

Auslegung und Bewertung elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator für hohe Drehmomentdichten

Dem Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
eingereichte Dissertation

von

Marcel Lehr, M.Sc.

geboren am 14. September 1987 in Limburg an der Lahn

Referent:	Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Ingo Hahn
Tag der Einreichung:	11.09.2019
Tag der mündlichen Prüfung:	26.02.2020

Darmstadt 2020

Lehr, Marcel: Auslegung und Bewertung elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator für hohe Drehmomentdichten

Darmstadt, Technische Universität Darmstadt,

Jahr der Veröffentlichung der Dissertation auf TUPrints: 2020

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-117516

URI: <https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/11751>

Tag der mündlichen Prüfung: 26.02.2020

Veröffentlicht unter CC BY-SA 4.0 International

<https://creativecommons.org/licenses>

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit am *Institut für Elektrische Energiewandlung* der *Technischen Universität Darmstadt* entstanden. Ich möchte mich vor allem bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder für die gute und engagierte Betreuung bedanken. Durch seine stets offene Tür hat er mich während meiner Arbeit konstruktiv betreut und wichtige Impulse setzen können. Dank seiner enormen Erfahrung im Bereich der elektrischen Maschinen und seiner Kompetenz im methodischen Vorgehen war die Zeit am Institut eine sehr lehrreiche für mich.

Ein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Ingo Hahn, Leiter des Lehrstuhls für *Elektrische Antriebe und Maschinen* der *Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg*, für die Übernahme des Korreferats.

Danken möchte ich weiterhin der *Johannes Hübner Fabrik elektrischer Maschinen GmbH* für die Unterstützung bei der Fertigung einer Prototypmaschine. Ein besonderer Dank gilt dabei Prof. h.c. Ing. Ewald Ohl und Dipl.-Ing. Dieter Wulkow für die fachlichen Diskussionen sowie die vielen konstruktiven Ratschläge. Des Weiteren gilt mein Dank der *Deutschen Forschungsgemeinschaft* (BI 701/15-1: Auslotung des technischen Potentials permanenterregter Flux-Switching-Maschinen im Vergleich zu läufererregten PM-Synchronmaschinen) und der *Stiftung Energieforschung Baden-Württemberg* (A 317 16: Auslegung von Flux-Switching-Maschinen zum Einsatz in Windkraftanlagen) für die finanzielle Förderung während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter.

Weiterhin möchte ich mich besonders bei allen technischen und administrativen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern am *Institut für Elektrische Energiewandlung* für ihre Unterstützung in den verschiedensten Bereichen bedanken. Im Einzelnen bei Andreas Fehringer für die Unterstützung bei der Konstruktion und der Fertigung der Prototypmaschinen, bei Anette Gallinat für die Unterstützung bei technischen Zeichnungen und der Assistenz bei organisatorischen Angelegenheiten, bei Klaus Gütlich für die Unterstützung bei allen elektrischen Installationen, bei Markus Lohnes für die Unterstützung bei Umbauten im Prüffeld sowie konstruktiven Fragen, bei Herbert Moschko für die Unterstützung bei der messtechnischen Ausrüstung und bei Annette Siler für die Unterstützung bei der Projektabwicklung und im Rechnungswesen.

Ich möchte mich außerdem bei meinen wissenschaftlichen Kolleginnen und Kollegen für die vielen fachlichen Diskussionen, das besonders angenehme Arbeitsklima und die stets freundschaftliche Gemeinschaft bedanken. Im Einzelnen gilt mein Dank Jeongki An, Björn Deusinger, Daniel Dietz, Nicolas Erd, Bogdan Funieru, Yves Gemeinder, Xing Li, Gael Messager, Sascha Neusüs, Kersten Reis, Jinou Wang und Martin Weicker.

Ebenso möchte ich mich bei allen engagierten Studierenden bedanken, die mich durch ihre Arbeit bei meiner Dissertation unterstützt haben.

Besonders danken möchte ich auch meiner Mutter Regina Lehr, meinem Vater Horst-Dieter Lehr und meinem Bruder Manuel Lehr für alle Fürsorge und Unterstützung in meinem Leben. Ein herzliches Dankeschön möchte ich ebenfalls an meine Frau Noëlle Lehr für die bedingungslose Unterstützung bei all meinen Vorhaben richten. Ohne ihre Unterstützung, ihren Rückhalt und ihr Verständnis hätte diese Arbeit nicht entstehen können.

Marcel Lehr
im Juni 2019

Hintergrund

Der Einsatz von permanentmagneterregten Synchronmaschinen hat in den letzten Jahren stetig zugenommen, was auf die hohen Energiedichten der mittlerweile verfügbaren Magnetmaterialien (vor allem bei Neodym-Eisen-Bor-(NdFeB)-Magneten) zurückzuführen ist. Diese Magnete erreichen jedoch nur durch Zusätze anderer Seltenerdelemente, insbesondere Dysprosium, Anwendungstemperaturen bis zu 200 °C, was für den Einsatz solcher Magnete in permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Rotormagneten wichtig ist, da der Rotor einer elektrischen Maschine in der Regel nur indirekt über Motorwelle und Lager und somit nicht ausreichend gekühlt werden kann. Die Gewinnung von Dysprosium ist sehr aufwendig, da diese mit einer hohen Belastung für die Umwelt durch hochtoxische Abfallprodukte verbunden ist. Dies führt zu einem hohen Preis für Dysprosium und somit zu erhöhten Preisen für die NdFeB-Magnete, bei welchen der Dysprosiumgehalt bis zu 10 % beträgt. Daher können die Kosten von permanentmagneterregten Synchronmaschinen durch die Verwendung von NdFeB-Magneten mit einem geringen Anteil an Dysprosium reduziert werden. Um solche Magnete einsetzen zu können, sind jedoch niedrige Temperaturen in den Magneten notwendig. Eine Möglichkeit, die Temperatur in den Magneten zu reduzieren, ist die Anordnung der Magnete im Stator der Maschine, da dort die thermische Anbindung der Magnete an die kühlende Statoroberfläche wesentlich besser ist.

Das Ziel dieser Arbeit ist, die verschiedenen Maschinentypen mit Statormagneten bezüglich ihrer Drehmomentausbeute zu untersuchen und für die vielversprechendste Variante einen ganzheitlichen Entwurf inklusive Bau einer solchen Maschine durchzuführen. Mit den Ergebnissen kann das gewählte Maschinenkonzept anschließend bewertet und mit konventionellen Maschinen mit Rotormagneten verglichen werden, um somit eine aussagekräftige Bewertung einer solchen Maschine zur Verfügung zu stellen.

Motivation

The use of permanent magnet synchronous machines has steadily increased in recent years due to the high energy densities of the available magnetic materials (especially neodymium-iron-boron-(NdFeB)-magnets). These magnets reach only by additions of other rare earth elements, especially dysprosium, operation temperatures up to 200 °C. This is important for the use of such magnets in permanent magnet synchronous machines with rotor magnets, since the rotor of an electric machine is only cooled indirectly via the shaft and the bearings. The mining of dysprosium is very expensive, as it is associated with a high environmental impact of highly toxic waste products. This leads to a high price for dysprosium and thus to higher prices for the NdFeB-magnets, in which the amount of Dysprosium is up to 10 %. Therefore, the cost of permanent magnet synchronous machines can be reduced by using NdFeB-magnets with a low content of dysprosium. In order to use such magnets, low temperatures in the magnets are necessary. One possibility to reduce the temperature in the magnets is the arrangement of the magnets in the stator of the machine due to the good thermal contact of the magnets to the cooling stator surface.

The aim of this work is to investigate the different machine types with stator magnets in terms of their torque capability and to carry out a holistic design and construction of such a machine for the most promising variant. Afterwards, the machine concept can then be fully evaluated and compared with conventional machines with rotor magnets to provide a meaningful evaluation of such a machine.

Kurzfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit elektrischen Maschinen mit Permanentmagneten im Stator und einer hohen volumetrischen Drehmomentdichten. In den letzten Jahren standen vor allem drei unterschiedliche Maschinentypen mit Permanentmagneten im Stator im Fokus der Forschung:

- Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine (DSM) mit Magneten im Statorjoch
- Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM) mit Magneten an den Statorzähnen
- Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine (FSM) mit Magneten in den Statorzähnen

Ein Vergleich dieser Maschinen für den Einsatz als hochausgenutzter Industrieantrieb ($P_N = 45 \text{ kW}$, $n_N = 1000 \text{ /min}$, $M_N = 430 \text{ Nm}$) zeigt, dass die Flux-Switching-Machine bei identischem Bauraum das höchste Luftspaltdrehmoment der drei Maschinentypen erzeugt.

Um das Potential der Flux-Switching-Machine in verschiedenen Einsatzgebieten abschätzen zu können, werden mit Hilfe hergeleiteter Auslegungskriterien Maschinen für den Einsatz als Industrieantrieb, als Fahrzeugantrieb und als Windgenerator ausgelegt und mit konventionellen Maschinen mit Rotormagneten verglichen. Dieser Vergleich legt einen Einsatz der Flux-Switching-Machine speziell im Bereich kleiner und mittlerer Drehzahlen ($< 3000 \text{ /min}$), kleiner und mittlerer Drehmomente ($< 500 \text{ Nm}$) und damit kleiner und mittlerer Leistungen ($< 50 \text{ kW}$) nahe.

Zur Verifizierung der theoretischen Ergebnisse wird in dieser Arbeit ein ganzheitlicher Entwurf einer Flux-Switching-Machine ($P_N = 50 \text{ kW}$, $n_N = 1000 \text{ /min}$, $M_N = 470 \text{ Nm}$) inklusive Konstruktion, Fertigung und Vermessung durchgeführt. Die Messergebnisse werden anschließend mit den Werten baugleicher permanenterregter Synchronmaschinen mit Rotormagneten verglichen.

Die Gegenüberstellung zeigt, dass die FSM im Betrieb einen hohen Wirkungsgrad im Teillastbereich aufweist und bei der Fertigung Vorteile durch die größer segmentierten Statormagnete, den robusten Rotor und die offenen Statornuten besitzt. Demgegenüber stehen jedoch die Nachteile der hohen Geräuschentwicklung, eines schlechten Leistungsfaktors, hoher Ummagnetisierungsverluste und einer geringeren Drehmomentausbeute im Vergleich zu konventionellen PM-Maschinen mit Rotormagneten. Daher ist die Flux-Switching-Machine im Bereich von Maschinen mit hoher Drehmomentdichte nur in Anwendungen mit hohen Rotoranforderungen bezüglich Temperatur und Drehzahl einer Maschine mit Rotormagneten zu bevorzugen.

Abstract

This thesis deals with electric machines with permanent magnets in the stator and high torque densities. In recent years, three different types of machines with permanent magnets in the stator have been in the focus of research:

- Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine (DSM) with magnets in the stator yoke
- Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM) with magnets at the stator teeth
- Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine (FSM) with magnets in the stator teeth

A comparison of these machines for use as a highly utilized industrial drive ($P_N = 45 \text{ kW}$, $n_N = 1000 \text{ /min}$, $M_N = 430 \text{ Nm}$) shows that the Flux-Switching-Machine generates the highest electromagnetic torque of the three machine types with identical available space.

In order to estimate the potential of the Flux-Switching-Machine in various fields of application, machines are designed for the use as industrial drive, vehicle drive and wind generator with the help of derived design criteria and compared with conventional machines with rotor magnets. This comparison suggests the use of the Flux-Switching-Machine especially in the range of low and medium speed (< 3000 /min), low and medium torque (< 500 Nm) and therefore low and medium output power (< 50 kW).

To verify the theoretical results, a holistic design of a Flux-Switching-Machine ($P_N = 50$ kW, $n_N = 1000$ /min, $M_N = 470$ Nm) including design, production and measurement is carried out. The measurement results are then compared with the values of permanent magnet synchronous machines with rotor magnets.

The comparison shows that the FSM has a high efficiency in the partial load and has advantages during production due to the coarser segmented stator magnets, the robust rotor and the open stator slots. In contrast, however, there are the disadvantages of the high noise, a poor power factor, high iron losses and a lower torque output compared to conventional PM-machines with rotor magnets. Therefore, in the field of high torque density machines, the Flux-Switching-Machine is preferable in applications with high rotor requirements in terms of temperature and speed compared to a machine with rotor magnets.

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. In diesem Fall sind nähere Angaben über Zeitpunkt, Hochschule, Dissertationsthema und Ergebnis dieses Versuchs mitzuteilen.

§ 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.

Datum, Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1.	Elektrische Maschinen mit Permanentmagneten	1
1.2.	Stand der wissenschaftlichen Forschung	4
2	Maschinen mit Permanentmagneten im Stator	7
2.1.	Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine (FSM)	7
2.1.1.	Aufbau	7
2.1.2.	Funktions- und Betriebsweise	8
2.1.3.	Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen	10
2.1.4.	Polzahl	12
2.1.5.	Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie.....	12
2.1.6.	Alternative Ausführungsformen	14
2.2.	Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM)	15
2.2.1.	Aufbau	15
2.2.2.	Funktions- und Betriebsweise	16
2.2.3.	Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen	17
2.2.4.	Polzahl	17
2.2.5.	Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie.....	18
2.3.	Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine (DSM).....	18
2.3.1.	Aufbau	18
2.3.2.	Funktions- und Betriebsweise	19
2.3.3.	Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen	20
2.3.4.	Polzahl	20
2.3.5.	Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie.....	20
2.4.	Vergleich der drei Maschinentypen als Industrieantrieb	21
3	Analyse der Flux-Switching-Machine	27
3.1.	Berechnung des Luftspaltfelds der Flux-Switching-Machine im Leerlauf.....	27
3.2.	Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbilds.....	35
3.2.1.	Berechnung der Polradspannung	35
3.2.2.	Berechnung der Induktivität	38
3.3.	Berechnung des Drehmoments.....	40
3.4.	Auslegungskriterien	41
3.4.1.	Anzahl der Stator- und Rotorzähne.....	41
3.4.2.	Stator- und Rotorzahnbreite	42
3.4.3.	Magnetabmessungen	44

3.4.4. Einschränkungen bei der Auslegung.....	45
3.4.5. Vorgehensweise für die Auslegung einer FSM mit Permanentmagneten	46
4 Auslotung verschiedener Einsatzgebiete für die Flux-Switching-Machine	49
4.1. Einsatz als Industrieantrieb	50
4.1.1. Auslegung einer konventionellen Flux-Switching-Machine	52
4.1.2. Auslegung einer E-Core- und einer C-Core-Flux-Switching-Machine.....	56
4.2. Einsatz als Fahrzeugantrieb.....	62
4.3. Einsatz als Direktantrieb für 3 MW-Offshore-Windkraftanlagen.....	65
4.4. Diskussion der Ergebnisse von 4.1, 4.2 und 4.3	67
5 Auslegung der Flux-Switching-Machine als Industrieantrieb	75
5.1. Mechanische Betrachtungen.....	75
5.2. Elektromagnetische Auslegung.....	76
5.2.1. FEM-Modell der FSM	77
5.2.2. Generatorischer Leerlaufbetrieb	78
5.2.3. Generatorischer Kurzschlussbetrieb.....	78
5.2.4. Drehmomentberechnung mit Berücksichtigung der Spannungsgrenze.....	80
5.2.5. Entmagnetisierung bei Stoßkurzschluss	81
5.2.6. Verlustberechnung	82
5.2.7. Leistungsfaktor	87
5.2.8. Zusammenfassung	88
5.3. Thermische Berechnungen	89
5.3.1. Thermisches 3D-FEM-Modell	90
5.3.2. Berechnung der Wärmeübergangszahlen	90
5.3.3. Simulationsergebnisse.....	92
5.4. Geräuscentwicklung.....	93
6 Prototypmaschinen	97
6.1. Flux-Switching-Machine.....	97
6.2. PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten.....	99
6.3. PMSM_VM mit vergrabenen Magneten.....	100
7 Vermessung der Flux-Switching-Machine	105
7.1. Prüfstand	105
7.2. Generatorischer Leerlauf der FSM.....	106
7.3. Dauer-Kurzschlussmessung der FSM	107
7.4. Thermische Messungen der FSM.....	109
7.5. Lastmessungen der FSM im Dauerbetrieb.....	110
7.6. Überlastfähigkeit der FSM.....	111
7.7. Wirkungsgradkennfeldmessung der FSM.....	112
7.8. Geräuscentwicklung der FSM.....	113

7.9. Stoßkurzschluss der FSM aus Leerlauf	120
7.10. Vermessung der PMSM_VM	120
7.10.1. Generatorischer Leerlauf der PMSM_VM.....	121
7.10.2. Dauer-Kurzschlussmessung der PMSM_VM.....	121
7.10.3. Thermische Messungen und Lastmessungen der PMSM_VM	122
7.10.4. Überlastfähigkeit der PMSM_VM	123
7.11. Vergleich FSM und PMSM.....	123
8 Zusammenfassung	127
Anhang	131
A.1 Zusammenfassung der Motorparameter der Prototyp-FSM.....	131
A.2 Zusammenfassung der Motorparameter der Prototyp-PMSM_VM.....	132
A.3 Datenblätter	133
A.4 Messgeräte	135
A.5 Konstruktionszeichnungen.....	137
A.6 Zeigerdiagramme.....	142
A.7 Formelzeichen, Abkürzungen, Indizes.....	151
A.8 Betreute studentische Arbeiten	156
A.9 Eigene Publikationen	157
Literaturverzeichnis	159
Curriculum Vitae	167

1 Einleitung

1.1. Elektrische Maschinen mit Permanentmagneten

Seit der Entdeckung von hochenergetischen Permanentmagneten (z. B. Neodym-Eisen-Bor- und Samarium-Cobalt-Magnete) finden permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) immer mehr Einsatz in den verschiedensten Gebieten, beispielsweise als Fahrzeugantrieb im Automobilbereich, als Werkzeugmaschine im Industriebereich, in energieeffizienten Haushaltsgeräten oder als Antrieb für Pumpen. Durch die verbesserten Energiedichten der Magnete weisen diese Maschinen hohe Drehmomentdichten und hohe Wirkungsgrade auf [1], [2].

Typischerweise werden die Magnete auf dem Rotor bzw. im Rotor der Maschinen befestigt. Zum einen können die Permanentmagnete auf die Rotoroberfläche geklebt und mit Hilfe einer Bandage gesichert werden. Zum anderen gibt es verschiedene Möglichkeiten, die Magnete im Rotor der Maschine zu „vergraben“ [3]. Abbildung 1.1 zeigt verschiedene Anordnungsmöglichkeiten der Permanentmagnete auf dem Rotor bzw. im Rotor.

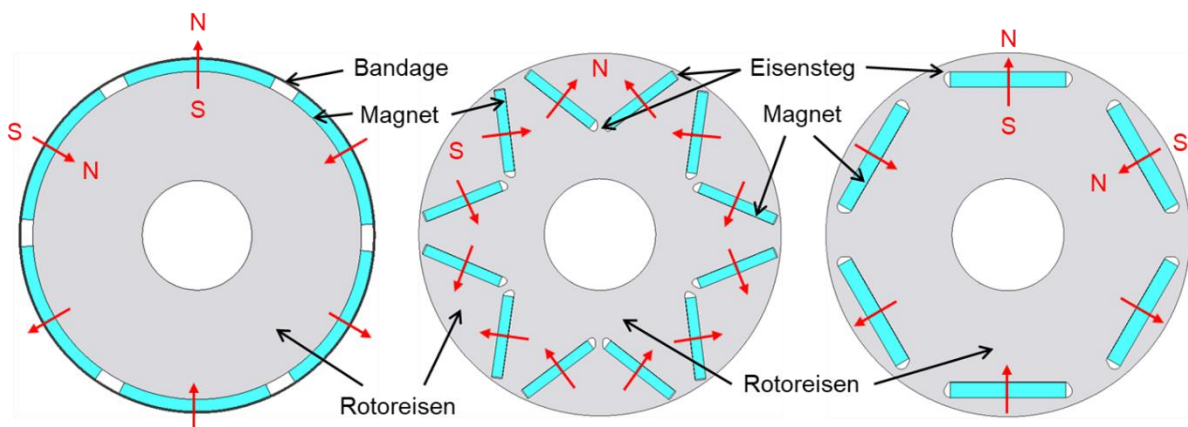


Abbildung 1.1: Verschiedene Anordnungsmöglichkeiten der rotorseitigen Magnete am Beispiel einer 6-poligen permanentmagneterregten Synchronmaschine (links: Oberflächenmagnete, mittig: v-förmig vergrabene Magnete mit Flusskonzentration, rechts: flach vergrabene Magnete)

Bei den Varianten mit Rotormagneten muss beachtet werden, dass auf die Magnete aufgrund der Rotation des Rotors eine Zentrifugalkraft wirkt, welche die Magnete nach außen beschleunigt, wodurch eine entsprechende Fixierung erforderlich ist. Die Oberflächenmagnete werden häufig zusätzlich zu einer Klebeverbindung mit Hilfe einer Bandage, typischerweise aus faserverstärktem Kunststoff, auf der Oberfläche des Rotors fixiert. Die amagnetische Bandage bewirkt allerdings eine Vergrößerung des magnetisch aktiven Luftspalts, wenn die Bandage eine ähnliche Permeabilität wie Luft besitzt. Aufgrund des höheren Magnetisierungsbedarfs des größeren aktiven Luftspalts wird die magnetische Flussdichte im Luftspalt für vergleichbare Magnethöhen reduziert [3], [i].

Im Rotor vergrabene Magnete müssen mit Hilfe von Eisenstegen im Rotor gehalten werden, welche jedoch einen Teil des magnetischen Flusses kurzschließen. Dadurch entsteht ein Streufluss im Rotor der Maschine, wodurch ein Teil des Flusses der Magnete den Luftspalt nicht erreicht, und somit ebenfalls die magnetische Flussdichte im Luftspalt reduziert [3], [i].

Die höchsten Energiedichten weisen Neodym-Eisen-Bor-(NdFeB)-Magnete auf, welche daher hohe Drehmomentdichten bei elektrischen Maschinen ermöglichen. Allerdings entmagnetisieren Magnete, die nur aus Neodym, Eisen und Bor bestehen, bereits bei niedrigen Temperaturen von etwa 80 °C im starken Gegenfeld. Durch Zusätze anderer Seltenerdelemente, insbesondere Dysprosium, können höhere Koerzitivfeldstärken und somit höhere Betriebstemperaturen ohne Entmagnetisierung erreicht werden [4]. Dies ist für den Einsatz solcher Magnete in konventionellen permanentmagneterregten Synchronmaschinen wichtig, da der Rotor einer elektrischen Maschine in der Regel nur indirekt über Motorwelle und Lager und somit nicht ausreichend gekühlt werden kann [5]. Diese Magnete bestehen typischerweise aus 30-40 % Seltenerdmetallen (Neodym und Dysprosium), wobei bis zu 10 % Dysprosium eingesetzt wird, 50-60 % Eisen und 1-5 % Bor [6]. Je höher der Gehalt an Dysprosium, desto höher ist die maximal zulässige Anwendungstemperatur, wobei dadurch die Remanenzflussdichte der Magnete reduziert wird. Abbildung 1.2 vergleicht die Remanenzflussdichten B_R bei 20 °C und die zulässigen maximalen Anwendungstemperaturen ϑ_{\max} verschiedener Magnete des Unternehmens *VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG* [7].

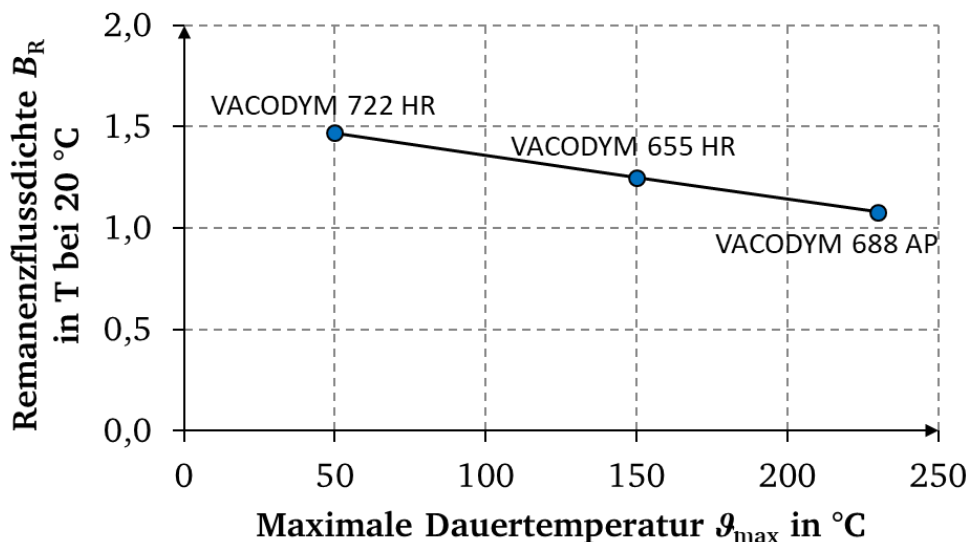


Abbildung 1.2: Vergleich der Remanenzflussdichte B_R und der maximalen Anwendungstemperatur ϑ_{\max} verschiedener Magnete der *VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG* [7]

Dysprosium kommt deutlich seltener in der Erdkruste vor als andere Seltenerdmetalle wie z. B. Neodym, wodurch die Gewinnung von Dysprosium, welche mit einer hohen Belastung für die Umwelt durch hochtoxische Abfallprodukte verbunden ist, sehr aufwendig wird [8]. Dies führt zu einem hohen Preis für Dysprosium (Dysprosium: 206,53 €/kg, Neodym: 51,79 €/kg, Stand Dezember 2018 [9]) und somit zu erhöhten Preisen für die NdFeB-Magnete. Tabelle 1.1 vergleicht zwei NdFeB-Magnete der *VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG* mit unterschiedlichem Dysprosiumgehalt bezüglich Remanenzflussdichte, maximaler Anwendungstemperatur und Preis [7]. Abbildung 1.3 zeigt die preisliche Entwicklung von Neodym und Dysprosium der letzten zehn Jahre [10], [11], [12] und verdeutlicht die volatilen Preise der Materialien aufgrund der augenblicklichen Monopolstellung des Hauptlieferlandes Volksrepublik China (95 Prozent der Lieferungen für Seltene Erden kommen aus China [8]). China drohte 2011 und 2012 mit der Einstellung der internationalen Lieferungen dieser Materialien [10]. Die Besorgnis über die Verfügbarkeit dieser Materialien führte zu dramatischen, wenn auch kurzfristigen Preissteigerungen für viele Seltene Erden.

