenson, P. Reece und M. C. Ralph. „Tooth-ripple losses in solid poles“. In: *Proceedings of the IEE* Bd. 113, Nr. 4 (Apr. 1966), S. 657–662.
- [15] K. Oberretl. „Eddy Current Losses in Solid Pole Shoes of Synchronous Machines at No-Load and on Load“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* Bd. 91, Nr. 1 (Jan. 1972), S. 152–160.
- [16] O. Drubel und R. Stoll. „Comparison between analytical and numerical methods of calculating tooth ripple losses in salient pole synchronous machines“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Bd. 16, Nr. 1 (März 2001), S. 61–67.
- [17] J. Huppunen. „High-Speed Solid-Rotor Induction Machine – Electromagnetic Calculation and Design“. Dissertation. Lappeenranta, Finnland: Lappeenranta University of Technology, 2004.
- [18] Y. Gessese. „Development of a High Speed Solid Rotor Asynchronous Drive fed by a Frequency Converter System“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2013.
- [19] E. Freeman. „Travelling waves in induction machines: input impedance and equivalent circuits“. In: *Proceedings of the IEE* Bd. 115, Nr. 12 (Dez. 1968), S. 1772–1776.
- [20] J. Greig und E. Freeman. „Travelling-wave problem in electrical machines“. In: *Proceedings of the IEE* Bd. 114, Nr. 11 (Nov. 1967), S. 1681–1683.
- [21] J. R. Anglada, S. M. Sharkh und M. A. Yuratic. „Calculation of rotor losses in PM machines with retaining sleeves using transfer matrices“. In: *IET Electric Power Applications* Bd. 12, Nr. 8 (Sep. 2018), S. 1150–1157.
- [22] E. Bolte. *Elektrische Maschinen: Grundlagen, Magnetfelder, Erwärmung, Funktionsprinzipien, Betriebsarten, Einsatz, Entwurf, Wirtschaftlichkeit*. 2. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2018.
- [23] A. Vretblad. *Fourier Analysis and Its Applications*. Bd. 223. Graduate Texts in Mathematics. New York, New York, USA: Springer, 2003.
- [24] MathWorks Corp., Natick, Massachusetts, USA. *MATLAB R2021a Function fft2() – 2D fast Fourier transform*. 2021.

-
- [25] A. Kremser. „Theorie der mehrsträngigen Bruchlochwicklungen und Berechnung der Zweigströme in Drehfeldmaschinen“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Universität Hannover; VDI-Fortschrittsbericht Nr. 28, Reihe 21, Düsseldorf, Deutschland: VDI Verlag, 1988.
- [26] M. M. Liwuschitz. „Distribution Factors and Pitch Factors of the Harmonics of a Fractional-Slot Winding“. In: *Transactions of the AIEE* Bd. 62, Nr. 10 (Okt. 1943), S. 664–666.
- [27] F. Heller und W. Kauders. „Das Görge'sche Durchflutungspolygon“. In: *Archiv für Elektrotechnik* Bd. 29 (1935), S. 599–616.
- [28] H. Jordan und F. Lax. „Untersuchung des Einflusses einer nicht in den Nutmittellinien konzentriert vorausgesetzten Durchflutung auf die doppelverketete Streuung“. In: *Elektrotechnik und Maschinenbau* Bd. 58 (1940), S. 393–396.
- [29] J. Štěpina. „Matrix analysis of space harmonics of asymmetrical stator windings“. In: *IEE Proceedings B, Electric Power Applications* Bd. 134, Nr. 4 (Juli 1987), S. 207–210.
- [30] S. Ruoho, T. Santa-Nokki, J. Kolehmainen und A. Arkkio. „Modeling Magnet Length In 2-D Finite-Element Analysis of Electric Machines“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Bd. 45, Nr. 8 (Aug. 2009), S. 3114–3120.
- [31] H. Polinder und M. Hoeijmakers. „Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine“. In: *IEE Proceedings, Electric Power Applications* Bd. 146, Nr. 3 (Mai 1999), S. 261–266.
- [32] R. Russell und K. Norsworthy. „Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors“. In: *Proceedings of the IEE, Part A: Power Engineering* Bd. 105, Nr. 20 (Apr. 1958), S. 163–175.
- [33] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew u. a. *Springer-Taschenbuch der Mathematik*. 3. Aufl. Wiesbaden, Deutschland: Springer, 2013.
- [34] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger. *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*. 19. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2013.
- [35] J. Štěpina. „Raumzeiger als Grundlage der Theorie der elektrischen Maschinen“. In: *Elektrotechnische Zeitschrift, Ausgabe A (ETZ-A)* Bd. 88, Nr. 23 (1967), S. 584–588.
- [36] General Electric Company Corp., Boston, Massachusetts, USA. *Windenergieanlage Haliade-X (14,7 MW)*. 2022.
- [37] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro und M. Narimani. „High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies“. In: *Proceedings of the IEEE* Bd. 103, Nr. 5 (Mai 2015), S. 740–788.
- [38] K. Reichert. „PM-Motors with concentrated, non overlapping Windings, Some Characteristics“. In: *2004 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Krakau, Polen, 05.–08. Sept. 2004, S. 541–546.

-
- [39] A. M. El-Refaie. „Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Bd. 57, Nr. 1 (Jan. 2010), S. 107–121.
- [40] G. Ugalde, Z. Q. Zhu, J. Poza und A. Gonzalez. „Analysis of rotor eddy current loss in fractional slot permanent magnet machine with solid rotor back-iron“. In: *2010 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Rom, Italien, 06.–08. Sept. 2010, S. 2128–2133.
- [41] A. Tassarolo. „A survey of state-of-the-art methods to compute rotor eddy-current losses in synchronous permanent magnet machines“. In: *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. Nottingham, Vereinigtes Königreich, 20.–21. Apr. 2017, S. 12–19.
- [42] H. Polinder, M. J. Hoeijmakers und M. Scuotto. „Eddy-Current Losses in the Solid Back-Iron of PM Machines for different Concentrated Fractional Pitch Windings“. In: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Antalya, Türkei, 03.–05. Mai 2017, S. 652–657.
- [43] Siemens AG, München, Deutschland. „Segmentierbarer Stator“. Europäisches Patent Nr. 2 838 182 A1. 2015.
- [44] E. Spooner, A. Williamson und G. Catto. „Modular design of permanent-magnet generators for wind turbines“. In: *IEE Proceedings, Electric Power Applications* Bd. 143, Nr. 5 (Sep. 1996), S. 388–395.
- [45] Leitner SpA, Sterzing, Italien. *Windenergieanlage Leitwind LTW101 (3 MW)*. 2015.
- [46] Leitner SpA, Sterzing, Italien. *Windenergieanlage Leitwind LTW77 (1,5 MW)*. 2007.
- [47] K. Reichert. „Grosse Synchronmaschinen mit Zahnspulen und Permanentmagnetenergie, Problemstellungen, Lösungen und Anwendungen“. In: *Internationaler ETG-Kongress 2009*. Düsseldorf, Deutschland, 27.–28. Okt. 2009, S. 109–114.
- [48] A. Fasolo. „Multi Polar Direct Drive Permanent Magnet Synchronous Machines for Renewable Energy“. Dissertation. Padua, Italien: Universität Padua, 2013.
- [49] A. K. Messoll. „Untersuchung eines Ringgenerators für Windenergieanlagen der 10 MW-Klasse auf Basis statischer Versuchsmodelle und numerischer Simulationen“. Dissertation. Kassel, Deutschland: Universität Kassel, 2014.
- [50] S. Mouty. „Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance (Entwicklung einer permanentmagneteregelten Maschine mit hoher Drehmomentdichte für Windenergieanlagen hoher Leistung)“. Dissertation. Besançon, Frankreich: Université de Franche-Comté, 2013.
- [51] Prognos AG und Fichter GmbH & Co. KG. *Kostensenkungspotenziale der Offshore-Windenergie in Deutschland*. Berlin, Deutschland, 2013.
- [52] F. Spinato, P. Tavner, G. V. Bussel und E. Koutoulakos. „Reliability of wind turbine subassemblies“. In: *IET Renewable Power Generation* Bd. 3, Nr. 4 (Dez. 2009), S. 387–401.

-
- [53] K. Deb. *Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms*. Chichester, Vereinigtes Königreich: Wiley, 2001.
- [54] N. Bianchi und S. Bolognani. „Brushless DC motor design: An optimisation procedure based on genetic algorithms“. In: *1997 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Cambridge, Vereinigtes Königreich, 01.–03. Sept. 1997, S. 16–20.
- [55] M. Kaltschmitt u. a. *Erneuerbare Energien: Systemtechnik, Wirtschaftlichkeit, Umweltaspekte*. 6. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2020.
- [56] E. Hau. *Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. 5. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2014.
- [57] Fraunhofer-Institut für Windenergie und Energiesystemtechnik (IWES), Kassel, Deutschland. *Energiewirtschaftliche Bedeutung der Offshore-Windenergie für die Energiewende – Update 2017*. 2017.
- [58] V. Pareto. *Manual of Political Economy*. Oxford, Vereinigtes Königreich: Oxford University Press, 2014 (1906).
- [59] MathWorks Corp., Natick, Massachusetts, USA. *MATLAB R2021a Function gamultiobj() – Find Pareto front of multiple fitness functions using genetic algorithm*. 2021.
- [60] D. Meeker. *Finite Element Method Magnetics FEMM, Version 4.2 (21Apr2019 Build)*. 2020.
- [61] F. Carter. „The magnetic field of the dynamo-electric machine“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers* Bd. 64, Nr. 359 (Nov. 1926), S. 1115–1138.
- [62] F. Carter. „Note on air-gap and interpolar induction“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers* Bd. 29, Nr. 146 (Juli 1900), S. 925–933.
- [63] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Aufl. Weinheim, Deutschland: Wiley-VCH, 2008.
- [64] H. Jordan. „Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder“. In: *Elektrische Nachrichtentechnik* Bd. 1 (1924), S. 7–29.
- [65] G. Bertotti. „General properties of power losses in soft ferromagnetic materials“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Bd. 24, Nr. 1 (Jan. 1988), S. 621–630.
- [66] D. C. Meeker. *Finite Element Method Magnetics FEMM: Rotating Losses in a Surface Mount Permanent Magnet Motor*. Okt. 2017.
- [67] JSOL Corp., Tokio, Japan. *User’s Manual JMAG 20.0*. 2019.
- [68] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller und C. Mejuto. „Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Bd. 56, Nr. 3 (März 2009), S. 871–882.

-
- [69] P. Mellor, D. Roberts und D. Turner. „Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design“. In: *IEE Proceedings B, Electric Power Applications* Bd. 138, Nr. 5 (1991), S. 205–218.
- [70] R. L. Kotnik. „An Equivalent Thermal Circuit for Nonventilated Induction Motors“. In: *AIEE Transactions, Part III: Power Apparatus and Systems* Bd. 73, Nr. 2 (1954), S. 1604–1609.
- [71] I. J. Perez und J. Kassakian. „A stationary thermal model for smooth air-gap rotating electric machines“. In: *Electric Machines and Power Systems* Bd. 3, Nr. 3-4 (1979), S. 285–303.
- [72] G. Gotter. *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen*. Berlin, Deutschland: Springer, 1954.
- [73] Verein deutscher Ingenieure (VDI). *VDI-Wärmeatlas*. 11. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2013.
- [74] Verein deutscher Ingenieure (VDI). *VDI-Wärmeatlas*. 12. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2019.
- [75] W. Liebe. „Entwärmung elektrischer Maschinen“. In: *Hütte; Elektrische Energietechnik; Bd 1. Maschinen*. Hrsg. von W. Böning. Berlin, Deutschland: Springer, 1978, S. 280–299.
- [76] *DIN EN 60034-6 (VDE 0530-6): Drehende elektrische Maschinen: Einteilung der Kühlverfahren (IC-Code)*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Aug. 1996.
- [77] Arcelor Mittal S.A., Luxemburg, Luxemburg. *Datenblatt: Elektroblech M470P-65 (Ref. J 83170N)*. 2008.
- [78] Thyssenkrupp AG, Essen, Deutschland. *Datenblatt: Stahlhohlprofile*. 2018.
- [79] Shin-Etsu Chemical Co. Ltd., Tokio, Japan. *Datenblatt: Permanentmagnet N46MH*. 2017.
- [80] T. Harriehausen und D. Schwarzenau. *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. Wiesbaden, Deutschland: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020.
- [81] A. Binder. „Energy Converters“. Vorlesungsskript. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2018.
- [82] R. Richter, Hrsg. *Arbeiten aus dem Elektrotechnischen Institut der Badischen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe*. Berlin, Deutschland: Springer, 1930.
- [83] R. Pohl. „Theory of pulsating-field machines“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers, Part II: Power Engineering* Bd. 93, Nr. 31 (Feb. 1946), S. 37–47.
- [84] R. Pohl. „The magnetic leakage of salient poles“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers* Bd. 52, Nr. 225 (Jan. 1914), S. 170–176.
- [85] *DIN EN IEC 60034-1 (VDE 0530-1): Drehende elektrische Maschinen – Teil 1: Bemessung und Betriebsverhalten*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Feb. 2011.

-
- [86] *DIN EN IEC 60085 (VDE 0301-1): Elektrische Isolierung – Thermische Bewertung und Bezeichnung*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Aug. 2008.
- [87] J. Kolbe. „Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen“. Dissertation. Hamburg, Deutschland: Hochschule der Bundeswehr Hamburg, 1983.
- [88] G. Huth. „Nutrastung von permanenten AC-Servomotoren mit gestaffelter Rotoranordnung“. In: *Electrical Engineering* Bd. 78, Nr. 6 (Nov. 1995), S. 391–397.
- [89] W. Schuisky. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wien, Österreich: Springer, 1960.
- [90] A. B. Field. „Eddy currents in large slot-wound conductors“. In: *Proceedings of the AIEE* Bd. 24, Nr. 7 (1905), S. 659–686.
- [91] F. Emde. „Einseitige Stromverdrängung in Ankernuten“. In: *Elektrotechnik und Maschinenbau* Bd. 24 (1908), 703–707 und 726–731.
- [92] G. Martinek und H. Kronmüller. „Influence of grain orientation of the coercive field in Fe-Nd-B permanent magnets“. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* Bd. 86, Nr. 2-3 (1990), S. 177–183.
- [93] S. Ruoho und A. Arkkio. „Partial Demagnetization of Permanent Magnets in Electrical Machines Caused by an Inclined Field“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Bd. 44, Nr. 7 (Juli 2008), S. 1773–1778.
- [94] Z. Üner. „Über die Ermittlung der Lautstärke des magnetischen Lärms von Drehstromasynchronmotoren mit Käfigläufern“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Technische Hochschule Hannover, 1964.
- [95] H. Frohne. „Über die primären Bestimmungsgrößen der Lautstärke bei Asynchronmaschinen“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Technische Hochschule Hannover, 1959.
- [96] H. Jordan. *Geräuscharme Elektromotoren*. Essen, Deutschland: Girardet, 1950.
- [97] Y. Fang und T. Zhang. „Vibroacoustic Characterization of a Permanent Magnet Synchronous Motor Powertrain for Electric Vehicles“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Bd. 33, Nr. 1 (März 2018), S. 272–280.
- [98] S. Zuo, F. Lin und X. Wu. „Noise Analysis, Calculation, and Reduction of External Rotor Permanent-Magnet Synchronous Motor“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Bd. 62, Nr. 10 (Okt. 2015), S. 6204–6212.
- [99] S.-A. Vip. „Zeiteffiziente Berechnung der Magnetgeräusche drehzahlvariabler elektrischer Maschinen“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Leibniz Universität Hannover; Garbsen, Deutschland: TEWISS Verlag, 2021.
- [100] M. Hanke und J. Wibbler. „Wie klingt die Maschine am Umrichter? Schnelle Berechnung und Auralisierung des Körperschalls“. In: *e&i Elektrotechnik und Informationstechnik* Bd. 138, Nr. 6 (2021), S. 424–430.

-
- [101] M. Jaeger u. a. „Die Kopplung elektrotechnischer und strukturdynamischer Domänen zu einem NVH-Systemmodell eines elektrischen Antriebsstrangs“. In: *e&i Elektrotechnik und Informationstechnik* Bd. 137, Nr. 4–5 (2020), S. 258–265.
- [102] A. Könecke. „Magnetische Geräusche von umrichter gespeisten Asynchronmaschinen mit Käfigläufer“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Universität Hannover; VDI-Fortschrittsbericht Nr. 115, Reihe 21, Düsseldorf, Deutschland: VDI Verlag, 1992.
- [103] D. Braunisch. „Kombinierte analytisch-numerische Berechnung der Magnetgeräusche elektrischer Maschinen“. Dissertation. Hannover, Deutschland: Leibniz Universität Hannover, 2015.
- [104] K. Simonyi. *Theoretische Elektrotechnik*. 10. Aufl. Leipzig, Deutschland: Barth, 1993.
- [105] *DIN EN 61672-1: Elektroakustik – Schallpegelmesser – Teil 1: Anforderungen*. Berlin, Deutschland: Beuth Verlag, Juli 2013.
- [106] Siemens AG, Erlangen, Deutschland. *Produktbroschüre: Simotics T – Torquemotoren*. 2018.
- [107] Oswald Elektromotoren GmbH, Miltenberg, Deutschland. *Produktbroschüre: Torquemotoren – Drehstrom-Synchron-Motoren, Baureihe TF mit Flüssigkeitskühlung*. 2019.
- [108] C. Z. Deák. „Modular Permanent-Magnet Synchronous Motors with high Electromagnetic Utilization“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2011.
- [109] Schwing & Hasse Elektrodraht GmbH (SHWire), Lügde, Deutschland. *Datenblatt: Lackdraht SHTherm 210*. 2018.
- [110] J. Hagedorn, F. Sell-Le Blanc und J. Fleischer. *Handbuch der Wickeltechnik für hoch-effiziente Spulen und Motoren*. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2016.
- [111] *DIN EN IEC 60034-8 (VDE 0530-8): Drehende elektrische Maschinen – Teil 8: Anschlussbezeichnungen und Drehsinn*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Feb. 2014.
- [112] H. Neudorfer. „Thermische Untersuchung und Berechnung eines flüssigkeitsgekühlten Traktionsmotors mit Getriebeölkühlung“. Dissertation. Wien, Österreich: TU Wien, 1998.
- [113] J. Pyrhönen, T. Jokinen und V. Hrabovcová. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2. Aufl. Chichester, Vereinigtes Königreich: Wiley, 2014.
- [114] Gleich Aluminium GmbH, Kaltenkirchen, Deutschland. *Datenblatt: Hochfestes Aluminium EN AW 7075*. 2016.
- [115] J. Hak. „Der Luftspalt-Wärmewiderstand einer elektrischen Maschine“. In: *Archiv für Elektrotechnik* Bd. 42, Nr. 5 (1956), S. 257–272.

-
- [116] W. Benecke. „Temperaturfeld und Wärmefluß bei kleineren oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigläufer“. In: *Elektrotechnische Zeitschrift, Ausgabe A (ETZ-A)* Bd. 87, Nr. 13 (1966), S. 455–459.
- [117] K. M. Becker und J. Kaye. „The Influence of a Radial Temperature Gradient on the Instability of Fluid Flow in an Annulus With an Inner Rotating Cylinder“. In: *Journal of Heat Transfer* Bd. 84, Nr. 2 (Mai 1962), S. 106–110.
- [118] P. Romanazzi und D. A. Howey. „Air-Gap Convection in a Switched Reluctance Machine“. In: *10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. Monte Carlo, Monaco, 31. März–02. Apr. 2015, S. 1–7.
- [119] A. Boglietti und A. Cavagnino. „Analysis of the Endwinding Cooling Effects in TEFC Induction Motors“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 43, Nr. 5 (Sep. 2007), S. 1214–1222.
- [120] D. Staton, A. Boglietti und A. Cavagnino. „Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* Bd. 20, Nr. 3 (Sep. 2005), S. 620–628.
- [121] H. Hofmann. „Eine oberflächengekühlte Drehstrom-Motorenreihe mit verbesserter inneren Wärmeleitung“. Dissertation. Braunschweig, Deutschland: Technische Hochschule Braunschweig, 1968.
- [122] D. Geropp. „Der turbulente Wärmeübergang am rotierenden Zylinder“. In: *Ingenieur-Archiv* Bd. 38, Nr. 4–5 (1969), S. 195–203.
- [123] H. Netz und W. Wagner. *Betriebshandbuch Wärme*. 4. Aufl. München, Deutschland: Resch, 1996.
- [124] O. Zinke und H. Brunswig. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Berlin, Deutschland: Springer-Verlag, 1965.
- [125] M. Filtz und H. Henke. *Übungsbuch Elektromagnetische Felder*. Berlin, Deutschland: Springer, 2007.
- [126] J. Hak. „Die inneren axialen Wärmewiderstände einer elektrischen Maschine“. In: *Archiv für Elektrotechnik* Bd. 43, Nr. 1 (1957), S. 58–76.
- [127] D. Schröder und J. Böcker. *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. 5. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer Vieweg, 2020.
- [128] K. Kovács und I. Rácz. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen Bd. 1*. Budapest, Ungarn: Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [129] W. Böning, Hrsg. *Hütte; Elektrische Energietechnik; Bd 1. Maschinen*. Berlin, Deutschland: Springer, 1978.
- [130] H. Kleinrath. „Das Kurzschlussverhalten kleiner permanenterregter Synchronmaschinen“. In: *e&i Elektrotechnik und Informationstechnik* Bd. 123, Nr. 9 (Sept. 2006), S. 396–401.
-

-
- [131] S. Neusüs. „Vergleich von synchronen Reluktanzmotoren ohne und mit Ferritmagnetunterstützung“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2021.
- [132] UHU GmbH, Bühl, Deutschland. *Datenblatt: Epoxidharzkleber UHU PLUS END-FEST 300*. 2012.
- [133] Magnetworld AG, Jena, Deutschland. *Messzeugnis: Permanentmagnet N45KH*. 2021.
- [134] *DIN EN IEC 60034-7 (VDE 0530-7): Drehende elektrische Maschinen – Teil 7: Klassifizierung der Bauarten, der Aufstellungsarten und der Klemmkasten-Lage (IM-Code)*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Okt. 2023.
- [135] Autodesk Corp., San Rafael, Kalifornien, USA. *Autodesk Inventor Professional 2022*. 2022.
- [136] Elantas GmbH, Wesel, Deutschland. *Datenblatt: Tränkharz Epoxylite H1100*. 2008.
- [137] Sick AG, Waldkirch, Deutschland. *Produktinformation: Inkremental-Encoder DFS60*. 2017.
- [138] Elantas GmbH, Wesel, Deutschland. *Datenblatt: Vergussmasse Elan-tron MC 5430/W5868*. 2011.
- [139] Vacon Ltd, Danfoss A/S, Vaasa, Finnland. *Betriebsanleitung: Vacon NXI F19-F114 Wechselrichter (Dokument Nr.: DPD01409B)*. 2017.
- [140] Vacon Ltd, Danfoss A/S, Vaasa, Finnland. *Betriebsanleitung: Vacon NX E/A-Erweiterungskarten (Dokument Nr. DPD01441A)*. 2007.
- [141] Vacon Ltd, Danfoss A/S, Vaasa, Finnland. *Betriebsanleitung: Vacon NX SIN-COS Erweiterungskarten (Dokument Nr. DPD01174)*. 2013.
- [142] Vacon Ltd, Danfoss A/S, Vaasa, Finnland. *Betriebsanleitung: Vacon NX AFE (Dokument Nr.: DPD02012E)*. 2019.
- [143] Vacon Ltd, Danfoss A/S, Vaasa, Finnland. *Betriebsanleitung: Vacon NX DC/DC Converter (Dokument Nr.: DPD01886B)*. 2021.
- [144] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Datenblatt: Drehmomentmessflansch T40B*. 2020.
- [145] Flender GmbH, Bocholt, Deutschland. *Produktkatalog: Drehstarre Kupplungen – ZAPEX, N-ARPEX und ARPEX*. 2020.
- [146] SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG (SEW), Bruchsal, Deutschland. *Produktkatalog: Getriebe*. 2020.
- [147] Flender GmbH, Bocholt, Deutschland. *Produktkatalog: ARPEX Ganzstahlkupplungen*. 2003.
- [148] M. Lehr. „Auslegung und Bewertung elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator für hohe Drehmomentdichten“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2020.

-
- [149] Hengstler GmbH, Aldingen, Deutschland. *Datenblatt: Sinus-Geber S 21*. 2008.
- [150] Joint and Committee for Guides in Metrology (JCGM). *Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM)*. Sèvres, Frankreich, 2008.
- [151] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Datenblatt: Leistungsmesskarte GN310B*. 2022.
- [152] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Datenblatt: Datenerfassungssystem GEN4tB*. 2020.
- [153] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Betriebsanleitung: Hochpräzise Stromwandler*. 2019.
- [154] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Betriebsanleitung: Data Acquisition Software Perception Version 7.40*. 2021.
- [155] Burster Präzisionsmesstechnik GmbH & Co KG, Gernsbach, Deutschland. *Betriebsanleitung: Resistomat Typ 2316*. 2021.
- [156] Hottinger Brüel & Kjaer GmbH (HBK), Darmstadt, Deutschland. *Datenblatt: Universalmesskarte GN840B*. 2020.
- [157] Optris GmbH, Berlin, Deutschland. *Betriebsanleitung: Infrarot-Thermometer Optris CS*. 2020.
- [158] K. Reis. „Hochausgenutzte kompakte E-Maschinen zum Einsatz in Radnabenantrieben“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2017.
- [159] J. An. „Design of a permanent magnet synchronous machine for hybrid electric vehicles with twin electric machines and a range extender“. Dissertation. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2020.
- [160] Schaeffler AG, Herzogenaurach, Deutschland. *Produktbroschüre: Radlager – Technik, Entwicklung und Produktübersicht*. 2017.
- [161] K.-H. Grote und J. Feldhusen, Hrsg. *Dubbel Taschenbuch für den Maschinenbau*. 22. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer, 2007.
- [162] A. Sornioti, E. Sampo, M. Velardocchia, E. Bonisoli und E. Galvagno. „Friction inside Wheel Hub Bearings: Evaluation through Analytical Models and Experimental Methodologies“. In: *SAE Transactions, Journal of Engines* Bd. 116 (2007), S. 1665–1676.
- [163] S. Brähler und H. Preiß. „Optimierung der Gesamtreibung in einem Radlager der 3. Generation“. In: *Experten-Forum Powertrain: Reibung in Antrieb und Fahrzeug* (2020), S. 1–13.
- [164] H. Kleinrath. „Genauere Berechnung von Einphasen-Asynchronmotoren mit Digitalrechenanlagen“. In: *Elektrotechnische Zeitschrift, Ausgabe A (ETZ-A)* Bd. 89, Nr. 15 (1968), S. 366–371.