Tabelle 1.1: Vergleich zweier NdFeB-Magnete der VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG [7]

Bezeichnung	Remanenzflussdichte bei 20 °C	Maximale Anwendungstemperatur	Preis
VACODYM 238 TP (Dysprosiumfrei)	1,37 T	120 °C	80,22 €/kg
VACODYM 677 TP	1,18 T	190 °C	107,62 €/kg

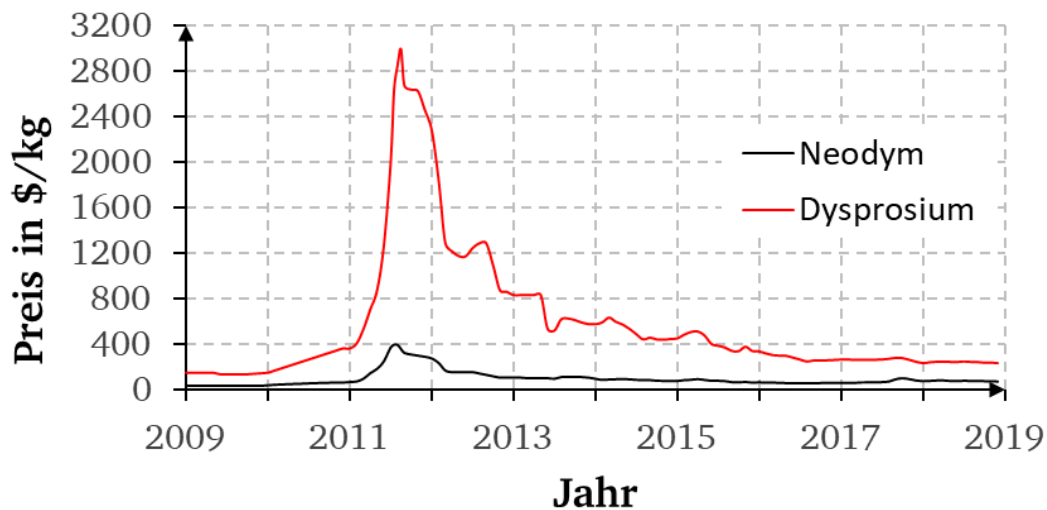


Abbildung 1.3: Preisliche Entwicklung von Neodym und Dysprosium der letzten zehn Jahre [10], [11], [12]

In den letzten Jahren wurde daher versucht, den Gehalt an Dysprosium in NdFeB-Magneten mit verschiedenen Maßnahmen zu reduzieren. Zum einen kann durch eine gezieltere Zugabe von Dysprosium entlang der Korngrenzen der Dauermagnete die Menge an Dysprosium für eine bestimmte gewünschte Koerzitivfeldstärke reduziert werden [4]. Zum anderen kann versucht werden, die Temperatur in den Magneten zu reduzieren. Die Magnete im Rotor können zum Beispiel fein segmentiert werden, um auftretende Wirbelstromverluste in den Magneten klein zu halten [13], [14], was jedoch zu einem erhöhten Fertigungsaufwand für die elektrische Maschine führt. Alternativ können die Magnete im Stator der elektrischen Maschine angeordnet werden. Die Anordnung der Magnete im Stator verringert die Magnettemperatur und somit den erforderlichen Anteil an zusätzlichen Seltenerdelementen. Die Magnete können wesentlich besser gekühlt werden, wodurch niedrigere Temperaturen in den Magneten auftreten. Dadurch können kostengünstigere Magnete für ein niedrigeres Temperaturniveau, die auch eine höhere Remanenz aufweisen und somit die Ausnutzung der Maschine erhöhen, verwendet werden. Außerdem ist eine gröbere Segmentierung der Magnete möglich, weil man etwas höhere Wirbelstromverluste in den Magneten zulassen kann, was wiederum die Fertigungskosten für die Maschine zusätzlich senkt [2].

Die Idee der Anordnung der Magnete im Stator wurde bereits im Jahr 1955 [15] erstmals vorgeschlagen und untersucht, jedoch zunächst für eine einphasige Anordnung. In den letzten Jahren wurden vermehrt drei Varianten mit Statormagneten untersucht [16]:

- Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine (DSM)
- Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM)
- Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine (FSM)

Diese Maschinentypen werden in Kapitel 2 dieser Arbeit näher vorgestellt und anschließend für den konkreten Anwendungsfall eines Industrieantriebs mit einer Bemessungsleistung von $P_N = 45 \text{ kW}$ bezüglich der Drehmomentdichte verglichen.

Daraufhin wird der vielversprechendste Maschinentyp, die Flux-Switching-Permanent-Magnet-Maschine, weiter untersucht. Dazu wird ein analytisches Berechnungsmodell basierend auf Leitwertwellen erstellt, welches zum einen eine erste Berechnung einer solchen Maschine ermöglicht und zum anderen das Funktionsprinzip der Maschine mathematisch beschreibt. Mit Hilfe hergeleiteter Auslegungskriterien werden im Rahmen dieser Arbeit zusätzlich mögliche Anwendungsgebiete der FSM bestimmt. Außerdem erfolgt für jedes Anwendungsgebiet ein Vergleich zu einer läufererregten PM-Synchronmaschine bezüglich der elektromagnetischen Eigenschaften, um das technische Potential der permanentmagnet-erregten Flux-Switching-Maschine zu bestimmen.

Weiterhin wird im Rahmen dieser Arbeit eine FSM-Prototypmaschine für den Einsatz als Industrieantrieb mit einer Bemessungsleistung $P_N = 50 \text{ kW}$ gefertigt, um die theoretischen Erkenntnisse messtechnisch zu validieren, und um praktische Erfahrungen mit statorseitigen Magneten zu sammeln. Dazu ist eine vollständige Auslegung inkl. elektromagnetischer, thermischer, mechanischer Simulationen und konstruktivem Entwurf notwendig.

Die Prototypmaschine wird bezüglich ihrer elektrischen, thermischen und akustischen Eigenschaften vermessen, wobei ein spezieller Fokus auf das akustische Verhalten der Maschine gelegt wird. Um ein besseres Verständnis über das akustische Verhalten der Flux-Switching-Maschine zu erhalten, erfolgen daher im Rahmen dieser Arbeit normgemäße akustische Vermessungen und eine Modalanalyse mittels Hammererregung der Maschine, um die gemessenen Lautstärkepegel beschreiben und erklären zu können. Abschließend werden die Messergebnisse der FSM-Prototypmaschine mit den Messergebnissen zweier permanentmagnet-erregter Synchronmaschinen mit Rotormagneten mit gleichen Abmessungen (Statoraußendurchmesser und axiale Länge des Blechpakets) und identischem Kühlsystem verglichen, um einen fairen Vergleich der verschiedenen Maschinentypen für die betrachtete Anwendung des Industrieantriebs durchführen zu können.

1.2. Stand der wissenschaftlichen Forschung

Bisherige Untersuchungen zu den Maschinentypen DSM, FRM und FSM führten unter anderem Vergleiche der Maschinentypen untereinander durch und zeigten die höchste Drehmomentdichte bei der Flux-Switching-Permanent-Magnet-Maschine [17], [18]. Allerdings erfolgte in der bisherigen Literatur hauptsächlich eine Betrachtung der Maschinen für Antriebe mit kleiner Leistung ($P_N < 1 \text{ kW}$) [19], [20] ohne einen Vergleich zu konventionellen Maschinen mit rotorseitigen Magneten.

Bisherige Arbeiten zur permanentmagnet-erregten Flux-Switching-Maschine fokussieren sich auf grundsätzliche elektromagnetische Betrachtungen der Maschine, meist im Verbund mit der Bestimmung der Verluste (z. B. Wirbelstromverluste in den Magneten [21], [22]) und der Ausbildung des statorseitigen Streuflusses [23], betrachten aber nicht den methodisch strukturierten, kompletten Entwurfsprozess mit den einzelnen Schritten des elektromagnetischen, thermischen, mechanischen und konstruktiven Entwurfs, welcher Teil dieser Arbeit ist. Des Weiteren wurde bisher nur eine geringe Anzahl an Prototypen mit Bemessungsleistungen größer 10 kW dieses Maschinentyps gefertigt [24], wodurch nur wenige Erfahrungen zur Konstruktion von Maschinen mit Statormagneten vorhanden sind. Außerdem wird in der bisherigen Literatur das laute akustische Verhalten der FSM aufgrund

ihrer Reluktanzstruktur häufig als Nachteil genannt, jedoch sind nur wenige normgemäße akustische Vermessungen verfügbar.

Neben der Flux-Switching-Machine mit Permanentmagneten werden in der Literatur ebenfalls Flux-Switching-Maschinen mit elektrischer Erregung vorgestellt. Diese haben den Vorteil einer einstellbaren Erregung, welche speziell im Feldschwäcbereich geringere Verluste aufweist [25]. Ein in der Literatur untersuchtes Einsatzgebiet für elektrisch erregte Flux-Switching-Maschinen ist der Einsatz als Generator für Windkraftanlagen [26], da bei diesen Maschinen der hohe Bedarf an PM-Material durch die elektrische Erregung ersetzt werden kann, wodurch die Materialkosten deutlich kleiner ausfallen [27]. Allerdings erfordert die elektrische Erregung typischerweise höhere Volumina für vergleichbare Flussdichten wie bei Flux-Switching-Maschinen mit Permanentmagneten. Daher weisen Maschinen mit Permanentmagneten typischerweise höhere Drehmomentdichten auf und werden im Rahmen dieser Arbeit untersucht.

Zusammenfassend lässt sich daher festhalten, dass im Rahmen dieser Arbeit die vermehrte Beachtung der Flux-Switching-Machine inklusive der positiven Darstellung dieser Maschine in der Literatur in den letzten Jahren kritisch hinterfragt werden soll. Die bisherige Literatur zeigt hauptsächlich basierend auf elektromagnetischen Simulationen die Vorteile (hohe Drehmomentdichte) der Maschine auf, vernachlässigt aber häufig den Vergleich zu herkömmlichen Maschinen mit Rotormagneten, eine tiefere theoretische Untersuchung der Flux-Switching-Machine sowie den ganzheitlichen Entwurf einer solchen Maschine inklusive Bau einer Prototypmaschine. Daher werden die Nachteile der Maschine speziell im elektromagnetischen Verhalten (niedriger Leistungsfaktor, hohe Geräuschentwicklung) und beim konstruktiven Entwurf (spezielle Stator konstruktion) nicht ausreichend untersucht und bewertet. Erst durch die vollständige Auslegung inkl. elektromagnetischer, thermischer, mechanischer Simulationen und konstruktivem Entwurf und die gemeinsame Betrachtung all dieser Aspekte im Vergleich zu herkömmlichen läuferseitig erregten PM-Maschinen kann eine fundierte Aussage zur Nützlichkeit der Flux-Switching-Machine getroffen werden, was das Ziel dieser Arbeit ist.

2 Maschinen mit Permanentmagneten im Stator

Die Permanentmagnete (PM) können auf unterschiedliche Weise im Stator angeordnet werden. Vor allem drei Varianten fanden in den letzten Jahren vermehrt Beachtung [16]. Bei der Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Maschine (DSM) befinden sich die Magnete im Statorjoch. Bei der Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Maschine (FRM) sind die Magnete an den Statorzähnen angeordnet. Bei der sogenannten Flux-Switching-Permanent-Magnet-Maschine (FSM) sind die Magnete in den Statorzähnen untergebracht. Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau der drei Maschinen im Querschnitt [28].

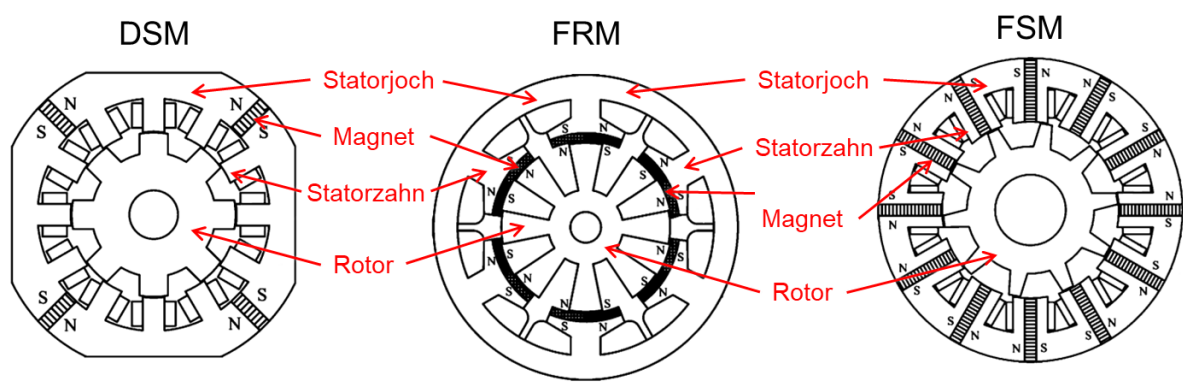


Abbildung 2.1: Struktur einer DSM (links) mit den Magneten im Statorjoch, einer FRM (mittig) mit den Magneten an den Statorzähnen und einer FSM (rechts) mit den Magneten in den Statorzähnen [28]

Die Maschinen unterscheiden sich durch die Anordnung der Magnete an unterschiedlichen Stellen, weisen jedoch gewisse Ähnlichkeiten auf, wie zum Beispiel die Verwendung von Zahnspulenwicklungen sowie die Reluktanzstruktur des Rotors.

In den folgenden Abschnitten werden die drei Maschinentypen genauer vorgestellt, sowie ein prinzipieller Vergleich zwischen den Maschinen bezüglich der Drehmomentdichte durchgeführt.

2.1. Flux-Switching-Permanent-Magnet-Maschine (FSM)

2.1.1. Aufbau

Die Flux-Switching-Permanent-Magnet-Maschine ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine, jedoch sind die Permanentmagnete im Stator in den längsgeteilten Statorzähnen untergebracht. Die Magnete sind in Umfangsrichtung alternierend magnetisiert [18]. Um jeden Statorzahn ist eine Spule in Zahnspulentechnik angeordnet. Der wicklungslose Rotor ist frei von Magneten und weist eine genutete Struktur wie die Rotoren geschalteter Reluktanzmaschinen auf (Abbildung 2.2).

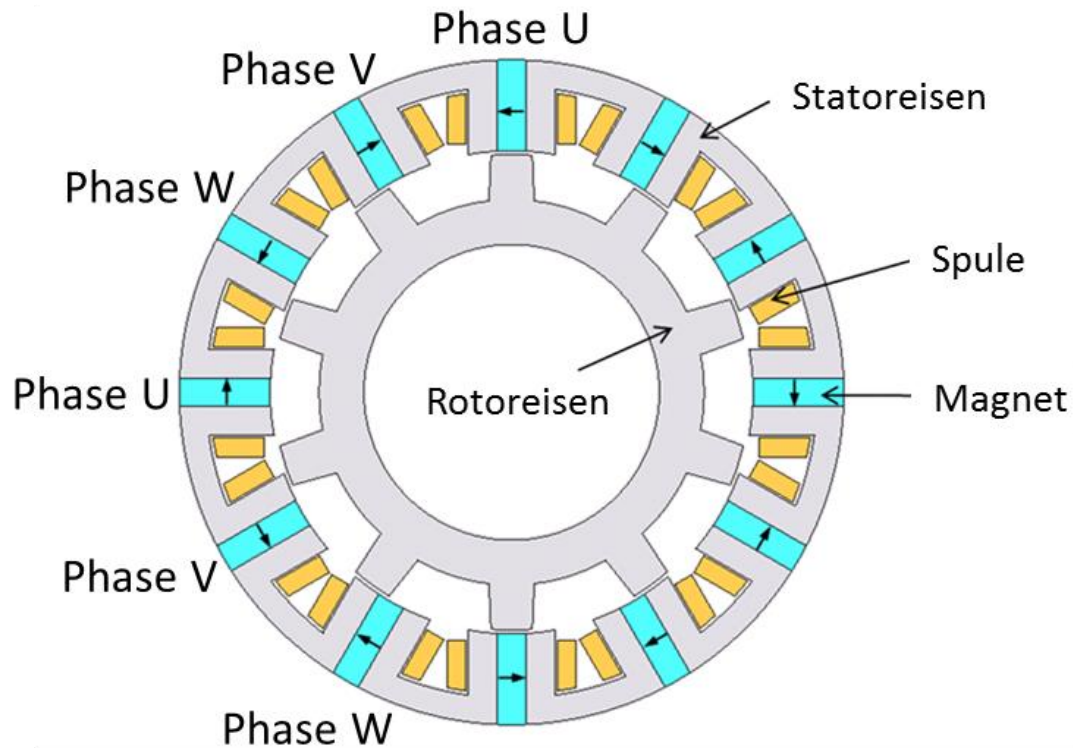


Abbildung 2.2: Querschnitt einer dreiphasigen FSM mit in Umfangsrichtung magnetisierten 12 Permanentmagneten in den geteilten 12 Statorzähnen, mit 12 Statorzahnspulen. Diese erregen ein achtpoliges und die Magnete ein 12-poliges Statorfeld, das durch Modulation mit den 10 Rotorzähnen ein für die Drehmomenterzeugung wirksames 20-poliges Luftspaltfeld ergibt.

2.1.2. Funktions- und Betriebsweise

Die Struktur der FSM ähnelt der Struktur einer geschalteten Reluktanzmaschine aufgrund der ausgeprägten Zähne in Stator und Rotor. Diese ausgeprägten Zähne führen bei einer Drehung des Rotors zu einer Änderung im Pfad des magnetischen Flusses durch den Statorzahn. Abbildung 2.3 zeigt einen Ausschnitt einer vereinfachten FSM mit vier verschiedenen Rotorpositionen und den jeweiligen Verläufen des magnetischen Flusses [29]. In Position 1 befindet sich ein Rotorzahn unter der rechten Hälfte des geteilten Statorzahns. Der Rotorzahn bietet dadurch einen guten magnetischen Rückschluss für den von den Statormagneten erregten magnetischen Fluss über den Rotor. Daher ist in dieser Position die Verkettung dieses Flusses mit der um den geteilten Statorzahn gewickelten und eingezeichneten Statorzahnspule maximal. Bewegt sich der Rotor nach rechts in die Position 2, liegt der betrachtete Rotorzahn gegenüber der Statornutöffnung. Aufgrund der symmetrischen Anordnung des Läuferzahns bezüglich Statormagnet und Spule tritt kein magnetischer Fluss durch die Spule, so dass deren Flussverkettung null ist. In Position 3 ergibt sich wie in Position 1 ein sehr guter Rückschluss für den magnetischen Fluss über den Rotor, aber mit umgekehrter Flussrichtung. In Rotorposition 4 befindet sich wie in Position 2 der betrachtete Rotorzahn symmetrisch zur Statormagnet- und Spulenanordnung, sodass die Spulenflussverkettung wiederum null ist.

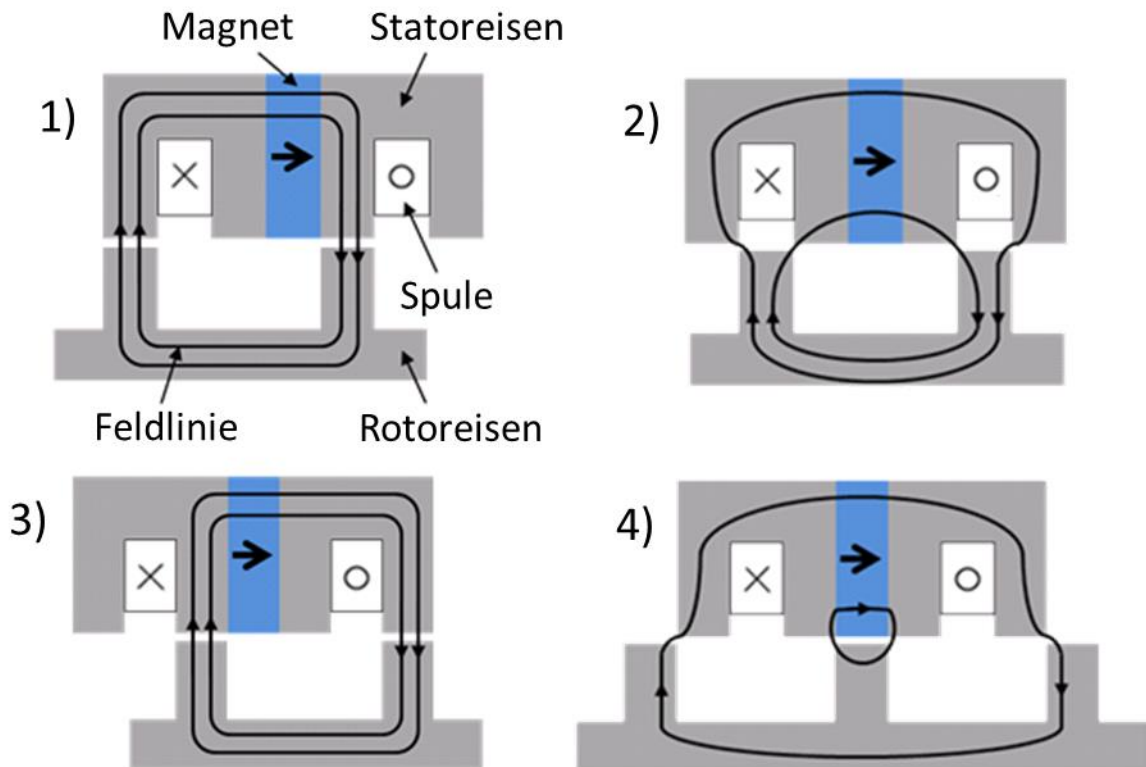


Abbildung 2.3: Erklärung des Zustandekommens einer Wechselflussverkettung für die dargestellte Statorzahnspule durch Bewegen des genuteten Rotors relativ zum Stator und dessen durch den Permanentmagneten erregtes Statorfeld

Es ergibt sich so ein periodisch die Polarität wechselnder Verkettungsfluss mit der Spule, der eine Wechselspannung mit der Frequenz $f_s = n \cdot Q_r$ (n : Drehzahl in 1/s, Q_r : Rotornutzahl) in der Statorzahnspule induziert (mathematische Herleitung in Abschnitt 3.1). Wird die Rotorzahnzahl in Abhängigkeit der Statorspulen- und Magnetzahl gemäß Abbildung 2.2 gewählt, so befinden sich die Spulen der Phase U betreffenden Rotorzähne entweder in Position 2 oder 4, so dass deren Verkettungsfluss null ist. Bei den Spulen der Phase V befinden sich die betreffenden Rotorzähne in Position 1 (positive Flussverkettung 100 %), bzw. in einer Zwischenstellung zwischen Position 1 und 2 (positive Flussverkettung ca. 70 %), so dass in Summe eine positive Flussverkettung mit 85 % des Flussverkettungs-Scheitelwerts auftritt: $(100 \% + 70 \%) / 200 \% = 0,85$. Bei den Spulen der Phase W ist die Situation analog, jedoch mit -85 % des Flussverkettungs-Scheitelwerts. Damit erfüllen die Verkettungsflüsse der Stränge U, V, W etwa die Bedingungen eines symmetrischen Sinus-Dreiphasen-Systems zum Zeitpunkt $t = 0$ gemäß U: $\sin(2\pi f \cdot t) = 0$, V: $\sin(2\pi f \cdot t + 2\pi/3) = 0,866$, W: $\sin(2\pi f \cdot t + 4\pi/3) = -0,866$, so dass bei Rotordrehung in den drei Statorsträngen ein Sinus-Drehspannungssystem als „Polradspannung“ (generatorische Leerlaufspannung) induziert wird. Abbildung 2.4 zeigt den idealisierten zeitlichen Verlauf des mit der Spule einer Phase verketteten Flusses der Permanentmagnete ψ_{PM} und der dazugehörigen induzierten Polradspannung u_p . Folglich kann die FSM mit einer Sinus-Drehstrom-Speisung, also am pulsweitenmodulierten Dreiphasen-Zweipunkt-Wechselrichter, wie eine konventionelle permanentmagneterregte Synchronmaschine PMSM betrieben werden, und erzeugt einen einigermaßen glatten Luftspaltdrehmomentverlauf.