-
- [165] *DIN EN 60034-3-2 (VDE 0530-2-3): Drehende elektrische Maschinen: Besondere Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von umrichter gespeisten Wechselstrommaschinen*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Juli 2021.
- [166] M. Doppelbauer. „Interpolation procedures for the determination of losses and energy efficiency of electrical machines“. In: *9th International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS 2015)*. Helsinki, Finnland, 15.–17. Sept. 2015.
- [167] A. Mahmoudi, W. L. Soong, G. Pellegrino und E. Armando. „Loss Function Modeling of Efficiency Maps of Electrical Machines“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 53, Nr. 5 (Sep. 2017), S. 4221–4231.
- [168] MathWorks Corp., Natick, Massachusetts, USA. *MATLAB R2021a Function Isqin() – Solve constrained linear least-squares problems*. 2021.
- [169] MathWorks Corp., Natick, Massachusetts, USA. *MATLAB R2021a Function designfilt() – Practical Introduction to Digital Filtering*. 2021.
- [170] M. Werner. *Digitale Signalverarbeitung mit MATLAB*. 6. Aufl. Wiesbaden, Deutschland: Springer Vieweg, 2019.
- [171] *Metals Handbook; Properties and Selection: Irons and Steels*. 9. Auflage. Bd. 1. Novelty, Ohio, USA: American Society for Metals (ASM), 1978.
- [172] S. Yafei, N. Dongjie und S. Jing. „Temperature and carbon content dependence of electrical resistivity of carbon steel“. In: *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. Xi’an, China, 25.–27. Mai 2009, S. 368–372.
- [173] Voestalpine AG, Linz, Österreich. *Messzeugnis: Isovac M350-50A*. 2020.
- [174] *DIN EN IEC 60404-8-1 (VDE 0354-8-1): Magnetische Werkstoffe – Teil 8-1: Anforderungen an einzelne Werkstoffe – Hartmagnetische Werkstoffe (Dauermagnete)*. Berlin, Deutschland: VDE Verlag, Feb. 2016.
- [175] Solvay S.A., Brüssel, Belgien. *Datenblatt: Technisches Handbuch Torlon*. 2014.
- [176] Fritz Diel Isoliermaterial für die Elektrotechnik GmbH & Co. KG, Dortmund, Deutschland. *Datenblatt: Flächenisolierstoffe*. 2021.

Eigene Publikationen

- [E1] X. Li, N. Erd und A. Binder. „Evaluation of flywheel energy storage systems for residential photovoltaic installations“. In: *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Anacapri, Italien, 22.–24. Juni 2016, S. 255–260.
- [E2] N. Erd, X. Li und A. Binder. „Power Flow Simulation of Flywheel Energy Storage Systems for Tramways“. In: *2017 International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ)*. Malaga, Spanien, 04.–06. Apr. 2017, S. 256–261.
- [E3] X. Li, N. Erd, J. An, G. Messenger und A. Binder. „Design of a High-Speed Flywheel Energy Storage Demonstrator“. In: *VDE Elektromechanische Antriebssysteme*. Karlsruhe, Deutschland, 22.–23. Nov. 2017, S. 19–24.
- [E4] N. Erd und A. Binder. „Eddy Currents in Solid Rotor Under Spatially Intermittent Feeding of the Stator Winding“. In: *2018 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupolis, Griechenland, 03.–06. Sept. 2018, S. 178–184.
- [E5] N. Erd und A. Binder. „Numerical and Analytical Analysis of Wave Harmonics Under Spatially Intermittent Feeding“. In: *2018 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupolis, Griechenland, 03.–06. Sept. 2018, S. 297–303.
- [E6] N. Erd, A. Binder und S. Lingl. „Berechnung der Energieeinsparung durch stationäre Schwungradspeicher in Stadtbahnen“. In: *45. Tagung Moderne Schienenfahrzeuge (ZEV Rail Sonderheft)*. Bd. 143. Graz, Österreich, 14.–17. Apr. 2019, S. 36–45.
- [E7] N. Erd und A. Binder. „Optimale Auslegung von getriebelosen, permanentmagneterregten Windgeneratoren mit Zahnspulenwicklung und massivem Rotorjoch“. In: *e&i Elektrotechnik und Informationstechnik* Bd. 137, Nr. 4–5 (2020), S. 266–279.
- [E8] S. Neusues, N. Erd, A. Binder und G. Traxler-Samek. „Transient Simulation of Single-Phase Synchronous Generators from Manufacturer Data“. In: *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Sorrent, Italien, 24.–26. Juni 2020, S. 162–167.
- [E9] N. Erd und A. Binder. „Concentrated Windings for Wind Generators with Solid Rotor Iron and Redundant Feeding“. In: *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Göteborg, Schweden, 23.–26. Aug. 2020, S. 2596–2602.
- [E10] N. Erd, R. Köster und A. Binder. „Computational Analysis of Air Gap Field in Electrical Machines by Fourier Coefficient Matrices“. In: *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Göteborg, Schweden, 23.–26. Aug. 2020, S. 2479–2485.
- [E11] X. Li, J. An, N. Erd, D. Dietz, Y. Gemeinder und A. Binder. „Design and Manufacture of a High-speed Rotor in a Flywheel Demonstrator“. In: *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Hamamatsu, Japan, 24.–27. Nov. 2020, S. 384–389.

-
- [E12] N. Erd und A. Binder. „Aufbau eines skalierten Demonstrators für einen getriebelosen, redundant gespeisten PMSM-Windgenerator mit Zahnspulenwicklung und massivem Rotorjoch“. In: *18. Technischer Tag der VEM-Gruppe*. Wernigerode, Deutschland, 14.–15. Sept. 2021.
- [E13] N. Erd und A. Binder. „Scaled Prototype of a Redundantly Fed, Gearless PMSM Wind Generator with Tooth Coil Winding and Solid Rotor Yoke“. In: *VDE Elektromechanische Antriebssysteme*. München, Deutschland, 09.–10. Nov. 2021, S. 260–265.
- [E14] N. Erd und A. Binder. „Design and Manufacturing of a High Torque PMSM with Tooth-Coil Winding and Solid Rotor Yoke“. In: *2021 11th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*. Erlangen, Deutschland, 07.–09. Dez. 2021, S. 208–215.
- [E15] N. Erd und A. Binder. „Eddy Currents in the Solid Rotor Yoke of a High-Torque PMSM with Tooth-Coil Winding“. In: *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Sorrent, Italien, 22.–24. Juni 2022, S. 27–34.
- [E16] N. Erd und A. Binder. „Wirbelstromverluste im massiven Rotorjoch von drehmomentstarken PMSM mit Zahnspulenwicklung“. In: *19. Technischer Tag der VEM-Gruppe*. Wernigerode, Deutschland, 13.–14. Sept. 2022.

Betreute studentische Arbeiten

- [T1] A. Hebing. „Mikrocontrollerprojekt zur Drehzahlerfassung für Nabendynamos“. Literaturproseminar. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2016.
- [T2] J. Nadler. „Berechnung und Betrieb eines elektrodynamischen Schwebesystems“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2017.
- [T3] J. Geis. „Auslegung und Simulation der Magnetlagerung eines starren Schwungradrotors“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2017.
- [T4] M. Kukula. „Lastflusssimulation von Nahverkehrsbahnen mit Energiespeicher“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2018.
- [T5] M. Ruß. „Validation of the Mechanical Design of a Flywheel System“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2018.
- [T6] R. Köster. „Redundant gespeister PMSM-Windgenerator mit Zahnpulenwicklung“. Masterarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2018.
- [T7] J. Wagner. „Untersuchung von Wirbelstromverlusten im massiven Rotorjoch von PMSM mit Zahnpulenwicklungen“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2019.
- [T8] L. Kniedel. „Energieautarker und sensorloser Fahrradcomputer“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2019.
- [T9] J. Mildnerberger. „Zahnpulenwicklungen: Prototypenfertigung und Maschinenauslegung“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2020.
- [T10] J. Mildnerberger und J. Wagner. „Optimierung von getriebelosen Windgeneratoren mit Einschicht- und Zahnpulenwicklung“. Seminararbeit im Projektseminar Energiewandler und Antriebstechnik. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2022.
- [T11] S. Schmidt. „Vermessung einer High-Torque Maschine am Leistungsprüfstand“. Bachelorarbeit. Darmstadt, Deutschland: TU Darmstadt, 2022.

Verzeichnis der Zulieferer

- [F1] SKF AB, Göteborg, Schweden.
- [F2] Nestech, Valdastico, Italien.
- [F3] Brenner GmbH Elektrotechnik, Bürstadt, Deutschland.
- [F4] Volkmann Elektromaschinenbau GmbH, Werder (Havel), Deutschland.
- [F5] Magnetworld AG, Jena, Deutschland.
- [F6] Sick AG, Waldkirch, Deutschland.
- [F7] Schwering & Hasse Elektrodraht GmbH (SHWire), Lügde, Deutschland.
- [F8] Elantas GmbH, Wesel, Deutschland.
- [F9] Danfoss A/S (Vacon), Nordborg, Dänemark.
- [F10] Henke GmbH Zerspanungstechnik, Lampertheim, Deutschland.
- [F11] Hottinger Brüel & Kjær GmbH, Darmstadt, Deutschland.
- [F12] Flender GmbH, Bocholt, Deutschland.
- [F13] SEW-EURODRIVE GmbH & Co KG, Bruchsal, Deutschland.

A. Anhang

A.1. Materialparameter

A.1.1. Rotorglocke: S355

Bei S355 handelt es sich um einen unlegierten Baustahl mit einem Kohlenstoffanteil von höchstens 0,22% (Massenanteil) [78]. Da der Hersteller *Thyssen Krupp* für Baustähle weder magnetische Eigenschaften angibt noch garantiert, wurde die $B(H)$ -Kennlinie eines im Kohlenstoffgehalts vergleichbaren Stahls angenommen. Bei dem Vergleichs Stahl handelt es sich um AISI 1018 mit höchstens 0,2% Kohlenstoffanteil. Die statische $B(H)$ -Kennlinie wurde [171] entnommen und ist in Abb. A.1 dargestellt. Die elektrische Leitfähigkeit und deren Temperaturabhängigkeit ist nach [172] angegeben.

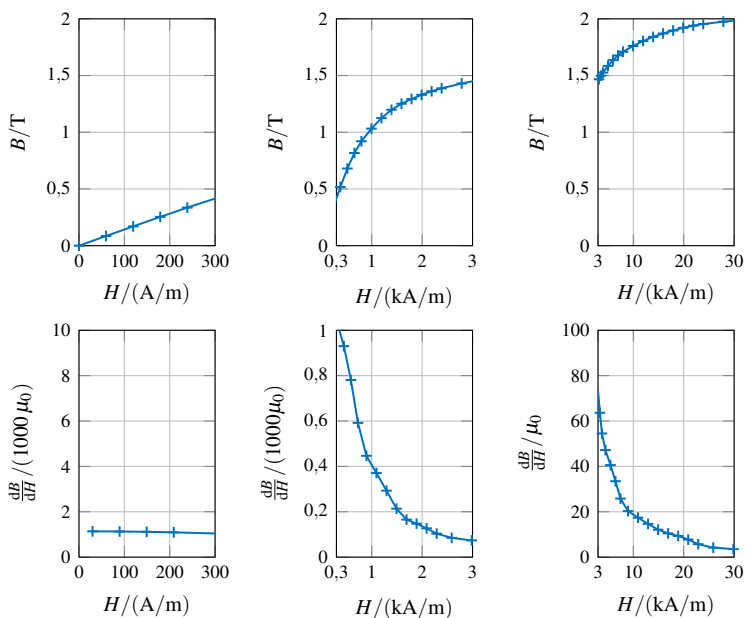


Abb. A.1.: $B(H)$ -Kennlinie des Rotorjochs aus S355J2H [171].

Tab. A.1.: Eigenschaften Stahl S355J2H

Dichte	γ	7850 kg/m ³
Elastizitätsmodul	E	2,1 · 10 ¹¹ Pa
elektrische Leitfähigkeit (20°C)	σ	6,67 MS/m
Temperaturkoeffizient des el. Widerstands	α	5,7 · 10 ⁻³ 1/K
Wärmeleitfähigkeit	λ	55 W/(m · K)

A.1.2. Statorblech M470-65A

Die für feldnumerische Simulationen verwendete $B(H)$ -Kennlinie ist in Abb. A.2 dargestellt. Sie basiert auf einer bei 10Hz durchgeführten Messung des Herstellers [77].

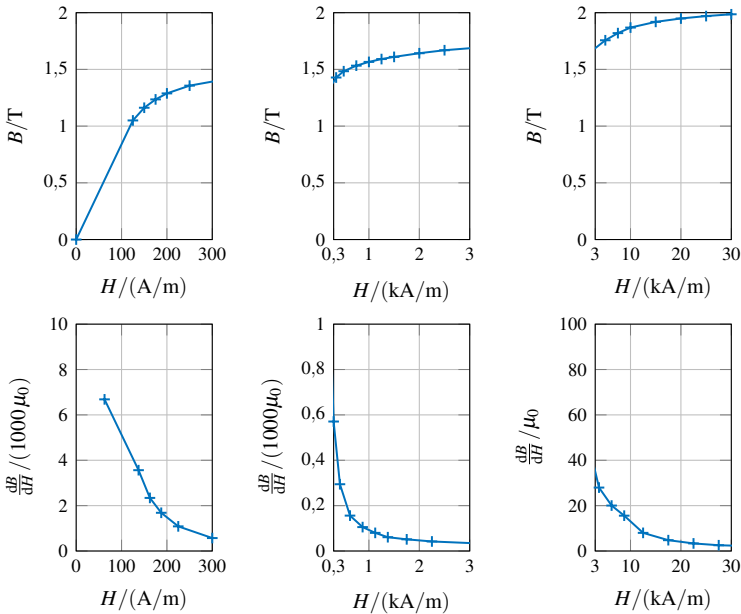


Abb. A.2.: $B(H)$ -Kennlinie des Elektroblechs M470-65A [77].

Die spezifischen Ummagnetisierungsverluste liegen als Messdaten vom Hersteller [77] vor. Durch lineare Regression nach dem Prinzip der kleinsten Fehlerquadrate werden daraus die Verlustkoeffizienten k_{Hy} und k_{Fl} des Jordan'schen Verlustmodell (A.1) bestimmt [64]. Die so berechneten Verlustkoeffizienten sind in Tab. A.2 angegeben. Die Güte der Regression wird in Abb. A.3 visualisiert, indem die unter Verwendung dieser Verlustkoeffizienten berechneten

Ummagnetisierungsverluste mit den Messwerten gemeinsam dargestellt werden.

$$\frac{P_{\text{Fe}}}{m_{\text{Fe}}} = k_{\text{Hy}} \cdot f \cdot B^2 + k_{\text{Ft}} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (\text{A.1})$$

Diese Verluste gelten für das unbearbeitete Ausgangsblech. Die Erhöhung der Verluste durch die Blechbearbeitung, insbesondere das Stanzen, wird durch Multiplikation der nach (A.1) berechneten Verluste mit dem Bearbeitungsfaktor $k_{\text{v,Fe}}$ (s. Tab. A.2) berücksichtigt.

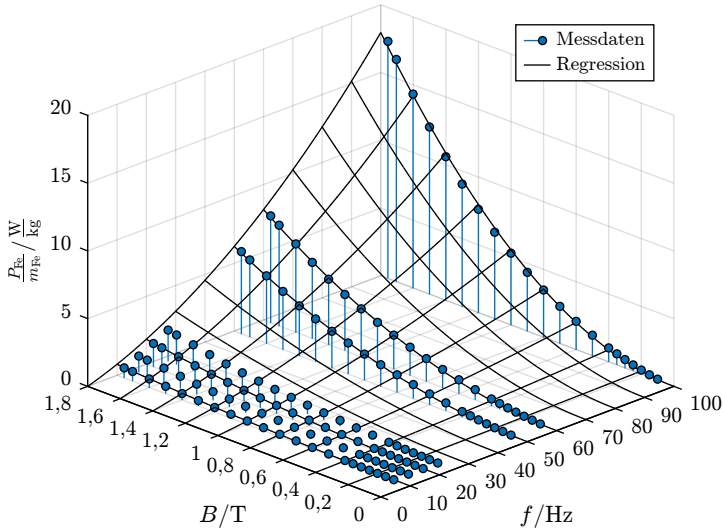


Abb. A.3.: Ummagnetisierungsverluste von M470-65A; Messwerte [77] und Regression.

Tab. A.2.: Eigenschaften M470-65A [77]

Dichte	γ	7650 kg/m ³
Elastizitätsmodul	E	2,1 · 10 ¹¹ Pa
Wärmeleitfähigkeit parallel zur Lamellierung	λ_{\parallel}	28 W/(m · K)
Wärmeleitfähigkeit senkrecht zur Lamellierung	λ_{\perp}	5 W/(m · K)
massenspezifische Hystereseverluste	k_{Hy}	21,7 · 10 ⁻³ W/(kg · Hz · T ²)
massenspezifische Wirbelstromverluste	k_{Ft}	337 · 10 ⁻⁶ W/(kg · Hz ² · T ²)
Bearbeitungsfaktor	$k_{\text{v,Fe}}$	1,6
Paketierungsfaktor	k_{Fe}	0,95

A.1.3. Statorblech M350-50A

Die verwendete $B(H)$ -Kennlinie ist in Abb. A.5 dargestellt. Die Kennlinie basiert auf einer bei 50Hz durchgeführten Messung [173]. Die Ermittlung der *Jordan*'schen Verlustkoeffizienten erfolgt wie in Abschnitt A.1.2. Eine Visualisierung der Regression ist in Abb. A.4 dargestellt. Die Materialeigenschaften sind in Tab. A.3 zusammengefasst.

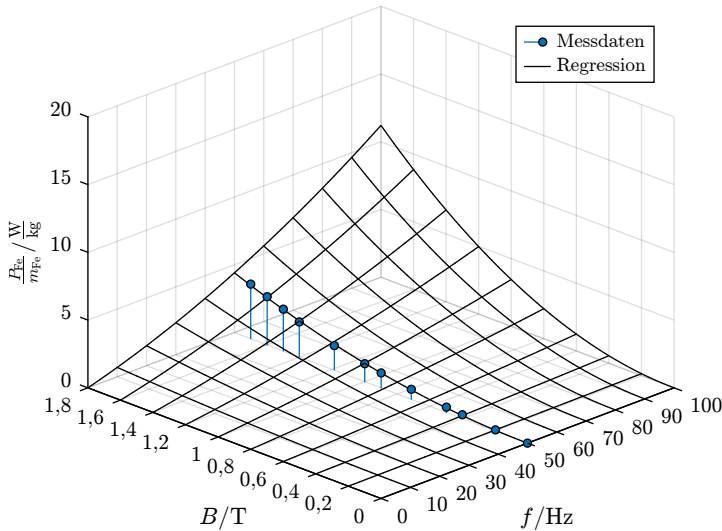


Abb. A.4.: Ummagnetisierungsverluste von M350-50A; Messwerte [173] und Regression; Weitere Messdatenreihen bei $f = [200\text{Hz}; 500\text{Hz}; 1000\text{Hz}]$ (außerhalb des dargestellten Bereichs).

Tab. A.3.: Eigenschaften M350-50A [173]

Dichte	γ	7710 kg/m ³
Elastizitätsmodul	E	$2,1 \cdot 10^{11}$ Pa
Wärmeleitfähigkeit parallel zur Lamellierung	λ_{\parallel}	28 W/(m · K)
spezifische Wärmekapazität	c_p	460 J/(kg · K)
massenspezifische Hystereseverluste	k_{Hy}	$19,8 \cdot 10^{-3}$ W/(kg · Hz · T ²)
massenspezifische Wirbelstromverluste	k_{Ft}	$148 \cdot 10^{-6}$ W/(kg · Hz ² · T ²)
Bearbeitungsfaktor	$k_{v,Fe}$	1,0
Paketierungsfaktor (gemessen)	k_{Fe}	0,964

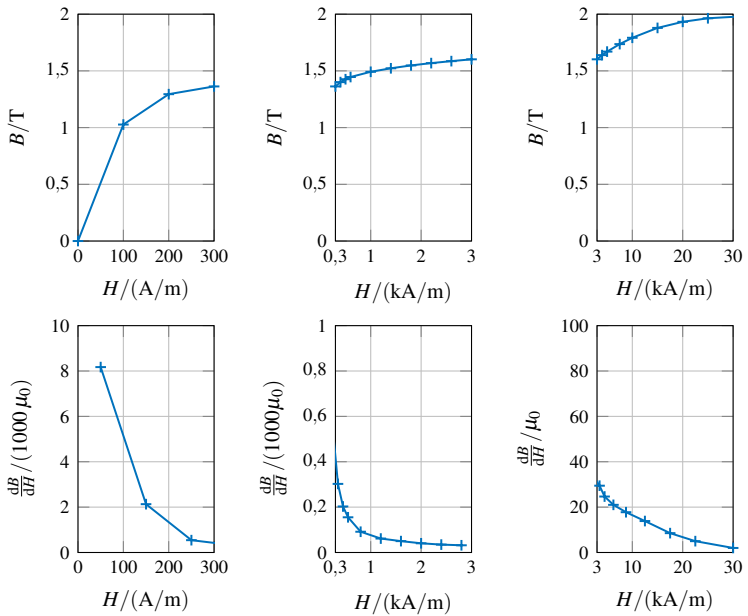


Abb. A.5.: Für feldnumerische Simulation verwendete $B(H)$ -Kennlinie des Elektrolechs M350-50A (basierend auf Messung bei 50Hz [173]).

A.1.4. Magnetmaterial

Die von den Herstellern gemessenen $J(H)$ -Verläufe [79, 133] werden in Anlehnung an die Norm DIN IEC 60404-8-1 [174] linearisiert, sodass die Polarisation als lineare Funktion $J_{\text{lin}}(H)$ nach (A.2) vorliegt. Die in (A.2) auftretende Steigung χ_M ist die magnetische Suszeptibilität und der Ordinatenabschnitt J_0 ist der konstante Anteil der magnetischen Polarisation.

$$J_{\text{lin}}(H) = \mu_0 \cdot \chi_M \cdot H + J_0 \quad (\text{A.2})$$

Die Linearisierung beruht auf zwei Punkten der gemessenen $J(H)$ -Verläufe, nämlich bei $H = 0,7 \cdot H_{C,J}$ und $H = 0,2 \cdot H_{C,J}$. Die darin auftretende Koerzitivfeldstärke $H_{C,J}$, bezeichnet die magnetische Feldstärke mit $J(H_{C,J}) = 0$. Durch diese Wahl ist sichergestellt, dass die Linearisierung für den reversiblen Bereich der Kennlinie gilt.

Die $B(H)$ -Kennlinie wird allgemein nach (A.3) aus der $J(H)$ -Kennlinie berechnet. Unter Verwendung der linearisierten magnetischen Polarisation $J_{\text{lin}}(H)$ ergibt sich für die magnetische Flussdichte auch ein linearer Zusammenhang $B_{\text{lin}}(H)$ nach (A.4) für den reversiblen Bereich. Darin treten die relative magnetische Permeabilität μ_{rel} nach (A.5) und die Remanenzflussdichte B_R nach (A.6) auf.

$$B(H) = \mu_0 \cdot H + J(H) \quad (\text{A.3})$$

$$B_{\text{lin}}(H) = \mu_{\text{rel}} \cdot \mu_0 \cdot H + B_R \quad (\text{A.4})$$

$$\mu_{\text{rel}} = 1 + \chi_M \quad (\text{A.5})$$

$$B_R = J_0 \quad (\text{A.6})$$

Mit Hilfe der linearisierten Kennlinie der magnetischen Polarisation $J_{\text{lin}}(H)$ wird auch die kritische Gegenfeldstärke H_D bestimmt, ab der ein dauerhafter Magnetisierungsverlust eintritt. Dazu wird in Anlehnung an die Norm DIN IEC 60404-8-1 [174] ein prozentualer Verlust an Ausgangspolarisation J_0 vorgegeben und unter Annahme der konstanten magnetischer Suszeptibilität χ_M aus (A.2) die Gegenfeldstärke H_D ermittelt, an dem der Verlauf der tatsächlichen Polarisation $J(H)$ den reduzierten, linearen Polarisationsverlauf unterschreitet. Üblich ist dabei die Ermittlung von $H_{D,5}$ bei der ein dauerhafter Verlust von 5% der Ausgangspolarisation von J_0 auf $0,95 \cdot J_0$ auftritt. Noch restriktiver ist die Vorgabe von nur einem Prozent Polarisationsverlust, die dann bei der Gegenfeldstärke $H_{D,1}$ auftritt.

In Abb. A.6 ist der Ablauf von den gemessenen $J(H)$ - bzw. $B(H)$ -Kennlinien über die Linearisierung bis zur Ermittlung der Gegenfeldstärke $H_{D,5}$ für das in der Prototypmaschine verwendete Magnetmaterial N45KH bei 20°C dargestellt. Die Markierungen an der Linearisierung zeigen die maßgeblichen Punkte bei $H = 0,7 \cdot H_{C,J}$ und $H = 0,2 \cdot H_{C,J}$, welche zur Linearisierung herangezogen werden. Die Markierung $H_{D,5}$ zeigt den Arbeitspunkt, welcher mit 5% irreversiblen Magnetisierungsverlust einhergeht. In Tab. A.4 werden die zulässigen Gegenfeldstärken $H_{D,1}$ und $H_{D,5}$ für die Magnettemperaturen 20°C und 100°C in Zahlenwerten angegeben.