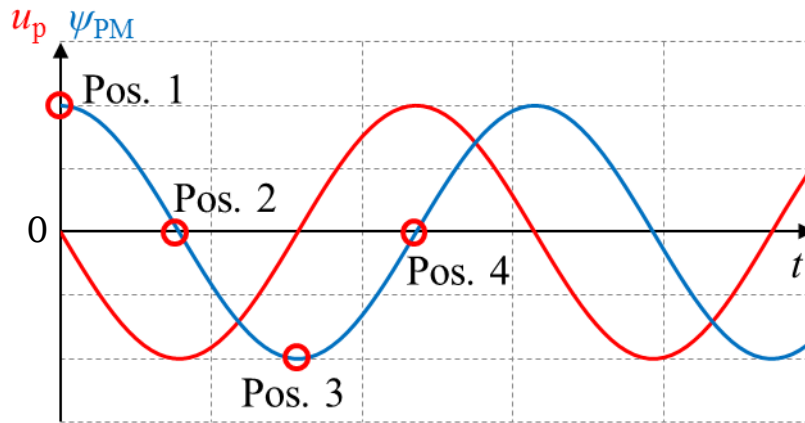


Abbildung 2.4: Idealisierter zeitlicher Verlauf des mit der Spule einer Phase verketteten Flusses der Permanentmagnete ψ_{PM} und der dazugehörigen induzierten Polradspannung u_p einer FSM

Die FSM wird folglich durch dasselbe Ersatzschaltbild je Strang wie eine konventionelle PMSM beschrieben und in gleicher Weise rotorlageabhängig stromgeregelt (z.B. q- und d-Strom-Regelung) [30].

Das Drehmoment wird wie bei der geschalteten Reluktanzmaschine durch den tangentialen magnetischen Zug an den Rotorzahnflanken erzeugt. Daher steigt – wie bei der Transversalflussmaschine, die ja auch eine permanentmagneterregte Synchronmaschine ist – die resultierende Tangentialkraft mit der Zahl der Rotorzähne je Statorwicklungsurschema, das gemäß Abbildung 2.2 durch die Spulenfolge U, V, W, U, V, W gekennzeichnet ist.

Bezüglich einer Statorspule ist die Rotorposition 2 (Abbildung 2.3) die Stellung des Rotors mit maximaler Rotorreluktanz (kleine Induktivität), da sich das Spulenfeld über Luftspalt und Rotornut schließen muss, und Position 4 die Stellung mit kleiner Rotorreluktanz (hohe Induktivität), da sich das Spulenfeld über Luftspalt und Rotorzähne schließen kann. Somit ergibt sich je nach Rotorposition eine hohe oder eine kleine Induktivität. Bei einer genaueren Betrachtung von Abbildung 2.2 fällt auf, dass sich der Rotor für eine Spule des Urschemas von Phase U in der Stellung mit einer kleinen Induktivität und für die andere Spule des Urschemas von Phase U in der Stellung mit hoher Induktivität befindet. Die gesamte Induktivität der Phase U ergibt sich aus der Summe der Induktivitäten der einzelnen Spulen. Da bei Bewegung des Rotors die Induktivität der einen Spule zu und der anderen Spule abnimmt, ergibt sich eine annähernd konstante Gesamtinduktivität für die einzelnen Phasen, wodurch nur ein kleines Reluktanzmoment nutzbar ist [31]. Dies entspricht einer konventionellen PMSM mit Oberflächenmagneten, wo ebenfalls das Reluktanzmoment gering ist.

2.1.3. Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen

Die prinzipielle Funktionsweise der Flux-Switching-Machine wurde bereits in diversen Arbeiten untersucht [32]-[36]. Dabei konnten unterschiedliche Auslegungskriterien für die FSM festgehalten werden. Theoretische Betrachtungen [32], [33] haben gezeigt, dass die Flux-Switching-Machine aufgrund ihrer Struktur nur bestimmte Verhältnisse von Rotor- zu Statorzähnen Q_r/Q_s besitzen sollte, um einen optimalen Betrieb zu gewährleisten. Die Wahl der Anzahl an Stator- und Rotorzähnen je Wicklungsurschema ist daher bei der Auslegung einer FSM wichtig.

Die Anzahl der Statorzähne Q_s kann nur in bestimmten Schritten verändert werden. Da die Maschine an einem m -phasigen Drehstromsystem (hier: $m = 3$) betrieben werden soll, muss die Anzahl an Statorzähnen ein Vielfaches von m sein. Weiter muss aufgrund der entgegengesetzten Magnetisierungsrichtungen der Permanentmagnete die Anzahl der Magnete und damit Q_s geradzahlig sein ($Q_s = 2 \cdot k \cdot m$ mit den natürlichen Zahlen $k = 1, 2, 3, \dots$) [37].

Außerdem sollte für einen optimalen Betrieb der Maschine eine entsprechend dreiphasig symmetrische Aufteilung des Flusses auf die einzelnen Phasen vorhanden sein, sodass in den drei Phasen der Wicklung ein symmetrisches Drehspannungssystem induziert wird [33]. Abbildung 2.5 zeigt eine Variante der FSM in abgewickelter Form mit fünf Rotorzähnen.

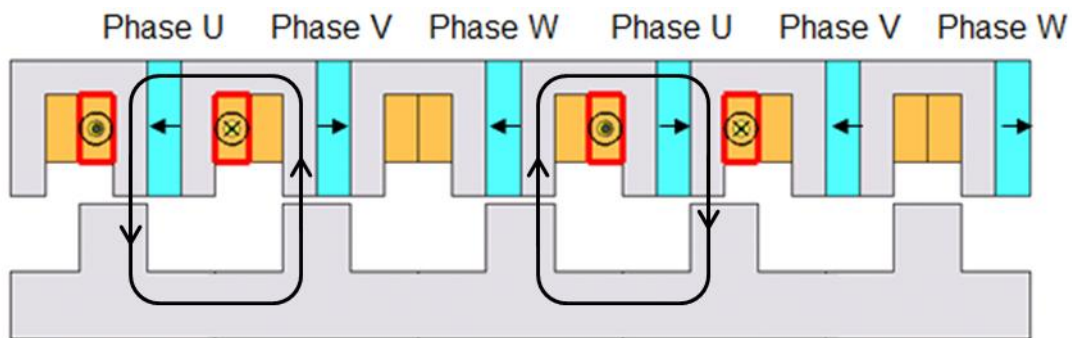


Abbildung 2.5: Abgewickelte Darstellung einer FSM mit sechs Statorzähnen $Q_s = 6$ und fünf Rotorzähnen $Q_r = 5$ als minimal mögliche Anzahl an Stator- und Rotorzähnen für eine dreiphasige Zahnspulenordnung

Durch die entsprechende Positionierung des Rotors in Abbildung 2.5 wird in beiden Spulen der Phase U gleichzeitig die maximale Flussverkeftung je Spule erzeugt (Vgl. Abschnitt 2.1.2). Der Fluss verläuft durch beide Spulen von oben nach unten. Damit sich die Flussverkeftungen je Spule nun aufsummieren, sollte eine Wicklungsanordnung mit Lochzahl $q = \frac{1}{2}$ mit der Zonenfolge $+U, -U, +V, -V, +W, -W, +U, -U, \dots$ gewählt werden. Für ein dreiphasiges Drehstromsystem gilt, dass zu diesem Zeitpunkt die Flussverkeftung in den beiden anderen Phasen identisch sein muss ($\Psi_V = \Psi_W = -\Psi_U/2$). Daher wird eine symmetrische Anordnung der Rotorzähne bezogen auf Phase V und Phase W gefordert, wie dies in Abbildung 2.5 zu sehen ist. Um die Anzahl an Rotorzähnen entsprechend der obengenannten Bedingung bestimmen zu können, kann die folgende Formel verwendet werden [33]:

$$\frac{Q_s}{\text{ggT}(Q_s; Q_r)} = 2 \cdot k \cdot m \quad (2.1)$$

Mit $m = 3$ und $k = 1$ ist der größte gemeinsame Teiler ggT von Q_s und Q_r Eins zu wählen, damit z. B. $Q_s = 6$ (Abbildung 2.5) erfüllt ist. Weiterhin ist Q_r teilerfremd zu Q_s zu wählen, was mit der Forderung $Q_r \approx Q_s$ zu $Q_r = 5$ oder 7 führt. In Abbildung 2.5 sind mit $Q_r/Q_s = 5/6$ die Flussverkeftungen in den Phasen V und W negativ halb so groß als bei Phase U ($\Psi_V = \Psi_W = -\Psi_U/2$) und erfüllen somit die Bedingung für ein Dreiphasen-System [33]. Weiter sollte die Rotorzahnzahl Q_r gerade gewählt werden, um einen einseitigen radialen Magnetzug auf den Rotor, der mit Drehfrequenz umläuft, zu vermeiden. Damit ergeben sich z. B. in Abbildung 2.2 zu $Q_s = 12$ die Werte $Q_r = 10$ oder $Q_r = 14$. Da aber das Drehmoment mit der Zahl der Rotorzähne je Urschema steigt, ist $Q_r = 14$ für ein hohes Drehmoment zu bevorzugen [34].

Das Verhältnis von Rotor- zu Statorzähnen ist daher ein wichtiger Punkt bei der Auslegung der Flux-Switching-Maschine. Weitere Auslegungskriterien und -hilfen für die FSM werden in Kapitel 3 erläutert.

2.1.4. Polzahl

Bei konventionellen Synchronmaschinen ist die Polpaarzahl des Rotors die elektrisch wirksame Polpaarzahl. Die Statorwicklung erzeugt ein magnetisches Feld im Luftspalt mit mehreren Feldwellen, wobei die Welle mit der höchsten Amplitude typischerweise die gleiche Polpaarzahl haben sollte wie der Rotor, um das maximale Drehmoment zu erzeugen. Bei der FSM hingegen können die Polpaarzahlen der Luftspaltfelder der Permanentmagnete bzw. der Statorwicklung unterschiedlich sein. So hat in Abbildung 2.2 die Maschine drei Wicklungsstränge (U, V, W), zwölf Statorzähne und somit zwölf Permanentmagnetpole, zehn Rotorzähne und die Feldwelle der Statorwicklung mit der höchsten Amplitude die Polzahl Acht (Lochzahl $q = 1/2$). Elektrisch verhält sich die Maschine jedoch so, als wäre die Rotorzahnzahl die für die Synchrondrehzahl maßgebliche Polpaarzahl. Demgemäß ergibt sich aus der Frequenz der Statorströme f_s und der Rotorzahnzahl Q_r die Synchrondrehzahl des Läufers $n_{\text{syn}} = f_s/Q_r$. Der Unterschied zwischen der Polpaarzahl der Permanentmagnetanordnung ($p = 6$) bzw. der Statorwicklung ($p = 4$) und der elektrisch wirksamen Polpaarzahl $Q_r (= 10)$ kommt dadurch zustande, dass die Rotorreluktanzverteilung (Nutz-Zahn-Geometrie) die Feldverteilung sowohl der Statorwicklung als auch der Permanentmagnete moduliert. Eine genauere Betrachtung der Modulation durch die Läufernutstruktur erfolgt in Abschnitt 3.1.

2.1.5. Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie

Das elektromagnetische Drehmoment M_e einer elektrischen Maschine kann mit Hilfe der sogenannten magnetischen Koenergie W_{Mag}^* berechnet werden. Die magnetische Koenergie ist eine mathematische Hilfsgröße zur Beschreibung elektrischer Maschinen und über die Augenblickswerte der Flussverkettung ψ und des Stroms i wie folgt definiert [39]:

$$W_{\text{Mag}}^* = \int_0^i \psi \, di \quad (2.2)$$

Die magnetische Koenergie erhält ihren Namen durch ihre Analogie zur magnetischen Energie ($W_{\text{Mag}} = \int_0^\psi i \, d\psi$). Das Drehmoment M_e ergibt sich aus der Änderung der magnetischen Koenergie dW_{Mag}^* über der Änderung des Rotorwinkels $d\gamma$ (2.3). Das mittlere elektrische Drehmoment $M_{e,\text{av}}$ je Periode $T = 1/f_s$ berechnet sich unter Annahme eines konstanten Stroms wie folgt:

$$M_e = \frac{dW_{\text{Mag}}^*}{d\gamma} \quad \text{bzw.} \quad M_{e,\text{av}} = \frac{\Delta W_{\text{Mag}}^*}{2\pi/p} \quad (2.3)$$

Zur Bestimmung der magnetischen Koenergie wird der Verlauf der Flussverkettung ψ einer Phase abhängig vom Phasenstrom i benötigt. Wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, erzeugt die Flux-Switching-Maschine eine annähernd sinusförmige Polradspannung u_p . Aufgrund des sehr geringen Reluktanzdrehmoments wird die maximale Luftspaltleistung p_δ erreicht, wenn der Strom i in Phase mit der induzierten Polradspannung u_p ist (reiner q-Strom). Die folgende Abbildung 2.6 zeigt den Verlauf der Flussverkettung ψ_{PM} , der Polradspannung u_p und des Stroms i bei reiner q-Strom-Speisung für eine Phase der FSM.

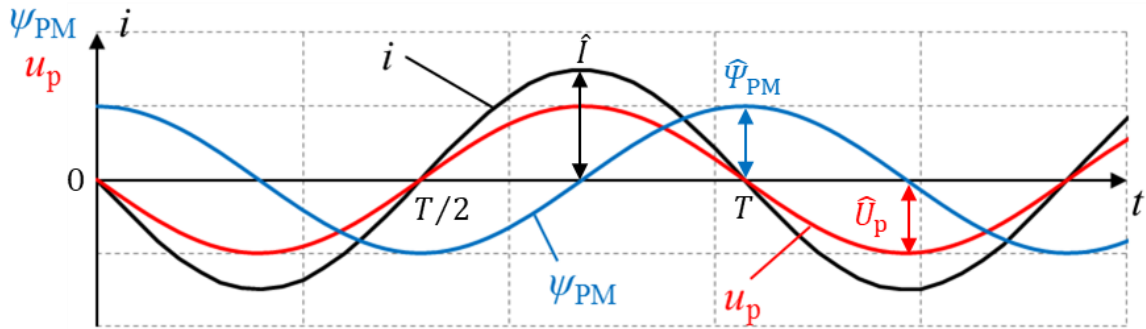


Abbildung 2.6: Idealisierter Verlauf der Flussverkettung ψ_{PM} , der Polradspannung u_p und des Stroms i bei reiner q-Strom-Speisung für eine Phase der Flux-Switching-Machine

Mit Hilfe dieser Abbildung kann nun der Verlauf des mit der Statorspule verketteten Flusses ψ_{PM} , erzeugt durch die Permanentmagnete (PM), über dem Strom i als Ellipse (2.4a) mit dem Kurvenparameter t bestimmt werden (Abbildung 2.7).

$$\left(\frac{\psi_{PM}}{\hat{\psi}_{PM}}\right)^2 + \left(\frac{i}{\hat{i}}\right)^2 = 1 \quad (2.4a)$$

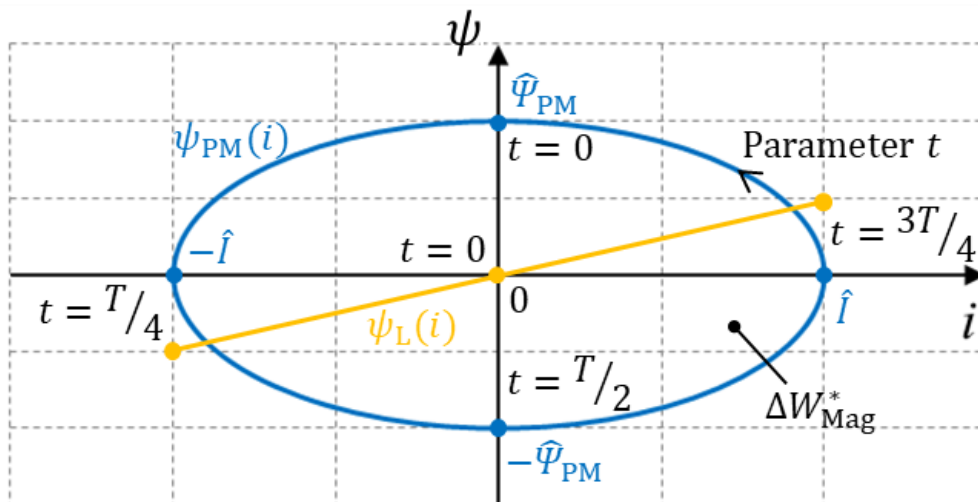


Abbildung 2.7: Zu Abbildung 2.6 gehörender Verlauf der mit der Statorspule verketteten Flüsse ψ_{PM} und ψ_L , erzeugt durch die Permanentmagnete (PM) und die Spule selbst (L), über dem Strom i für die Flux-Switching-Machine bei reiner Sinus-q-Strom-Speisung

Für die Berechnung der magnetischen Koenergie wird allerdings die gesamte Flussverkettung ψ der Spule benötigt und nicht nur die durch die Magnete erregte Flussverkettung ψ_{PM} . Der Strom i durch die Spule mit der Induktivität L verursacht ebenfalls einen magnetischen Fluss durch die Spule und somit eine Flussverkettung. Die gesamte (zeitlich sinusförmig sich ändernde) Flussverkettung $\underline{\psi}$ ergibt sich daher aus der Summe der Flussverkettung $\underline{\psi}_{PM}$ und der Flussverkettung, erzeugt durch den Stromfluss $L \cdot i$, wobei wegen der zeitlichen Sinusgrößen und ihrer Phasenlagen auf eine komplexe Addition der Zeiger $\underline{\psi}_{PM}$, \underline{i} über die komplexe Berechnung geachtet werden muss.

$$\underline{\psi} = \underline{\psi}_{\text{PM}} + L \cdot \underline{i} \quad (2.4b)$$

Mit $\psi_L = L \cdot i = L \cdot \hat{I} \cdot (i/\hat{I})$ ergibt sich die Flussverkettung $\psi(i) = \psi_{\text{PM}}(i) + \psi_L(i)$ ebenfalls als Ellipse, aber mit gedrehten und veränderten Hauptachsen, wobei wiederum t der Kurvenparameter ist. Daher ergibt sich für den Augenblickswert der gesamten Flussverkettung $\psi(t)$ ein leicht gedrehter Verlauf $\psi(i)$ im Vergleich zur Flussverkettung $\psi_{\text{PM}}(i)$, wie Abbildung 2.8 darstellt.

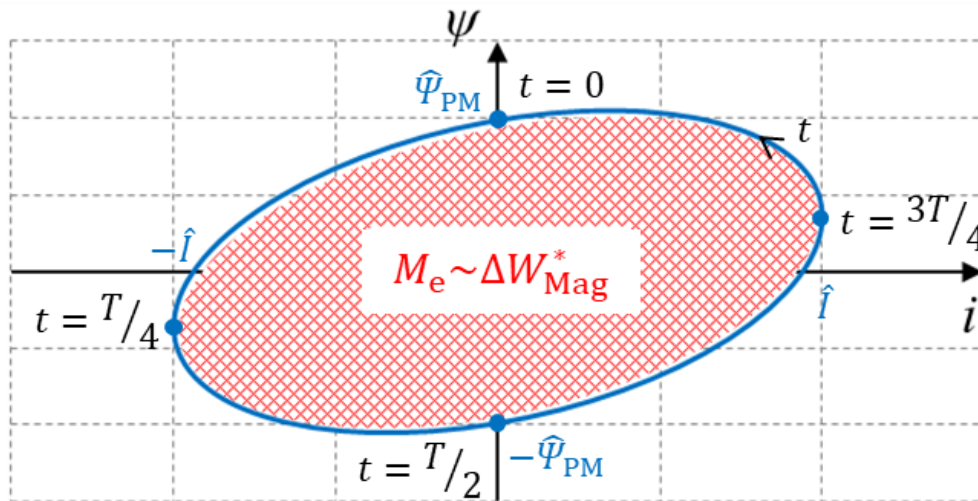


Abbildung 2.8: Zu Abbildung 2.6 gehörender Verlauf des mit der Statorspule verketteten Flusses ψ in Abhängigkeit des Sinus-Phasenstroms i für die Flux-Switching-Maschine als Ellipse mit gegenüber Abbildung 2.7 gedrehten und veränderten Hauptachsen

Es ergibt sich somit ein ellipsenförmiger Verlauf durch alle vier Quadranten des Koordinatensystems für die Flussverkettung ψ über dem Phasenstrom i aufgrund des sinusförmigen Verlaufs der Flussverkettung und des Stroms. Die Fläche innerhalb der beiden Ellipsen von Abbildung 2.7 und Abbildung 2.8 ist gleich groß. Diese eingeschlossene Fläche in Abbildung 2.8 entspricht der Änderung der magnetischen Koenergie ΔW_{Mag}^* während einer elektrischen Periode und ist daher proportional zum elektromagnetischen Drehmoment M_e . Diese Fläche sollte für eine hohe Drehmomentausbeute möglichst groß sein.

2.1.6. Alternative Ausführungsformen

Neben der klassischen FSM existieren abgeleitete Spezialformen, mithilfe derer die Menge an Magnetmaterial verringert werden kann [32], [40], [k]. Die bekanntesten Derivate der FSM sind die sogenannten C-Core- und E-Core-Ausführungen. Bei ersterer wird jeder zweite Statorzahn aus der Maschine entfernt, weswegen das Statoreisen zwischen zwei Magneten eine C-förmige Gestalt annimmt [32]. In Variante Zwei wird jeder zweite Statorzahn entfernt und durch einen unbewickelten Zwischenzahn ohne Permanentmagnet ersetzt, weshalb das Statoreisen zwischen zwei Magneten eine E-förmige Gestalt annimmt [40]. Den prinzipiellen Aufbau der Maschinen sowie einen Vergleich zur konventionellen FSM zeigt Abbildung 2.9.

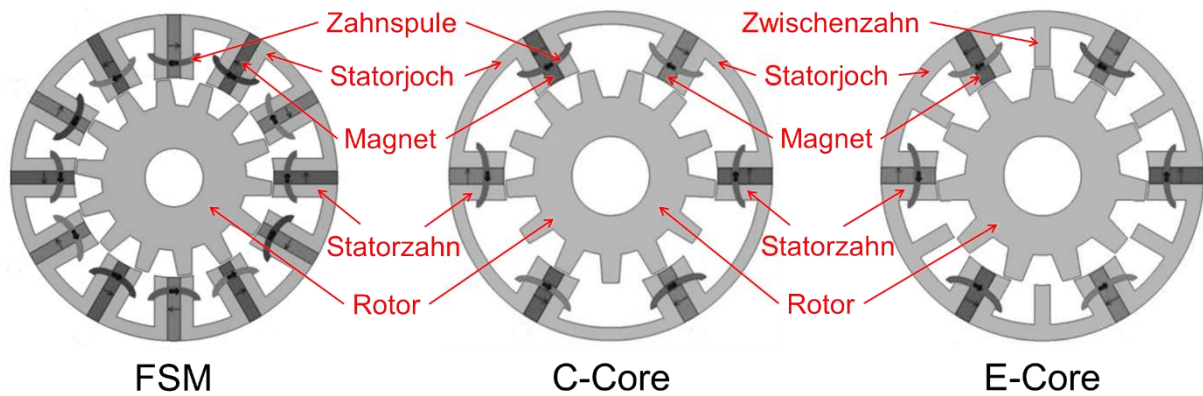


Abbildung 2.9: Struktur einer konventionellen FSM (links), einer C-Core-FSM (mittig) und einer E-Core-FSM (rechts) [41]. Die Magnetisierung der Magnete ist bei allen Varianten in Umfangsrichtung orientiert und zwischen zwei Polen gegensinnig ausgerichtet. Alle Varianten werden mit einer Zahnspulenwicklung mit $q = \frac{1}{2}$ ausgestattet.

Die Funktionsweise sowie die Betriebseigenschaften (z.B. aktive Polzahl) sind analog zur konventionellen FSM. Durch die Halbierung der Statorzähne kommen die genannten Geometrien mit weniger Magnetmaterial bei vergleichbaren Drehmomenten aus [40], [42]. Es ergibt sich ein gewünschtes Verhältnis von besetzten Stator- zu Rotorzähnen von $Q_r \approx 2Q_s$, aber $Q_r \neq 2Q_s$. Außerdem gilt für die Maschinen eine ähnliche Forderung an die Zahnzahlen für eine symmetrische induzierte Polradspannung wie für die konventionelle FSM [43]:

$$\frac{Q_s}{\text{ggT}(2 \cdot Q_s; Q_r)} = 2 \cdot k \cdot m \quad (2.5)$$

Des Weiteren besitzen diese Sonderformen bei gleicher Windungszahl je Strang eine höhere d-Induktivität als die konventionelle FSM-Variante, weshalb sie im Feldschwächbereich effizienter, nämlich mit geringerem negativen d-Strom, arbeiten [44], aber einen kleineren Leistungsfaktor im Grunddrehzahlbereich aufweisen. Die generell höhere Induktivität erklärt sich durch die höheren Eisenquerschnittsflächen und die geringere Menge an niederpermeablem Magnetmaterial in der Maschine.