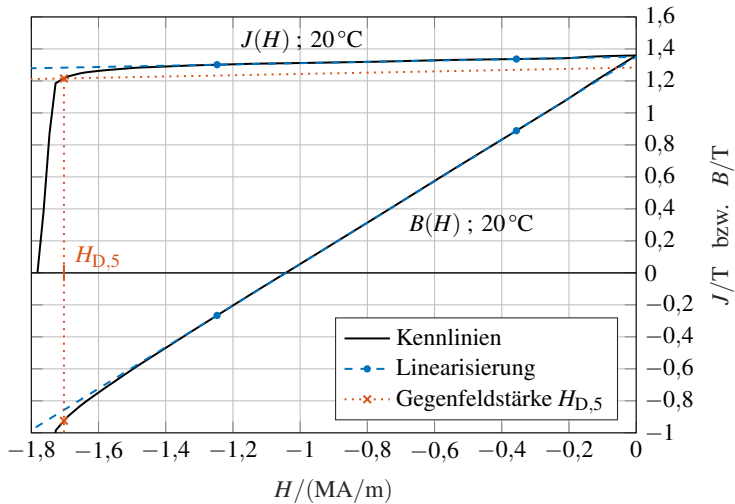


Abb. A.6.: N45KH, 20°C: $J(H)$ - und $B(H)$ -Kennlinien [133], Linearisierung und Ermittlung der zulässigen Gegenfeldstärke $H_{D,5}$

Tab. A.4.: Zusammenfassung: Eigenschaften des Permanentmagnetmaterials

	N45KH	N45KH	N46MH	N46MH
Magnettemperatur $\vartheta_M / ^\circ\text{C}$	20	100	50	80
linearisierte Remanenz $B_{R,\text{lin}} / \text{T}$	1,35	1,25	1,31	1,27
linearisierte rel. Permeabilität μ_{rel}	1,032	1,047	1,040	1,042
linearisierte Koerzitivfeldstärke $H_{C,B,\text{lin}} / (\text{kA/m})$	1042	947,6	1002	970,1
magnetische Gegenfeldstärke mit 5 % Magnetisierungsverlust $H_{D5} / (\text{kA/m})$	1703	1005	1169	887,4
magnetische Gegenfeldstärke mit 1 % Magnetisierungsverlust $H_{D1} / (\text{kA/m})$	1523	969,3	1151	871,3
Dichte $\gamma / (\text{kg/m}^3)$	7600	7600	7550	7550
elektrische Leitfähigkeit $\sigma / (\text{MS/m})$ orthogonal zur mag. Vorzugsrichtung	0,77	0,76	0,76	0,76
Wärmeleitfähigkeit $\lambda / (\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K}))$	7,6	7,6	9,0	9,0

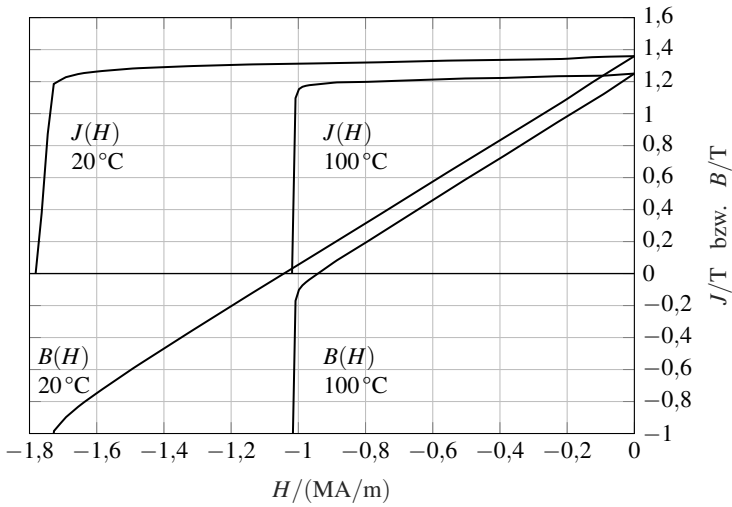


Abb. A.7.: Gemessene $J(H)$ - und $B(H)$ -Kennlinien des NdFeB-PM N45KH [133]

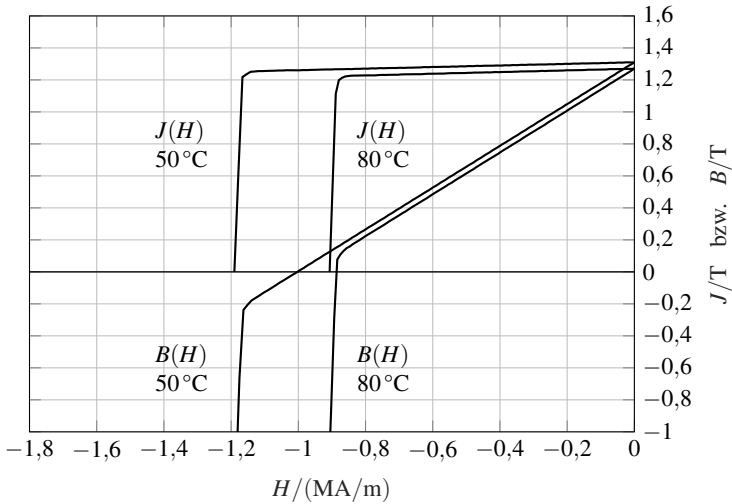


Abb. A.8.: Gemessene $J(H)$ - und $B(H)$ -Kennlinien des NdFeB-PM N46MH [79]

A.2. Windgenerator: Bilder

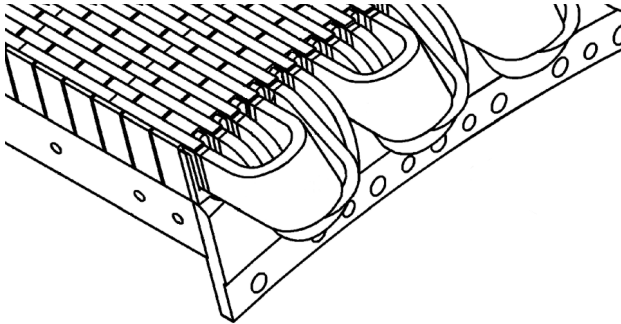


Abb. A.9.: Wickelkopf einer verteilten Einschichtwicklung mit Strangzahl $m = 3$ und $q = 1$ Nuten pro Pol und Strang für den segmentierten Stator [43] eines PMSM-Windgenerators in Außenläuferbauweise. Aufgrund der sich kreuzenden Spulen ist der Wickelkopf in drei Etagen hochgebogen. Bildquelle: [43].

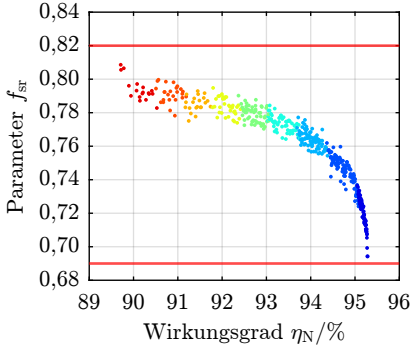


Abb. A.10.: Gondel der Windenergieanlage *GE Haliade 12 MW* [36] mit PMSM in Außenläuferbauweise. Von links nach rechts: Maschinenhaus, Rotorglocke mit äußeren Verstärkungsrippen, Rotorblattnabe ohne Rotorblätter. Bildquelle: Riviera Maritime Media Ltd., London, Vereinigtes Königreich, 2024.

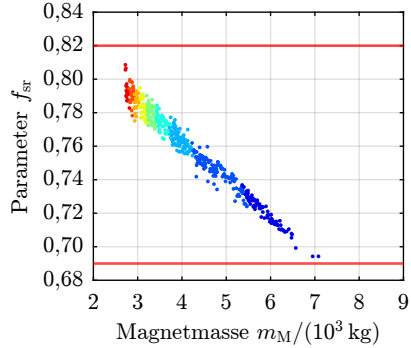
A.3. Windgenerator: Weitere Optimierungsergebnisse

A.3.1. Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Maschinen mit V1

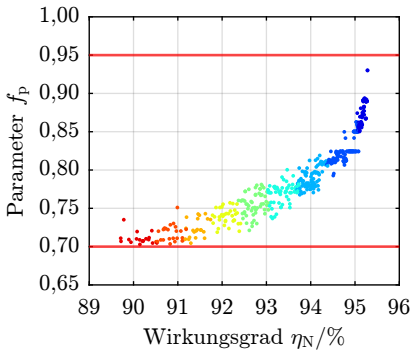
$$(q = 1)$$



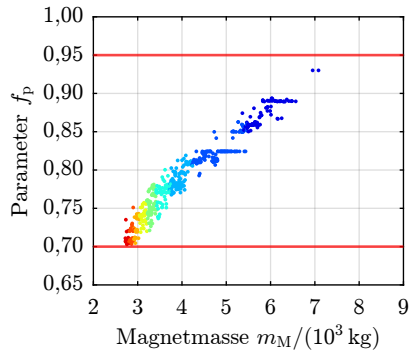
(a)



(b)



(c)



(d)

Abb. A.11.: Geometrieparameter f_{sr} , f_p der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante V1 ($q = 1$). Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur aus Abb. 3.31(a) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

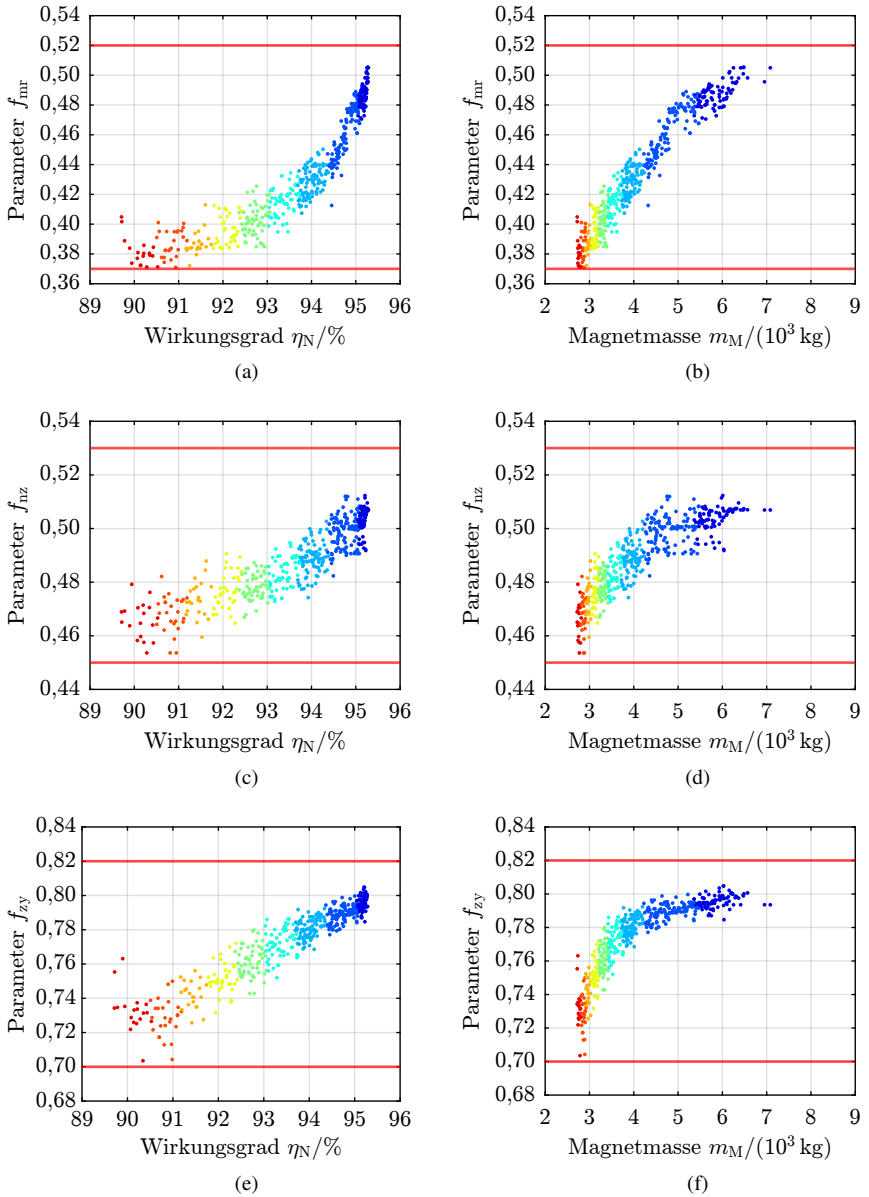


Abb. A.12.: Weitere Geometrieparameter f_{mr} , f_{nz} , f_{zy} der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante V1 ($q = 1$). Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur aus Abb. 3.31(a) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

A.3.2. Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Maschinen mit Z1

$(q = 1/2)$

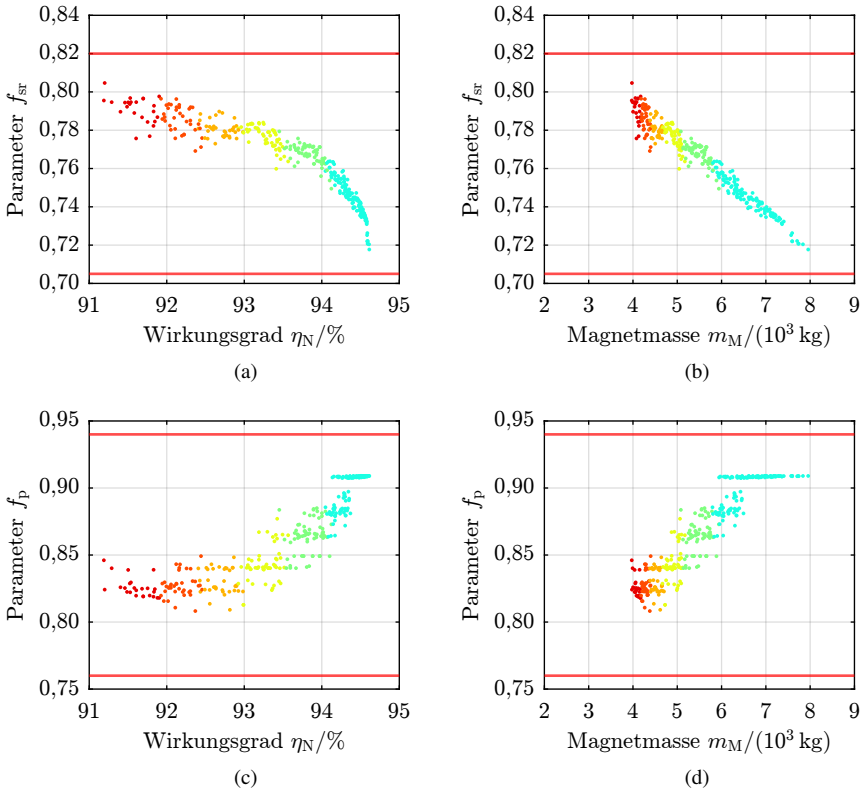


Abb. A.13.: Geometrieparameter f_{sr} , f_p der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante Z1 ($q = 1/2$). Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur aus Abb. 3.31(b) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

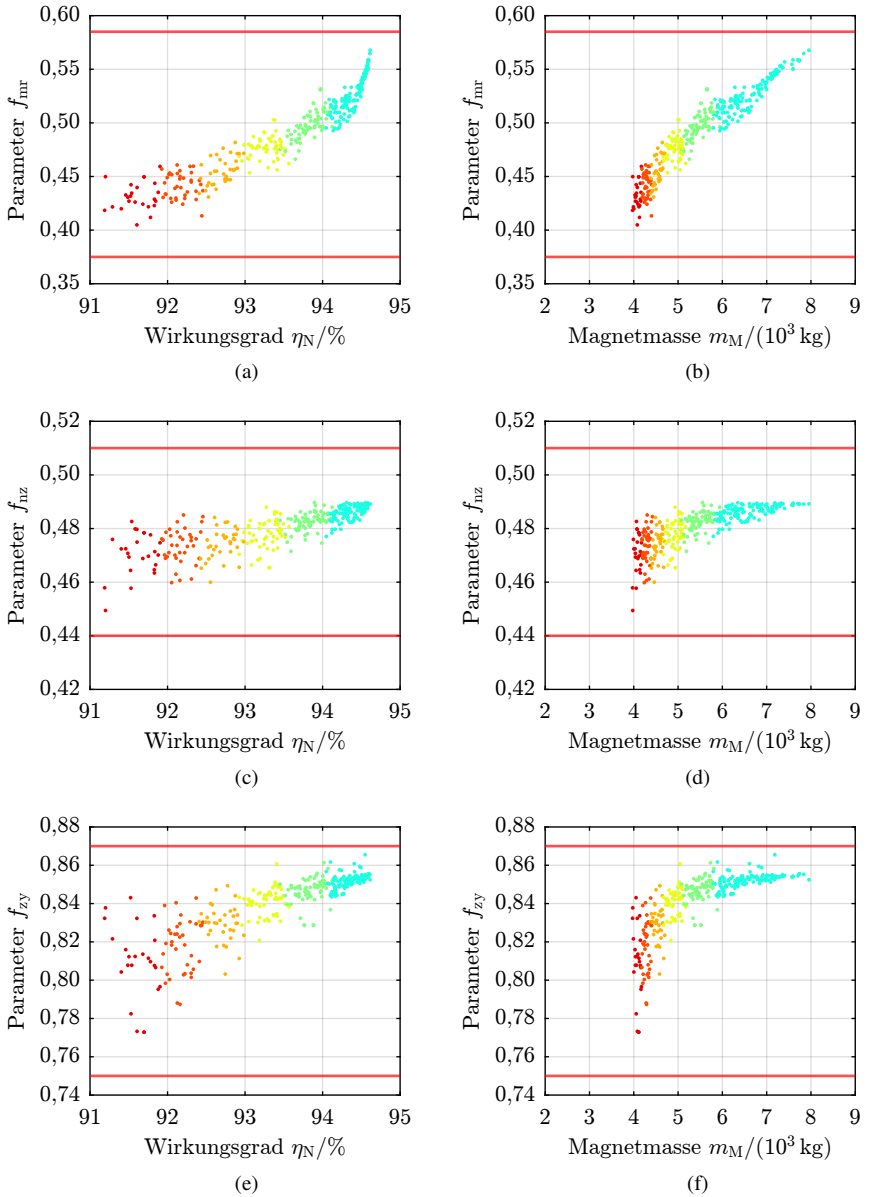


Abb. A.14.: Weitere Geometrieparameter f_{mr} , f_p , f_{mr} der *Pareto*-effizienten, thermisch zulässigen Generator-Individuen von Wicklungsvariante Z1 ($q = 1/2$). Die Farbmarkierung der Individuen zeigt deren mittlere Leitertemperatur aus Abb. 3.31(b) an. Die horizontalen roten Linien geben die gewählten Parameterschranken an.

A.4. Prototypmaschine: Ergänzungen zur analytischen Wirbelstromberechnung

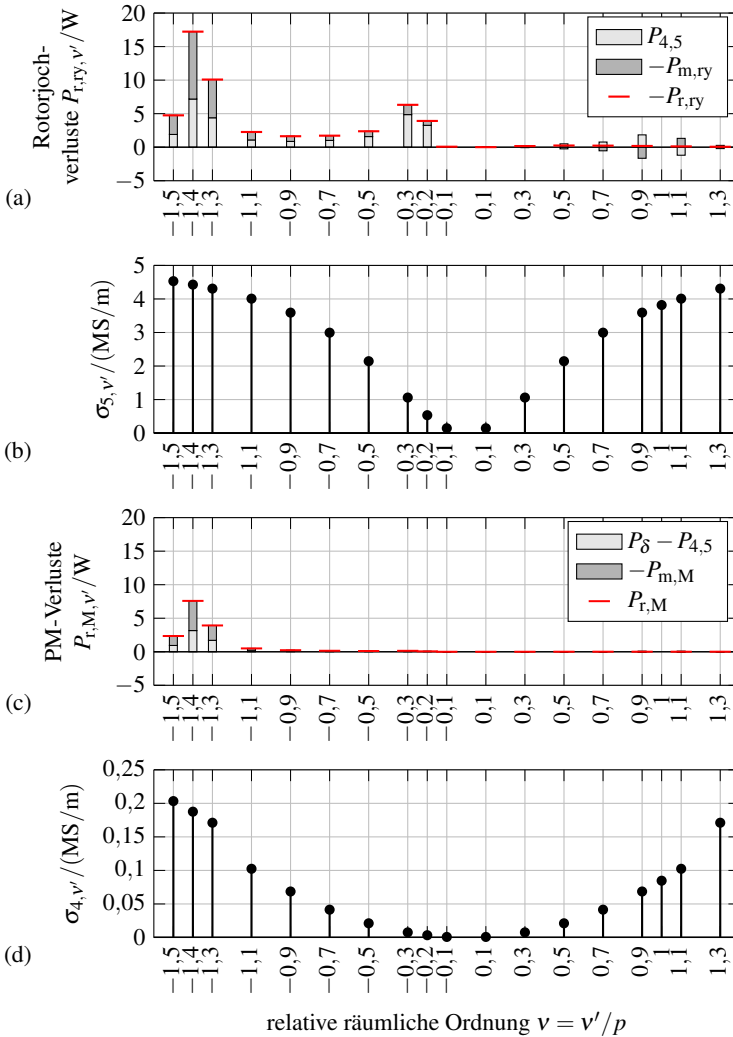


Abb. A.15.: Zwei-Quadranten-Speisung des Prototyps mit $I_N = 16,6A$ und $f_N = 20Hz$: (a) Analytisch berechnete, spektrale Rotorjochverluste $P_{r,ry,v'}$ (Gesamtorotorjochverluste $P_{r,ry} = 52,6W$), (b) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{5,v'}$ im Rotorjoch, (c) analytisch berechnete, spektrale PM-Verluste $P_{r,M,v'}$ (PM-Gesamtverluste $P_{r,M} = 18,2W$) und (d) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{4,v'}$ in PM.

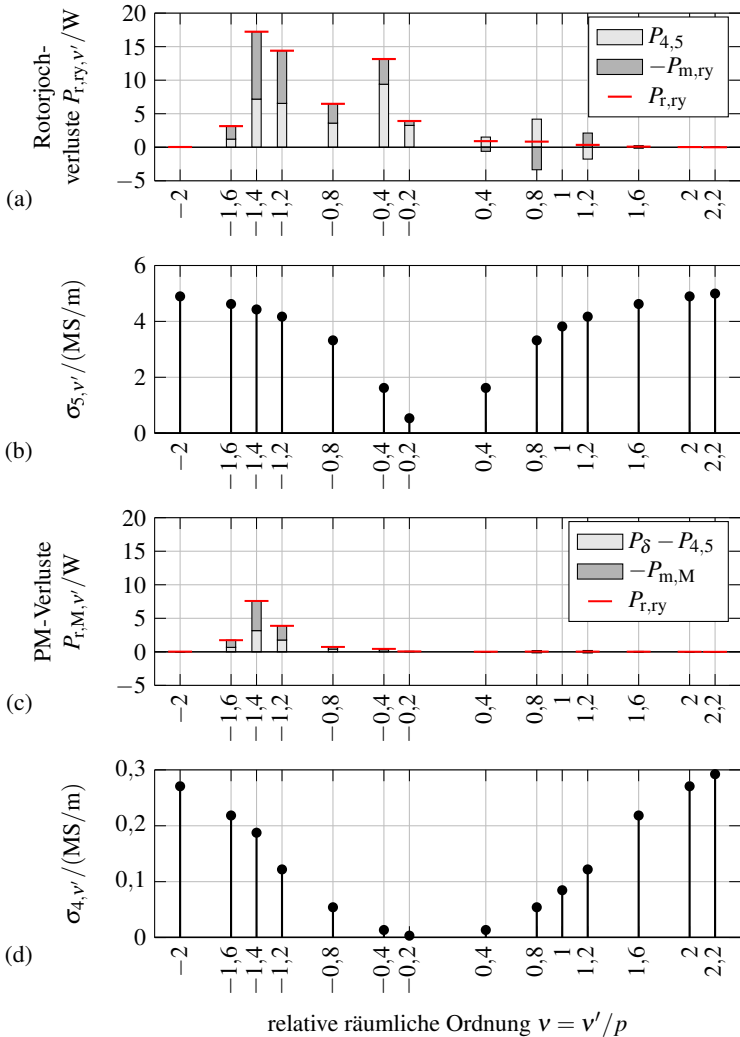


Abb. A.16.: Vier-Oktanten-Speisung des Prototyps mit $I_N = 16,6A$ und $f_N = 20Hz$: (a) Analytisch berechnete, spektrale Rotorjochverluste $P_{r,ry,v'}$ (Gesamtrotorjochverluste $P_{r,ry} = 61,4W$), (b) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{5,v'}$ im Rotorjoch, (c) analytisch berechnete, spektrale PM-Verluste $P_{r,M,v'}$ (PM-Gesamtverluste $P_{r,M} = 17,5W$) und (d) elektrische Ersatzleitfähigkeit $\sigma_{4,v'}$ in PM.

A.5. Prototypmaschine: Weitere Optimierungsergebnisse

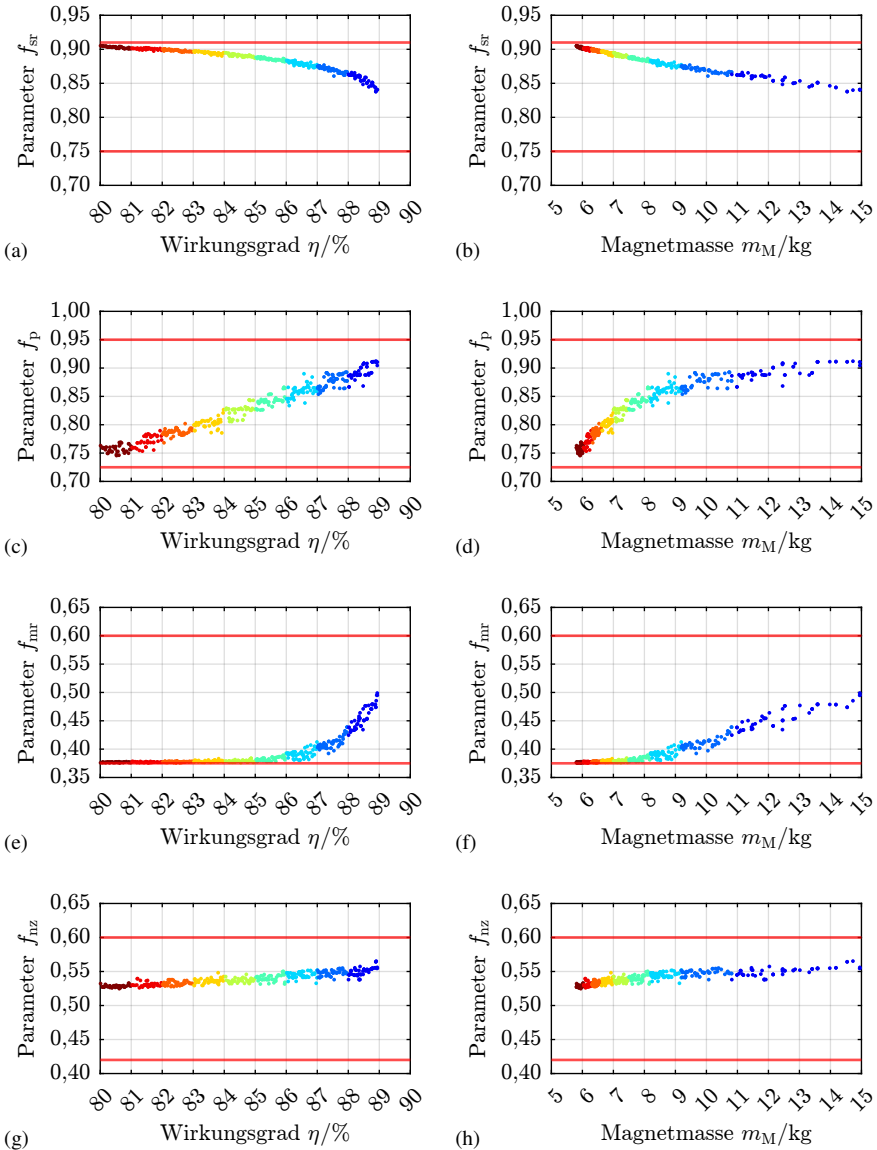


Abb. A.17.: Optimierung des Prototyps: Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Individuen; Obere und untere Schranke der Geometrieparameter; Individuen entsprechend dem geschätzten Wirkungsgrad η^* aus Abb. 4.3(a) gekennzeichnet

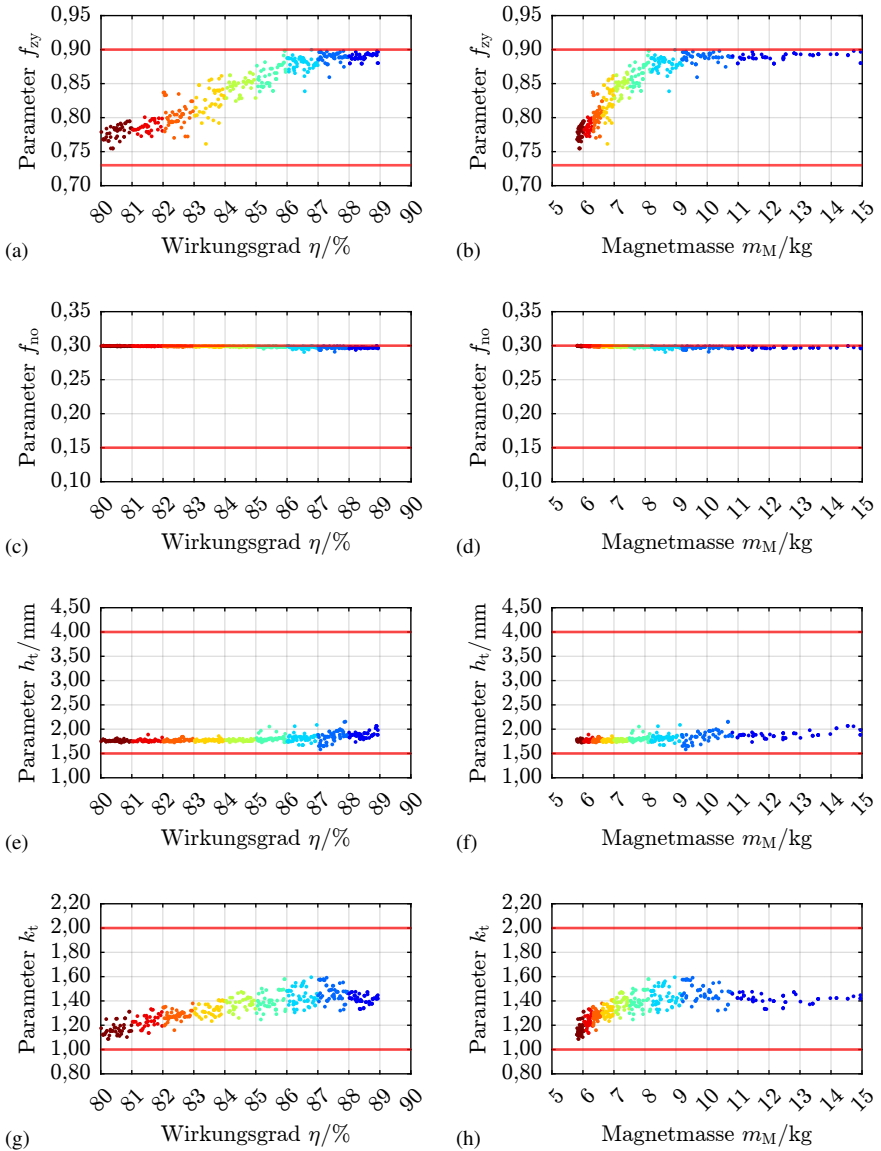


Abb. A.18.: Optimierung des Prototyps: Weitere Geometrieparameter der *Pareto*-effizienten Individuen; Obere und untere Schranke der Geometrieparameter; Individuen entsprechend dem geschätzten Wirkungsgrad η^* aus Abb. 4.3(a) gekennzeichnet

A.6. Prototypmaschine: Statorwicklung

A.6.1. Lage der Leiter und mittlere Windungslänge

In Abb. A.19(a) ist die Position und Windungsnummer der einzelnen Windungen der Formspulen von Ober- und Unterschicht in der Statornut im endmontierten Zustand dargestellt. Die Oberschicht hat gemäß Tab. A.5 in $w_{\text{end}} = 12$ Lagen insgesamt $N_{c,Os} = 198$ Windungen. Die Unterschicht hat in $w_{\text{end}} = 9$ Lagen insgesamt $N_{c,Us} = 207$ Windungen (vgl. Tab. A.6). Für die Planung der Lage der Windungen und Konstruktion der Wickelvorrichtungen wird mit dem Nenn-Leiterraußendurchmesser $d_{Cu,o} = 1,8\text{mm}$ und direktem Kontakt benachbarter Leiter gerechnet.

Tab. A.5.: Aufbau der Oberschichtspule: Windungen $N(w)$ je Lage w

Lage w	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$N(w)$	20	19	20	19	20	19	20	19	17	16	5	4
$\sum N(w)$	20	39	59	78	98	117	137	156	173	189	194	198

Tab. A.6.: Aufbau der Unterschichtspule: Windungen $N(w)$ je Lage w

Lage w	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$N(w)$	36	35	36	35	23	22	10	9	1
$\sum N(w)$	36	71	107	142	165	187	197	206	207

Die Wicklungslänge einer Ober- bzw. Unterschichtspule wird anhand der Abmessungen des verwendeten Wickelkerns unter Berücksichtigung der Lagenhöhe ermittelt. Die Geometrie des Wickelkerns ist in Abb. A.19(b) dargestellt und die konkreten Abmessungen sind in (A.7) und (A.8) angegeben.

$$a = 94,0\text{mm} \qquad b_1 = 5,82\text{mm} \qquad b_2 = 21,82\text{mm} \qquad (\text{A.7})$$

$$d_{Cu,o} = 1,8\text{mm} \qquad R = 8,0\text{mm} \qquad (\text{A.8})$$

Der Höhenunterschied Δh benachbarter Lagen errechnet sich gemäß Abb. A.19(c) zu (A.9).

$$\Delta h = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot d_{Cu} = 1,559\text{mm} \qquad (\text{A.9})$$

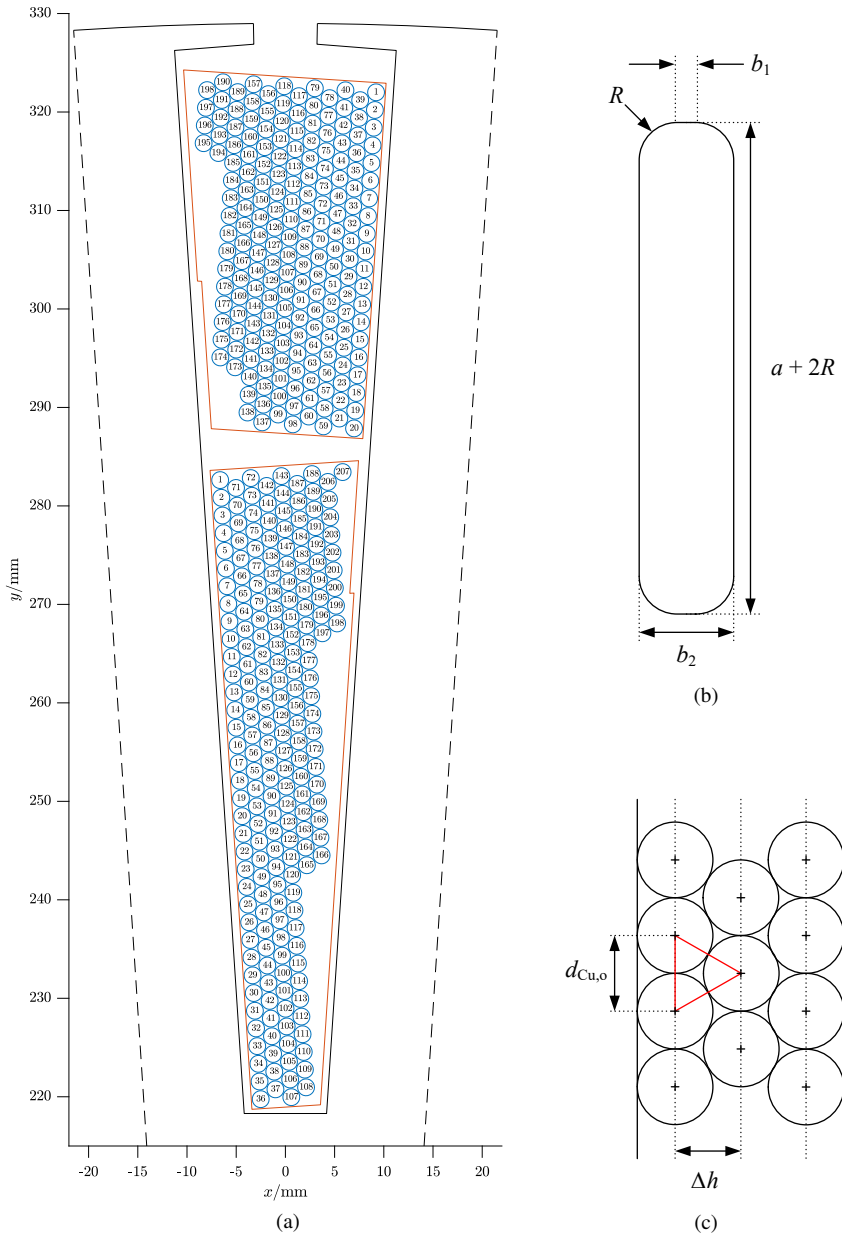


Abb. A.19.: Entwurf der orthozyklischen Formspulenwicklung des Prototyps: (a) Lage und Windungsnummer der Runddrahte sowie Außenkonturen der Wickelfenster; (b) Abmessungen Wickelkern; (c) Lagenhohe der orthozyklischen Wicklung

Die Windungslänge $l(w)$ in Abhängigkeit von der Lage w errechnet sich nach (A.10). Unter Berücksichtigung der Windungszahl $N(w)$ in der Lage w errechnet sich die Gesamtlänge einer Spule l_c gemäß (A.11). Für die Ober- und Unterschicht ergeben sich die Ergebnisse nach (A.12) und (A.13). Die mittlere Windungslänge l_{avg} ergibt sich nach (A.14).

$$l(w) = 2a + 2b_1 + 2\pi \left(R + \Delta h \cdot (w - 1) + \frac{d_{\text{Cu,o}}}{2} \right) \quad (\text{A.10})$$

$$l_c = \sum_{w=1}^{w_{\text{end}}} N(w) \cdot l(w) \quad (\text{A.11})$$

$$l_{c,\text{Os}} = 59592 \text{ mm} \quad (\text{A.12})$$

$$l_{c,\text{Us}} = 58239 \text{ mm} \quad (\text{A.13})$$

$$l_{\text{avg}} = \frac{l_{c,\text{Os}} + l_{c,\text{Us}}}{N_{c,\text{Os}} + N_{c,\text{Us}}} = 290,9 \text{ mm} \quad (\text{A.14})$$

A.6.2. Durchmesser des Kupferlackdrahts

Der mittlere, blanke Leiterdurchmesser d_{Cu} wird durch eine Messung des elektrischen Widerstandes und die berechnete Drahtlänge einer Spule rechnerisch ermittelt. Mit diesem Verfahren wird die plastische Verformung des Drahtes, welche in Folge der Krafteinwirkung beim Wickeln eine Querschnittsverjüngung verursacht, möglichst genau abgeschätzt. Der Drahtquerschnitt ist insbesondere für das thermische Modell relevant. Im Folgenden wird der mittlere, blanke Leiterdurchmesser d_{Cu} sowie die Lackschichtdicke b_{iso} des gedehnten Drahtes (nach dem Wickeln) auf Grundlage des gemessenen Widerstands R und unter Berücksichtigung der Zuleitungslängen für die Oberschichtspule mit der Fertigungsnummer 10 berechnet.

$$R = 0,4499 \Omega \quad \text{bei } 20^\circ\text{C} \quad (\text{A.15})$$

$$l_{\text{ges}} = l_{c,\text{Os}} + 545 \text{ mm} + 785 \text{ mm} = 60,9 \text{ m} \quad (\text{A.16})$$

$$d_{\text{Cu}} = \sqrt{\frac{4 \cdot l_{\text{ges}}}{\pi \cdot \sigma_{\text{Cu}} \cdot R}} = 1,716 \text{ mm} \quad (\text{A.17})$$

$$b_{\text{iso}} = 0,043 \text{ mm} \quad (\text{A.18})$$

Tab. A.7.: Eigenschaften des Kupferlackdrahts *SHTherm 210* des Herstellers *SHWire* [109]

Nenn Durchmesser	$d_{\text{Cu,N}}$	1,8 mm
thermische Klasse [86]		200
Grad		2
mittlere Lackschichtdicke (ungedehnt)	$b_{\text{iso,N}}$	0,0455 mm
elektrische Leitfähigkeit (20 °C)	σ_{Cu}	58,5 MS/m
Temperaturkoeffizient der elektrischen Leitfähigkeit	α_{Cu}	1/255 1/K
Dichte (20 °C)	γ_{Cu}	8 930 kg/m ³
Wärmeleitfähigkeit Kupferleiter	λ_{Cu}	390 W/(m · K)
Wärmeleitfähigkeit Lack [175]	λ_{en}	0,37 W/(m · K)

A.6.3. Wärmeleitfähigkeiten der eingesetzten Isolierstoffe

Im Stator der Prototypmaschine treten die in Tab. A.8 und Tab. A.9 angegeben Materialien als Füll- und Isolierstoffe auf.

Tab. A.8.: Wärmeleitfähigkeit von Luft, Vergussmasse und Tränkharz

Luft bei 120 °C	λ_{air}	0,033 W/(m · K)
Spulenvergussmasse: <i>Elan-tron MC5430/W5868</i> [138]	λ_{cast}	0,5 W/(m · K)
Tränkharz für Stator: <i>EpoxyLite H1100</i> [136]	λ_{rsn}	0,21 W/(m · K)

Tab. A.9.: Eigenschaften des *Nomex-Kapton-Nomex* Isolationspapiers [176]

Dicke	d_{NKN}	0,3 mm
thermische Klasse		180 (H)
Wärmeleitfähigkeit	λ_{NKN}	0,15 W/(m · K)

Für die thermischen Berechnungen werden zwei Ersatzwärmeleitfähigkeiten für die Nutisolation λ_4 und den Formspulenverguss λ_5 angenommen. Die Indizes sind entsprechend der Nummern in Abb. 4.10 gewählt. Zweck der Einführung von Ersatzwärmeleitfähigkeiten ist die Vereinfachung der Geometrie des thermischen FE-Modells und insbesondere die Vermeidung dünner, aufwendig zu vernetzender Schichten.

A.6.3.1. Homogenisierte Nutisolation

Für die Homogenisierung der Nutisolation wird der Aufbau an den Nutseiten betrachtet. Insgesamt wird eine Region mit der Dicke $d_4 = 0,8$ mm betrachtet, die aus einer Reihenschaltung von NKN-Isolationspapier mit der Dicke $d_{\text{NKN}} = 0,3$ mm, Tränkharz mit der geschätzten Dicke $d_{\text{rsn}} = 0,1$ mm und einem Luftspalt mit einer geschätzten Dicke $d_{\text{air}} = 0,4$ mm besteht. Nach (A.19) ergibt sich die thermische Ersatzleitfähigkeit $\lambda_4 = 0,055$ W/(m · K).

$$\lambda_4 = \left(\frac{d_{\text{NKN}}}{d_4} \cdot \frac{1}{\lambda_{\text{NKN}}} + \frac{d_{\text{NKN}}}{d_{\text{rsn}}} \cdot \frac{1}{\lambda_{\text{rsn}}} + \frac{d_{\text{NKN}}}{d_{\text{air}}} \cdot \frac{1}{\lambda_{\text{air}}} \right)^{-1} \quad (\text{A.19})$$

A.6.3.2. Homogenisierter Formspulenverguss

Die Leiterzwischenräume ergeben je Spule eine zusammenhängende Fläche, da die blanken Kupferleiter mit einem Durchmesser von $d_{\text{Cu}} = 1,716$ mm in einem minimalen Abstand $d_{\text{Cu,o}} - d_{\text{Cu}} = 84$ µm angeordnet sind (vgl. Abb. A.19(a)). Der Flächeninhalt dieser Leiterzwischenräume beträgt $A_{5,\text{OS}}$ bzw. $A_{5,\text{US}}$ und wird mit der homogenen Ersatzwärmeleitfähigkeit λ_5 nach (A.24) modelliert. Demnach ergibt sich die Ersatzwärmeleitfähigkeit λ_5 aus den nach Flächenanteilen gewichteten Wärmeleitfähigkeiten von Vergussmasse, Luft und Lack. Der Füllfaktor für die Vergussmasse beim Nasswickeln wird mit $k_{\text{cast}} = 0,8$ abgeschätzt. Die Berechnung der Flächen erfolgt nach (A.20)–(A.23). Die resultierenden Zahlenwerte einschließlich der Ersatzleitfähigkeit λ_5 sind in Tab. A.10 angegeben.

$$A_5 = A_{5,\text{OS}} + A_{5,\text{US}} \quad (\text{A.20})$$

$$A_{\text{en}} = \frac{\pi}{4} \cdot (N_{\text{c,OS}} + N_{\text{c,US}}) \cdot (d_{\text{Cu,o}}^2 - d_{\text{Cu}}^2) \quad (\text{A.21})$$

$$A_{\text{air}} = (A_5 - A_{\text{en}}) \cdot (1 - k_{\text{cast}}) \quad (\text{A.22})$$

$$A_{\text{cast}} = (A_5 - A_{\text{en}}) \cdot k_{\text{cast}} \quad (\text{A.23})$$

$$\lambda_5 = \frac{A_{\text{en}}}{A_5} \cdot \lambda_{\text{en}} + \frac{A_{\text{air}}}{A_5} \cdot \lambda_{\text{air}} + \frac{A_{\text{cast}}}{A_5} \cdot \lambda_{\text{cast}} \quad (\text{A.24})$$

Tab. A.10.: Parameter und Berechnung der homogenen Ersatzfüllungen

Querschnittsfläche der Leiterzwischenräume	A_5	408,7 mm ²
Füllfaktor der Vergussmasse	k_{cast}	80 %
Anteil Lack	A_{en}/A_5	11,6 %
Anteil Luft	A_{air}/A_5	17,7 %
Anteil Vergussmasse	A_{cast}/A_5	70,7 %
Ersatzwärmeleitfähigkeit in A_5	λ_5	0,401 W/(m · K)

A.7. Prototypmaschine: Weitere Prüfstandskomponenten



(a) Luft-Wasser-Wärmetauscher mit Kühlmittelpumpe



(b) Umrichter

Abb. A.20.: Fotografien weiterer Prüfstandskomponenten

A.8. Prototypmaschine: Weitere Messergebnisse

A.8.1. Zwei-Quadrantenspeisung

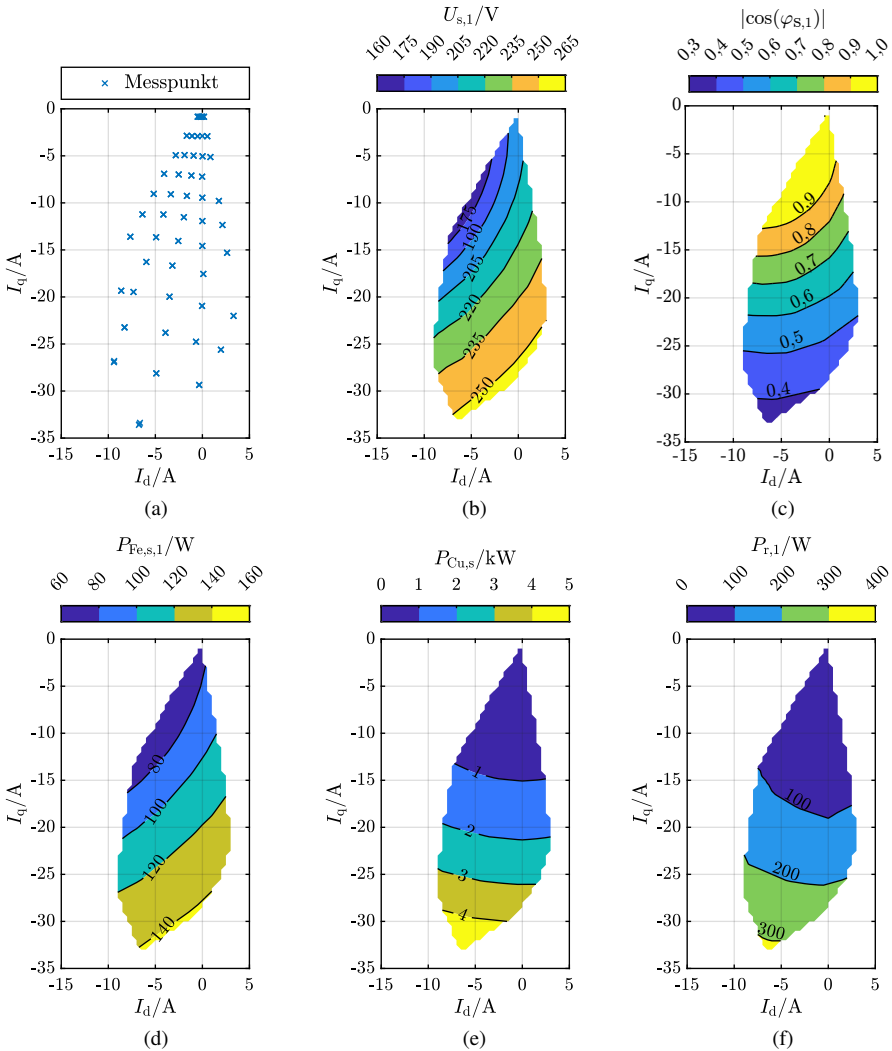


Abb. A.21.: Zwei-Quadranten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung: (a) Messpunkte, (b) Statorstrangspannung* $U_{s,1}$, (c) Grundschwingungsleistungsfaktor* $|\cos \varphi_{s,1}|$, (d) Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s,1}$, (e) Statorstromwärmeverluste* $P_{Cu,s}$ und (f) Rotorwirbelstromverluste $P_{r,1}$. *: Entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

A.8.2. Vier-Oktantenspeisung

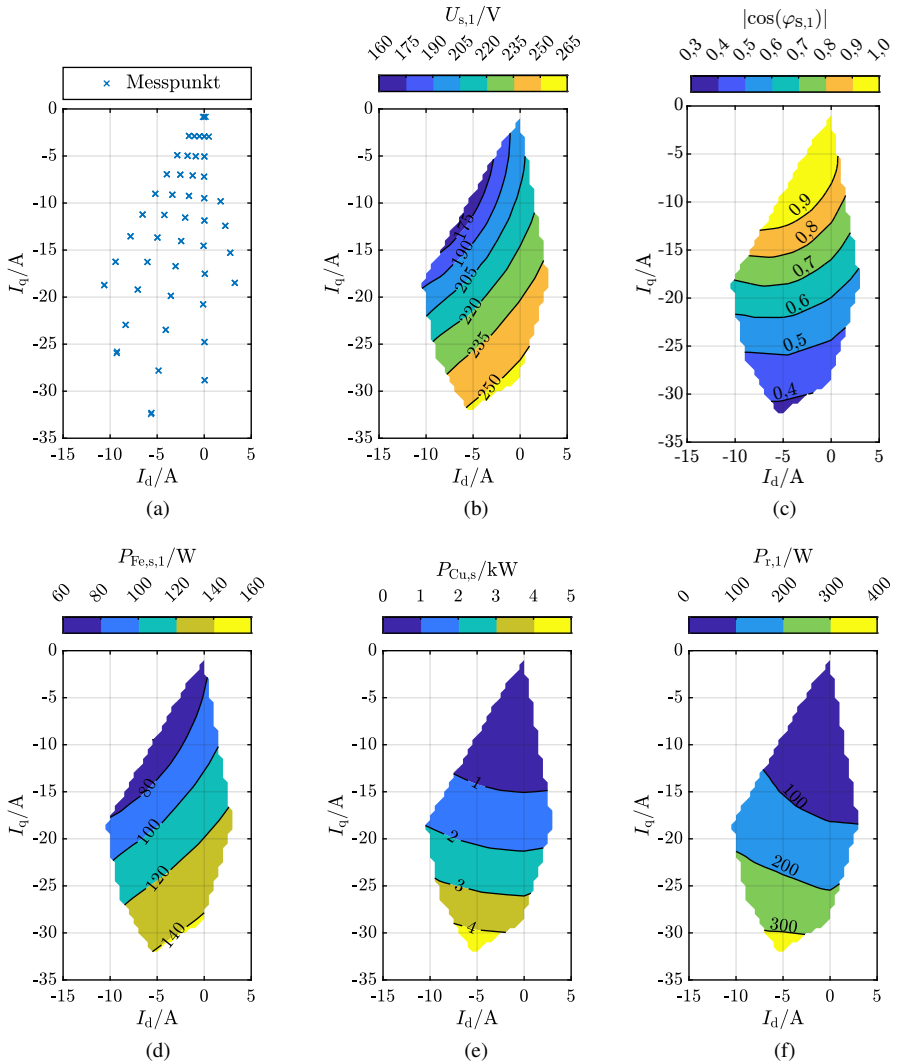
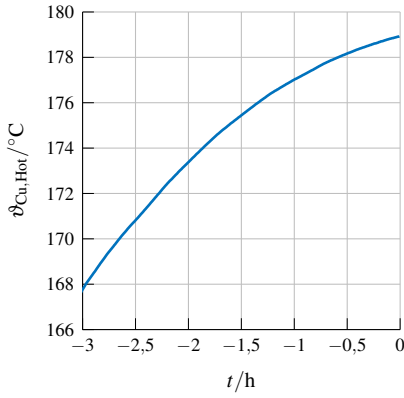
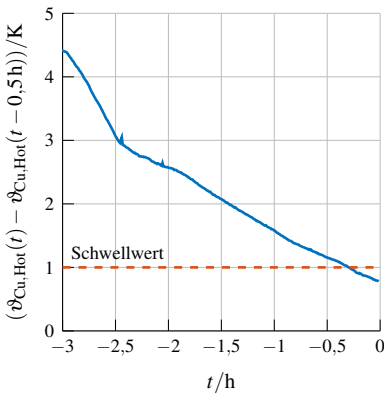


Abb. A.22.: Vier-Oktanten-Speisung ($a = 2$) bei $n = 60 \text{ min}^{-1}$ und $\vartheta_M \approx 40^\circ\text{C}$, Messung: (a) Messpunkte, (b) Statorstrangspannung* $U_{s,1}$, (c) Grundschwingungsleistungsfaktor* $|\cos \varphi_{s,1}|$, (d) Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s,1}$, (e) Statorstromwärmeverluste* $P_{Cu,s}$ und (f) Rotorwirbelstromverluste $P_{r,1}$. *: Entsprechend $\vartheta_{Cu,N} = 160^\circ\text{C}$ umgerechnet.

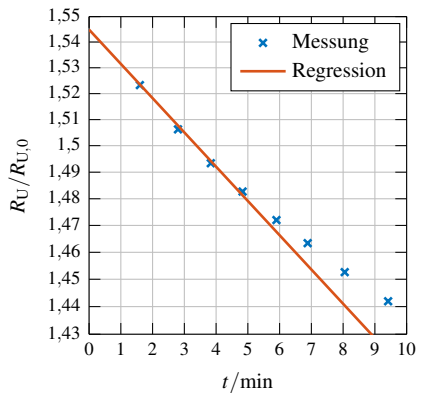
A.8.3. S1-Betrieb Bemessungspunkt



(a)



(b)



(c)

Abb. A.23.: S1-Betrieb Dauerbetrieb der Prototypmaschine im Bemessungspunkt mit $n_N = 60 \text{ min}^{-1}$ und $M_N = 2800 \text{ Nm}$ mit dem Abschaltzeitpunkt $t = 0$:

(a) Temperaturverlauf $\vartheta_{\text{Cu}}(t)$ für den heißesten Wicklungstemperaturfühler (Pt100) mit der Kennung 2T75 (vgl. Abb. 4.36) in den letzten 3 Stunden des Erwärmungslaufs.

(b) Kontinuierliche Temperaturänderung von ϑ_{Cu} während der vergangenen 30min sowie der eingetragene Schwellwert für das Erreichen des thermischen Beharrungszustandes von $1 \text{ K}/30 \text{ min}$ [85].

(c) Messungen des elektrischen Strangwiderstands nach Abschalten und halb-logarithmische Extrapolation zum Abschaltzeitpunkt ($t = 0$).

A.8.4. Erwärmungslauf mit verringerter Leistung

Für ein verringertes Drehmoment von $2600\text{ Nm} = 0,929 \cdot M_N$ und bei der Bemessungsdrehzahl $n_N = 60\text{ min}^{-1}$ wird ein Erwärmungslauf ab Raumtemperatur bis zum Erreichen des thermischen Beharrungszustands durchgeführt. Die Maschine ist dabei vollständig gespeist mit $a = 4$ parallelen Wicklungszweigen (s. Abb. 4.5). In Abb. A.24 sind die gemessenen Zeitverläufe von acht in der Statorwicklung untergebrachten Pt100-Temperaturmessfühlern (s. Abb. 4.36), sowie die per Infrarot-Sensor gemessene Rotortemperatur auf der äußeren Oberfläche der Rotorglocke und die Lufttemperatur über der Rotorglocke dargestellt. Die Ergebnisse der Leistungsmessung, Einzelverlustbestimmung und Ermittlung der Statorwicklungstemperatur durch das Widerstandsverfahren sind in Tab. A.11 zusammengefasst.