Nachteilig ist bei diesen C- und E-Core-Maschinen, dass sie zur Kompensation des fehlenden PM-Flusses für das gleiche Drehmoment mehr Strombelag und daher mehr Windungen bzw. Kupfer benötigen. Dies führt aufgrund des höheren Statorfelds zu lokalen stromabhängigen Eisensättigungen, wodurch die Maschinen in der Regel eine geringere Überlastfähigkeit besitzen [44]. Bei diesen beiden Sonderbauformen werden zudem ungerade Rotorzahnzahlen verwendet, um eine symmetrische Polradspannung zu gewährleisten [42], [43]. Dies führt aber zu einem unsymmetrischen und damit einseitigen magnetischen Zug, was sich nachteilig auf Lagerkräfte und die Akustik auswirkt, denn die umlaufende einseitige Magnetkraft bewirkt eine drehfrequente Lagerwechselkraft und regt zu Biegeschwingungen an [37], [39]. Ein eingehender, detaillierter Vergleich der Maschinen für den Einsatz in einem Industrieantrieb erfolgt in Abschnitt 4.1.2.

2.2. Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM)

2.2.1. Aufbau

Die Magnete sind bei der permanentmagneterregten Flux-Reversal-Machine (FRM) an den Statorzähnen angeordnet, wie Abbildung 2.10 zeigt.

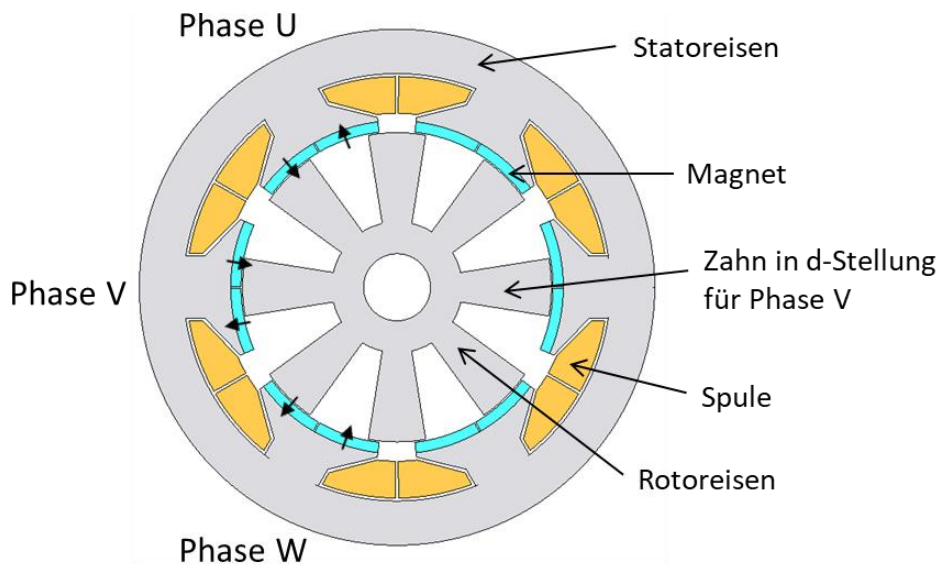


Abbildung 2.10: Querschnitt einer dreiphasigen FRM mit 12 Permanentmagneten an den 6 Statorzähnen mit 6 Statorzahnspulen und einem Rotor mit 8 Rotorzähnen

An einem Statorzahn befinden sich jeweils ein Nord- und ein Südpol. Die Anordnung der Magnete benachbarter Zähne ist antiperiodisch (z.B. Zahn 1: Nordpol, Südpol; Zahn 2: Südpol, Nordpol). Der Statorzahnkopf wird relativ breit ausgeführt, um eine hohe Polbedeckung zu realisieren. Die Wicklung wird ebenfalls als Zahnspulenwicklung ausgeführt. Der Rotor weist wie bereits bei der Flux-Switching-Machine eine Reluktanzstruktur auf.

2.2.2. Funktions- und Betriebsweise

Die Funktionsweise der FRM kann analog zur Funktionsweise der FSM hergeleitet werden. Die ausgeprägten Zähne führen bei einer Drehung des Rotors zu einer Änderung im Pfad des magnetischen Flusses durch den Statorzahn, wie in [16] gezeigt. Es ergibt sich so ein periodisch die Polarität wechselnder Verkettungsfluss mit der Spule, welcher eine Wechselspannung mit der Frequenz $f_s = n \cdot Q_r$ in die Statorzahnspule induziert. Je nach Design der Maschine ergibt sich entweder für den mit der Spule einer Phase verketteten Fluss der Permanentmagnete ψ_{PM} als auch für die Polradspannung u_p ein näherungsweise sinusförmiger Verlauf (Vgl. Flux-Switching-Machine, Abbildung 2.6) [45] oder ein Verlauf wie in Abbildung 2.11 dargestellt [46].

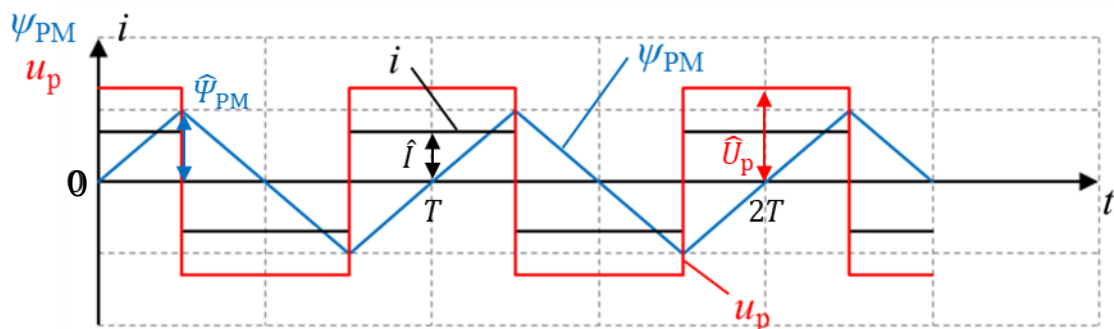


Abbildung 2.11: Idealisierter zeitlicher Verlauf des mit der Spule einer Phase verketteten Flusses der Permanentmagnete ψ_{PM} , der dazugehörigen Polradspannung u_p und des Stroms i bei reiner Block-q-Strom-Speisung für eine Phase der FRM

Eine ideal blockförmige induzierte Spannung tritt in der Praxis jedoch nicht auf. Typischerweise ist die reale induzierte Spannung eine Kombination aus den beiden eben beschriebenen Verläufen (Rechteck- und Sinusverlauf) [46].

Abbildung 2.11 zeigt eine näherungsweise lineare Änderung der Flussverkettung ψ_{PM} und damit eine etwa rechteckförmige induzierte Polradspannung u_p . In diesem Fall sollte die FRM mit einer Blockstrom-Speisung betrieben werden, um ein theoretisch zeitlich konstantes Drehmoment zu erzeugen.

Das Ersatzschaltbild je Strang kann von der PMSM übernommen werden. Das Drehmoment steigt wie bereits bei der FSM mit steigender Anzahl an Rotorzähnen, da das Drehmoment durch den magnetischen Zug an den Rotorzahnflanken erzeugt wird.

Die Induktivitäten in d- und q-Stellung unterscheiden sich nur leicht, da die überlappende Fläche von Statorzahn und Rotorzahn in d- und q-Stellung näherungsweise gleich ist (Abbildung 2.10, vgl. Phase V: d-Stellung). Dadurch fällt das nutzbare Reluktanzmoment klein aus.

2.2.3. Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen

Theoretische Überlegungen zur Flux-Reversal-Machine zeigen, dass nur bestimmte Verhältnisse von Rotor- zu Statorzähnen Q_r/Q_s einen optimalen Betrieb der Maschine ermöglichen [46]. Aufgrund der antiperiodischen Anordnung der Magnete zwischen zwei benachbarten Zähnen muss die Anzahl an Statorzähnen geradzahlig sein. Daraus ergibt sich die Anzahl an Statorzähnen $Q_s = 2 \cdot k \cdot m$ mit den natürlichen Zahlen $k = 1, 2, 3, \dots$ und der Phasenzahl m ($Q_{s,\min} = 6$ für $m = 3$).

Um erneut eine phasenrichtige Aufsummierung der einzelnen Flussverkettungen der Spulen einer Phase zu realisieren, wird eine Wicklungsanordnung mit der Lochzahl $q = 1$ und einer Sehnung von $W/\tau_p = 1/3$ benötigt. Dies führt dann bei einer dreiphasigen Maschine zu folgender Zonenfolge: +U, -U, -V, +V, +W, -W, -U, +U, ... wie in Abbildung 2.10.

Die Anzahl an Rotorzähnen für einen optimalen Betrieb und ein symmetrisches Dreiphasen-System ergibt sich aus dem folgenden Verhältnis von Stator- zu Rotorzähnen Q_s/Q_r [46]:

$$\frac{Q_s}{Q_r} = \frac{m}{m+1} \quad (2.6)$$

Daraus ergibt sich bei einer dreiphasigen Maschine ($m = 3$) mit $Q_{s,\min} = 6$ eine minimale Anzahl an Rotorzähnen $Q_{r,\min} = 8$ (Abbildung 2.10). Die Anzahl an Rotorzähnen Q_r ist daher ein Vielfaches der minimal möglichen Anzahl $Q_{r,\min}$ ($Q_r = 8 \cdot k$ für $m = 3$).

2.2.4. Polzahl

Durch die Modulation der Statorfeldverteilung durch die Rotorreluktanzstruktur entspricht die elektrisch wirksame Polpaarzahl der FRM der Läuferzahnzahl Q_r (vgl. FSM). Demgemäß ergibt sich aus der Frequenz der Statorströme f_s und der Rotorzahnzahl Q_r die Synchrondrehzahl des Läufers $n_{\text{syn}} = f_s/Q_r$.

2.2.5. Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie

Wie bereits bei der FSM wird aufgrund des kleinen Reluktanzmoments die maximale Luftspaltleistung erreicht, wenn der Strom i in Phase mit der induzierten Polradspannung u_p ist und eine vergleichbare Form wie diese aufweist, und somit reiner q-Strom-Betrieb herrscht (Abbildung 2.6 bzw. Abbildung 2.11).

Daraus folgen der Verlauf der Flussverkettung ψ_{PM} sowie der Verlauf der Flussverkettung ψ über dem Strom i (Abbildung 2.11 bzw. Abbildung 2.12). Der Verlauf der Flussverkettung $\psi(t)$ ergibt sich erneut aus der Summe aus Flussverkettung $\psi_{PM}(t)$ und dem Produkt aus Induktivität L und Strom i ($\psi(t) = \psi_{PM}(t) + \psi_L(t) = \psi_{PM}(t) + L \cdot i(t)$). Der Verlauf des Augenblickswerts der Flussverkettung $\psi(t)$ über dem Strom $i(t)$ ist bei Sinusgrößen ellipsenförmig und bei Blockgrößen von $u_p(t)$ und $i(t)$ trapezförmig [45], [46], je nach Zeitverlauf der Flussverkettung $\psi(t)$ sowie des eingepprägtem Statorstroms $i(t)$. In beiden Fällen ergibt sich ein Verlauf durch alle vier Quadranten in der ψ - i -Ebene. Die eingeschlossene Fläche entspricht erneut der Änderung der magnetischen Koenergie ΔW_{Mag}^* während einer elektrischen Periode $T = 1/f_s$ und ist daher proportional zum elektromagnetischen Drehmoment M_e .

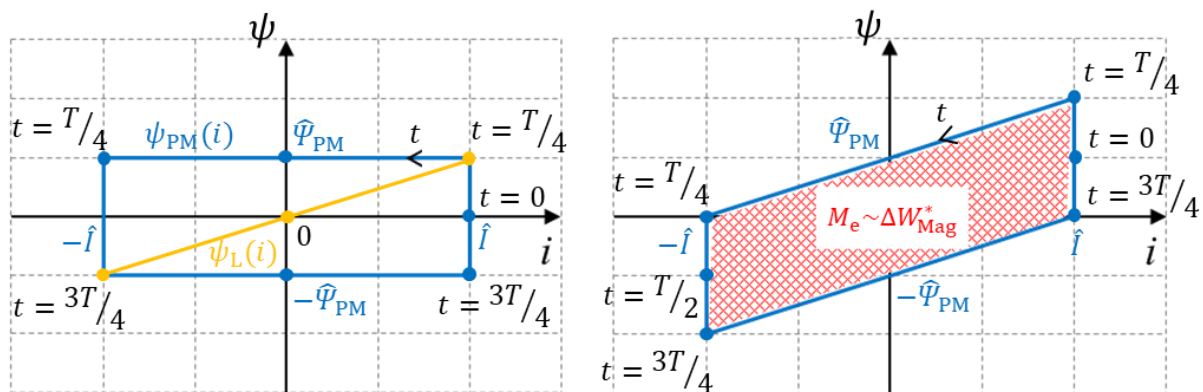


Abbildung 2.12: Links: Zu Abbildung 2.11 gehörender Verlauf der mit der Statorspule verketteten Flüsse ψ_{PM} und ψ_L , erzeugt durch die Permanentmagnete (PM) und die Spule selbst (L), über dem Strom i bei reiner q-Strom-Speisung; Rechts: Zu Abbildung 2.11 gehörender Verlauf des mit der Statorspule verketteten Flusses ψ über dem Strom i für eine Flux-Reversal-Maschine mit einer blockförmigen induzierten Spannung (gewählt: $\hat{\Psi}_L = \hat{\Psi}_{PM}$). Die eingeschlossenen Flächen links und rechts sind gleich groß.

2.3. Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Maschine (DSM)

2.3.1. Aufbau

Bei der Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Maschine (DSM) sind die Magnete im Statorjoch untergebracht, wie Abbildung 2.13 zeigt. Die Magnete sind entgegengesetzt in Umfangsrichtung magnetisiert. Die Wicklung wird ebenfalls als Zahnspulenwicklung ausgeführt. Der Rotor ist frei von Wicklung und Magneten und besitzt eine ausgeprägte Reluktanzstruktur [47], [48].

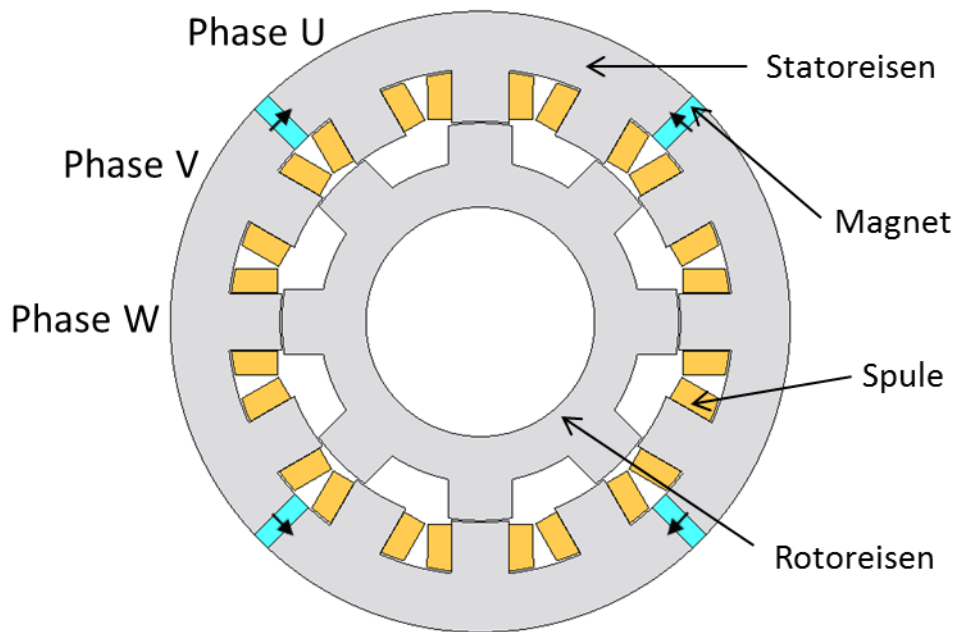


Abbildung 2.13: Querschnitt einer dreiphasigen DSM mit 4 Permanentmagneten im Statorjoch, 12 Statorzähnen mit 12 Statorzahnspulen und einem Rotor mit 8 Rotorzähnen

2.3.2. Funktions- und Betriebsweise

Wie bereits bei den zuvor vorgestellten Varianten wird auch bei der DSM durch Drehung des Rotors eine Änderung im Pfad des magnetischen Flusses erzeugt, wodurch der mit den Spulen verkettete Fluss variiert und somit eine Spannung in diese mit der Grundfrequenz $f_s = n \cdot Q_r$ induziert [48]. Abbildung 2.14 zeigt den zeitlichen Verlauf des mit der Spule einer Phase verketteten Flusses der Permanentmagnete ψ_{PM} , der dazugehörigen induzierten Polradspannung u_p und des eingepprägten Stroms i bei reiner Block-q-Strom-Speisung mit Stromlücke.

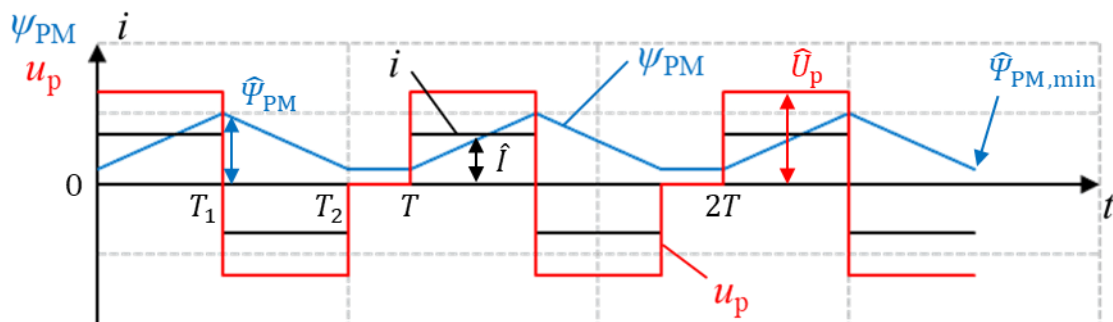


Abbildung 2.14: Idealisierter zeitlicher Verlauf des mit der Spule einer Phase verketteten Flusses der Permanentmagnete ψ_{PM} , der dazugehörigen Polradspannung u_p und des Stroms i bei reiner Block-q-Strom-Speisung mit Stromlücke für eine Phase der DSM

Die DSM besitzt durch ihren Aufbau nur einen unipolaren magnetischen Fluss durch die Statorspulen der einzelnen Phasen und somit eine unipolare Flussverkeftung. Die näherungsweise lineare Änderung der Flussverkeftung führt zu einer rechteckförmigen

induzierten Polradspannung mit Spannungslücke. Daher sollte die DSM mit einer Blockstrom-Speisung mit Stromlücke betrieben werden.

Das Ersatzschaltbild je Strang kann von der PMSM übernommen werden. Das Drehmoment steigt mit steigender Anzahl an Rotorzähnen, da das Drehmoment durch den magnetischen Zug an den Rotorzahnflanken erzeugt wird.

Der Unterschied der Induktivitäten in d- und q-Achse ist vernachlässigbar, da sowohl in der d- als auch in der q-Stellung der magnetische Fluss der Statorspulen durch die niederpermeablen Permanentmagnete hindurchtreten muss (Abbildung 2.13). Dies bedingt eine kleine Induktivität in beiden Stellungen, wodurch das nutzbare Reluktanzmoment klein ausfällt [47].

2.3.3. Auslegungskriterien für die Anzahl an Stator- und Rotorzähnen

Wie bei der FRM und der FSM ergeben nur bestimmte Verhältnisse von Rotor- zu Statorzähnen Q_r/Q_s einen optimalen Betrieb der DSM [47]. Durch die entgegengesetzte Magnetisierung der Magnete im Statorjoch muss die Anzahl an Statorzähnen geradzahlig sein. Daraus ergibt sich die Anzahl an Statorzähnen $Q_s = 2 \cdot k \cdot m$ mit den natürlichen Zahlen $k = 1, 2, 3, \dots$ und der Phasenzahl m ($Q_{s,\min} = 6$ für $m = 3$).

Damit sich die einzelnen Flussverkettungen der Spulen einer Phase summieren, wird eine Wicklungsanordnung mit der Lochzahl $q = 1$ und einer Sehnung von $W/\tau_p = 1/3$ benötigt. Dies führt dann bei einer dreiphasigen Maschine zu folgender Zonenfolge: +U, -U, -V, +V, +W, -W, -U, +U, ... wie in Abbildung 2.13.

Die Rotorzahnzahl Q_r wird ähnlich zur FRM mit folgendem Verhältnis ermittelt [47]:

$$\frac{Q_s}{Q_r} = \frac{m}{m \pm 1} \quad (2.7)$$

Daher erhält man bei einer dreiphasigen Maschine ($m = 3$) mit $Q_{s,\min} = 6$ eine minimale Anzahl an Rotorzähnen $Q_{r,\min} = 4$.

2.3.4. Polzahl

Für die DSM gelten die gleichen Anmerkungen zur Polzahl wie bei den zwei zuvor vorgestellten Maschinen.

2.3.5. Berechnung des Drehmoments mit der Koenergie

Das maximale Drehmoment wird bei der DSM ebenfalls im q-Strom-Betrieb erreicht, da das Reluktanzmoment vernachlässigt werden kann. Der Strom i wird in Phase mit der induzierten Polradspannung u_p eingespeist. Abbildung 2.14 zeigt den Verlauf der Flussverkettung ψ_{PM} , der Polradspannung u_p und des Stroms i bei reiner q-Strom-Speisung für eine Phase der Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Maschine. Aus diesen Verläufen ergibt sich der Verlauf der Flussverkettung ψ_{PM} sowie der Verlauf der Flussverkettung ψ über dem Strom i (Abbildung 2.15).

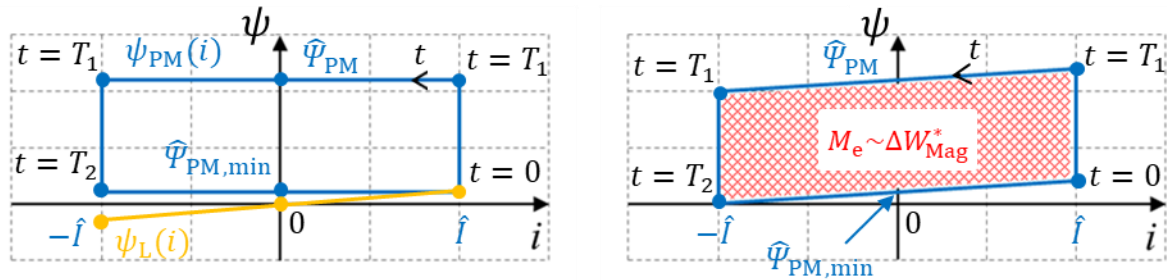


Abbildung 2.15: Links: Zu Abbildung 2.14 gehörender Verlauf der mit der Statorspule verketteten Flüsse ψ_{PM} und ψ_L , erzeugt durch die Permanentmagnete (PM) und die Spule selbst (L), über dem Strom i bei reiner q-Strom-Speisung; Rechts: Zu Abbildung 2.14 gehörender Verlauf des mit der Statorspule verketteten Flusses ψ über dem Strom i für die DSM. Die eingeschlossene Fläche ist links und rechts gleich groß.

Der Verlauf des Augenblickswerts der Flussverkettung ψ über dem Strom i ist trapezförmig aufgrund des linearen Verlaufs der Flussverkettung sowie dem blockförmigen, lückenden Statorstrom. Es ergibt sich allerdings nur ein Verlauf durch den ersten und zweiten Quadranten der ψ - i -Ebene aufgrund der unipolaren Flussverkettung.

2.4. Vergleich der drei Maschinentypen als Industrieantrieb

Im folgenden Abschnitt werden die vorgestellten Maschinen bezüglich ihrer Drehmomentdichten (Nm/m^3) mit Hilfe der magnetischen Koenergie prinzipiell miteinander verglichen. Dazu wird für jede Maschine ein zweidimensionales (2D), magnetisch nichtlineares Finite-Elemente-Methode-(FEM)-Modell mit der Software *JMAG Designer* erstellt, um das elektromagnetische Verhalten der Maschinen zu bestimmen.