Die Maschine ist in diesem Betriebspunkt nach Wärmeklasse 155 (F) ausgenutzt [85]. Die höchste gemessene Erwärmung der Statorwicklung mit dem Pt100 Sensor 2T75 unterschreitet die zulässige Grenze der Wärmeklasse F für den Heißpunkt der Wicklung um $2,8\text{ K}$. Die mittlere Wicklungserwärmung ist unkritisch und unterschreitet die Grenze der Wärmeklasse 155 (F) um $11,2\text{ K}$.

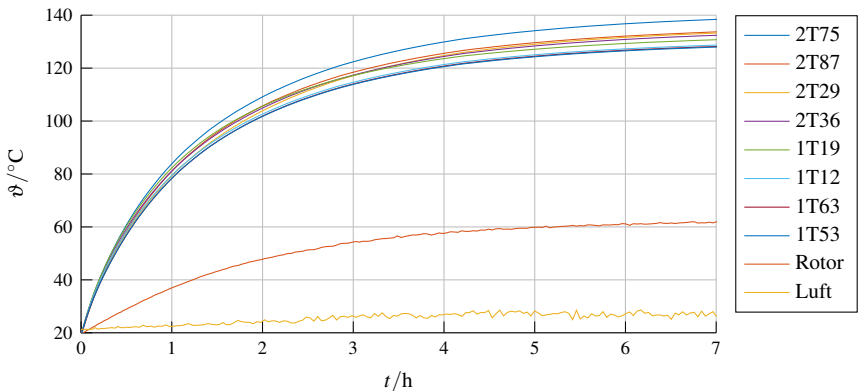


Abb. A.24.: Gemessener Temperaturverlauf beim Erwärmungslauf mit $-M_m = 2600\text{ Nm}$ und $n_N = 60\text{ min}^{-1}$. Die Reihenfolge der Legende entspricht derjenigen im Graphen (absteigend nach Temperatur im Beharrungspunkt). Die räumliche Lage der Pt100-Temperaturmessfühler in der Statorwicklung ist in Abb. 4.36 dargestellt.

Tab. A.11.: Stationärer Betrieb mit verringertem Drehmoment, Mess- bzw. Rechenwerte mit einfacher Unsicherheit. *: Messwert und einfache Unsicherheit je Strang.

Speisung	Umrichter
Schaltfrequenz f_T	6 kHz
Drehzahl n	$(60,0270 \pm 0,0003) \text{ min}^{-1}$
Wellendrehmoment $-M_m$	$(2603,9 \pm 1,0) \text{ Nm}$
mechanische Leistungsaufnahme $-P_m$	$(16,3681 \pm 0,0065) \text{ kW}$
Grundswingungsstrangspannung* $U_{s,1}$	$(207,504 \pm 0,093) \text{ V}$
Stromwinkel β	$-99,85^\circ$
Grundswingungsstrangstrom* $I_{s,1}$	$(29,540 \pm 0,041) \text{ A}$
Grundswingungsleistungsfaktor* $\cos \varphi_{s,1}$	$-0,78388 \pm 0,00019$
elektrische Grundswingungsabgabeleistung $-P_{el,1}$	$(14,414 \pm 0,012) \text{ kW}$
Grundswingungswirkungsgrad η_1	$(88,066 \pm 0,083) \%$
elektrische Abgabeleistung $-P_{el}$	14,3587 kW
Verlustleistung P_d	2,0094 kW
Wirkungsgrad η	87,724 %
Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$	$(1,7134 \pm 0,0028) \text{ kW}$
Statorummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s}$	$(0,0937 \pm 0,0085) \text{ kW}$
Rotorverluste $P_{r,1}$	$(0,142 \pm 0,017) \text{ kW}$
Oberswingungsverluste $P_{el,o}$	0,0561 kW
Lagerreibungsverluste P_{fr}	0,0044 kW
mittlere Kühlmitteltemperatur ϑ_{H_2O}	26,4 °C
mittlere Wicklungstemperatur $\vartheta_{Cu,\infty}$	120,2 °C
mittlere Wicklungserwärmung $\Delta\vartheta_{Cu,\infty}$	93,8 K
Pt100 Wicklung max. Temperatur (2T75) $\vartheta_{Cu,Hot}$	138,6 °C
Pt100 Wicklung max. Erwärmung (2T75) $\Delta\vartheta_{Cu,Hot}$	112,2 K
Lufttemperatur über Rotorglocke ϑ_{amb}	24,0 °C
Oberflächentemperatur Rotorglocke $\vartheta_r \approx \vartheta_M$	61,9 °C

A.8.5. Einzelverlustkennfelder

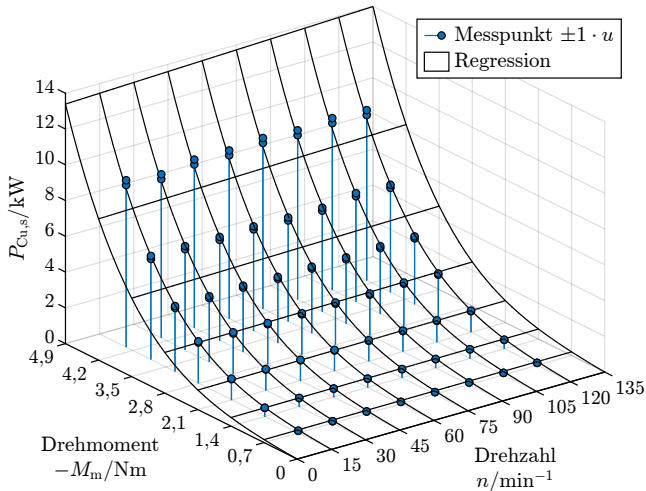


Abb. A.25.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Statorstromwärmeverluste $P_{Cu,s}$; Einzelverlustbestimmung an 56 Messpunkten mit $\pm 1 \cdot u$ einfacher Messunsicherheit („Messpunkt“) und daraus ermittelte Regressionsfunktion gemäß Tab. 5.10 („Regression“).

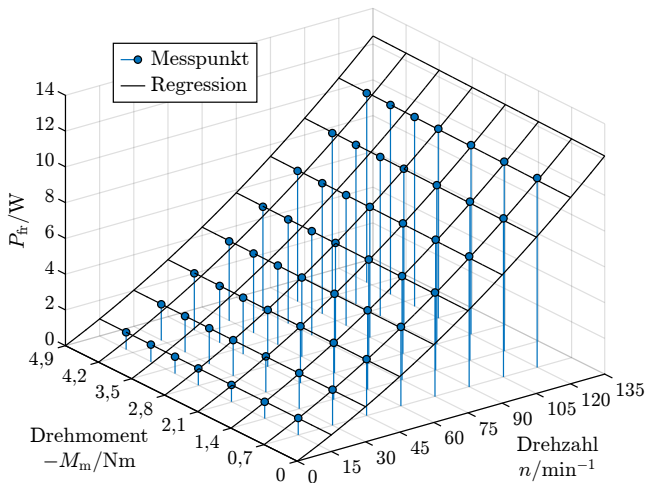


Abb. A.26.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ\text{C}$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Analytisch berechnete Lagerreibungsverluste P_{fr} ; Einzelverlustbestimmung an 56 Messpunkten („Messpunkt“) und daraus ermittelte Regressionsfunktion gemäß Tab. 5.10 („Regression“).

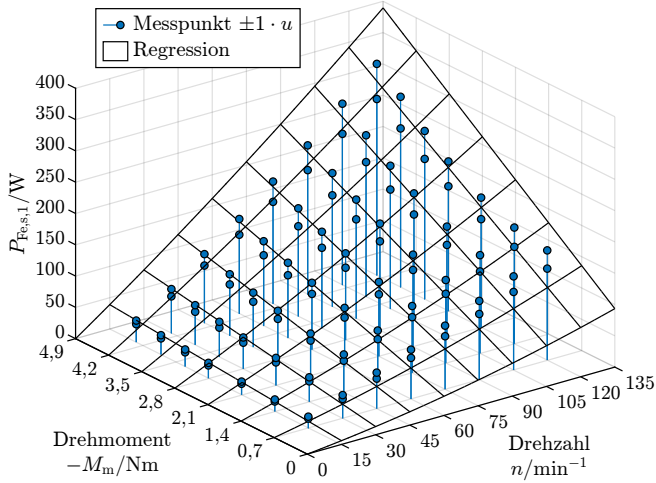


Abb. A.27.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ C$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Statorummagnetisierungsverluste (Grundschiwingung) $P_{Fe,s,1}$; Einzelverlustbestimmung an 56 Messpunkten mit $\pm 1 \cdot u$ einfacher Messunsicherheit („Messpunkt“) und daraus ermittelte Regressionsfunktion gemäß Tab. 5.10 („Regression“).

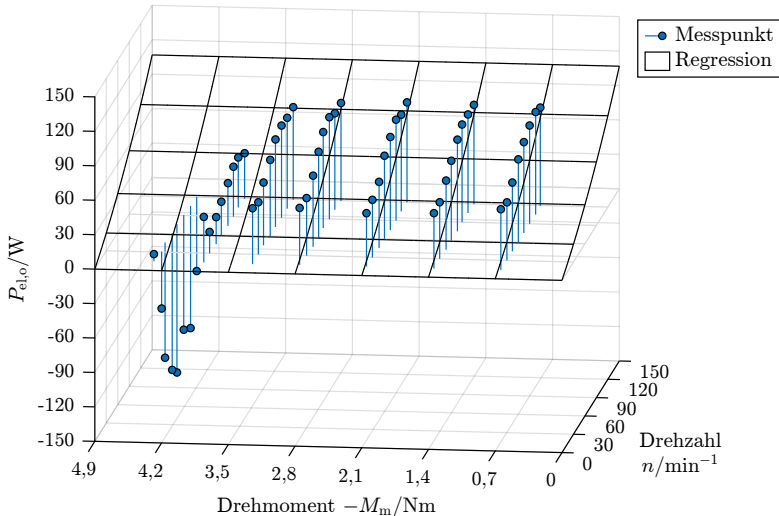


Abb. A.28.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ C$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Oberschwingungsverluste $P_{el,o}$; Einzelverlustbestimmung an 56 Messpunkten („Messpunkt“) und daraus ermittelte Regressionsfunktion gemäß Tab. 5.10 („Regression“). Die Oberschwingungsverluste sind in einem weiten Bereich nur drehzahlabhängig. Bei großer Überlast $|M_m| > 3000 Nm$ wird aufgrund magnetischer Sättigung auch über die Oberschwingungen ein kleiner Teil der elektrischen Leistung übertragen.

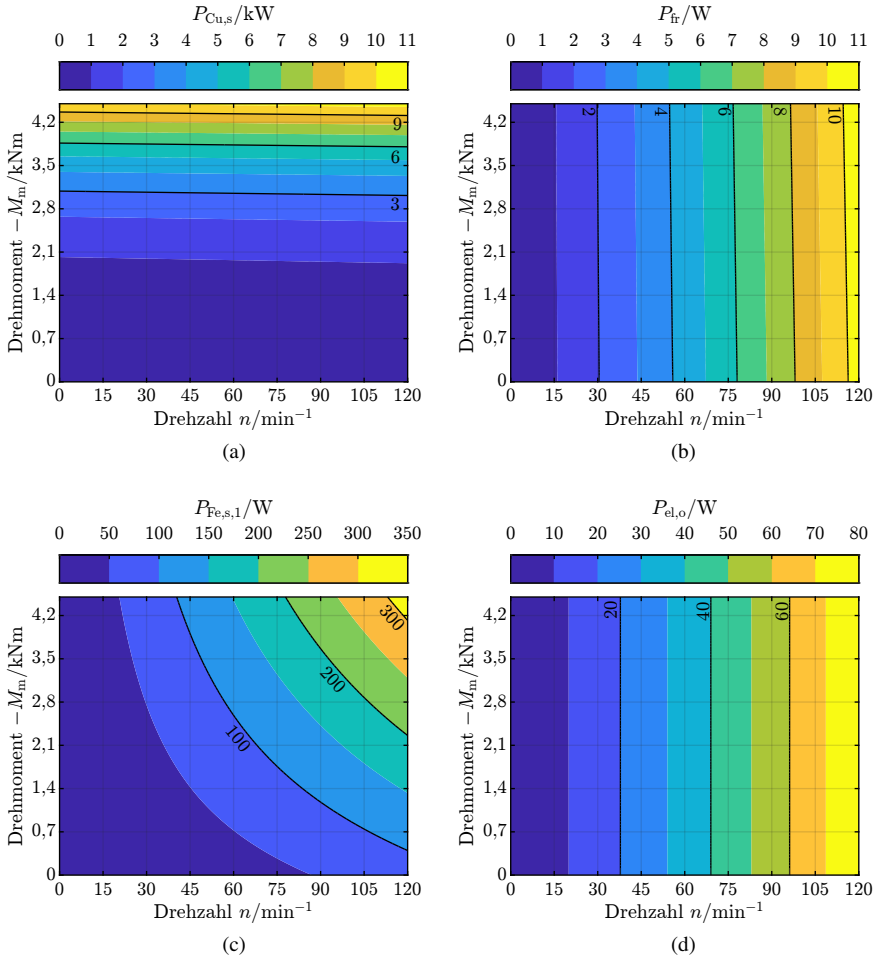


Abb. A.29.: Prototyp ($\vartheta_{Cu} = 160^\circ C$, MTPA-Betrieb mit $\beta = -100^\circ$, Umrichterspeisung): Konturdiagramme der durch Regression bestimmten Einzelverlustfunktionen mit den Verlustfaktoren nach Tab. 5.10: (a) Statorstromwärmeverluste mit AC-Zusatzverlusten $P_{Cu,s}$, (b) Lagerreibungsverluste P_{fr} , (c) Statorummagnetisierungsverluste (Grundschiwingung) $P_{Fe,s,1}$, (d) Aufgenommene elektrische Oberschwingungsleistung $P_{el,o}$.

A.9. Prototypmaschine: Konstruktionszeichnungen

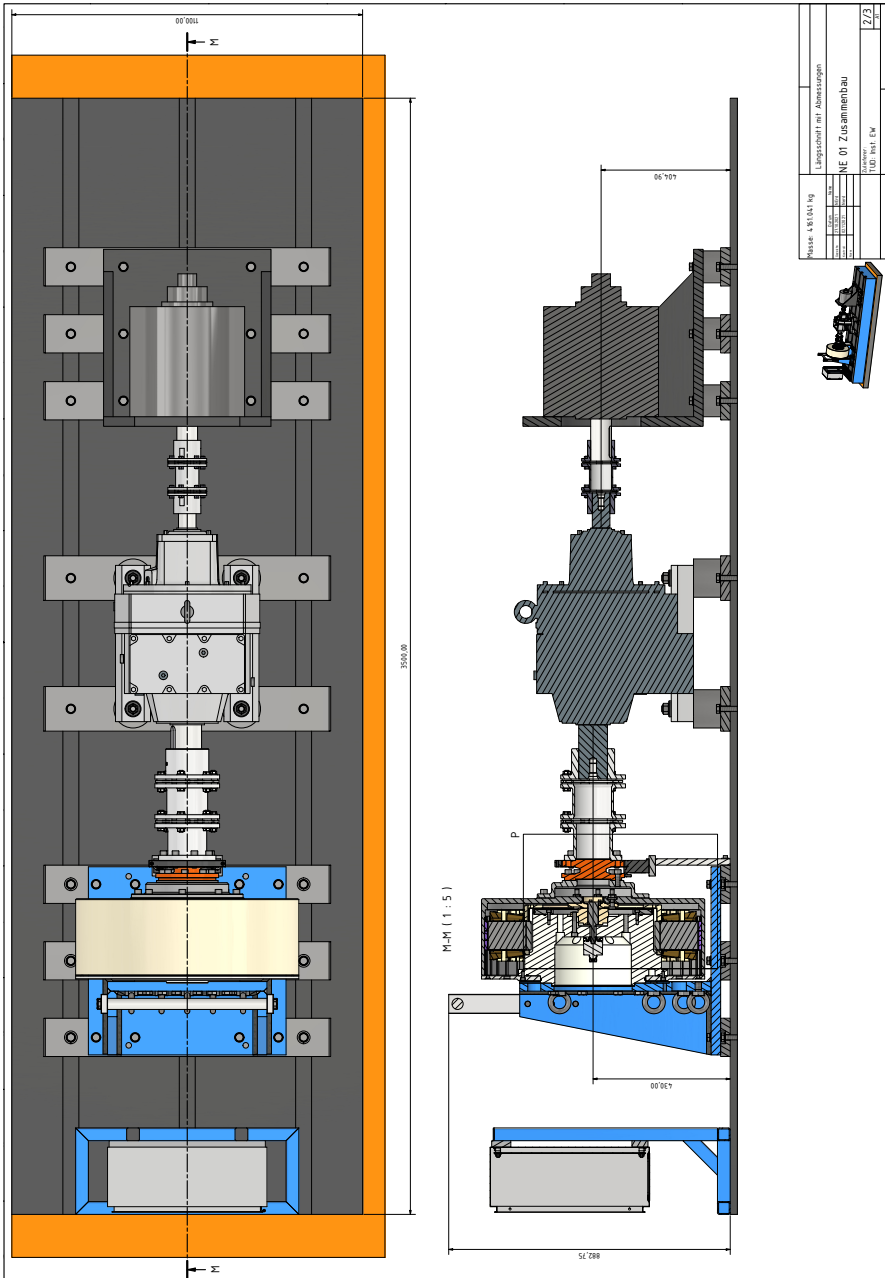
A.9.1	Zusammenbau: Prüfstand	321
A.9.2	Zusammenbau: Maschine	324
A.9.3	Statorträger	325
A.9.4	Kühlungsdeckel B-Seite	331
A.9.5	Statorsicherungsring	333
A.9.6	Kühlungsdeckel A-Seite	335
A.9.7	Ring Fräsabschluss	336
A.9.8	Welle für Rotorlagegeber	337
A.9.9	Zusammenbau: Stator Aktivteile	338
A.9.10	Blechpaket: Statorjoch	340
A.9.11	Blechpaket: Statorzahn	341
A.9.12	Isolationspapier: Statorzahn	342
A.9.13	Isolationspapier: Lagentrennung	343
A.9.14	Isolationspapier: Nutgrund	344
A.9.15	Isolationspapier: Nutöffnung	345
A.9.16	Zusammenbau: Rotor Aktivteile	346
A.9.17	Rotorglocke	347
A.9.18	Magnet	351

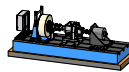
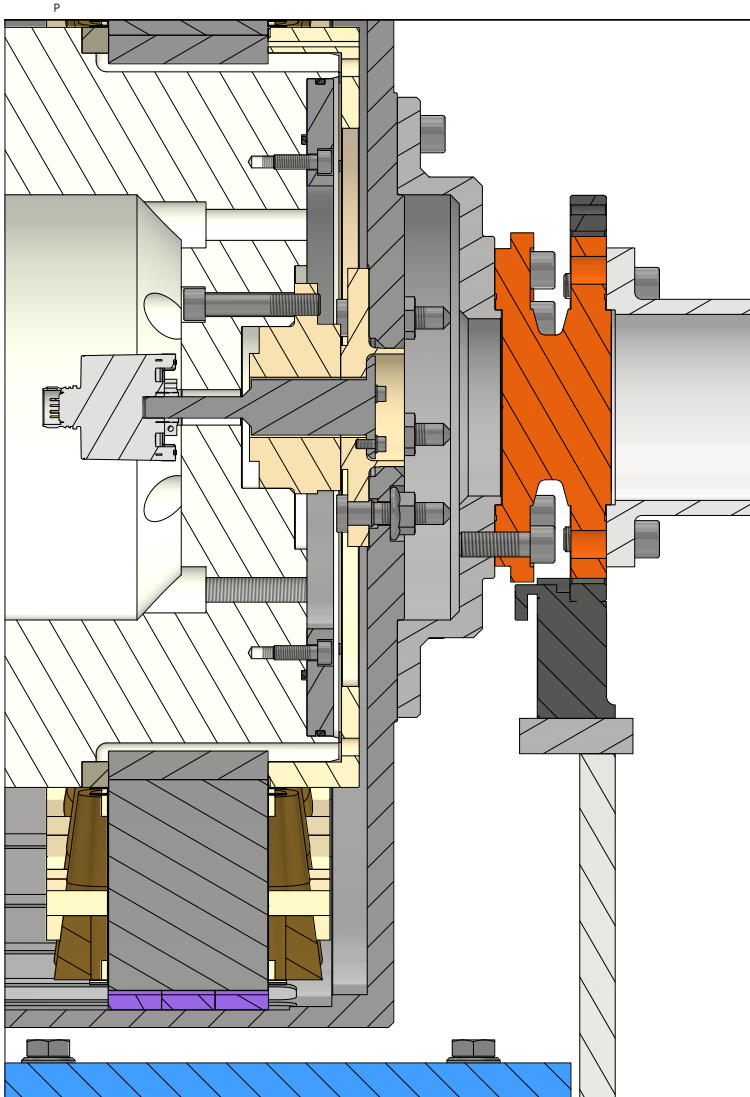
A.9.1. Zusammenbau: Prüfstand

GEBÄUDE-NUMMER	BAUTEIL-NUMMER			MATERIAL	MESS-GRÖßE
	BAUTEIL-NUMMER	BAUTEIL-NUMMER	BAUTEIL-NUMMER		
1	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
2	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
3	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
4	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
5	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
6	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
7	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
8	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
9	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
10	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
11	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
12	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
13	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
14	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
15	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
16	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
17	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
18	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
19	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
20	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
21	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
22	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
23	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
24	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
25	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
26	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
27	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
28	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
29	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
30	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
31	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20
32	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	NE-01-Endarm	Stahl	100x20

Name: MONTAGE	Skizze
DATE: 11.01.2017	NE-01 Zusammenbau
ZEICHNER: [Name]	DATE: 11.01.2017
CHECKER: [Name]	DATE: 11.01.2017
1/3	1/3

A.9. Prototypmaschine: Konstruktionszeichnungen

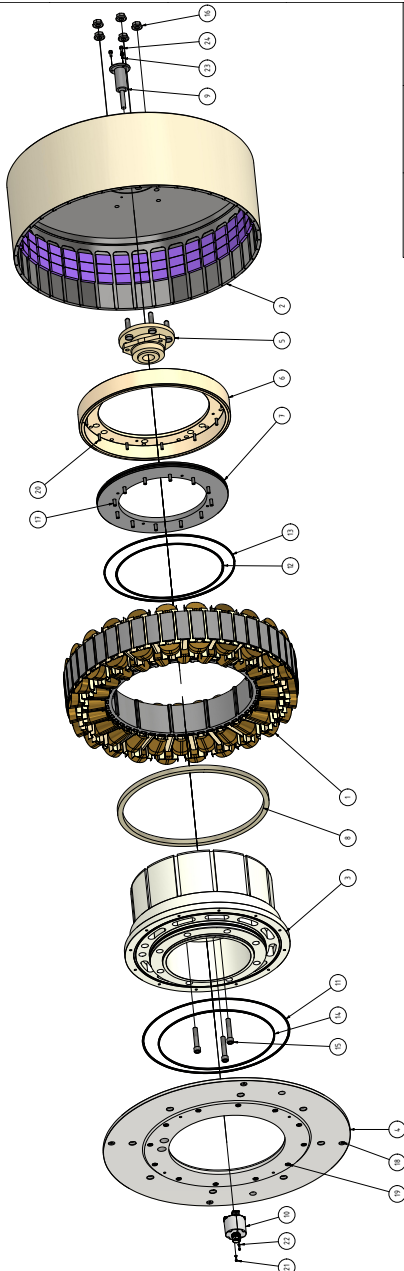




Masse: 4,951041 kg	Querschnitt - Vergrößerung	
Gezeichnet: []	Gezeichnet: []	
Gezeichnet: []	Gezeichnet: []	
NE 01 Zusammenbau		
Gezeichnet: TUD Inst. EW		3/3

A.9.2. Zusammenbau: Maschine

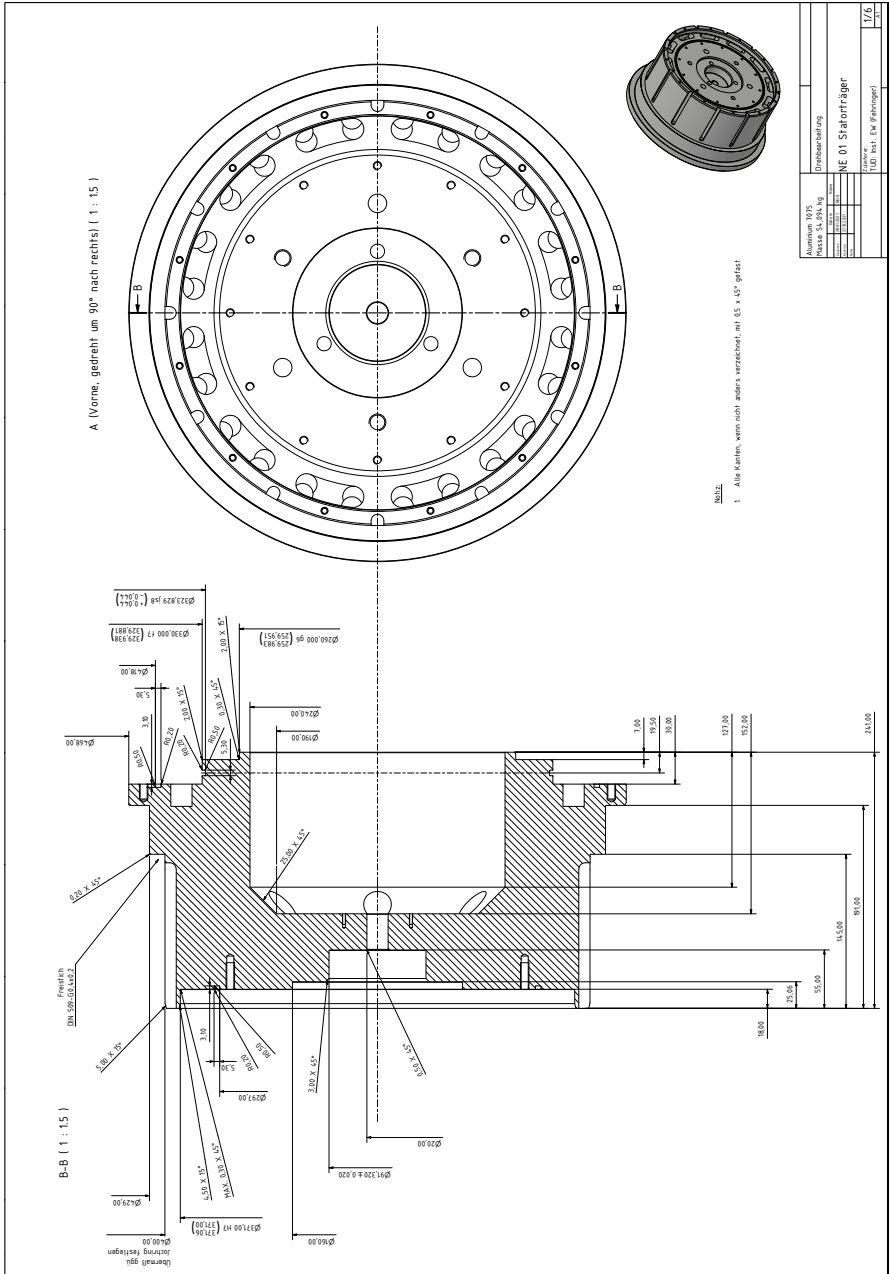
BEZUGSNUMMER	BAUTEILELISTE	MATERIAL	MASS
1	NE 01 Zusammenbau	Aluminium 7075	100x100x100
2	NE 02 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
3	NE 03 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
4	NE 04 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
5	NE 05 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
6	NE 06 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
7	NE 07 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
8	NE 08 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
9	NE 09 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
10	NE 10 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
11	NE 11 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
12	NE 12 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
13	NE 13 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
14	NE 14 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
15	NE 15 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
16	NE 16 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
17	NE 17 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
18	NE 18 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
19	NE 19 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
20	NE 20 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
21	NE 21 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
22	NE 22 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
23	NE 23 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
24	NE 24 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
25	NE 25 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
26	NE 26 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
27	NE 27 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
28	NE 28 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
29	NE 29 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
30	NE 30 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
31	NE 31 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
32	NE 32 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
33	NE 33 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
34	NE 34 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
35	NE 35 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
36	NE 36 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
37	NE 37 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
38	NE 38 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
39	NE 39 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
40	NE 40 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
41	NE 41 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
42	NE 42 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
43	NE 43 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
44	NE 44 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
45	NE 45 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
46	NE 46 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
47	NE 47 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
48	NE 48 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
49	NE 49 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
50	NE 50 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
51	NE 51 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
52	NE 52 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
53	NE 53 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
54	NE 54 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
55	NE 55 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
56	NE 56 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
57	NE 57 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
58	NE 58 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
59	NE 59 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
60	NE 60 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
61	NE 61 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
62	NE 62 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
63	NE 63 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
64	NE 64 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
65	NE 65 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
66	NE 66 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
67	NE 67 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
68	NE 68 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
69	NE 69 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
70	NE 70 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
71	NE 71 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
72	NE 72 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
73	NE 73 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
74	NE 74 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
75	NE 75 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
76	NE 76 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
77	NE 77 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
78	NE 78 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
79	NE 79 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
80	NE 80 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
81	NE 81 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
82	NE 82 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
83	NE 83 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
84	NE 84 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
85	NE 85 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
86	NE 86 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
87	NE 87 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
88	NE 88 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
89	NE 89 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
90	NE 90 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
91	NE 91 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
92	NE 92 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
93	NE 93 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
94	NE 94 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
95	NE 95 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
96	NE 96 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
97	NE 97 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
98	NE 98 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
99	NE 99 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100
100	NE 100 Gehäuse	Aluminium 7075	100x100x100

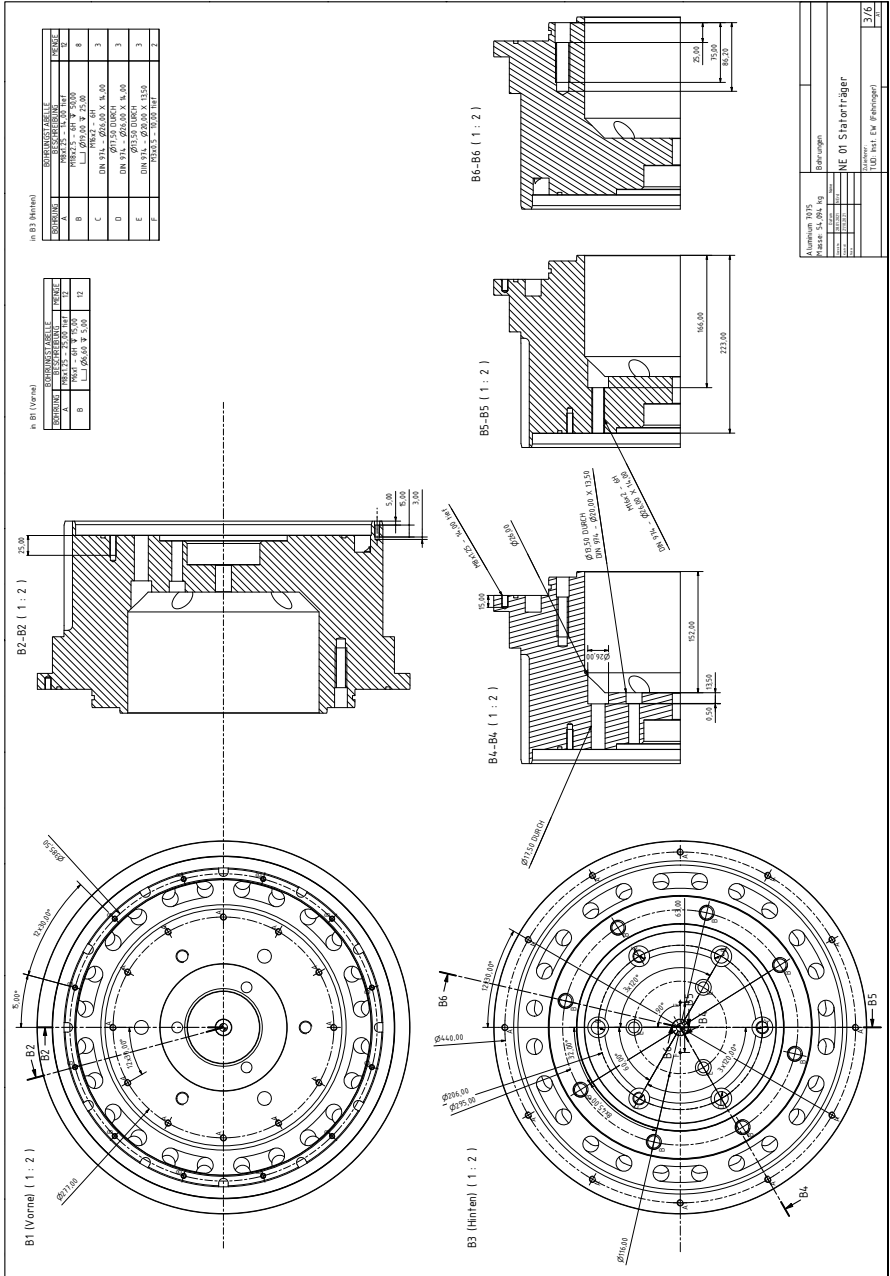


Mass: 32914,5 kg

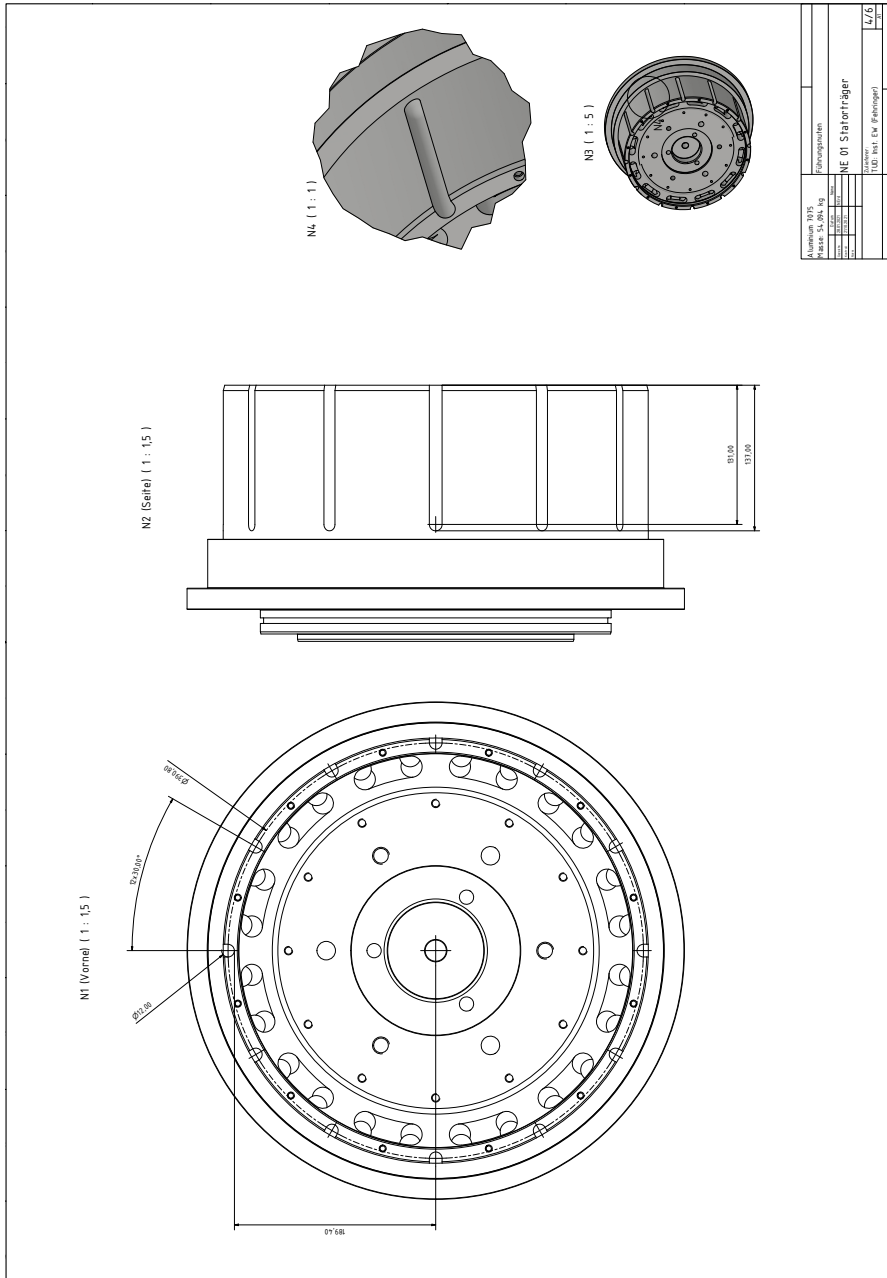
NE 01 Zusammenbau Maschine	1/1
----------------------------	-----

A.9.3. Statorträger

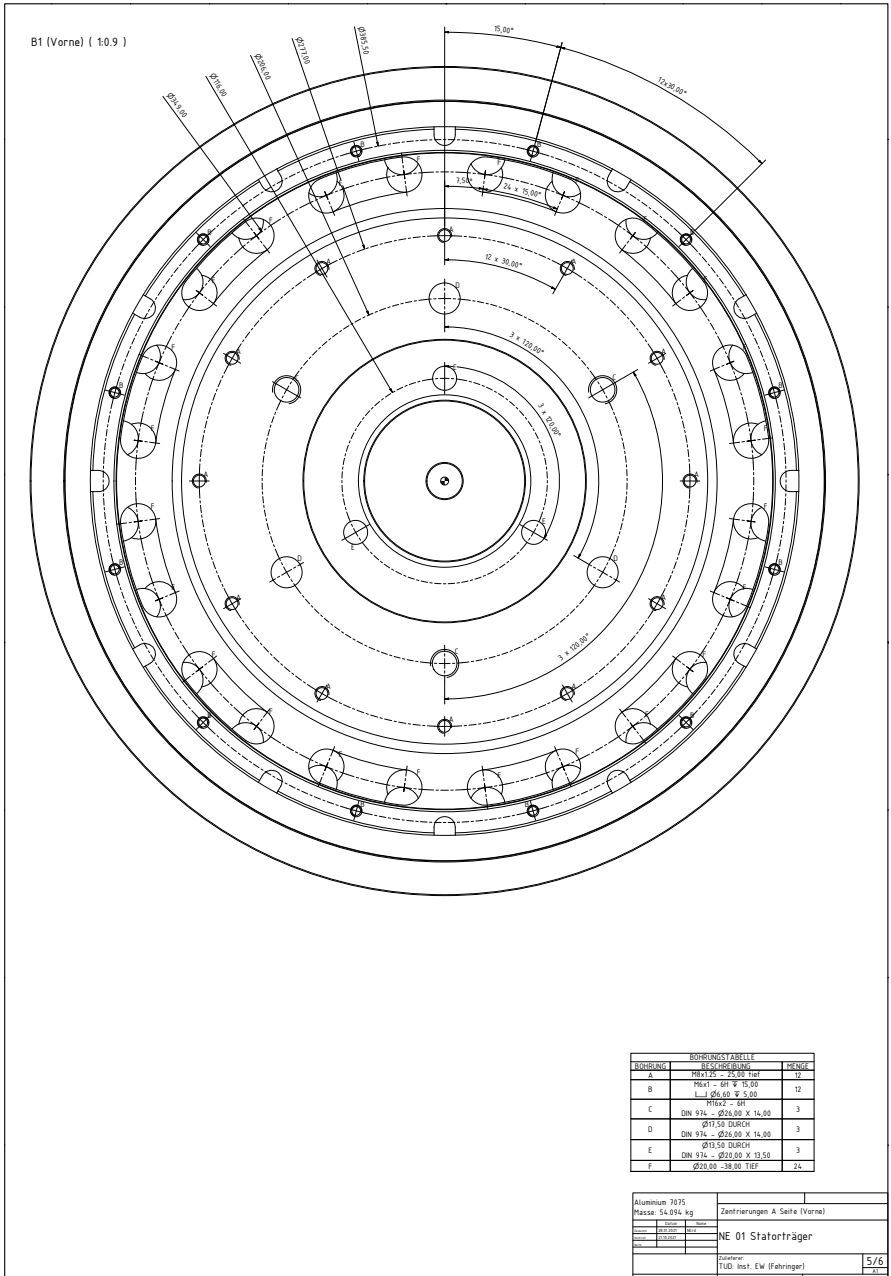


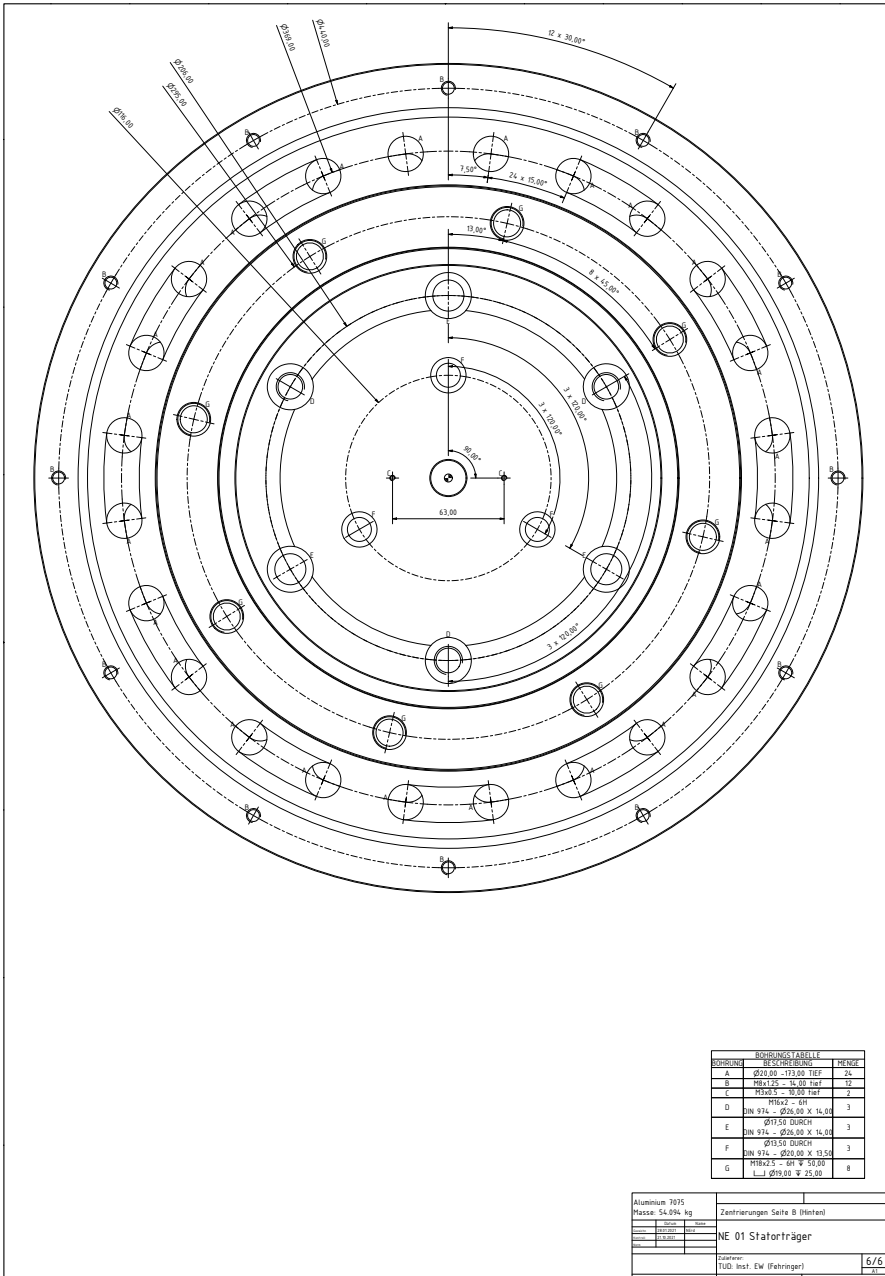


A.9. Prototypmaschine: Konstruktionszeichnungen

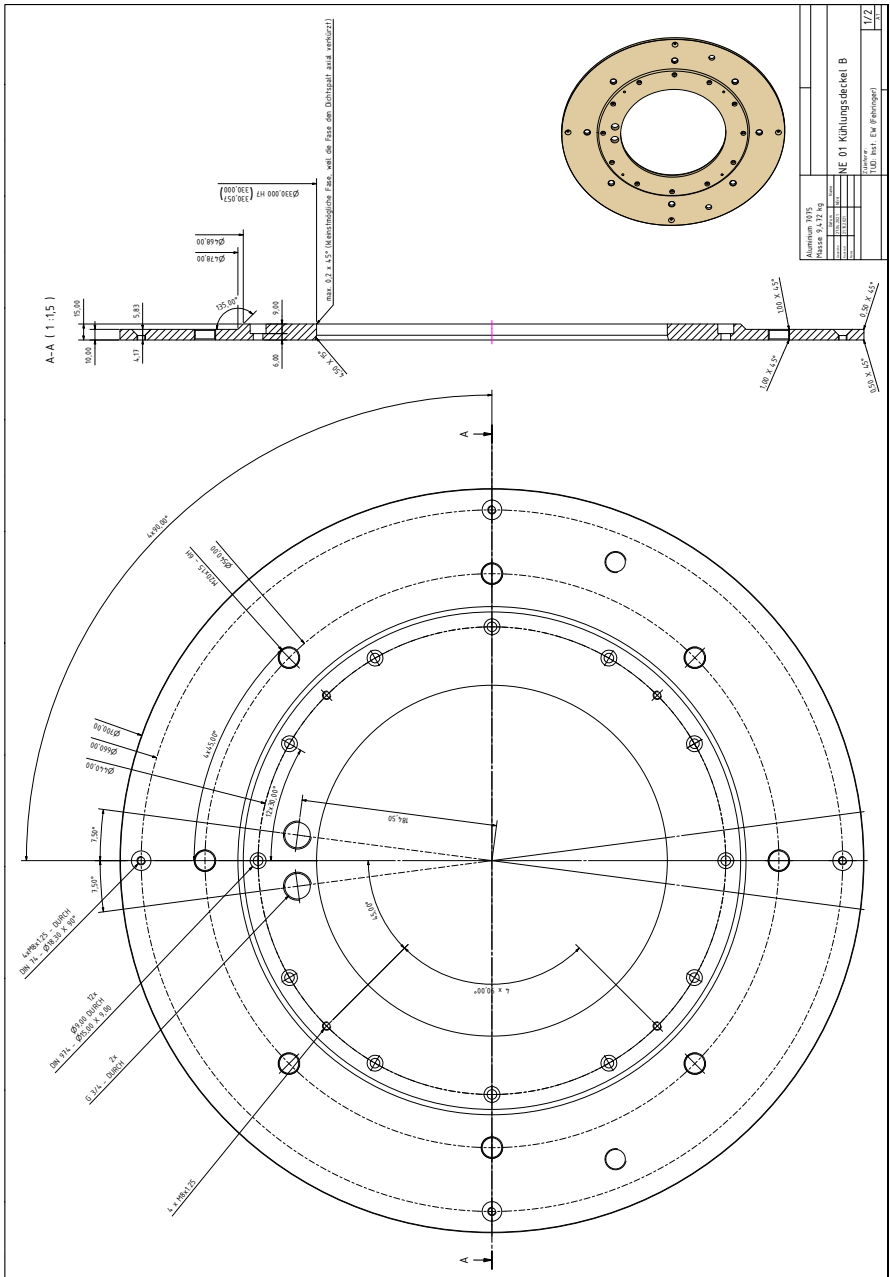


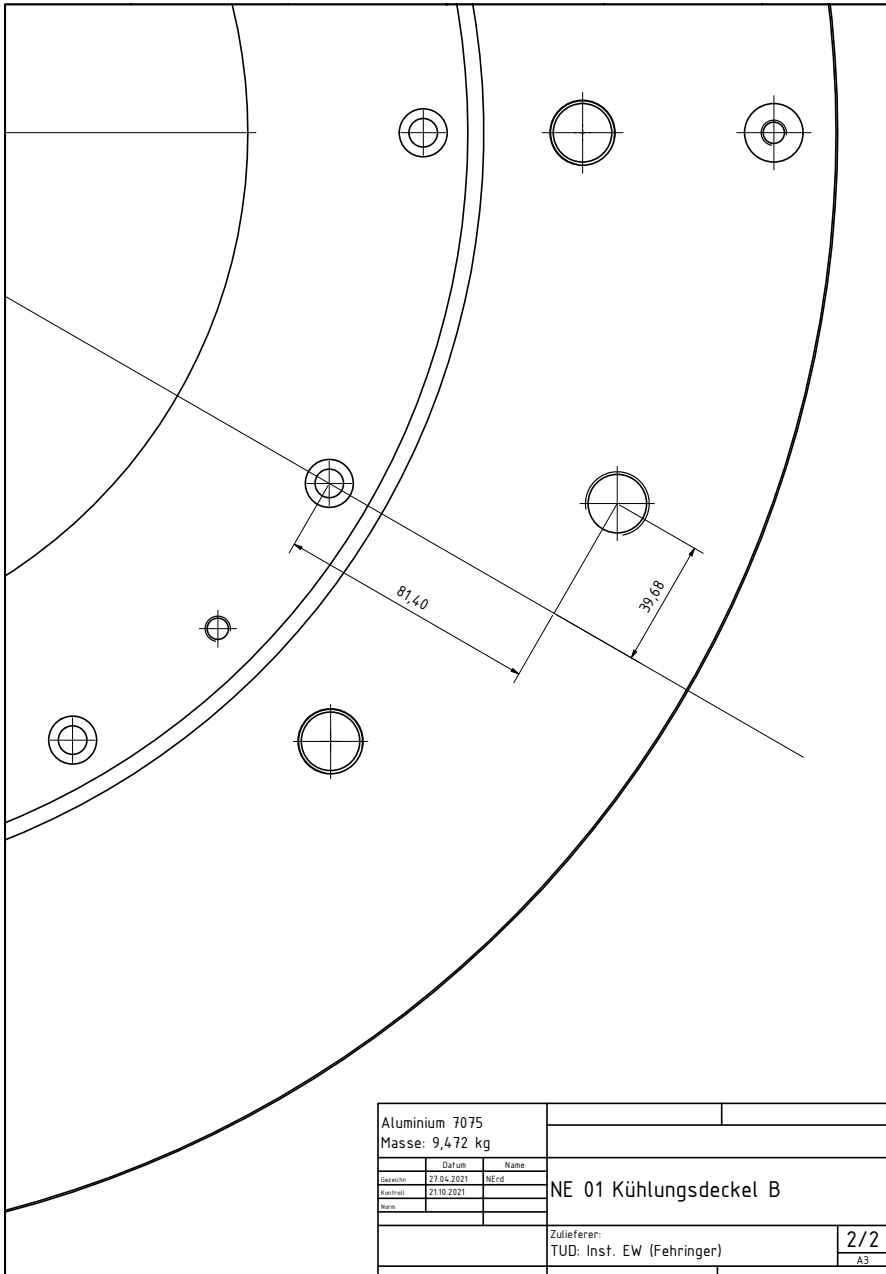
Material	Aluminium 1075
Partname	Prototypmaschine
Partnummer	NE 01 S Halteorträger
Gezeichnet	Ulf von Elm (abingep)
Geprüft	
Freigegeben	
Blattnummer	4/6