Die drei Topologien werden für den Einsatz in einem Industrieantrieb mit einer Bemessungsleistung von 45 kW ausgelegt. Die Bemessungsdaten sowie die geometrischen Abmessungen werden von einer bereits gefertigten und vermessenen 16-poligen konventionellen Innenläufer-PM-Synchronmaschine mit hoher Drehmomentdichte, Statorzahnspulen, Wassermantelkühlung und segmentierten NdFeB-Magneten (VACODYM 655 HR) auf der Rotoroberfläche übernommen [2]. Der Bemessungspunkt BP1 (430 Nm bei 1000 /min) und der Feldschwächbereich bis BP2 (143 Nm bei 3000 /min) beschreiben typische Betriebspunkte von Industrieantrieben. Um einen fairen Vergleich zu gewährleisten, werden die Masse des eingesetzten Magnetmaterials $m_{Mag} = 2,63 \text{ kg}$, der Statoraußendurchmesser $d_{sa} = 314 \text{ mm}$, die Luftspaltweite $\delta = 0,7 \text{ mm}$, die axiale Eisenlänge $l_{Fe} = 180 \text{ mm}$, die Wassermantelkühlung des Stators und die Betriebspunkte von der bereits gefertigten PMSM für die Auslegung der DSM, FRM und FSM übernommen, wobei die Menge an Magnetmaterial bei der DSM aufgrund der Anordnung der Magnete im Statorjoch jedoch begrenzt ist ($m_{Mag,DSM} = 1,0 \text{ kg}$). Die Auslegung der Maschinen erfolgt mit gleichen Materialien (NdFeB-Magnete: VACODYM 633 HR, Elektroblech: M270-35A, Kennlinien im Anhang A.3). Die Windungszahl je Strang N_s wurde für jede Maschine so gewählt, dass die Flussverkettungen ψ und die Ströme i der Maschinen einen vergleichbaren Wert aufweisen, um eine zusammenfassende Darstellung der $\psi(i)$ -Diagramme der Maschinen zu ermöglichen. Eine Auslegung basierend auf einer maximal zulässigen Strangspannung wurde nicht durchgeführt, da die DSM mit einem Blockstrom betrieben wird, und somit die Strangspannung unrealistische Werte aufweist. Die erstellten FEM-Modelle sind in der folgenden Abbildung 2.16 dargestellt. Tabelle 2.1 fasst die wichtigsten Daten der Maschinen zusammen.

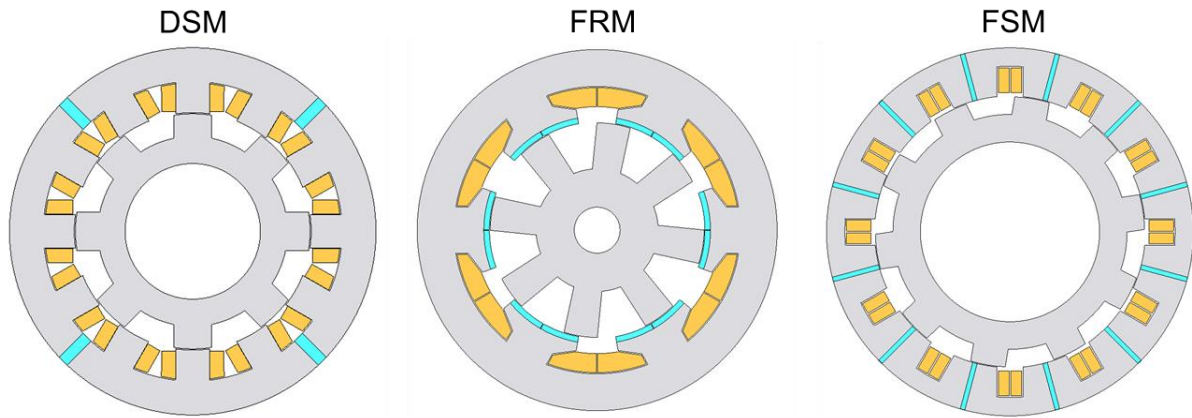


Abbildung 2.16: Zweidimensionale (2D), magnetisch nichtlineare Finite-Elemente-Methode-(FEM)-Modelle in JMAG der DSM (links), der FRM (mittig) und der FSM (rechts)

Tabelle 2.1: Grundparameter der ausgelegten Industriemaschinen (DSM, FRM, FSM)

Maschine	DSM	FRM	FSM
Innerer Statorradius r_{si}	109 mm	94 mm	116 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	157 mm	157 mm	157 mm
Axiale Länge l_{Fe}	180 mm	180 mm	180 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	12	6	12
Anzahl Rotorzähne Q_r	8	8	10
Luftspaltweite δ	0,7 mm	0,7 mm	0,7 mm
Windungszahl je Strang N_s	84	56	48
Magnetmasse m_{Mag}	1,0 kg	2,6 kg	2,6 kg

Nach der Erstellung der Modelle werden diese mit Hilfe eines transienten Zeitschrittverfahrens simuliert. Die FRM und die FSM weisen näherungsweise sinusförmige induzierte Spannungen auf, während die DSM eine blockförmige induzierte Spannung besitzt. Daher wird die DSM mit einem Blockstrom mit Lücken gespeist. In die FRM und die FSM werden dreiphasige Sinus-Drehstromsysteme eingepreßt. Die Software *JMAG Designer* löst daraufhin das Feldproblem über die *Maxwell*-Gleichungen mit FEM und berechnet damit verschiedene elektrische und mechanische Größen, wie z.B. das Luftspalt-Drehmoment M_δ und die Flussverkettung ψ aller drei Phasen in Abhängigkeit der Rotorstellung relativ zum Stator. Der Vergleich der Maschinen bezüglich der Drehmomentdichte erfolgt für eine Drehzahl von $n = 1000$ /min bei einer nahezu identischen thermischen Ausnutzung AJ (mit Strombelag A und Stromdichte J), welche proportional zur mittleren Wicklungserwärmung ist. Die Ergebnisse der Simulationen sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Die Flux-Switching-Machine erreicht bei einer typischen thermischen Ausnutzung ($AJ = 3910$ A/cm · A/mm²) für wassermantelgekühlte Maschinen das höchste Luftspalt-Drehmoment ($M_\delta = 436$ Nm), gefolgt von der Flux-Reversal-Machine ($M_\delta = 288$ Nm) und der Doubly-Salient-Machine ($M_\delta = 249$ Nm). Die Ergebnisse können mit Hilfe der magnetischen Koenergie W_{Mag}^* erklärt werden [46]. Mit Hilfe der Flussverkettungen ψ sowie der

eingepprägten Ströme i kann der Verlauf der Flussverkettung über dem Strom einer Phase für alle Maschinen dargestellt werden (Abbildung 2.17).

Tabelle 2.2: Vergleich der Berechnungsergebnisse der FEM-Simulationen der drei ausgelegten Maschinen (*Symmetrisches Dreiphasen-Sinus-Stromsystem, ** blockförmiges Stromsystem mit Stromlücken)

Maschine	DSM	FRM	FSM
Drehzahl n	1000 /min	1000 /min	1000 /min
Strangstrom I_s (Effektivwert)	72,8 A**	82,8 A*	110,0 A*
Stromdichte J	7,3 A/mm ²	8,3 A/mm ²	9,0 A/mm ²
Strombelag A	536 A/cm	471 A/cm	435 A/cm
Thermische Ausnutzung AJ	3911 A/cm·A/mm ²	3910 A/cm·A/mm ²	3912 A/cm·A/mm ²
Mittleres Luftspalt-Drehmoment M_δ (aus: Maxwell'scher-Spannungstensor, FEM)	249 Nm	288 Nm	436 Nm
Änderung der Koenergie ΔW_{Mag}^* einer Phase über eine elektrische Periode	67 Ws	74 Ws	91 Ws
Änderung des mechanischen Winkels $\Delta\gamma$ über eine elektrische Periode	$2\pi/8$	$2\pi/8$	$2\pi/10$
Mittleres Luftspalt-Drehmoment $M_\delta = 3 \cdot \Delta W_{Mag}^* / \Delta\gamma$ (aus: Koenergie, FEM)	256 Nm	283 Nm	434 Nm
Induzierte Spannung \hat{U}_p je Strang bei 1000 /min	222 V	192 V	219 V

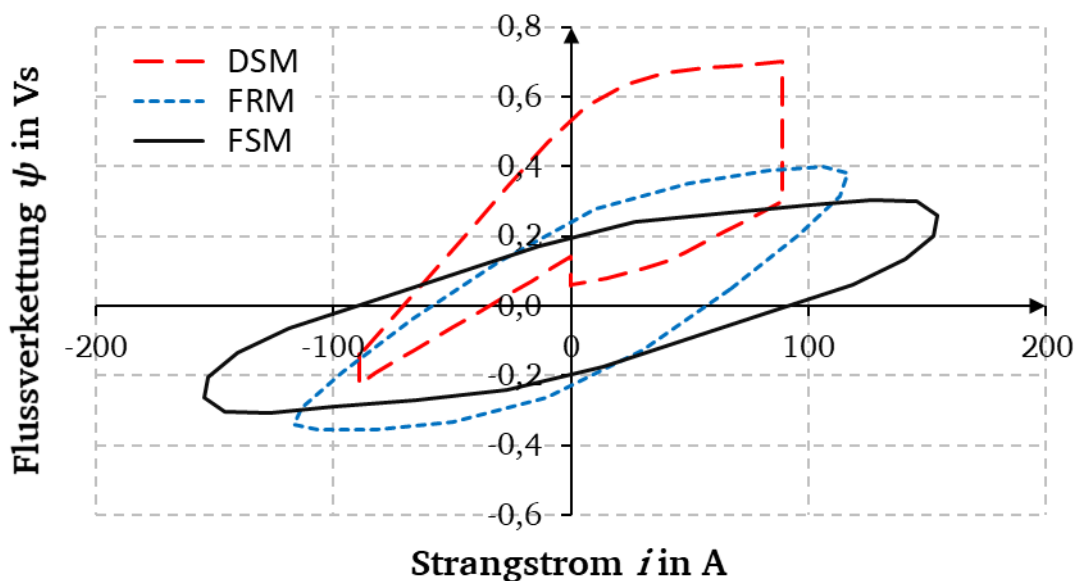


Abbildung 2.17: Simulierter Verlauf der Flussverkettungen einer Phase über den eingepprägten Strömen für die erstellten FEM-Modelle der DSM, FRM und FSM

Die Form der Verläufe der Flussverkettungen stimmen mit den theoretisch hergeleiteten Verläufen aus den vorangegangenen Abschnitten nur näherungsweise überein. Die eingeschlossene Fläche der jeweiligen Kurve entspricht der Änderung der magnetischen Koenergie je elektrischer Periode und ist daher proportional zum mittleren Drehmoment. Diese ist bei der FSM ($\Delta W_{\text{Mag}}^* = 91 \text{ Ws}$) größer als bei der FRM ($\Delta W_{\text{Mag}}^* = 74 \text{ Ws}$) und ist bei der DSM ($\Delta W_{\text{Mag}}^* = 67 \text{ Ws}$) am kleinsten. Die kleine Änderung der Koenergie je elektrischer Periode bei der DSM ist auf den Verlauf durch nur die ersten drei Quadranten der ψ - i -Ebene aufgrund des unipolaren PM-Flusses zurückzuführen. Die Änderung der Koenergie bei der FRM wird begrenzt durch die trotz hoher Windungszahl kleine Flussverkettung im Leerlauf ($i = 0 \text{ A}$). Dies ist auf den hohen Streufluss zwischen den Magneten eines Statorzahns zurückzuführen, da jeder Statorzahn einen Nord- und einen Südpol trägt und sich daher der Fluss dieser Magnete über Luftspalt und Zahnköpfe schließt. Somit ist dieser Fluss nicht mit der entsprechenden Statorspule verkettet und kann daher keinen Beitrag zur Drehmomenterzeugung liefern (Abbildung 2.18).

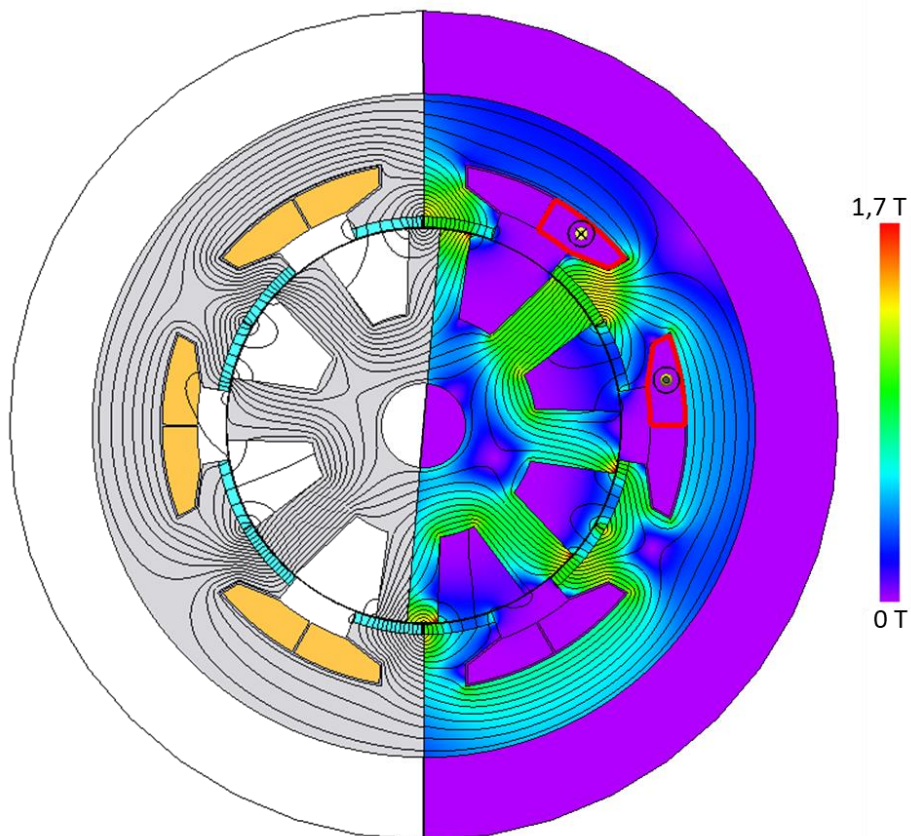


Abbildung 2.18: Berechneter Verlauf der Feldlinien (links) und Flussdichteverteilung (rechts) der FRM im Leerlauf (JMAG)

Tabelle 2.2 vergleicht die mit dem *Maxwell*'schen-Spannungstensor und alternativ die über die Änderung der Koenergie berechneten mittleren Luftspalt-Drehmomente und zeigt eine gute Übereinstimmung beider Berechnungsmethoden. Die Methode mit dem *Maxwell*'schen-Spannungstensor ist genauer, da diese auch das Rastmoment bei stromloser Wicklung ($i = 0$) aufgrund der Nutung und der Permanentmagnete erfasst, was bei der Berechnung über die Änderung der Koenergie nicht der Fall ist. Die Berechnung des Luftspalt-Drehmoments M_s erfolgt mit der Änderung der Koenergie ΔW_{Mag}^* über der Änderung des mechanischen Winkels

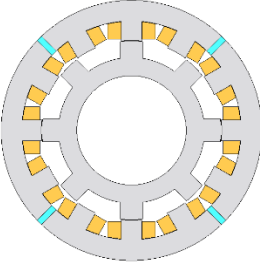
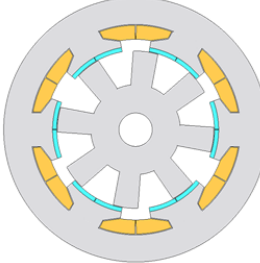
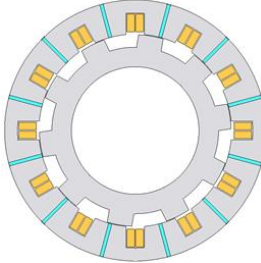
$\Delta\gamma$ für jede Phase m mit (2.8). Diese Berechnung geht daher davon aus, dass aufgrund des phasensymmetrischen Maschinenaufbaus eine identische Änderung der Koenergie in allen drei Phasen stattfindet.

$$M_{\delta} = m \cdot \frac{dW_{\text{Mag}}^*}{d\gamma} \quad (2.8)$$

Die Ergebnisse zeigen, dass das höchste Drehmoment bei der Flux-Switching-Maschine auftritt. Dies deckt sich mit den Überlegungen zur Koenergie bei den drei Modellen ($dW_{\text{Mag,FSM}}^* > dW_{\text{Mag,FRM}}^* > dW_{\text{Mag,DSM}}^*$).

Der hier durchgeführte Vergleich soll nur die prinzipiellen Unterschiede bei der Drehmomentberechnung mit der Koenergie zeigen und ist kein vollständiger Vergleich der drei Maschinentypen mit optimierten Maschinendesigns für jede Variante. Dennoch decken sich die zuvor vorgestellten Ergebnisse für Maschinen mit hohen Drehmomenten ($> 400 \text{ Nm}$) mit Ergebnissen aus der Literatur für Maschinen mit niedrigeren Drehmomenten ($< 10 \text{ Nm}$) [18]. Tabelle 2.3 fasst die Ergebnisse des Vergleichs nochmals zusammen [17], [18]. Sie bestätigt die höchste Drehmomentdichte bei der FSM und legt daher eine genauere Untersuchung der FSM für Antriebe mit hohen Drehmomenten nahe.

Tabelle 2.3: Vergleich der drei vorgestellten Maschinen (Vgl. [18])

Maschine	DSM	FRM	FSM
Aufbau			
Magnetanordnung	Im Statorjoch	Am Statorzahn	Im Statorzahn
Magnetmasse	Gering	Mittel	Hoch
Flussverkettung	Linearer Verlauf, unipolar	Sinusförmiger Verlauf, bipolar	Sinusförmiger Verlauf, bipolar
Polradspannung	Blockförmig	Sinusförmig	Sinusförmig
Drehmomentdichte	Gering	Gering	Hoch

Die FSM vereint einerseits die Vorteile einer geschalteten Reluktanzmaschine eines robusten, wicklungs- und magnetlosen Läufers und einer axial kurzen Wicklungsausladung im Stator dank der Zahnspulentechnik mit den Vorteilen einer permanentmagneterregten Synchronmaschine wie einer hohen Drehmomentdichte, eines hohen Wirkungsgrads und des Einsatzes konventioneller Zweipunkt- oder Dreipunkt-Umrichtertechnologie mit feldorientierter d-q-Stromregelung und Dreiphasen-Sinus-Strom-Speisung. Als Alternative zu konventionellen permanentmagneterregten Synchronmaschinen hat die FSM die bessere Kühlmöglichkeit der Magnete, da diese sich im Stator der Maschine befinden [49], so dass

Magnete für deutlich niedrigere Betriebstemperaturen verwendet werden können. Dadurch zeigt die FSM i.A. eine geringere Entmagnetisierungsgefahr aufgrund der kälteren Magnete [32]. Durch den robusten Rotor, die offenen Nuten und die gröbere Segmentierung der Magnete ist bei der FSM eine einfache Fertigung möglich, wenn die Fixierung der Magnete im Stator konstruktiv sinnvoll gelöst ist. Die einfache Fertigung sowie die Magnete mit niedriger Maximaltemperatur ermöglichen somit den Bau einer kostengünstigeren permanentmagneterregten Maschine. Diese Vorteile machen die Flux-Switching-Machine zu einer interessanten Alternative zu konventionellen permanenterregten Synchronmaschinen. Allerdings lässt die Reluktanzstruktur der Läufer- und Statorzähne – ähnlich wie bei der geschalteten Reluktanzmaschine – hohe magnetische Radialkraftanregungen vermuten und damit ein akustisch lautes Betriebsverhalten. Daher erfolgt in den folgenden Kapiteln eine genauere Untersuchung der Flux-Switching-Machine.

3 Analyse der Flux-Switching-Machine

Die FSM weist gegenüber der FRM und der DSM die höchste Drehmomentdichte auf [N] und wird daher im folgenden Abschnitt genauer vorgestellt. Neben der analytischen Berechnung des Luftspaltfelds werden Auslegungsrichtlinien für die FSM hergeleitet, welche die Auslegung der Maschine vereinfachen sollen.

3.1. Berechnung des Luftspaltfelds der Flux-Switching-Machine im Leerlauf

Für das Verhalten einer elektrischen Maschine ist das magnetische Feld im Luftspalt von entscheidender Bedeutung. Anhand des Luftspaltfelds kann die Funktionsweise der FSM genauer untersucht werden. Die Berechnung des radialen Luftspaltfelds der FSM mit Permanentmagneten erfolgt mit Hilfe eines Leitwertwellenmodells basierend auf den Leitwertfunktionen $\lambda(x)$ von *Kolbe* [50]. Das Luftspaltfeld $B_\delta(x, t)$ bei genuteter Luftspaltstruktur ergibt sich aus der Multiplikation des „ungenuteten“ Luftspaltfelds $B_{\delta, \text{ungenutet}}(x)$ mit den Nut-Leitwertfunktionen des Stators $\lambda_s(x)$ und des Rotors $\lambda_r(x, t)$. Vergleichbare Ansätze mit anderen Nut-Leitwertfunktionen sind ebenfalls in der Literatur zu finden [51].

$$B_\delta(x, t) = \mu_0 \cdot \frac{V_\delta(x)}{\delta_e} \cdot \lambda(x, t) = B_{\delta, \text{ungenutet}}(x) \cdot \lambda_s(x) \cdot \lambda_r(x, t) \quad (3.1)$$

Dabei beschreibt μ_0 die Permeabilität des Vakuums, V_δ die magnetische Spannung im Luftspalt, erzeugt durch die Magnete und die stromdurchflossene Wicklung, und $\delta_e (= \delta \cdot k_C)$ den um den *Carter-Faktor* $k_C (\cong k_{Cs} \cdot k_{Cr})$, jeweils für die Stator- und Rotornutung) erweiterten Luftspalt.

Das „ungenutete“ Luftspaltfeld der Permanentmagnete ist aufgrund der Befestigung der Magnete im Stator zunächst zeitunabhängig. Erst durch Multiplikation mit der umherlaufenden Nut-Leitwertfunktion des Rotors ergibt sich ein Drehfeld, welches zur Energiewandlung genutzt werden kann. Ausgehend von numerischen Feldberechnungen realer Geometrien mit linearem Eisenverhalten wurden in [50] zunächst angenäherte analytische Lösungen für die Feldverteilung in der Mitte des Luftspalts von Asynchronmaschinen unter Berücksichtigung der einseitigen Statornutation (offen oder halbgeschlossen) entwickelt und anschließend daraus Leitwertfunktionen $\lambda(x, t)$ abgeleitet. Die Berechnung der angenäherten Leitwertfunktionen für offene Nuten erfolgt mit den Formeln (3.2) - (3.4) [50].

$$\lambda(x) = \begin{cases} 1 - 2\beta + 2\beta \cdot \sin^6\left(\frac{\pi}{b_0} \cdot x\right) & \text{für } -\frac{b_0}{2} \leq x \leq \frac{b_0}{2} \\ 1 & \text{für } \frac{b_0}{2} < x \leq \tau_Q - \frac{b_0}{2} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\beta = 0,5 - \left(4 + \left(\frac{s_Q}{\delta}\right)^2\right)^{-0,5} \quad (3.3)$$

$$b_0 = s_Q \cdot \left(1 + \left(0,8 + 0,0001 \cdot \left(\frac{s_Q}{\delta} - 6\right)^4\right) \cdot e^{-\frac{1}{8,5} \cdot \left(\frac{s_Q}{\delta} - 0,9\right)}\right) \quad (3.4)$$

Dabei beschreibt b_0 die effektive Nutschlitzbreite, τ_Q die Nutteilung, s_Q die geometrische Nutschlitzbreite, δ die Luftspaltweite und x die Umfangskoordinate. Bei offenen Rechtecknuten ist die Nutschlitzbreite s_Q identisch mit der Nutbreite b_0 . Hier werden in der Folge offene Nuten betrachtet.

Abbildung 3.1 verdeutlicht den Verlauf einer Leitwertfunktion nach [50] nochmals grafisch.

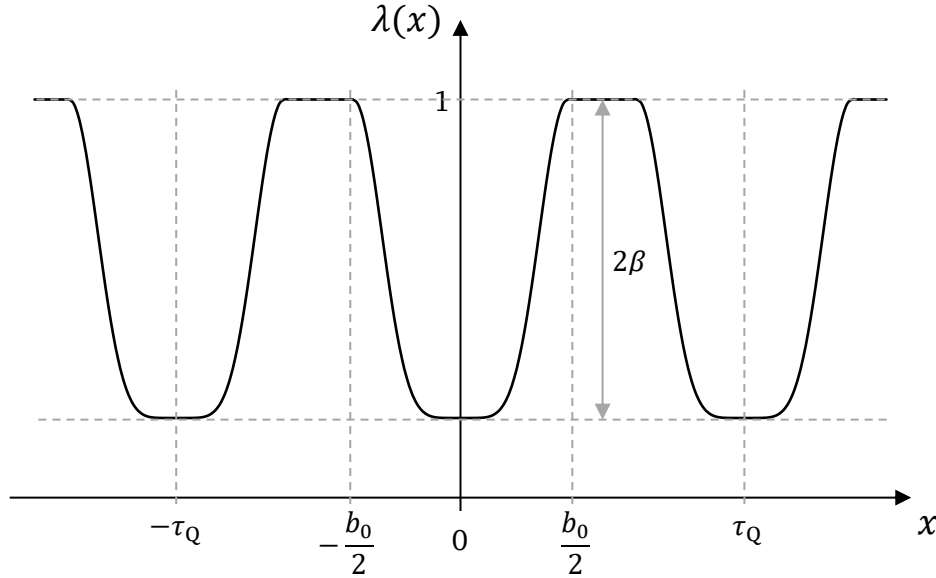


Abbildung 3.1: Leitwertfunktion $\lambda(x)$ nach Kolbe in der Mitte des Luftspalts über der Umfangskoordinate x [50]

Diese Leitwertfunktion kann mit der *Fourier*-Reihenentwicklung in Einzelwellen zerlegt werden, um somit eine genauere Betrachtung der Luftspaltfelder zu ermöglichen [50].

$$\lambda(x) = \frac{1}{2} \cdot \lambda_0 + \sum_{g=1,2,3,\dots}^{\infty} \lambda_g \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_Q} \cdot g \cdot x\right) \quad (3.5)$$

Dabei beschreibt $\lambda_0/2$ den Gleichanteil und λ_g die Amplituden der Harmonischen.

$$\frac{\lambda_0}{2} = 1 - \frac{11}{8} \cdot \beta \cdot \frac{b_0}{\tau_Q} \quad (3.6)$$

$$\lambda_g = \frac{\beta}{8\pi \cdot g} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{x_g}\right) \cdot \left(\frac{15}{1-x_g^2} + \frac{6}{1-4 \cdot x_g^2} + \frac{1}{1-9 \cdot x_g^2} - 22\right) \quad (3.7)$$

$$x_g = \frac{1}{g \cdot \frac{b_0}{\tau_Q}} \quad (3.8)$$

Der Ansatz nach Kolbe [50] wurde speziell wegen der Darstellung der Leitwertfunktion als *Fourier*-Reihenentwicklung sowie der guten Übereinstimmung bei der Berechnung der radialen Luftspaltfelder mit FEM-Simulationen (Abbildung 3.5) gewählt.

Die komplette Vorgehensweise zur Berechnung des radialen Luftspaltfelds einer FSM wird im Folgenden vorgestellt. Dabei werden das radiale Luftspaltfeld der Permanentmagnete und anschließend das radiale Feld, erzeugt durch die stromerregte Spulenordnung, getrennt berechnet. Durch die getrennte Berechnung der Felder (lineare $B_{Fe}(H_{Fe})$ -Kennlinie im Eisen vorausgesetzt, hier speziell $\mu_{Fe} = B_{Fe}/H_{Fe} \rightarrow \infty$) kann auf eine Bestimmung der tangentialen Komponente des Luftspaltfelds verzichtet werden, da die radialen Komponenten der beiden

Luftspaltfelder für eine prinzipielle Beschreibung der Funktionsweise über die Spulenflussverkettungen ausreichend sind.

Die beispielhafte Berechnung erfolgt vereinfacht für eine geometrisch lineare (=abgewinkelte) Anordnung der FSM mit sechs Statorzähnen und fünf Rotorzähnen (Abbildung 3.2). Die Randeffekte des Modells am linken und rechten Ende werden vernachlässigt und über eine entsprechende Randbedingung wird das Modell periodisch linear fortgesetzt. Das Modell hat eine Gesamtlänge von 300 mm, die Magnethöhe beträgt $h_{PM} = 10$ mm (= b_{ds}) und die Luftspaltweite $\delta = 2$ mm.

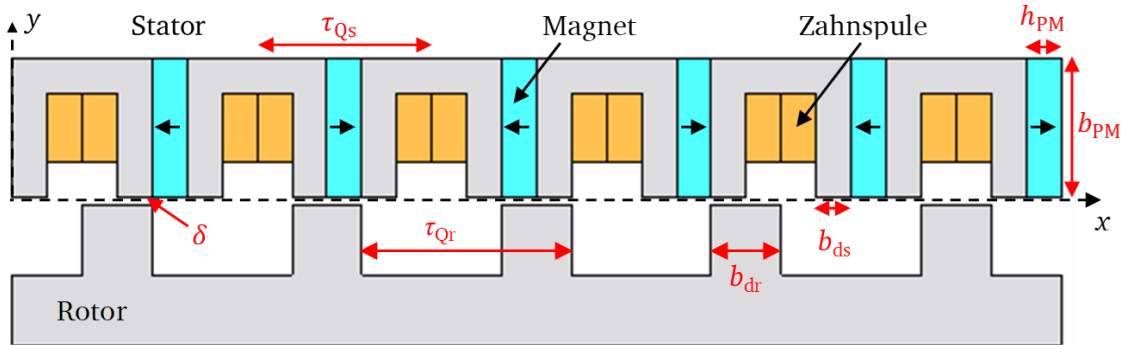


Abbildung 3.2: Vereinfachte, geometrisch lineare Anordnung einer FSM mit sechs Statorzähnen und fünf Rotorzähnen (JMAG)

Zunächst wird das „ungenutzte“ Luftspaltfeld der Magnete $B_{\delta,PM,ungenutzt}$ (Feld-Normalkomponente in Luftspaltmitte ohne Stator- und Rotornutung) durch eine *Fourier-Reihenentwicklung* dargestellt, wie es (3.9) zeigt. Als Annahmen werden dafür eine Konstanz der Flussdichte senkrecht zur x -Richtung (also in y -Richtung = Normalkomponente hängt nicht von y ab) und eine rechteckförmige Verteilung der magnetischen Spannung im Luftspalt, erzeugt durch die Permanentmagnete, gewählt ($\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$). Die Höhe der Flussdichte in Luftspaltmitte kann über die vereinfachte Anordnung in Abbildung 3.2 und (3.11) ermittelt werden. Dann ist wegen der Abszissensymmetrie der Normalkomponente der Flussdichteverteilung die Ordnungszahl μ ungerade und $\mu_{r,m}$ ist die relative Permeabilität der Permanentmagnete ($\mu_{r,m} \approx 1$).

$$B_{\delta,PM,ungenutzt}(x) = \sum_{\mu=1,3,5,\dots}^{\infty} B_{\delta,PM,\mu} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot \mu \cdot x\right) \quad (3.9)$$

$$B_{\delta,PM,\mu} = -\frac{4}{\pi \cdot \mu} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \mu \cdot \alpha_e\right) \cdot B_{PM} \quad \text{mit} \quad \alpha_e = \frac{\tau_{Qs} - h_{PM}}{\tau_{Qs}} \quad (3.10)$$

$$B_{PM} = \frac{B_R}{\frac{\tau_{Qs} - h_{PM}}{2 \cdot b_{PM}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta}{h_{PM}}} \quad (3.11)$$

Abbildung 3.3 zeigt die berechnete und simulierte (FEM) y -Komponente des Luftspaltfelds in Luftspaltmitte der „ungenutzten“ Anordnung (Parameter: Remanenzflussdichte $B_R = 1,2$ T, relative Permeabilität des Eisens $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, relative Permeabilität der Permanentmagnete $\mu_{r,m} \approx 1$, maximale harmonische Ordnung $\mu_{max} = 999$).

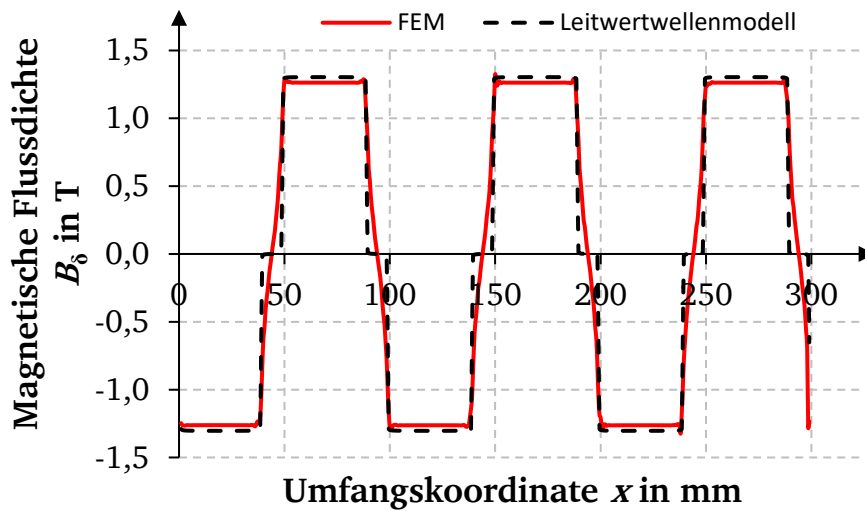


Abbildung 3.3: Mit dem Leitwertwellenmodell berechnete und mit FEM simulierte y -Komponente des Luftspaltfelds in der Luftspaltmitte der „ungenutzten“ Anordnung aber mit der Magnetanordnung aus Abbildung 3.2 ($B_R = 1,2$ T, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$, $\mu_{\text{max}} = 999$)

Die Unterschiede zwischen den berechneten Feldern sind auf die angenommene rechteckförmige Verteilung der magnetischen Spannung der Permanentmagnete zurückzuführen.

Anschließend wird nun der Einfluss der Nutung auf die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte beschrieben. Durch die Statornutung ergibt sich ein Flusskonzentrationseffekt, da die Statorzahnbreite auf den Wert $2 \cdot b_{ds}$ verkleinert wird (Abbildung 3.2). Dies muss in der Berechnung der Flussdichte über einen Konzentrationsfaktor k_{M1} berücksichtigt werden (3.12). Dies erfolgt hier idealisiert über die Definition eines Längenverhältnisses. Außerdem erfolgt die weitere Berechnung der Flussdichte B_{PM} mit dem um den Carter-Faktor erweiterten Luftspalt δ_e ($\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$).

$$B_{PM} = \frac{B_R}{\frac{1}{k_{M1}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta_e}{h_{PM}}} \quad \text{mit} \quad k_{M1} = \frac{b_{PM}}{b_{ds}} \quad (3.12)$$

Die Rotornutung führt zu einer Veränderung des magnetischen Flusspfads durch den Stator, wie Abbildung 3.2 zeigt. Dadurch konzentriert sich der Fluss von zwei benachbarten Magneten im Luftspalt und führt zu einer weiteren Erhöhung der maximalen Flussdichte B_{PM} im Luftspalt, was in der Berechnung über einen zweiten Konzentrationsfaktor k_{M2} erfasst wird (3.13). Der Konzentrationsfaktor k_{M2} nimmt Werte zwischen 1 und 2 an, abhängig von der Eisensättigung und dadurch auftretenden Streuflüssen ($k_{M2} = 2$ gilt für unendliche Eisenpermeabilität, $\mu_{r,Fe} \rightarrow \infty$).

$$B_{PM} = \frac{k_{M2} \cdot B_R}{\frac{1}{k_{M1}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta_e}{h_{PM}}} \quad \text{mit} \quad k_{M2} = 2 \quad (3.13)$$

Die mit (3.13) ermittelte Flussdichte wird als Wert für die rechteckförmige Flussdichteverteilung des „ungenutzten“ Felds angenommen, da die Leitwertfunktionen von *Kolbe* keine Flusskonzentration berücksichtigen, wie dies nur bei einer exakten Berechnung der Feldverteilung [52] auftritt. Diese exakten Berechnungen weisen allerdings keine geschlossene Lösung auf und sind daher für eine analytische Berechnung ungeeignet.

Anschließend wird jeweils für den Stator und den Rotor eine Nut-Leitwertfunktion mit den Formeln (3.5) - (3.8) berechnet und diese mit dem „ungenutzten“ Luftspaltfeld multipliziert (vgl. (3.1)). Die Nut-Leitwertfunktionen von Stator und Rotor im Vergleich zur jeweiligen Geometrie sind in Abbildung 3.4 zu sehen. Die Nut-Leitwertfunktion des Stators ruht relativ zum Stator und ist daher zeitunabhängig $\lambda_s(x)$, während die Nut-Leitwertfunktion des Rotors mit dem Rotor rotiert und daher eine Zeitabhängigkeit aufweist $\lambda_r(x, t)$.

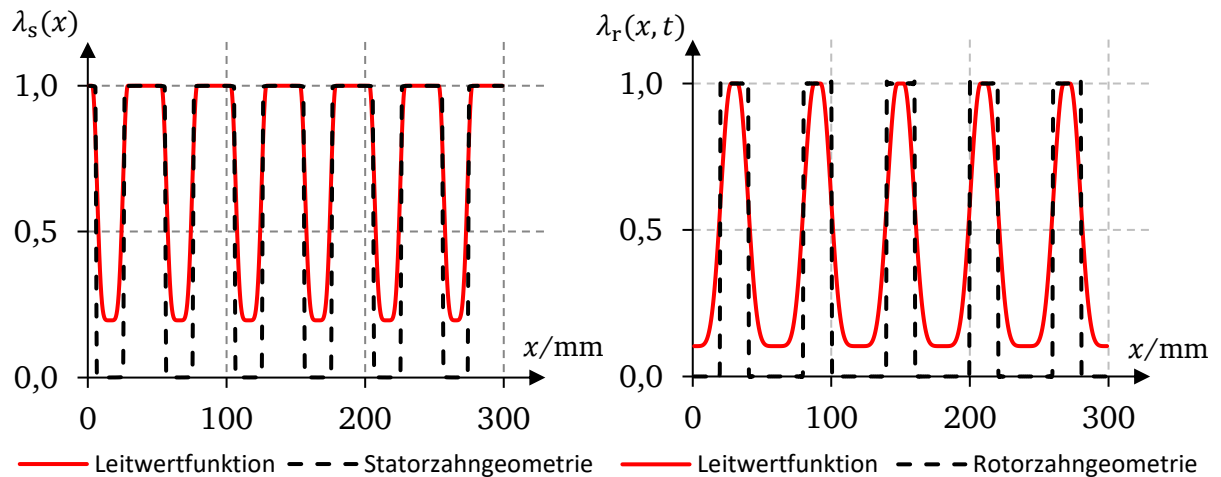


Abbildung 3.4: Berechnete Nut-Leitwertfunktionen von Stator $\lambda_s(x)$ (links) und Rotor $\lambda_r(x, t)$ (rechts) zum Zeitpunkt $t = 0$ im Vergleich zur jeweiligen Zahngeometrie der genutzten Anordnung aus Abbildung 3.2

Abbildung 3.5 zeigt die rechnerisch ermittelten Normalkomponenten der Luftspaltfelder für die Rotorposition relativ zum Stator aus Abbildung 3.2 und Abbildung 3.6 ($B_R = 1,2$ T, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} = 1$, $\mu_{\text{max}} = 999$). Das berechnete Luftspaltfeld (Normalkomponente in Luftspaltmitte) weist eine gute Übereinstimmung mit dem simulierten Feld auf und bestätigt damit die näherungsweise Berechnung des Luftspaltfelds einer FSM mit den Nut-Leitwertfunktionen nach Kolbe.

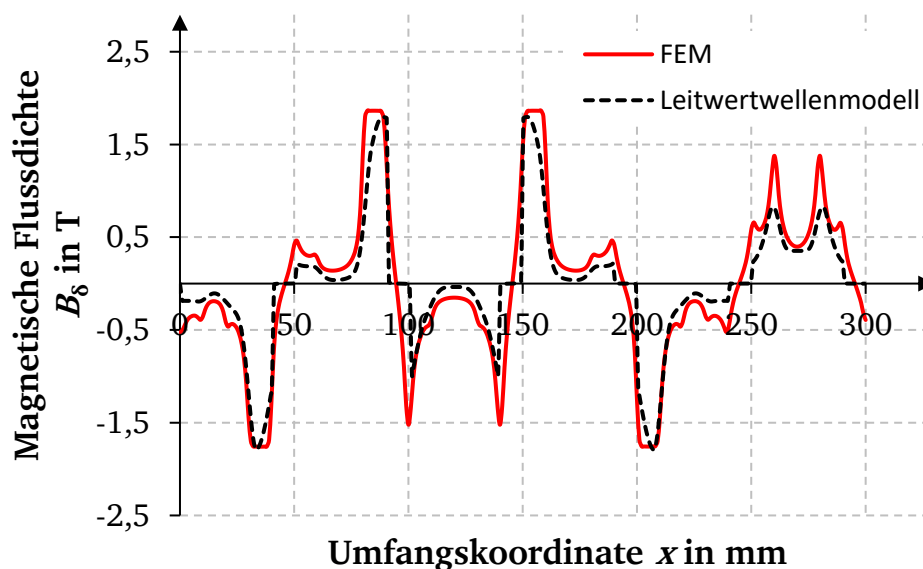


Abbildung 3.5: Mit dem Leitwertwellenmodell berechnete und mit FEM simulierte y -Komponente des Luftspaltfelds in der Luftspaltmitte für die Rotorposition relativ zum Stator gemäß Abbildung 3.2 ($B_R = 1,2$ T, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$, $\mu_{\text{max}} = 999$) im unbestromten Zustand ($i = 0$)

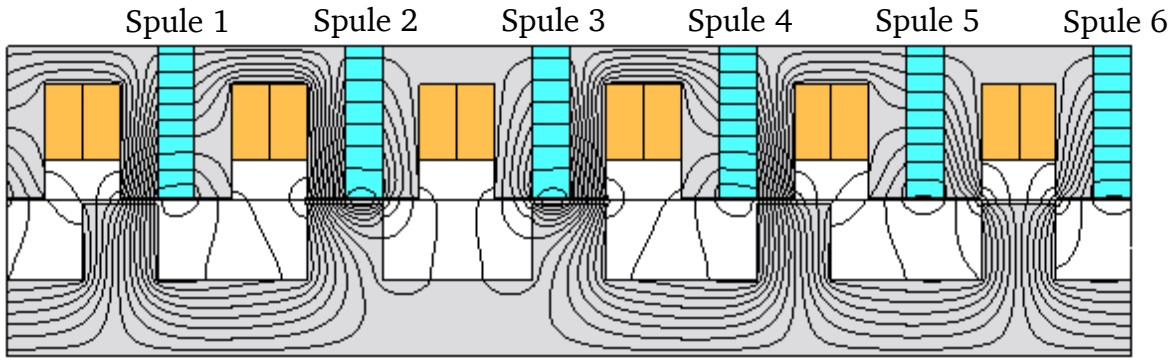


Abbildung 3.6: Simulierter Feldlinienverlauf des vereinfachten 2D-FEM-Modells in JMAG für den unbestromten Zustand ($i = 0$, $B_R = 1,2 \text{ T}$, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$)

Durch die Berechnung des Luftspaltfelds im Leerlauf der FSM mit den Nut-Leitwertfunktionen kann nun gezeigt werden, dass die Energiewandlung bei der Flux-Switching-Maschine über mehrere Feldwellen im Luftspalt erfolgt [53]. Dazu ist es ausreichend, die Grundwelle und die dritte Harmonische des „ungenutzten“ PM-Felds $B_{\delta,PM,1}^*$ und $B_{\delta,PM,3}^*$ sowie eine vereinfachte Grundwelle der Nut-Leitwertfunktion des Rotors $\lambda_r^*(x, t)$ mit dem Gleichanteil zu betrachten ((3.14) - (3.16)), da die so berechneten Feldwellen auch nach Multiplikation mit der Statornut-Leitwertfunktion aufgrund des Gleichanteils der Statornut-Leitwertfunktion im Luftspalt weiterhin auftreten.

$$B_{\delta,PM,1}^*(x) = B_{\delta,PM,1} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x\right) \quad (3.14)$$

$$B_{\delta,PM,3}^*(x) = B_{\delta,PM,3} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x\right) \quad (3.15)$$

$$\lambda_{r,1}^*(x, t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_{Qr}} \cdot x - \omega t\right) \quad \text{mit } \omega = 2\pi \cdot n \cdot Q_r \quad (3.16)$$

Die Grundwelle des „ungenutzten“ PM-Luftspaltfelds ruht zunächst im Stator und induziert daher keine Spannung in die Statorwicklung. Diese Grundwelle wird durch die Reluktanzstruktur des Rotors moduliert, was durch eine Multiplikation der PM-Grundwelle mit der vereinfachten Grundwelle der Nut-Leitwertfunktion des Rotors mathematisch beschrieben wird. Dadurch ergeben sich mathematisch drei Feldwellen im Luftspalt:

$$\begin{aligned} B_{\delta,PM,1}^*(x) \cdot \lambda_{r,1}^*(x, t) &= \\ &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,1} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x\right) + \frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,1} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_{Qr}} \cdot x - \omega t\right) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,1} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x\right) + \\ &+ \frac{1}{4} \cdot B_{\delta,PM,1} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x + \frac{2\pi}{\tau_{Qr}} \cdot x - \omega t\right) + \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{Qs}} \cdot x - \frac{2\pi}{\tau_{Qr}} \cdot x + \omega t\right) \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Der ruhende von t unabhängige Teil induziert keine Spannung in der Statorwicklung. Eine Statorzahnspule umfasst den Flussbereich von $x = 0 \dots \tau_{Qs}$. Für diese Spule wird im Folgenden der umschlossene magnetische Fluss $\Phi_{1,1}$ und $\Phi_{1,2}$ der beiden verbleibenden wandernden Feldwellen berechnet:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{1,1} &= l_{\text{Fe}} \cdot \int_0^{\tau_{\text{Qs}}} \frac{1}{4} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot \cos\left(\left(\frac{\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}\right) \cdot x - \omega t\right) dx = \\
 &= \frac{1}{4} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}} \cdot \left(\sin\left(\left(\frac{\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}\right) \cdot \tau_{\text{Qs}} - \omega t\right) - \sin(-\omega t)\right) = \\
 &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi + 2\pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\Phi_{1,2} = -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi - 2\pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \tag{3.19}$$

Mit der Annahme, dass $\tau_{\text{Qr}} = \tau_{\text{Qs}} = \tau_{\text{Q}}$ und $Q_r = Q_s$ (wie in Abschnitt 3.2 gezeigt wird, sollte $Q_r \approx Q_s$ entsprechen, um eine hohe Drehmomentdichte zu erreichen, und es sollte $Q_r \neq Q_s$ sein, um ein magnetisches „Kleben“ zu vermeiden), vereinfachen sich die Ausdrücke wie folgt:

$$\Phi_{1,1} = -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{\tau_{\text{Q}}}{3\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \tag{3.20}$$

$$\Phi_{1,2} = -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 1} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{\tau_{\text{Q}}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \tag{3.21}$$

Ein Vergleich der beiden magnetischen Flüsse zeigt, dass beide Flussverläufe mit identischer Frequenz und Phasenlage, aber unterschiedlicher Amplitude mit der betrachteten Spule verkettet und damit beide an der Drehmomentbildung beteiligt sind.

Eine ähnliche Berechnung für die dritte Harmonische des „ungenutzten“ PM-Luftspaltfelds ergibt erneut drei Feldwellen der Feldnormalkomponenten im Luftspalt:

$$\begin{aligned}
 B_{\delta, \text{PM}, 3}^*(x) \cdot \lambda_{r, 1}^*(x, t) &= \\
 &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} \cdot x\right) + \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}} \cdot x - \omega t\right) = \\
 &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} \cdot x\right) + \\
 &+ \frac{1}{4} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot \left(\cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} \cdot x + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}} \cdot x - \omega t\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} \cdot x - \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}} \cdot x + \omega t\right)\right)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Die entsprechenden Flüsse durch die bereits betrachtete Spule ergeben sich zu:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{3,1} &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{1}{\frac{3\pi}{\tau_{\text{Qs}}} + \frac{2\pi}{\tau_{\text{Qr}}}} \cdot \sin\left(\frac{3\pi + 2\pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{\tau_{\text{Q}}}{5\pi} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \\
 &= -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta, \text{PM}, 3} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \frac{\tau_{\text{Q}}}{5\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_{3,2} &= -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,3} \cdot l_{Fe} \cdot \frac{1}{\frac{3\pi}{\tau_{Qs}} - \frac{2\pi}{\tau_{Qr}}} \cdot \sin\left(\frac{3\pi - 2\pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \\
 &= -\frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,3} \cdot l_{Fe} \cdot \frac{\tau_Q}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot B_{\delta,PM,3} \cdot l_{Fe} \cdot \frac{\tau_Q}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} - \omega t\right)
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Dies zeigt, dass die magnetischen Flüsse der Grundwelle und der dritten Harmonischen mit gleicher Frequenz und Phasenlage, aber unterschiedlicher Amplitude mit der betrachteten Spule verkettet sind. Für eine vollständige Betrachtung muss allerdings die Summe der Flussverkettungen aller Spulen einer Phase betrachtet werden, wobei die Phasenlage der einzelnen Flussverkettungen wichtig ist. Die zuvor berechneten Flüsse zeigen eine Abhängigkeit der Phasenlage vom Verhältnis aus Rotor- zu Statorzahnzahl. Analog zur vorgestellten Berechnung der Flüsse einer Spule können die Flüsse der restlichen Spulen bestimmt werden. Dadurch kann gezeigt werden, dass bei bestimmten Verhältnissen der Zahnzahlen Q_s/Q_r Frequenz und Phasenlage der Flüsse (erregt durch die Grundwelle und dritte Harmonische des PM-Luftspaltfelds) der einzelnen Spulen einer Phase übereinstimmen und somit eine hohe Summenflussverkettung erreicht werden kann. Eine genaue Vorstellung der empfohlenen Stator- und Rotorzahnzahlen erfolgt in Abschnitt 3.4.1. Dies zeigt, dass die Energiewandlung bei der FSM über mehrere Feldwellen im Luftspalt und nicht nur über eine Arbeitswelle erfolgt [53].