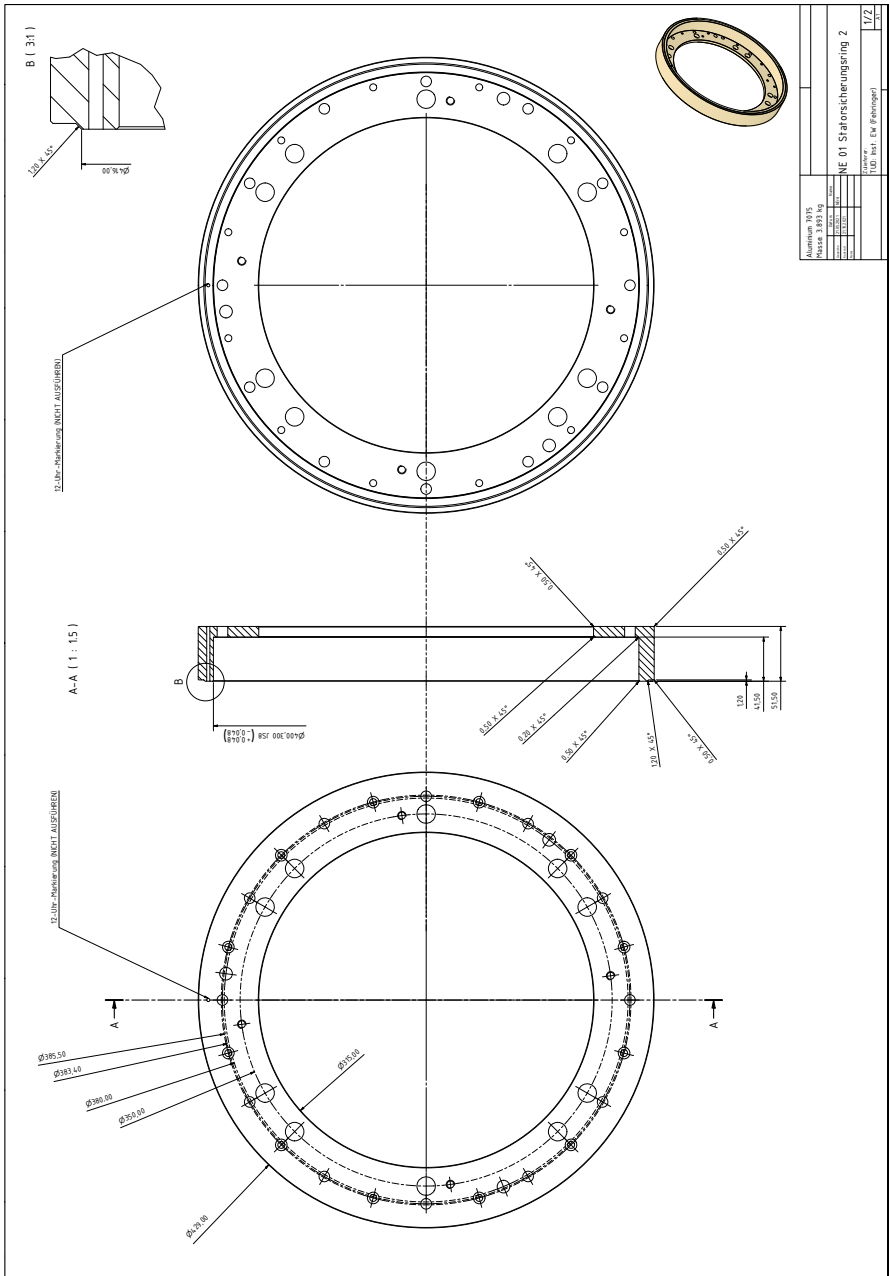


A.9.4. Kühlungsdeckel B-Seite

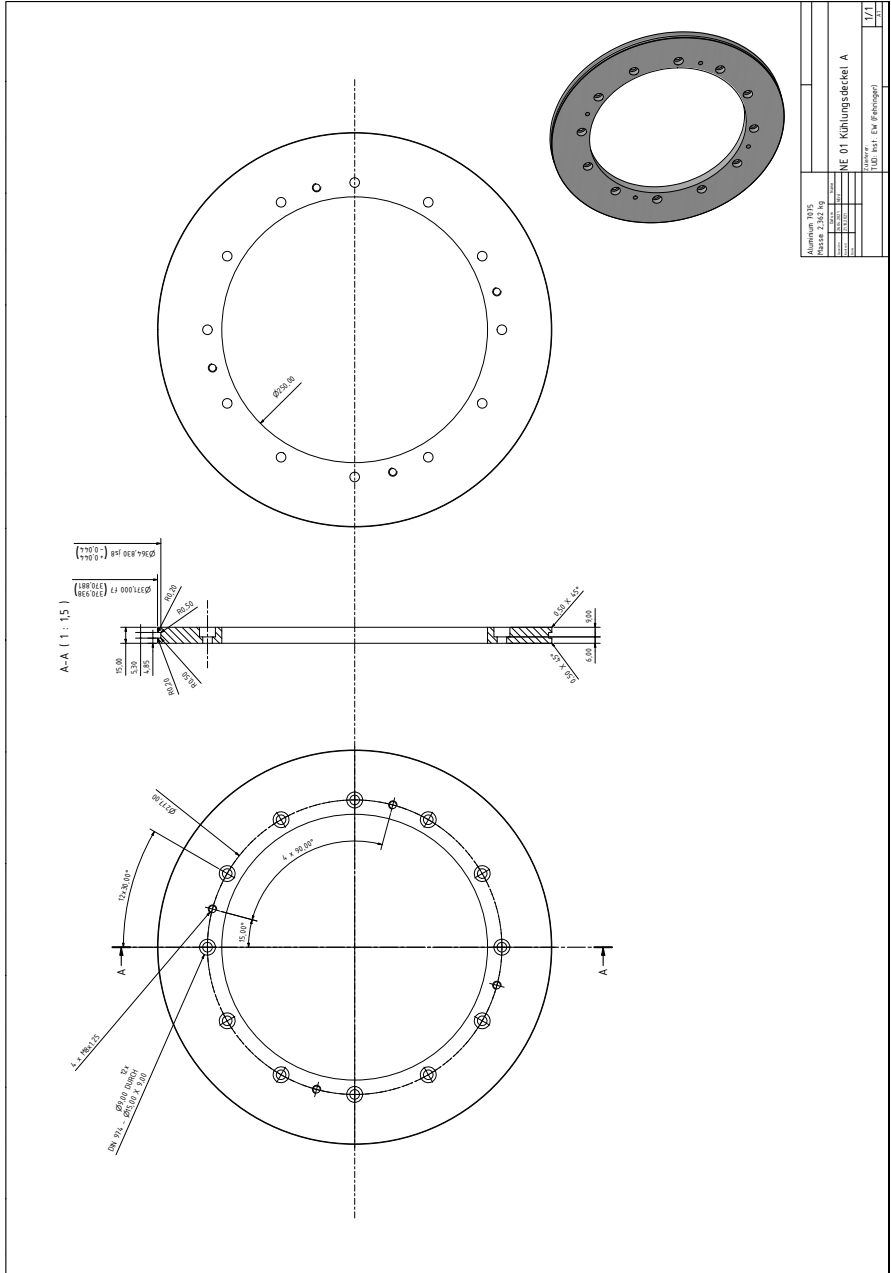




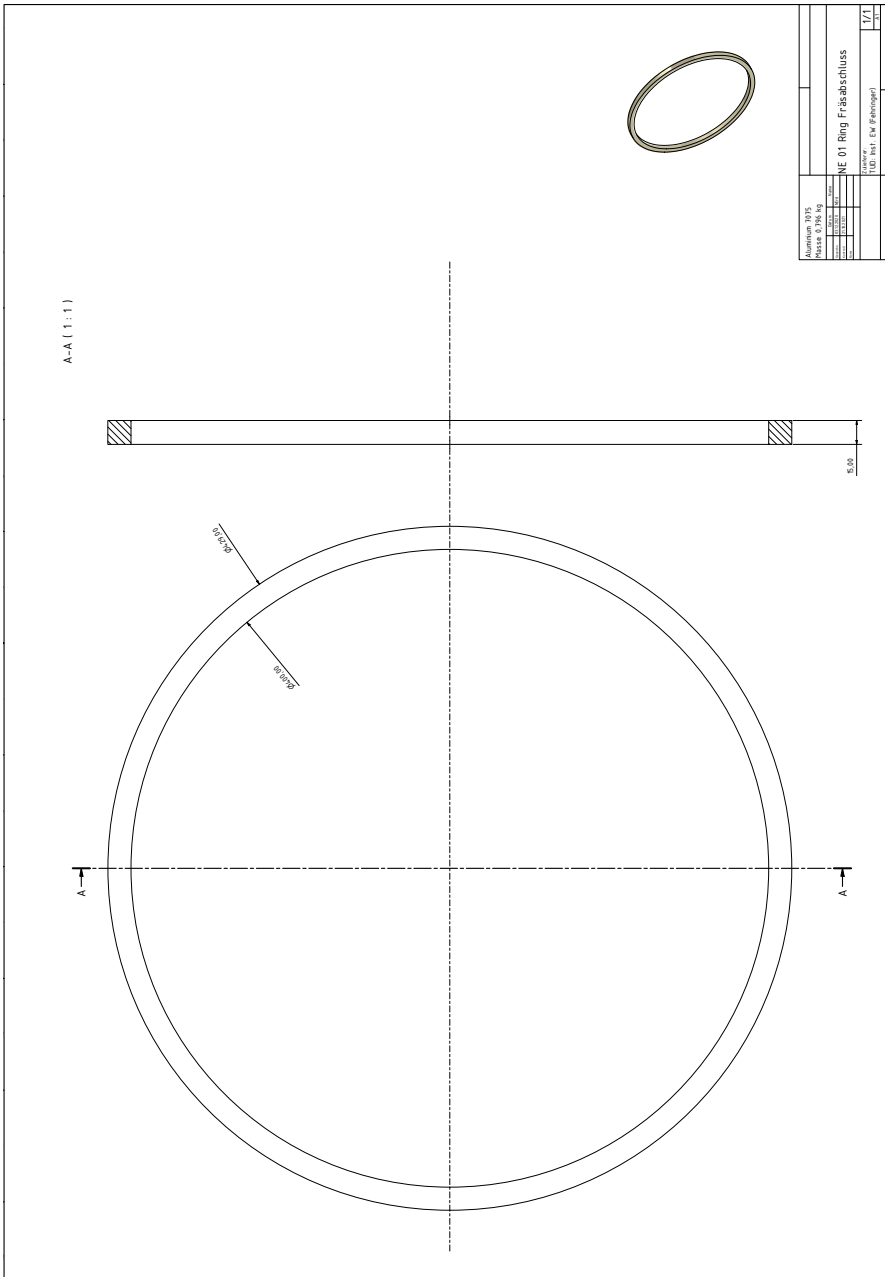
A.9.5. Statorsicherungsring



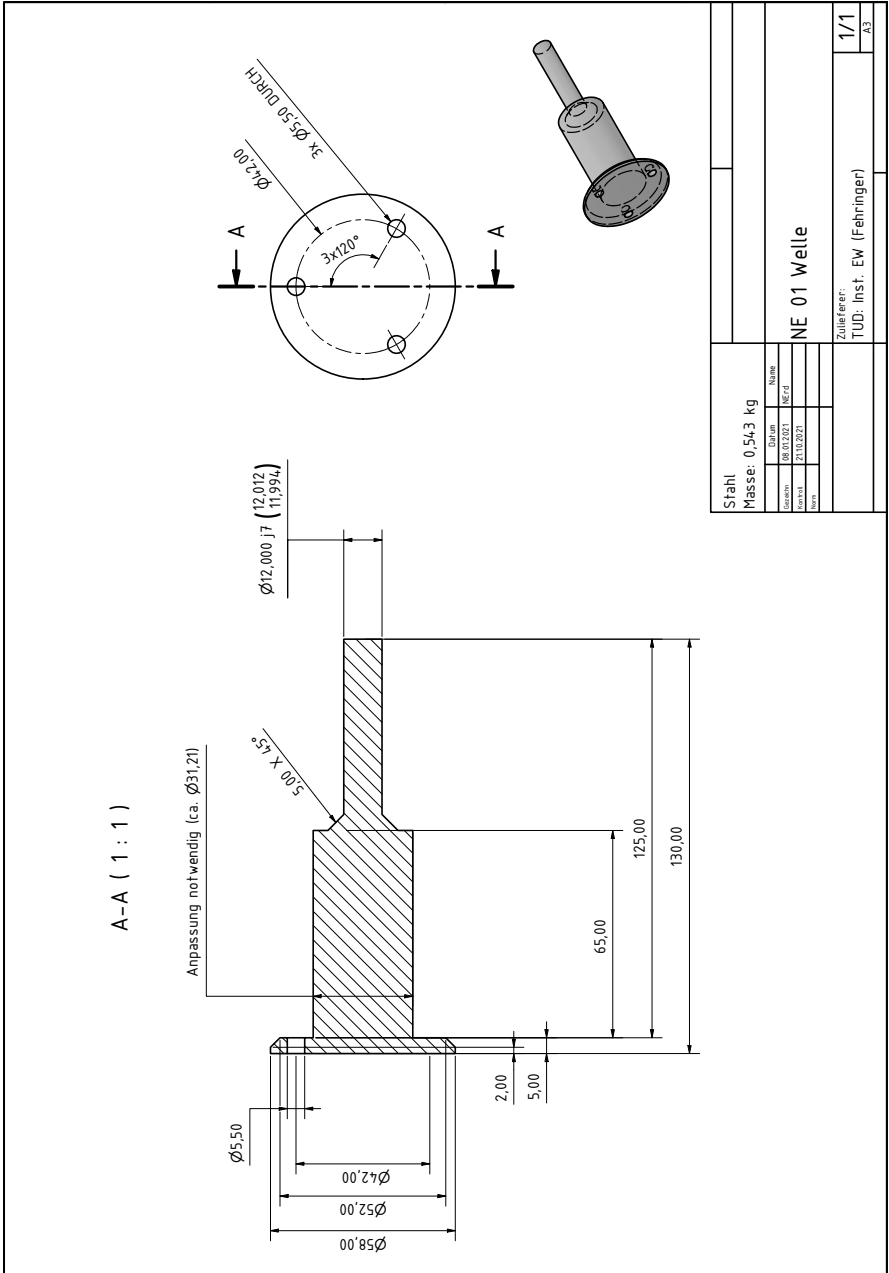
A.9.6. Kühlungsdeckel A-Seite



A.9.7. Ring Fräsabschluss

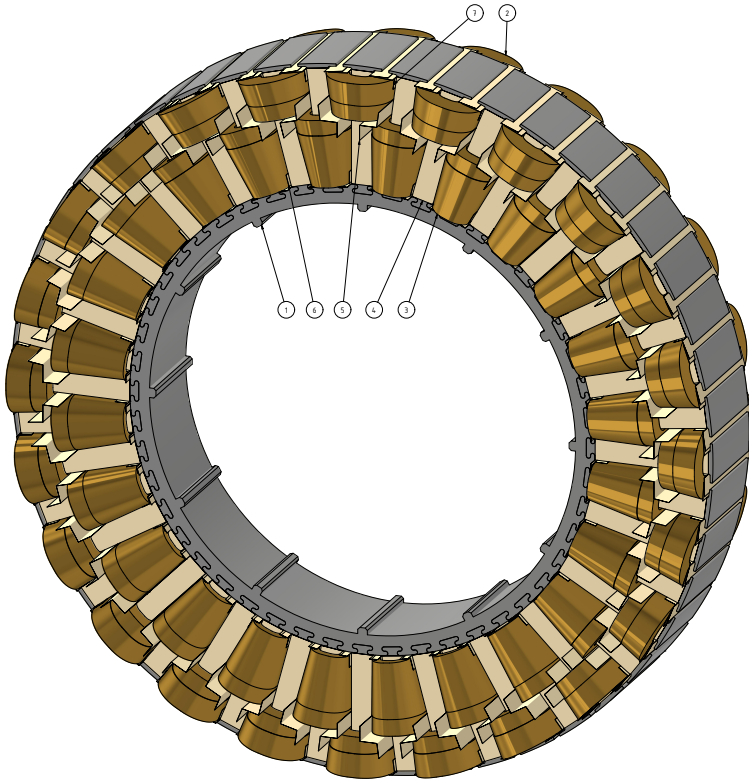


A.9.8. Welle für Rotorlagegeber

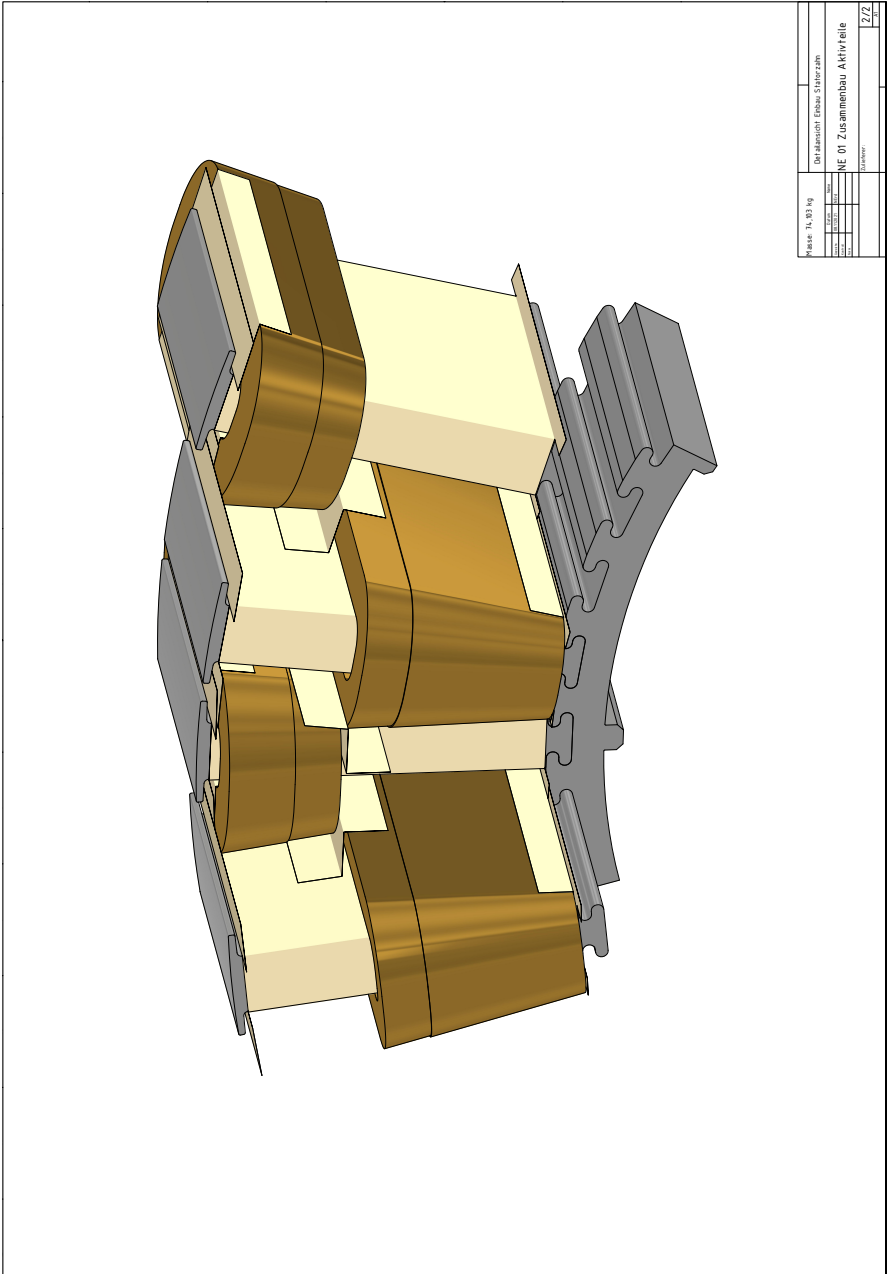


A.9.9. Zusammenbau: Stator Aktivteile

OBJEKT	ANZAHL	BAUTEILNUMMER	BAUTEILLISTE		
			ZULIEFERER	MATERIAL	MASSE
1	1	NE 01 Zusammenbau Blechpaket	Messing		10,28 kg
2	24	NE 01 Wicklung Oberschicht	TUD Inst. Ew (Erdf)	Kupferspule	1,33 kg
3	24	NE 01 Wicklung Unterschicht	TUD Inst. Ew (Erdf)	Kupferspule	1,29 kg
4	48	NE 01 Isolationspapier 02	TUD Inst. Ew (Erdf)	Trivolttherm NKN (H) 0,30 mm	0,03 kg
5	24	NE 01 Z-Papier	TUD Inst. Ew (Erdf)	Trivolttherm NKN (H) 0,30 mm	0,03 kg
6	48	NE 01 Iso. U unten	TUD Inst. Ew (Erdf)	Trivolttherm NKN (H) 0,30 mm	0,03 kg
7	48	NE 01 Iso. U oben	TUD Inst. Ew (Erdf)	Trivolttherm NKN (H) 0,30 mm	0,03 kg

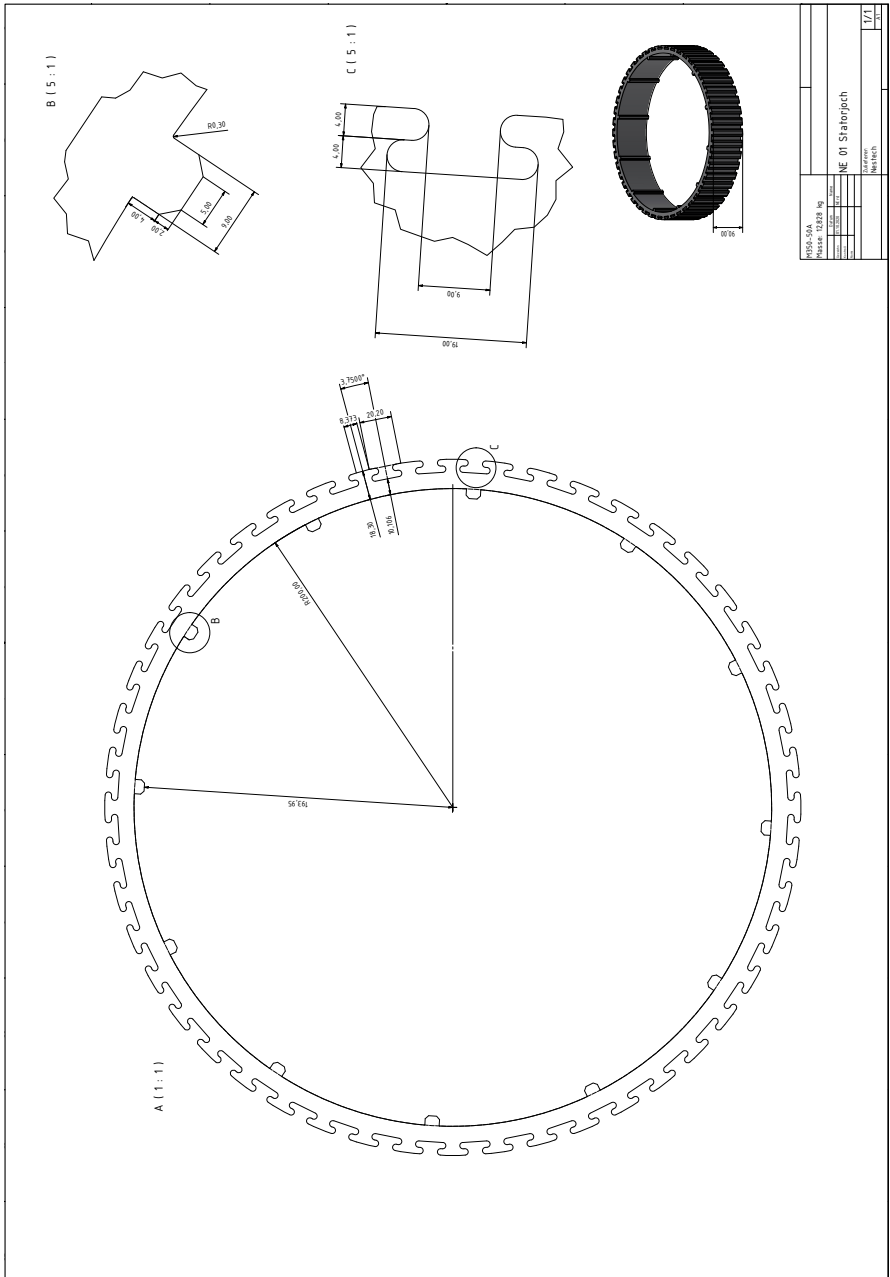


Masse: 152,494 kg	Stückliste	
	NE 01 Zusammenbau Aktivteile	
	Zustand:	1/2
	TUD Inst. Ew	

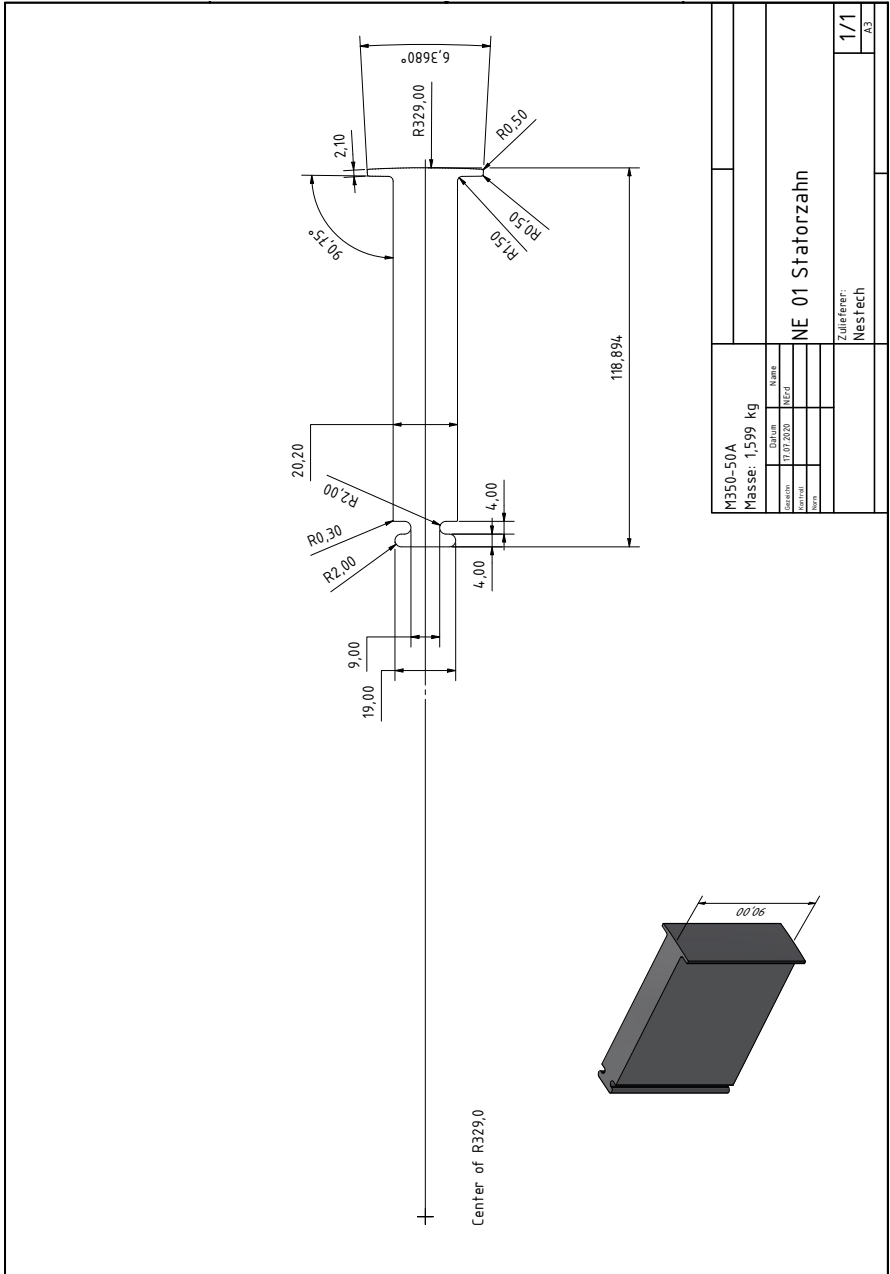


Name: 14.03.19		Detailansicht: Erbauer: S14032019	
Blatt:	Blattanzahl:	NC: 01 Zusammenbau Aktivteile	
1	2		
Datum:		Skizzen:	
		2/2	