Außerdem zeigen die berechneten Flüsse, dass die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot n \cdot Q_r = 2\pi \cdot f_s$ des Rotors die Kreisfrequenzen der Flüsse festlegt. Für die Drehzahl n der Maschine folgt mit Hilfe von (3.16) der folgende Zusammenhang in Abhängigkeit der Statorfrequenz f_s und der Rotorzahnzahl Q_r :

$$n = \frac{f_s}{Q_r} \tag{3.25}$$

Eine genauere Berechnung der Felder im Luftspalt sowie der Interaktion des PM-Felds mit dem Feld der stromerregten Statorwicklung erfordert die zusätzliche Berücksichtigung der Statornutung. Dies führt jedoch bereits im einfachsten Fall zu neun Feldwellen im Luftspalt und ist somit für eine nachvollziehbare Darstellung ungeeignet. Im Folgenden werden daher lediglich die Polzahlen der Feldwellen im Luftspalt bei ausschließlicher Betrachtung der Grundwellen von PM-Luftspaltfeld, Wicklungsfeld, Stator- und Rotornut-Leitwertwellen mit Gleichanteilen bestimmt. Die vereinfachte Anordnung aus Abbildung 3.6 weist ein 6-poliges PM-Feld und ein 4-poliges Feld der Statorwicklung auf. Aufgrund der 5 Rotor- und 6 Statorzähne lassen sich die Grundwellen der Nut-Leitwertwellen von Rotor und Stator als 10- bzw. 12-polige Wellen beschreiben. Die Wellen werden mit Hilfe von Kosinus-Termen dargestellt. Die Berechnung des „genuteten“ PM-Luftspaltfelds und des Wicklungsfelds erfolgt erneut über die Multiplikation der Grundwellen der Felder mit den Grundwellen der Nut-Leitwertwellen. Für die Polzahl der Wellen bedeutet die Multiplikation verschiedener Kosinus-Terme eine Addition und eine Subtraktion der Polzahlen, wobei die Drehrichtung der Feldwellen beachtet werden muss. Der Gleichanteil der Nut-Leitwertwellen bedeutet eine Erhaltung der Polzahl der betrachteten Welle. Damit werden die verschiedenen Polzahlen der Feldwellen von PM-Luftspaltfeld und Wicklungsfeld berechnet. Diese Berechnung ist in Tabelle 3.1 verdeutlicht. Die Frequenz der Wellen ist bestimmt über die Frequenz der Grundwelle der Rotornut-Leitwertwelle und der Wicklungsfeld-Grundwelle und ergibt sich daher ebenfalls aus der Addition bzw. Subtraktion ihrer Kosinus-Argumente.

Tabelle 3.1: Herleitung der Polzahlen und Frequenzen (Vielfaches von ωt : schwarz \rightarrow 1-fach, rot \rightarrow 2-fach, blau \rightarrow 0-fach) der Feldgrundwellen von PM-Luftspaltfeld und Wicklungsfeld der vereinfachten FSM aus Abbildung 3.6 bei reiner Betrachtung der Grundwellenfelder sowie der Grundwellen der Nut-Leitwertfunktionen mit Gleichanteil

	Polzahl		Polzahlen		Polzahlen
PM-Feld	6		6, 16, 4		6, 16, 4, 18, 28, 16, 6, 4, 8
		Modulation mit 10-poliger Rotor-Leitwertwelle		Modulation mit 12-poliger Stator-Leitwertwelle	
Feld der Wicklung	4		4, 14, 6		4, 14, 6, 16, 26, 18, 8, 2, 6

Daher zeigt Tabelle 3.1, dass mehrere Feldwellen der beiden Quellen gleiche Polzahlen und gleiche Frequenzen (4-, 8- und 16-polige Feldwellen) haben und somit miteinander ein konstantes Drehmoment erzeugen können. Dies verdeutlicht, dass trotz der stark verzerrten Normalkomponente des Luftspaltfelds (Abbildung 3.5) ein konstantes Drehmoment bei der FSM erzeugt werden kann und dass mehrere Feldwellen im Luftspalt an der Drehmomenterzeugung beteiligt sind. Die ruhenden Feldwellen mit beispielsweise 6 und 18 Polen (blau in Tabelle 3.1) erzeugen ebenso ein elektromagnetisches Drehmoment wie die bewegten Feldwellen.

3.2. Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbilds

Aufgrund der zeitlich sinusförmigen Flussverkettungen und induzierten Spannungen wird das Betriebsverhalten der Flux-Switching-Machine über das gleiche Ersatzschaltbild je Strang beschrieben wie das Betriebsverhalten der konventionellen PMSM mit Rotormagneten. Das einphasige Ersatzschaltbild der Flux-Switching-Machine für Sinusgrößen ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Berechnung der einzelnen Parameter des Ersatzschaltbilds erfolgt in den folgenden Abschnitten, wobei auf die Berechnung des Strangwiderstands R_s und der Streureaktanz X_{sg} verzichtet wird, da diese analog zur Berechnung bei konventionellen Maschinen erfolgt.

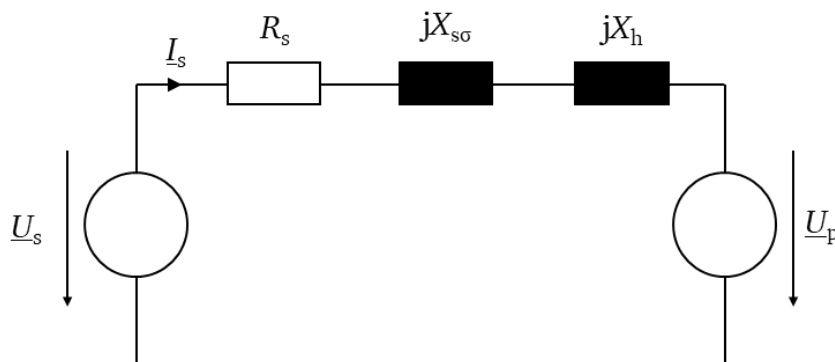


Abbildung 3.7: Elektrisches Ersatzschaltbild je Strang einer Synchronmaschine ohne Reluktanzunterschied in d- und q-Achse sowie einer Flux-Switching-Machine für Sinusgrößen

3.2.1. Berechnung der Polradspannung

Mit Hilfe des vorgestellten Modells zur analytischen Berechnung der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte bei ideal magnetisierbaren Eisen wird der magnetische Fluss $\Phi_{PM}(t)$ durch die Statorspulen im Leerlauf berechnet, wie bereits in Abschnitt 3.1 für das vereinfachte

Luftspaltfeld bei linear abgewickelter Geometrie gezeigt. Abbildung 3.8 zeigt die zeitlichen Verläufe der berechneten magnetischen Flüsse durch die einzelnen Statorspulen für die beispielhafte Anordnung aus Abbildung 3.6 (axiale Länge $l_{Fe} = 0,05$ m, Geschwindigkeit des Rotors $v = 10$ m/s, Windungszahl je Spule $N_c = 1$). Abhängig von der Verschaltung der Spulen je Phase der Maschine kann somit die Flussverkettung $\Psi_{PM}(t)$ einer Phase im Leerlauf bestimmt werden. Die Flüsse Φ_1 und Φ_4 aus Abbildung 3.8 sind nahezu in Phase, sodass die Spulen 1 und 4 in Serie zu schalten sind. Sie legen daher eine Verschaltung der Spulen als Zahnspulen mit einer Lochzahl $q = \frac{1}{2}$ gemäß dem Zonenplan +U, -U, +V, -V, +W, -W, +U, -U, +V, -V, +W, -W nahe, da dies die höchste Flussverkettung je Phase erzeugt. Wie bereits in Kapitel 2 erwähnt wurde und in Abschnitt 3.4 erklärt wird, benötigt die FSM eine gerade Anzahl an Statorzähnen. Dadurch sind pro Phase mindestens zwei Spulen vorhanden, welche in Serie geschaltet werden, da diese eine unterschiedliche Induktivität aufweisen (Abschnitt 3.4). Mit Hilfe der Windungszahl je Spule N_c und den magnetischen Flüssen je Spule $\Phi_{1..6}$ werden die magnetischen Flussverkettungen je Phase $\Psi_{U,V,W}$ bei unbestromten Spulen ($i = 0$) (Index 0) berechnet. Die gemäß (3.26) berechneten Flussverkettungen sind in Abbildung 3.8 gezeigt und weisen einen nahezu sinusförmigen Verlauf auf, obwohl die Flussverläufe je Spule (z.B. Φ_{10} , Φ_{40}) etwas von der Sinusform abweichen.

$$\begin{aligned} \Psi_{U0} &= N_c \cdot (\Phi_{10} + \Phi_{40}), & \Psi_{V0} &= N_c \cdot (\Phi_{20} + \Phi_{50}), & \Psi_{W0} &= N_c \cdot (\Phi_{30} + \Phi_{60}), \\ \hat{\Psi}_{U0} &= \hat{\Psi}_{V0} = \hat{\Psi}_{W0} = \hat{\Psi}_{PM} \end{aligned} \quad (3.26)$$

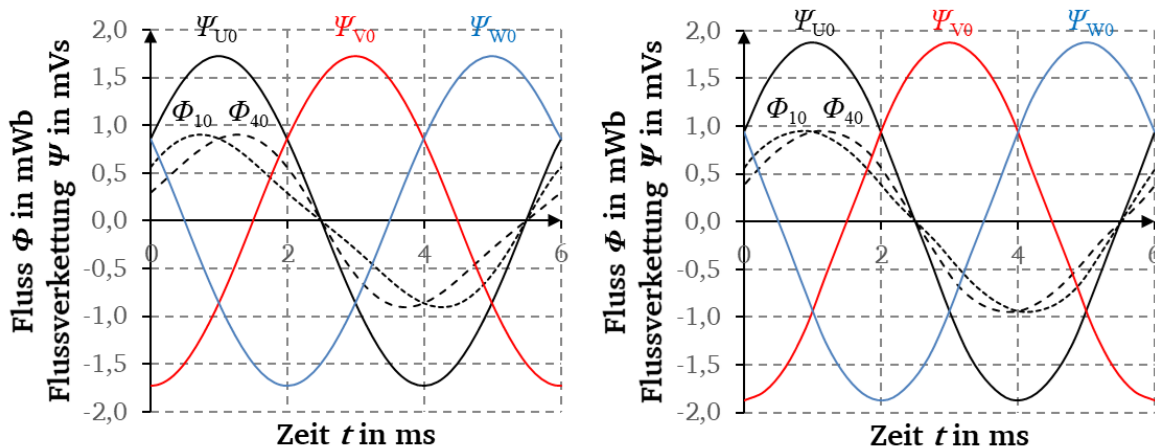


Abbildung 3.8: Generatorischer Leerlauf: Berechnete Flüsse und Flussverkettungen der vereinfachten linearen Anordnung aus Abbildung 3.6 bei unbestromten Spulen für eine axiale Länge $l_e = 0,05$ m, eine Geschwindigkeit des Rotors $v = 10$ m/s und eine Windungszahl je Spule $N_c = 1$ (links: Leitwertwellenmodell, rechts: FEM)

Abbildung 3.8 zeigt, dass die Verläufe der Flüsse Φ_{10} und Φ_{40} des Nut-Leitwertwellenmodells und der FEM-Simulation gut übereinstimmen bis auf eine etwas unterschiedliche Lage der Maxima. Die Verläufe der Flüsse beider Modelle weisen identische Nullstellen auf, allerdings treten die Maxima der Flüsse zu leicht versetzten Zeitpunkten auf. Dies liegt an der effektiven Zahnbreite der Rotorzähne des Nut-Leitwertwellenmodells, welche die Breite der Rotorzähne reduziert, wie Abbildung 3.4 zeigt, und damit die Verschiebung der Maxima vergrößert. Daher führt die Summe der Flüsse Φ_{10} und Φ_{40} des Nut-Leitwertwellenmodells zu einer kleineren Leerlauf-Flussverkettung Ψ_{U0} im Vergleich zum FEM-Modell. Dies verdeutlicht die Abhängigkeit der genannten Verzerrung des Flusszeitverlaufs von der Rotorzahnbreite. Für eine hohe Flussverkettung je Strang sollten die Maxima der einzelnen Spulenflüsse nahe beieinander liegen, was über eine Variation der Rotorzahnbreite erreicht werden kann. Genauere Untersuchungen zur „optimalen“ Stator- und Rotorzahnbreite erfolgen in Abschnitt 3.4.2.

Aus den Leerlauf-Flussverkettungen $\Psi_{PM}(t)$ der drei Phasen U, V, W ergeben sich die zeitlichen Verläufe der induzierten Polradspannung $u_p(t)$ der einzelnen Phasen.

$$u_p(t) = \frac{d\Psi_{PM}(t)}{dt} \quad (3.27)$$

Alternativ können die Amplitude bzw. der Effektivwert der induzierten Spannung U_p auch vereinfacht bestimmt werden. Der in Abschnitt 3.1 berechnete Wert für die Flussdichte im Luftspalt B_{PM} (3.13) beschreibt die maximal auftretende Flussdichte im Luftspalt der Flux-Switching-Machine. Wie Abbildung 3.5 und Abbildung 3.6 zeigen, ist dieser Wert über den Zahnbereich näherungsweise konstant und tritt für eine bestimmte Lage des Statorzahns relativ zum Rotorzahn auf (siehe z.B. Spule 1 in Abbildung 3.6). Damit kann der maximale magnetische Fluss, der in einen Statorzahn eintritt, wie folgt näherungsweise berechnet werden:

$$\hat{\Phi} = B_{PM} \cdot b_{ds} \cdot l_{Fe} \quad \hat{\Psi} = N_c \cdot \hat{\Phi} = N_c \cdot B_{PM} \cdot b_{ds} \cdot l_{Fe} \quad (3.28)$$

Abbildung 3.6 zeigt jedoch, dass nicht der gesamte Fluss, der in den Zahn eintritt, auch mit der entsprechenden Spule verkettet ist, da ein gewisser Anteil des Flusses sich über den Luftspalt und die Rotornut schließt. Dieser Anteil nimmt für hohe Rotorzahnzahlen ($Q_r > 7$ bei $Q_s = 6$) deutlich zu, wodurch der mit einer Spule verkettete Fluss abnimmt. Daher hängt die Spulen-Flussverkettung ebenfalls von der Rotorzahnzahl ab. Abbildung 3.9 zeigt die berechnete maximale Flussverkettung von Spule 1 Ψ_1 ($N_c = 1$) aus Abbildung 3.6 für unterschiedliche Rotorzahnzahlen Q_r (bei identischem Stator) für eine konstante Rotorzahnbedeckung $\alpha_{dr} (= b_{dr}/\tau_{Qr} = 1/3)$ und verdeutlicht die Abnahme der Flussverkettung bei hohen Rotorzahnzahlen, berechnet mit dem Nut-Leitwertwellenmodell. Um eine vereinfachte Berechnung der Polradspannung für verschiedene Rotorzahnzahlen über die Flussdichte B_{PM} dennoch zu ermöglichen, wird mit Hilfe des Nut-Leitwertwellenmodells ein Wicklungsfaktor k_w^* gemäß (3.29) eingeführt. Dieser kann vereinfacht aus einem Vergleich der Werte aus Abbildung 3.9 mit dem maximalen Wert der Flussverkettung der halben Nutteilung $\tau_{Qs}/2$ ($= 1,1$ mVs) bestimmt werden, da diese nur den in den Zahn eintretenden Fluss berücksichtigt. Der Wicklungsfaktor ist ebenfalls in Abbildung 3.9 dargestellt und zeigt, dass für eine hohe Flussverkettung Ψ und damit eine hohe induzierte Polradspannung U_p die Rotorzahnzahl Q_r in etwa der Statorzahnzahl Q_s entsprechen sollte, wobei $Q_r \neq Q_s$ beachtet werden muss.

Da nur bestimmte Kombinationen von Zahnzahlen ($Q_s = 6 \rightarrow Q_r = 5$ oder 7) sowie Vielfache davon bei der Flux-Switching-Machine sinnvoll realisiert werden können (vgl. Abschnitt 3.4), werden im Folgenden nur zwei Werte für den Wicklungsfaktor angegeben:

- Für $Q_s = 6$ und $Q_r = 5$ sowie Vielfache davon: $k_w^* = 0,84$
- Für $Q_s = 6$ und $Q_r = 7$ sowie Vielfache davon: $k_w^* = 0,84$

Es sei jedoch angemerkt, dass dieser Wicklungsfaktor lediglich für eine erste Abschätzung der Polradspannung über den beschriebenen Formelsatz (3.29) - (3.30) sinnvoll ist und die Abhängigkeit der induzierten Polradspannung von der Rotorzahnzahl der FSM nur näherungsweise beschreibt. Für eine detailliertere Auslegung sollte eine Berechnung mit der FEM-Methode erfolgen, da weitere Faktoren wie die Zahnbreiten und die Magnetabmessungen Einfluss auf das magnetische Verhalten der Maschine haben. In der Literatur werden ähnliche Faktoren zur Beschreibung des Verhaltens der FSM für unterschiedliche Rotorzahnzahlen verwendet [33].

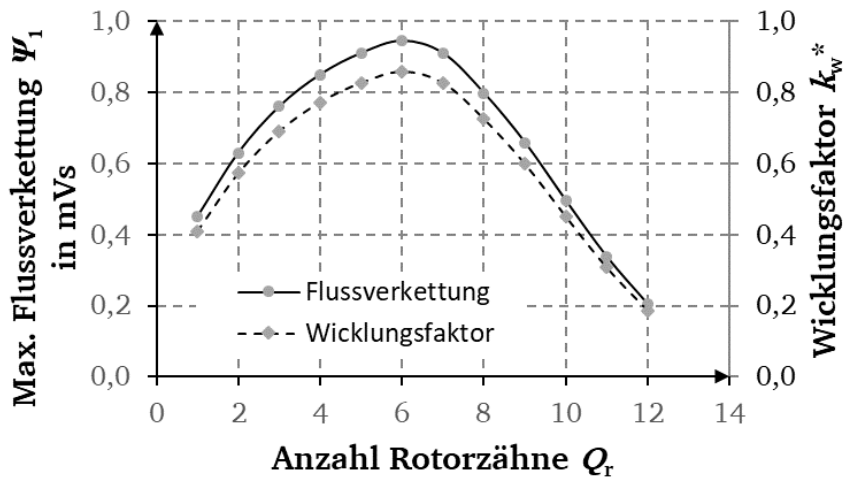


Abbildung 3.9: Berechnete maximale Flussverkettung von Spule 1 Ψ_{10} ($N_c = 1$) bei Leerlauf ($i = 0$) aus Abbildung 3.6 für unterschiedliche Rotorzahnzahlen Q_r (bei identischem Stator mit $Q_s = 6$) und eine konstante Rotorzahnbedeckung α_{dr} ($= b_{dr}/\tau_{Qr} = 1/3$), berechnet mit dem Nut-Leitwertwellenmodell und dem daraus abgeleiteten Wicklungsfaktor k_w^*

Damit werden die Amplitude der Leerlauf-Flussverkettung einer Phase $\hat{\Psi}_{U,V,W}$ und die dadurch induzierte Polradspannung U_p berechnet. Somit ist eine vereinfachte Möglichkeit zur Bestimmung der induzierten Polradspannung gegeben. Ein Vergleich der berechneten Polradspannungen U_p für die vereinfachte Anordnung von Abbildung 3.2 zeigt eine ausreichende Übereinstimmung der vorgestellten Methoden: 1,38 V (FEM) zu 1,28 V (Nut-Leitwertwellenmodell) zu 1,11 V (Formel mit Wicklungsfaktor) (a : Anzahl paralleler Spulengruppen).

$$\hat{\Phi} = B_{PM} \cdot b_{ds} \cdot l_{Fe} \quad \text{und} \quad \hat{\Psi}_{U,V,W} = N_s \cdot k_w^* \cdot \hat{\Phi} = \hat{\Psi}_{PM} \quad (3.29)$$

$$U_p = \sqrt{2}\pi f_s \cdot k_w^* \cdot N_s \cdot \Phi = \sqrt{2}\pi f_s \cdot \hat{\Psi}_{PM} \quad \text{mit} \quad N_s = \frac{Q_s \cdot N_c}{m \cdot a} \quad (= 2N_c \text{ für das} \quad (3.30)$$

hier gewählte Beispiel mit $a = 1, Q_s = 6, m = 3$)

3.2.2. Berechnung der Induktivität

Wie in Kapitel 2 bereits erwähnt, sind die Induktivitäten in der d- und q-Achse näherungsweise gleich. Dies ist zum einen auf die niedrige Permeabilität der Magnete ($\mu_{r,m} \approx 1$) im Stator und damit im magnetischen Kreis der Statorspulen zurückzuführen. Zum anderen führt die Serienschaltung der Spulen einer Phase zu einer Vergleichmäßigung der Induktivität einer Phase. Dies soll im Folgenden mit Hilfe des vereinfachten FEM-Modells aus Abbildung 3.6 erläutert werden. Dazu werden die Magnete im Stator wegen $\mu_{r,m} \approx 1$ durch Luft ersetzt, ein Gleichstromsystem ohne Nullsystem in die Statorspulen ($i_U = 100$ A, $i_V = -50$ A, $i_W = -50$ A für $N_c = 1$) eingepreßt und der Rotor der Maschine bewegt ($v = 10$ m/s). Durch die FEM-Berechnung erhält man die Flussdichteverteilung innerhalb der Maschine und daraus die magnetischen Flussverkettungen der einzelnen Phasen. Die Induktivität ergibt sich aus der berechneten Flussverkettung je Phase und dem folgenden Zusammenhang (3.31), wodurch aufgrund des eingepreßten Gleichstroms der zeitliche Verlauf der Flussverkettung dem zeitlichen Verlauf der Induktivität entspricht.

$$L(t) = \frac{\Psi(t)}{i(t)} = \frac{\Psi(t)}{i} \quad (3.31)$$

Die folgende Abbildung 3.10 zeigt die Flussverkettungen Ψ_1 und Ψ_4 der Spule 1 und der Spule 4 sowie deren Summe als Flussverkettung Ψ_U der Phase U über der Zeit für die zuvor genannten Bedingungen (Gleichstromerregung in den Spulen, keine Magneterregung und konstante Geschwindigkeit des Rotors).

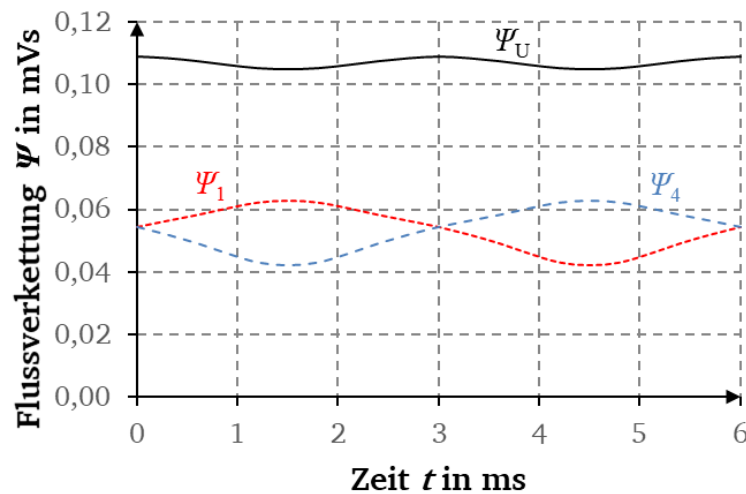


Abbildung 3.10: Berechnete Flussverkettungen Ψ_1 und Ψ_4 der Spule 1 und der Spule 4 sowie deren Summe als Flussverkettung Ψ_U der Phase U über der Zeit für das vereinfachte FEM-Modell aus Abbildung 3.6 ohne Magneterregung, einem Gleichstrom in den Statorspulen ($i_U = 100$ A, $i_V = -50$ A, $i_W = -50$ A für $N_c = 1$) und konstanter Rotorgeschwindigkeit ($v = 10$ m/s)

Man erkennt, dass die Flussverkettung $\Psi_U (= \Psi_1 + \Psi_4)$ mit der Zeit nur mit weniger als 10 % variiert, was vor allem auf das gegenläufige Zeitverhalten der Flussverkettungen Ψ_1 und Ψ_4 je Spule zurückzuführen ist. In der folgenden Abbildung 3.11 sind für die Zeitpunkte $t = 0$ ms und $t = 1,5$ ms die Position des Rotors sowie die berechneten Feldlinien (keine Magneterregung, Gleichstromeinprägung in den Statorspulen ($i_U = 100$ A, $i_V = -50$ A, $i_W = -50$ A für $N_c = 1$) des vereinfachten linearen FEM-Modells von Abbildung 3.2 gezeigt.