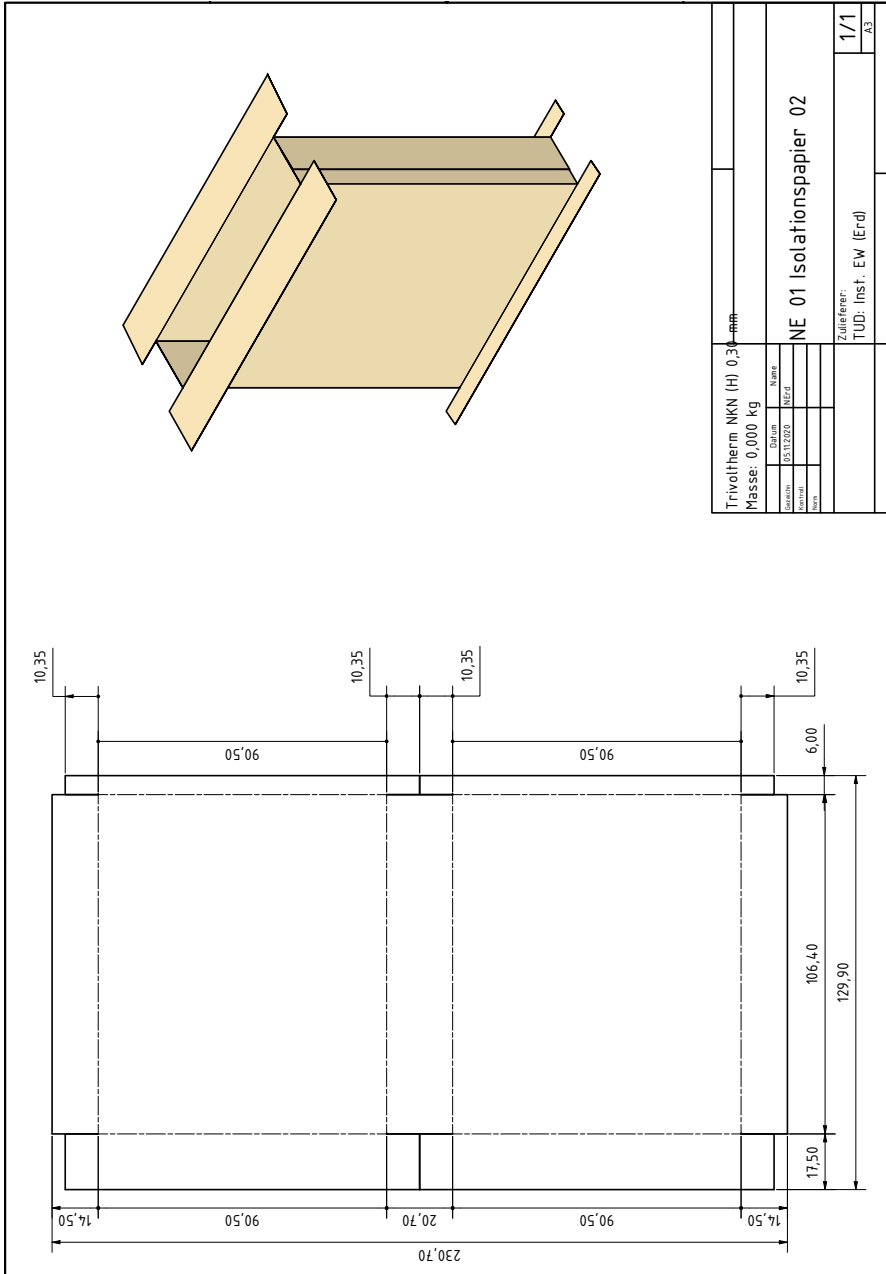
A.9.10. Blechpaket: Statorjoch



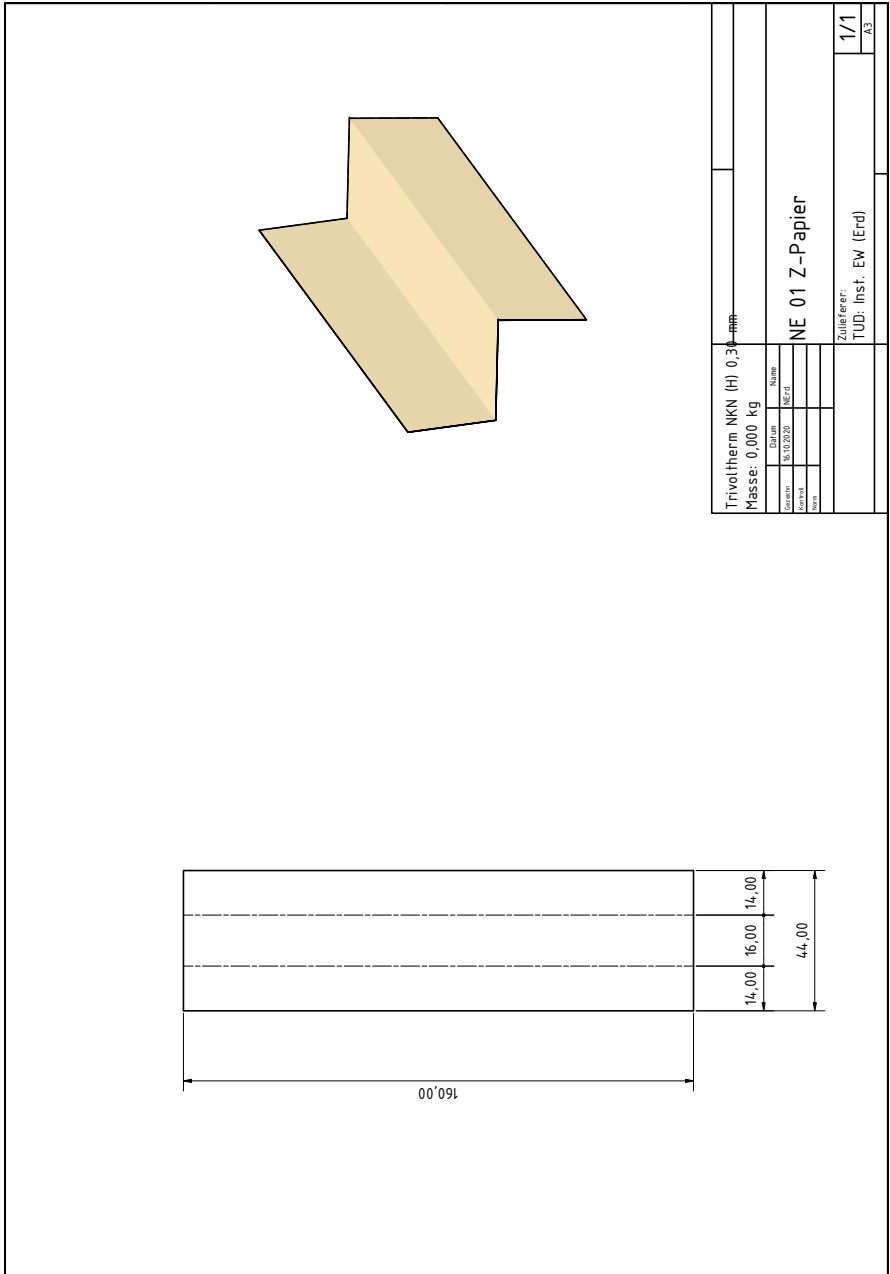
A.9.11. Blechpaket: Statorzahn



A.9.12. Isolationspapier: Statorzahn



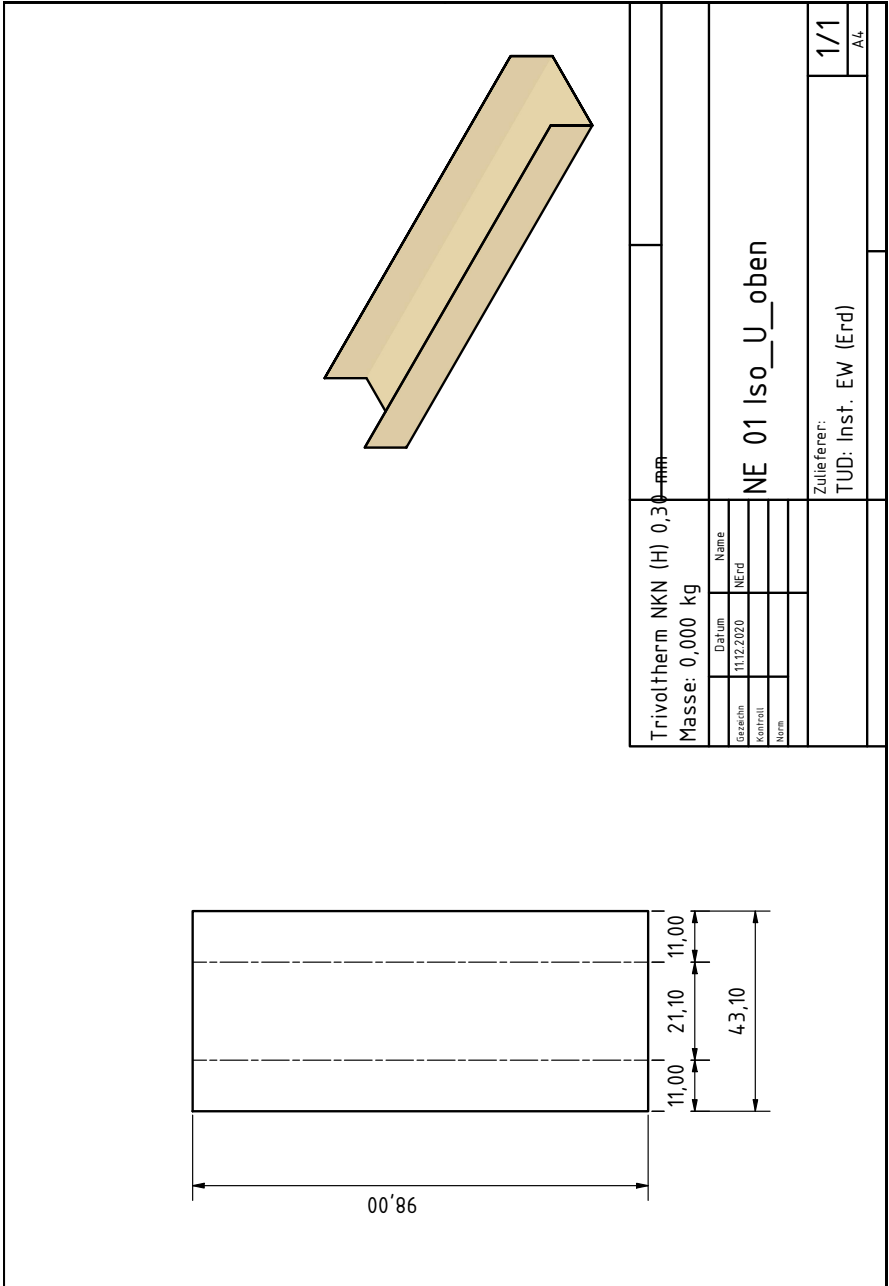
A.9.13. Isolationspapier: Lagentrennung



A.9.14. Isolationspapier: Nutgrund

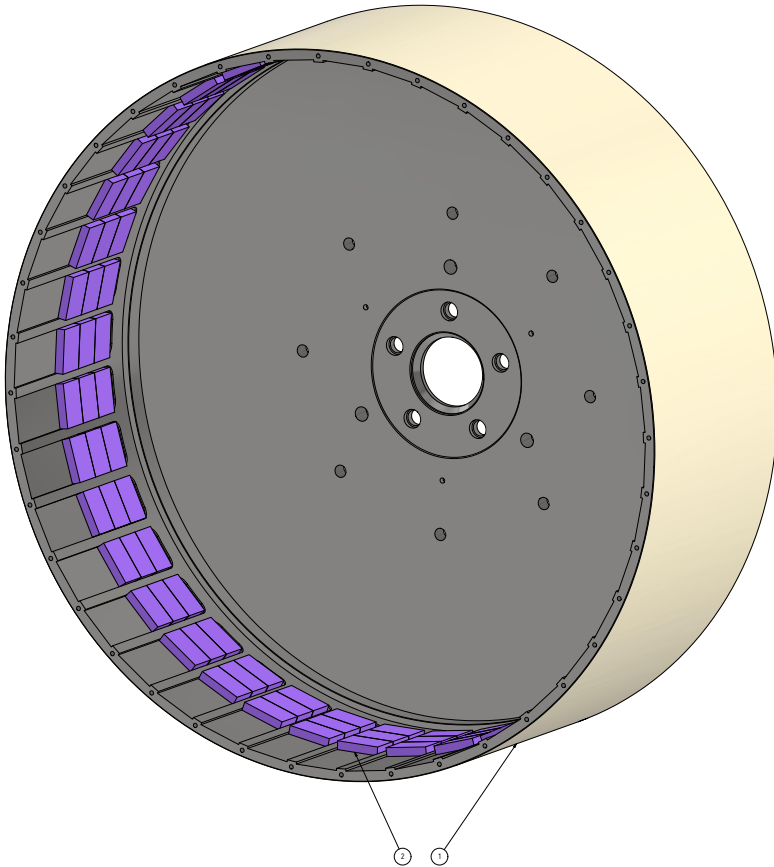
Trivoltherm NKN (H) 0,30 mm		Masse: 0,000 kg		NE 01 Iso_U_unten		Zulieferer: TUD: Inst. EW (Erd)		1/1	
Gezeichnet	11.12.2020	Name	NErd					A4	
Kontrolliert									
Norm.									

A.9.15. Isolationspapier: Nutöffnung



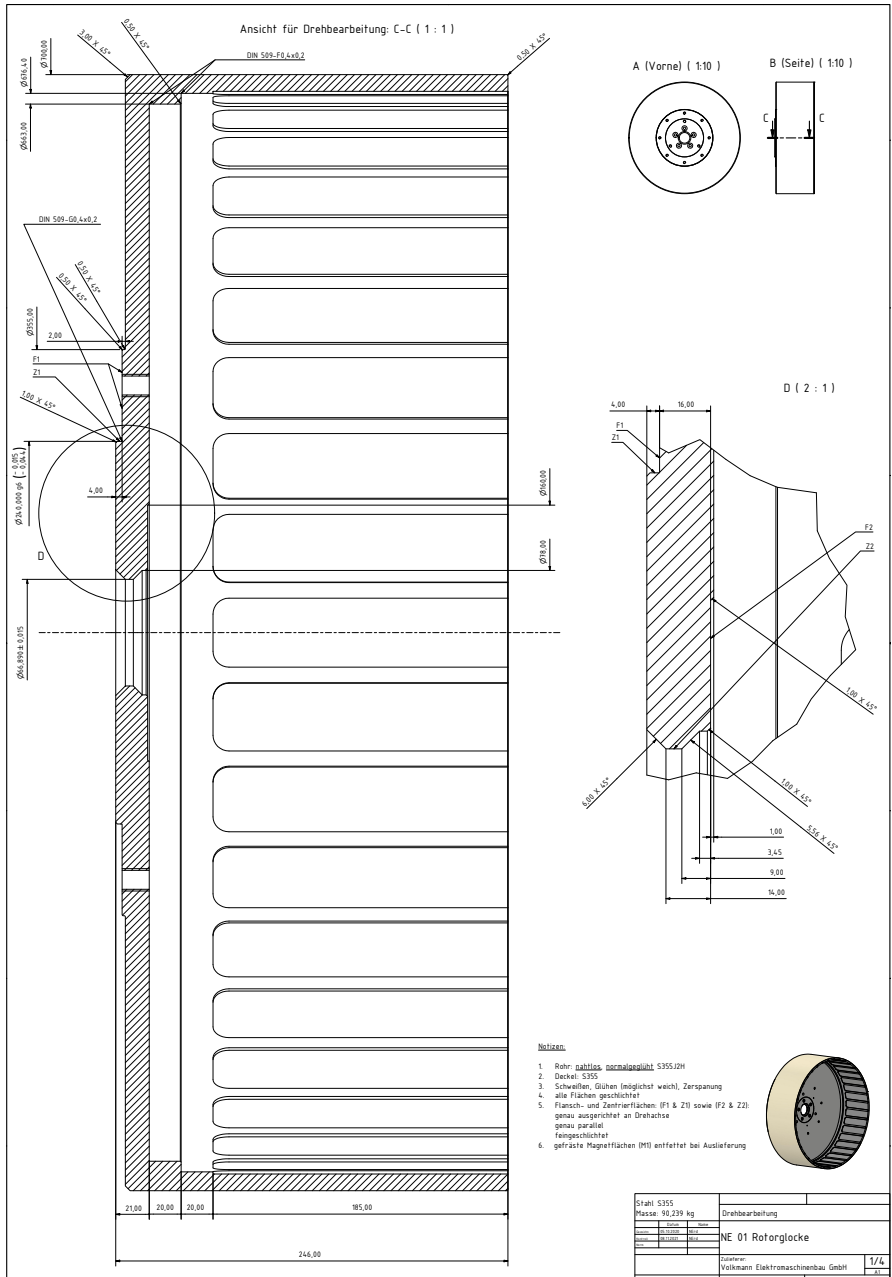
A.9.16. Zusammenbau: Rotor Aktivteile

BAUTEILLISTE					
OBJEKT	ANZAHL	BAUTEILNUMMER	ZULIEFERER	MATERIAL	MASSE
1	1	NE 01 Rotorglocke	Volkswagen Elektromaschinenbau GmbH	Stahl S355	100,239 kg
2	102	NE 01 Magnet	Hoppecke AG	Isotrab	9,093 kg



Masse: 100,239 kg		
NE 01 Rotor Zusammenbau		
Gezeichnet:		1/1
TUO Inst. Ew		

A.9.17. Rotorglocke



A.9. Prototypmaschine: Konstruktionszeichnungen

F (2 : 1)
Dorsal-40% gefräste Nuten

Lage der 16 Hiltz-Nuten relativ zur Zylindermitte: 12.00

G (1 : 2)

E (Hiltz) (1 : 2)

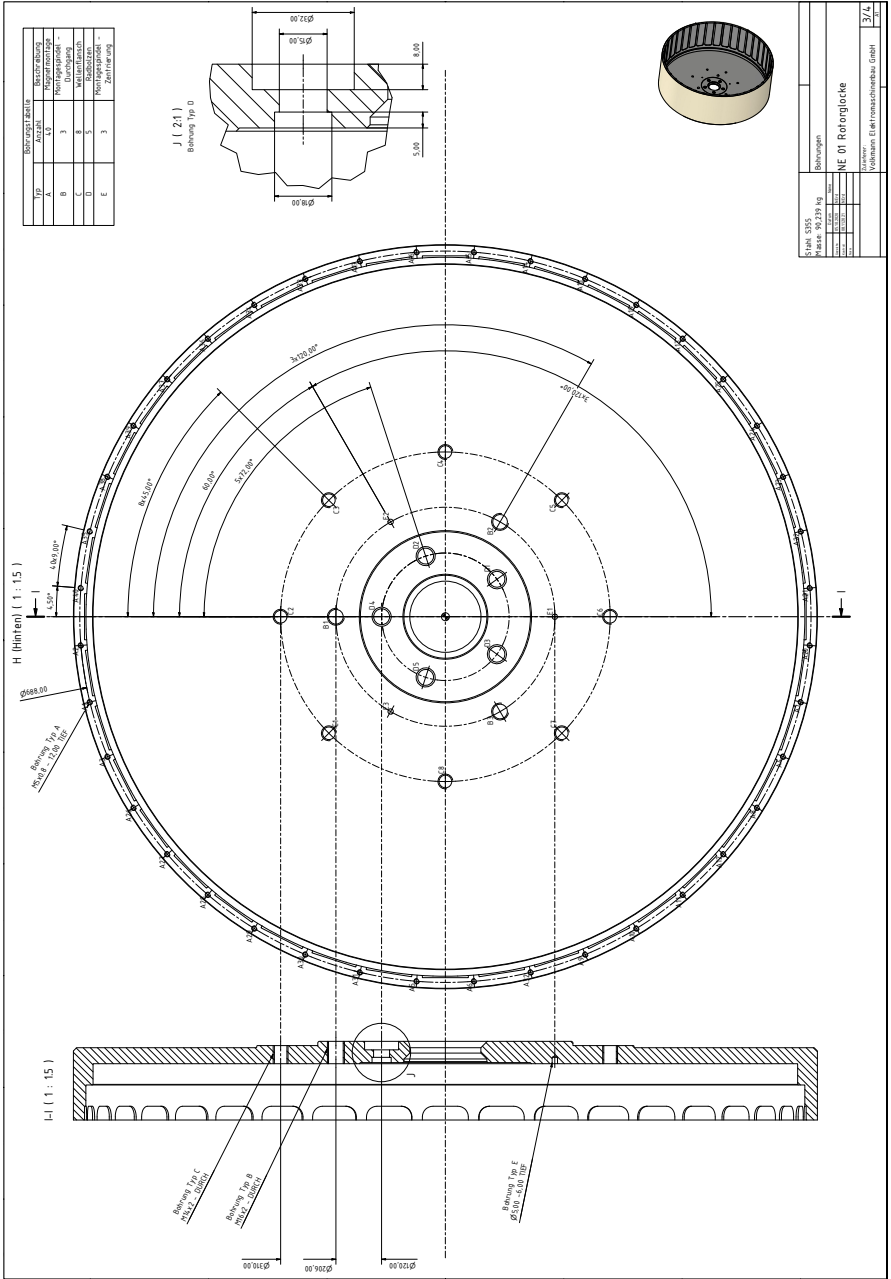
Mittelpunktschneide der Hiltz-Nuten

F

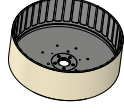
NOTIZEN

Die äußeren Flächen müssen genau der Drehrichtung entsprechen sein, da hierüber der Luftstrom 0,20 mm der Passung eingeleitet wird.

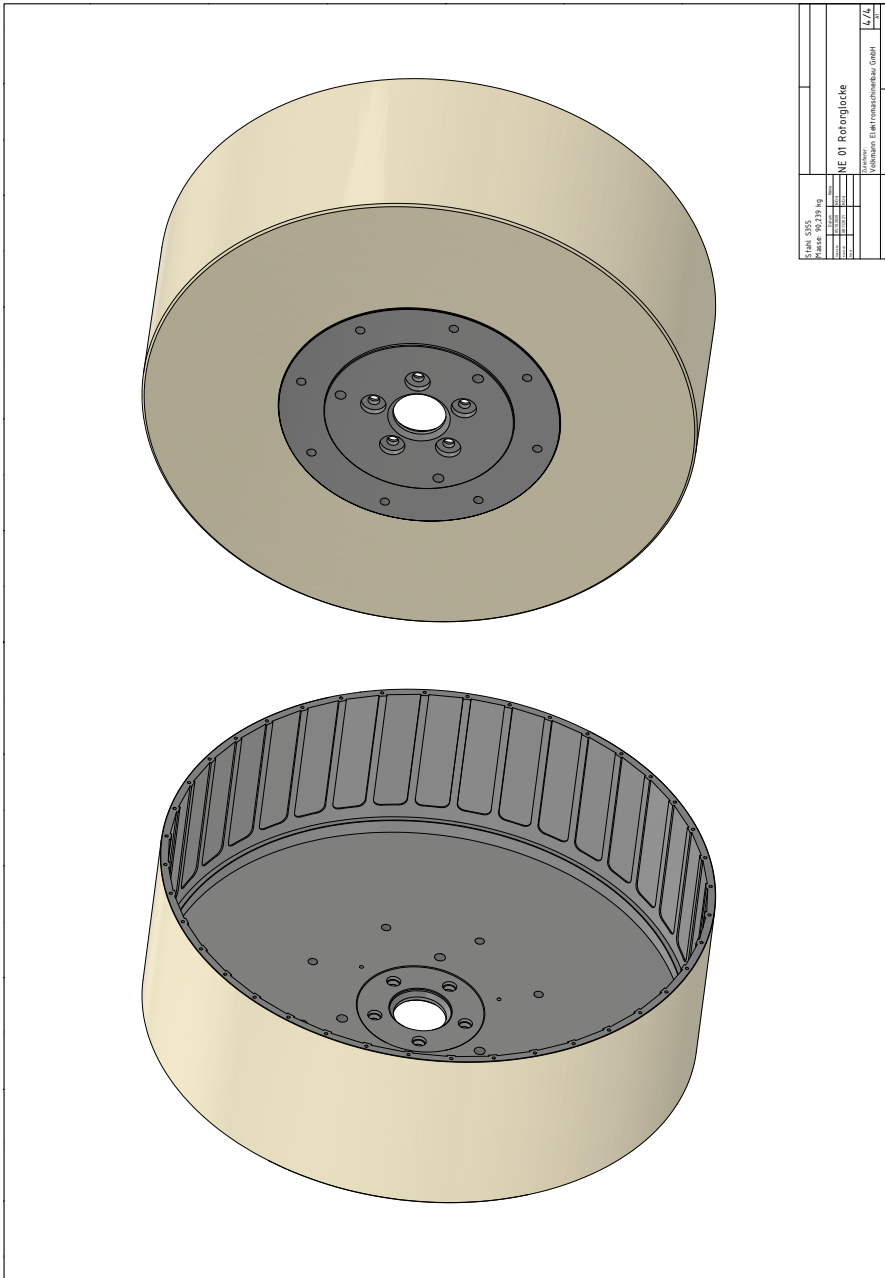
Bauteil-Nr.		Fräskonstruktionszeichnung	
Preis: 90,2394 kg		NE 01 Rotordröcke	
Menge: 100		Dateiname: E:\Prototypmaschine\Gehst	
Menge: 100		Zu: 2/4	
Menge: 100			
Menge: 100			
Menge: 100			



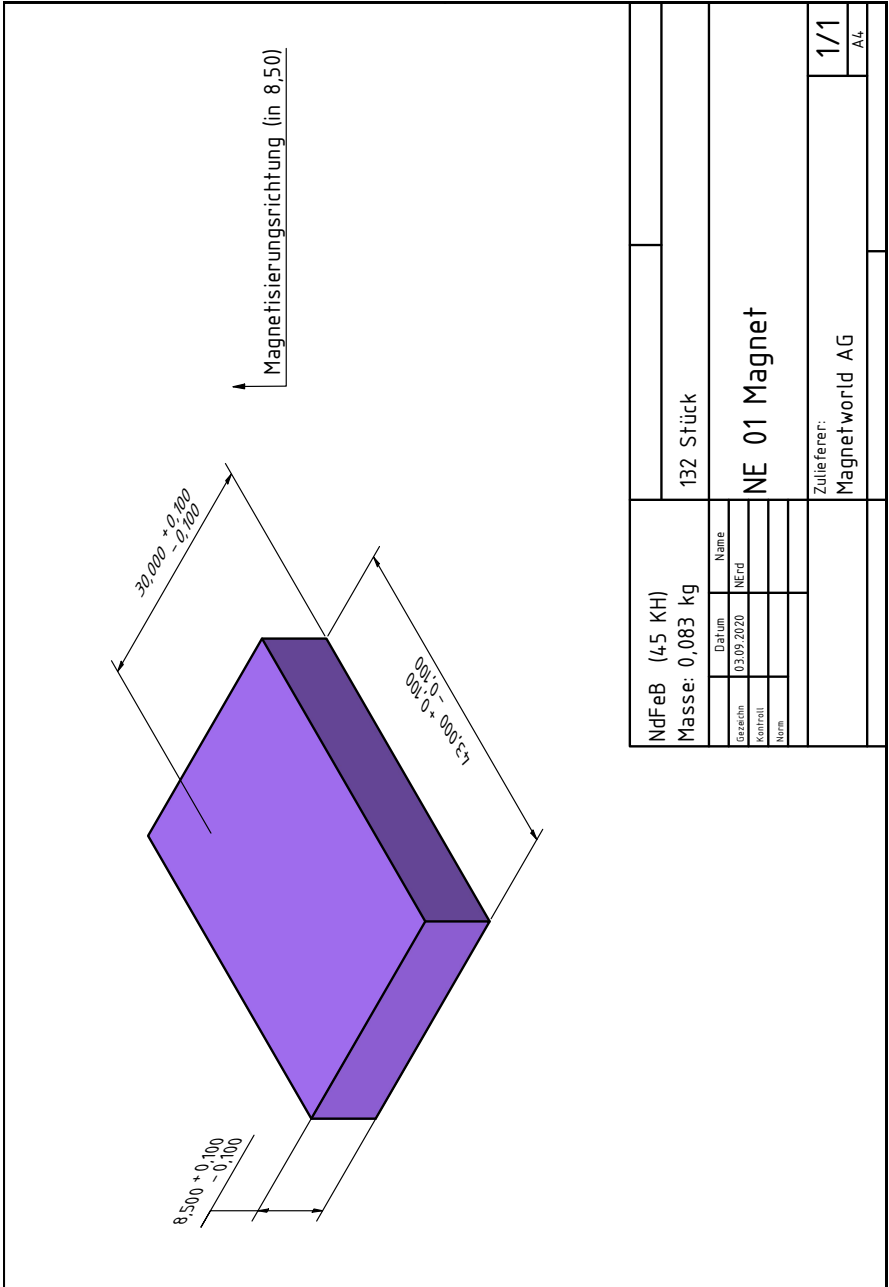
Typ	Bohrungstyp	Bohrungsabzug
A	A2-Z1	Prototypmaschine
B	1	Prototypmaschine
C	3	Prototypmaschine
D	5	Prototypmaschine
E	3	Prototypmaschine



Name: 9305		Bohrungen:	
Preis: 92,39 kg		NE 01 Rotorglocke	
Date: 2010-01-20		Lithographie: Elektrochemisches Institut	
Blatt: 1		3/4	



A.9.18. Magnet



Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Nicolas Erd

Geburtsort: Berlin

Ausbildung / Beruflicher Werdegang

- seit 09/2023 **Entwicklungsingenieur**
Siemens Energy AG, Berlin
- 05/2015 – 09/2022 **Wissenschaftlicher Mitarbeiter**
Technische Universität Darmstadt
Institut für Elektrische Energiewandlung
- 10/2013 – 01/2015 **Masterstudium**
Technische Universität Berlin
Elektrotechnik M.Sc.
- 02/2014 – 01/2015 **Werkstudent**
Siemens AG, Dynamowerk Berlin
- 10/2008 – 07/2013 **Bachelorstudium**
Technische Universität Berlin
Elektrotechnik B.Sc.
- 06/2008 **Allgemeine Hochschulreife**
Bertha-von-Suttner-Oberschule (Gymnasium), Berlin