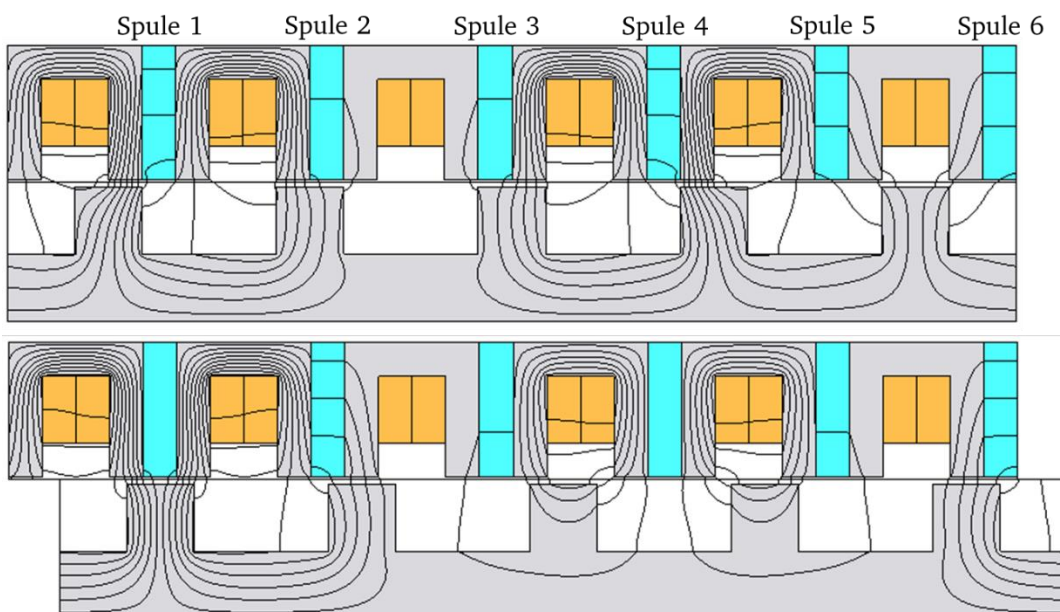


Abbildung 3.11: Position des Rotors sowie numerisch mit JMAG berechnete Feldlinien (keine Magneterregung, Gleichstromeinprägung in den Statorspulen ($i_U = 100$ A, $i_V = -50$ A, $i_W = -50$ A für $N_c = 1$)) für das vereinfachte lineare FEM-Modell ($\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$) zur Bestimmung des Induktivitätsverlaufs (oben: $t = 0$ ms, unten: $t = 1,5$ ms)

Zum Zeitpunkt $t = 0$ ms ist die relative Position von Stator- zu Rotorzahn für die Spule 1 und Spule 4 achsensymmetrisch in Bezug auf die betrachtete Spule und somit magnetisch identisch, was zu einer gleichen Flussverkettung führt. Zum Zeitpunkt $t = 1,5$ ms tritt durch die Spule 1 ein hoher magnetischer Fluss, während der Fluss durch die Spule 4 kleiner ist. Dies ist auf die unterschiedlichen Positionen der Rotorzähne relativ zu den Statorzähnen zurückzuführen (Rotorzahn unterhalb eines Statorzahns \rightarrow kleine Reluktanz \rightarrow hoher magnetischer Fluss, Rotornut unterhalb eines Statorzahns \rightarrow hohe Reluktanz \rightarrow kleiner magnetischer Fluss). Die Serienschaltung der Spulen einer Phase bedeutet eine Summation der einzelnen Flussverkettungen und führt zu einer näherungsweise konstanten magnetischen Flussverkettung und Induktivität einer Phase ($L_q \approx L_d$).

Die Induktivität L_d ist die Summe aus der Hauptinduktivität L_{dh} und der Streuinduktivität L_{σ} . Die Berechnung der Streuinduktivität zufolge des Nut- und Stirnstreifens erfolgt analog zur Berechnung bei konventionellen genutzten Maschinen [54]. Die Hauptinduktivität des Luftspaltradialfelds wird näherungsweise mit Hilfe der folgenden Gleichung (3.32) bestimmt [M].

$$L_{dh} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot k_w^2 \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \frac{l_{Fe} \cdot r_{si}}{p^2} \cdot \left(\frac{1}{\delta_e} + \frac{1}{\delta_e + h_{PM}} \right) \quad (3.32)$$

Dabei beschreibt μ_0 die Permeabilität des Vakuums ($4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am), k_w den konventionellen Wicklungsfaktor der Wicklung (für $q = \frac{1}{2}$ in Abbildung 3.2 gilt $k_w = 0,866$), p die Polpaarzahl des Wicklungssystems ($= Q_s/3$) und δ_e den um den Carter-Faktor vergrößerten Luftspalt. Ein Vergleich der Berechnungsergebnisse der FEM-Berechnung der Induktivität L_{FEM} mit dem berechneten Wert für die Hauptinduktivität L_{dh} gemäß (3.32) (Nut-Streuinduktivität $L_{\sigma Q, FEM} = 0,45 \mu\text{H}$) zeigt eine brauchbare Übereinstimmung (Formel (3.32): $L_{dh} = 0,55 \mu\text{H}$, FEM: $L_{dh, FEM} = L_{FEM} - L_{\sigma Q, FEM} = 0,65 \mu\text{H}$).

3.3. Berechnung des Drehmoments

Da die Induktivität je Strang näherungsweise konstant ist, nutzt die FSM lediglich ein synchrones Drehmoment, welches proportional zum eingepprägten Strom in der q-Achse I_q ist. Daher erreicht die FSM das maximale Drehmoment bei einer vorgegebenen Stromamplitude bei Einspeisung eines reinen q-Stromsystems. Die Luftspaltleistung P_{δ} ergibt sich dann aus der Strangzahl m , den Effektivwerten der induzierten Spannung je Strang U_p und des eingepprägten q-Stroms I_q je Strang.

$$P_{\delta} = 3 \cdot U_p \cdot I_q \quad (3.33)$$

Mit Vernachlässigung der Verluste im Rotor ist die Luftspaltleistung P_{δ} auch die mechanische Leistung P_m an der Welle. Das mechanische Wellendrehmoment M_m wird dann wie folgt berechnet.

$$M_m = \frac{P_m}{2\pi \cdot n} = \frac{P_{\delta}}{2\pi \cdot n} = \frac{m \cdot U_p \cdot I_q}{2\pi \cdot n} = \frac{m \cdot Q_r \cdot \sqrt{2} \pi f_s \cdot \hat{\Psi}_{PM} \cdot I_q}{2\pi \cdot f_s} = \frac{m}{\sqrt{2}} \cdot Q_r \cdot \hat{\Psi}_{PM} \cdot I_q \quad (3.34)$$

Die Flussverkettung $\hat{\Psi}_{PM}$ kann mit Hilfe des Nut-Leitwertwellenmodells oder über die vereinfachte Abschätzung (3.29) bestimmt werden. Da die Flussverkettung von der Rotorzahnzahl abhängt und bei Rotorzahnzahlen größer der Statorzahnzahl abnimmt, ist eine beliebige Erhöhung der Rotorzahnzahl nicht sinnvoll. Wie bereits erwähnt sollte diese in etwa der Statorzahnzahl entsprechen ($Q_r \approx Q_s$, aber $Q_r \neq Q_s$).

3.4. Auslegungskriterien

Anhand der zwei vorgestellten Berechnungsmodelle (nämlich dem FEM-Modell und dem Nut-Leitwertfunktionsmodell) können unterschiedliche Einflussfaktoren auf das elektromagnetische Betriebsverhalten der FSM untersucht werden. Die folgenden Ausführungen zur Auslegung dienen jedoch lediglich als Anhaltspunkte und ersetzen nicht eine detaillierte Auslegung der Maschine mit der FEM-Methode.

3.4.1. Anzahl der Stator- und Rotorzähne

Die Anzahl der Statorzähne Q_s kann nur in bestimmten Schritten verändert werden, da die Maschine an einem m -phasigen Drehstromsystem (hier: $m = 3$) betrieben wird. Daher muss die Anzahl der Statorzähne ein Vielfaches von m sein. Weiter muss aufgrund der entgegengesetzten Magnetisierungsrichtungen der Permanentmagnete die Anzahl der Magnete und damit Q_s geradzahlig sein ($Q_s = 2 \cdot k \cdot m$ mit den natürlichen Zahlen $k = 1, 2, \dots$) [37].

Die Rotorzahnzahl beeinflusst die Feldverteilung im Luftspalt und somit des Betriebsverhalten der FSM entscheidend. Um die Drehmomentwelligkeit von elektrischen Maschinen gering zu halten, sollte jede Phase der m -phasigen Maschine die gleiche Leistung phasenverschoben zur Verfügung stellen. Dies erfordert ein möglichst sinusförmiges und symmetrisches Spannungssystem in der Maschine. Daher sollte für ein zeitlich konstantes Drehmoment der Maschine eine entsprechend dreiphasig symmetrische Aufteilung des Flusses auf die einzelnen Phasen vorhanden sein, sodass in den drei Phasen der Wicklung ein symmetrisches Drehspannungssystem induziert wird [33]. Durch die entsprechende Positionierung des Rotors in Abbildung 3.2 wird in beiden Spulen der Phase U annähernd gleichzeitig die maximale Flussverkettung je Spule erzeugt. Für ein dreiphasiges symmetrisches Drehstromsystem gilt, dass zu diesem Zeitpunkt die Flussverkettung in den beiden anderen Phasen identisch sein muss ($\Psi_V = \Psi_W = -\Psi_U/2$). Daher wird eine symmetrische Anordnung der Rotorzähne bezogen auf Phase V und Phase W gefordert, wie dies in Abbildung 3.2 zu sehen ist. Um die Anzahl der Rotorzähne entsprechend der obengenannten Bedingung bestimmen zu können, wird die folgende Formel verwendet [33]:

$$\frac{Q_s}{\text{ggT}(Q_s; Q_r)} = 2 \cdot k \cdot m \quad (3.35)$$

Mit $m = 3$ und $k = 1$ ist der größte gemeinsame Teiler ggT von Q_s und Q_r Eins zu wählen, damit z. B. $Q_s = 6$ erfüllt ist. Daher ist Q_r teilerfremd zu Q_s zu wählen, was mit der Forderung $Q_r \approx Q_s$, aber $Q_r \neq Q_s$ auf $Q_r = 5$ oder 7 führt. In Abbildung 3.2 sind mit $Q_r/Q_s = 5/6$ die Flussverkettungen in den Phasen V, W negativ halb so groß als bei Phase U ($\Psi_V = \Psi_W = -\Psi_U/2$) und erfüllen somit die Bedingung für das symmetrische Dreiphasen-System [33].

Mit Hilfe des Nut-Leitwertwellenmodells können ebenfalls verschiedene Zahnzahlen untersucht und die Flussverkettungen der einzelnen Phasen berechnet werden. Damit wird das Auslegungskriterium aus (3.35) bestätigt, da nur bei Rotorzahnzahlen von 5, 7, 11, 13, ... eine dreiphasige symmetrische Flussverkettungsaufteilung auftritt.

Weiter sollte die Rotorzahnzahl Q_r gerade gewählt werden, um einen einseitigen radialen Magnetzug auf den Rotor, der mit Drehfrequenz umläuft und Rotor-Rüttelschwingungen anregt, zu vermeiden. Damit ergeben sich z. B. in Abbildung 2.2 zu $Q_s = 12$ die Werte $Q_r = 10$ oder $Q_r = 14$. Da aber das Drehmoment mit der Zahl der Rotorzähne je Urschema steigt (3.34), ist $Q_r = 14$ für eine hohe Drehmomentausbeute zu bevorzugen [34]. Eine noch höhere Rotorzahnzahl führt zu einem nicht symmetrischen Drehstromsystem und zum

anderen zu einer deutlichen Abnahme des Drehmoments bzw. des Wicklungsfaktors (Abbildung 3.9) wegen der dann auftretenden Reduzierung der Flussverketzung je Phase.

3.4.2. Stator- und Rotorzahnbreite

Die Statorzahnbreite b_{ds} (Abbildung 3.12) beeinflusst zum einen die auftretende Flussdichte im Statorzahn und zum anderen die Statornutbreite b_{Qs} . Die Statorzahnbreite sollte daher nicht zu klein sein, da das Eisen der Statorzähne sonst bereits im Leerlauf gesättigt ist, aber auch nicht zu groß, da sonst zu wenig Platz in der Breite für die Wicklung vorhanden ist und die Nut erhöht werden muss. Mit der Nuthöhe wächst wiederum die Magnetbreite und damit ebenfalls der Magnetfluss. Dies verdeutlicht die gegenseitige Abhängigkeit der Statorzahn- und der Magnetbreite, was eine Auslegung der Maschine erschwert. Die Abmessungen müssen daher in einem iterativen Prozess bestimmt werden. Als Anhaltspunkt für die Auslegung empfiehlt sich ein Statorzahnbedeckungsfaktor α_{ds} von etwa 0,3, welcher eine sinnvolle Aufteilung zwischen Zahn- und Nutbreite ergibt. Dieser ist wie folgt definiert:

$$\alpha_{ds} = \frac{b_{ds}}{\tau_{Qs}} = \frac{b_{ds} \cdot Q_s}{2\pi \cdot r_{si}} \quad (3.36)$$

Die Statornutteilung τ_{Qs} wird dabei mit $b_{Qs} \approx 2 \cdot b_{ds}$ wie folgt aufgeteilt (vgl. Abbildung 3.2):

$$\tau_{Qs} = b_{Qs} + 2 \cdot b_{ds} + h_{PM} = 0,3 \cdot \tau_{Qs} + 2 \cdot 0,3 \cdot \tau_{Qs} + 0,1 \cdot \tau_{Qs} \quad (3.37)$$

Numerische Untersuchungen [k] zur Rotorzahnbreite b_{dr} zeigen, dass diese etwas breiter wie die Statorzahnbreite b_{ds} gewählt werden sollte ($b_{dr} = (1,1 \dots 1,3) \cdot b_{ds}$). Diese Aussage kann über das vereinfachte FEM-Modell (Abbildung 3.12) verfeinert werden.



Abbildung 3.12: Vereinfachte, geometrisch lineare Anordnungen einer FSM mit sechs Statorzähnen ($h_{PM} = 10 \text{ mm}$, $b_{PM} = 40 \text{ mm}$, $b_{Qs} = 20 \text{ mm}$, $b_{ds} = 10 \text{ mm}$) und fünf Rotorzähnen zur Untersuchung verschiedener Rotorzahnbreiten b_{dr} (oben: 10 mm , mittig: 20 mm , unten: 30 mm) in JMAG ($B_R = 1,2 \text{ T}$, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$)

Um eine hohe Flussverkettung pro Phase zu erzielen, müssen zwei Bedingungen betrachtet werden. Zum einen muss die Flussverkettung je Spule einer Phase einen hohen Wert annehmen und zum anderen sollten die Maxima der Flussverkettungen der Spulen einer Phase, die in Reihe geschaltet sind, näherungsweise zum gleichen Zeitpunkt auftreten. Dies soll anhand von drei unterschiedlichen Rotorzahnbreiten im geometrisch und magnetisch linearen FEM-Modell verdeutlicht werden. Die drei Modelle sind in der Abbildung 3.12 gezeigt, wobei jeweils ein identischer Stator betrachtet wird, die Rotorzahnbreite aber von 10 mm über 20 mm auf 30 mm verändert wird (Statorzahnbreite $b_{ds} = 10$ mm).

Die folgende Abbildung 3.13 zeigt die mit FEM berechneten Flussverkettungen Ψ_1 und Ψ_4 ($l_{Fe} = 0,05$ m, $N_c = 1$, $v = 10$ m/s, $B_R = 1,2$ T, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$) der Spulen 1 und 4 sowie deren Summe als Flussverkettung Ψ_U der Phase U für die vereinfachten Modelle aus Abbildung 3.12 mit den drei verschiedenen Rotorzahnbreiten.

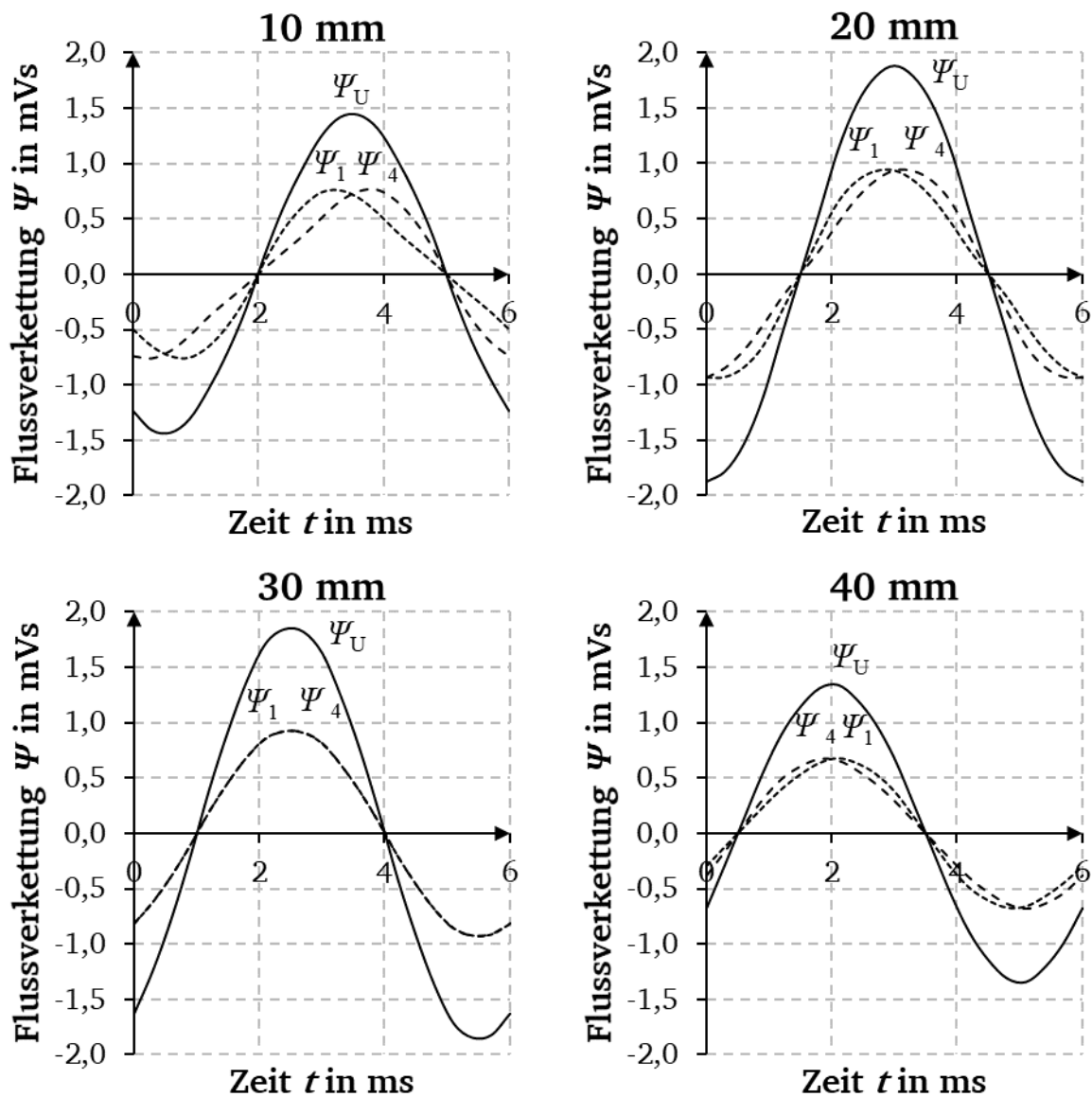


Abbildung 3.13: Berechnete Flussverkettungen ($l_{Fe} = 0,05$ m, $N_c = 1$, $v = 10$ m/s, $B_R = 1,2$ T, $\mu_{r,Fe} = 10000 = \text{konstant}$, $\mu_{r,m} \approx 1$, $b_{ds} = 10$ mm) der Spule 1 Ψ_1 und der Spule 4 Ψ_4 sowie deren Summe als Flussverkettung der Phase U Ψ_U für das vereinfachte Modell aus Abbildung 3.12 mit vier verschiedenen Rotorzahnbreiten b_{dr}

Abbildung 3.13 zeigt, dass sowohl die Amplitude der Flussverkettung je Spule als auch der Grad an Überlappung der Maxima von der Rotorzahnbreite abhängt. Dadurch ist die Flussverkettung der Phase Ψ_U für die Zahnbreiten 20 mm und 30 mm am höchsten. Für kleinere und größere Rotor-Zahnbreiten fällt die Flussverkettung Ψ_U kleiner aus. Dies ist auf einen erhöhten Streuungsanteil des PM-Flusses über den Rotorzahn zurückzuführen. Daraus lässt sich folgende Regel für eine möglichst hohe Flussverkettung der Phase Ψ_U ableiten:

Der Zeitpunkt einer hohen Flussverkettung und damit einer kleinen Reluktanz je Spule (die Kante des Rotorzahns ist ausgerichtet an der Kante des Magneten (vgl. Abbildung 3.12, mittlere Anordnung)) sollte für alle Spulen einer Phase näherungsweise zum gleichen Zeitpunkt auftreten. Dabei muss außerdem auf die unterschiedliche Magnetisierungsrichtung der Magnete geachtet werden (z.B. Spule 1: rechte Rotorkante ausgerichtet zu linker Magnetkante, Spule 4: linke Rotorkante ausgerichtet zu rechter Magnetkante). Diese Regel lässt sich für die gängigsten Varianten der FSM mit $Q_r = 5$ und $Q_r = 7$ bei $Q_s = 6$ (sowie ganzzahlige Vielfache davon) mathematisch formulieren:

$$b_{dr} = 3 \cdot \tau_{Qr} - 3 \cdot \tau_{Qs} - h_{PM} \quad \text{für } Q_r = 5, Q_s = 6 \text{ und Vielfache} \quad (3.38)$$

$$b_{dr} = 4 \cdot \tau_{Qr} - 3 \cdot \tau_{Qs} - h_{PM} \quad \text{für } Q_r = 7, Q_s = 6 \text{ und Vielfache} \quad (3.39)$$

Die Formeln (3.38) - (3.39) ergeben zusammen mit der Bedingung $b_{dr} > b_{ds}$ einen ersten Anhaltspunkt für die Rotorzahnbreite, welcher allerdings im Laufe der Auslegung mit Hilfe von FEM-Simulationen überprüft werden sollte.

3.4.3. Magnetabmessungen

Die Abmessungen der eingesetzten Statormagnete beeinflussen die im Luftspalt auftretende Flussdichte, wie bereits (3.13) zeigt. Eine hohe radiale Flussdichte im Luftspalt ist für Maschinen mit hoher Drehmomentdichte als Drehmoment je Aktivvolumen erforderlich. Daher werden im folgenden Abschnitt zwei Möglichkeiten vorgestellt, die Magnete für eine hohe Flussdichte zu dimensionieren. Beide Möglichkeiten basieren auf (3.40) mit der Magnetquerschnittsfläche $A_{PM} = h_{PM} \cdot b_{PM}$, wobei jeweils ein anderer Ansatz für die Dimensionierung der Magnete gewählt wird.

$$B_{PM} = \frac{k_{M2} \cdot B_R}{\frac{1}{k_{M1}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta_e}{h_{PM}}} \quad \text{mit } k_{M2} = 1 \dots 2 \text{ und } k_{M1} = \frac{b_{PM}}{b_{ds}} \text{ und } b_{PM} = \frac{A_{PM}}{h_{PM}} \quad (3.40)$$

$$B_{PM} = \frac{k_{M2} \cdot B_R}{\frac{b_{ds}}{b_{PM}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta_e}{h_{PM}}} = \frac{k_{M2} \cdot B_R}{\frac{A_{PM}}{b_{ds} \cdot h_{PM}} + 2 \cdot \mu_{r,m} \cdot \frac{\delta_e}{h_{PM}}} = f(h_{PM})$$

Mit der Annahme eines vorgegebenen konstanten Magnetvolumens $V_{PM} = l_{Fe} \cdot A_{PM}$ (und damit einer konstanten Magnetfläche $A_{PM} = h_{PM} \cdot b_{PM}$ bei vorgegebener axialer Länge l_{Fe}) wird die Flussdichte der Magnete im Luftspalt B_{PM} durch Variation der Magnethöhe h_{PM} maximiert. Mathematisch beschrieben wird dies durch den folgenden Ausdruck:

$$\frac{\partial B_{PM}}{\partial h_{PM}} = 0 \quad (3.41)$$

Dies führt auf den folgenden Ausdruck für die optimale Magnethöhe h_{PM} :

$$h_{\text{PM}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \mu_{\text{r,m}} \cdot \delta_{\text{e}} \cdot A_{\text{PM}}}{b_{\text{ds}}}} \quad (3.42)$$

Alternativ kann das minimal erforderliche Magnetvolumen und bei $l_{\text{Fe}} = \text{konstant}$ die minimal notwendige Magnetfläche A_{PM} zum Erreichen einer vorgegebenen Flussdichte B_{PM} im Luftspalt berechnet werden und daraus auf die zu wählende Magnethöhe h_{PM} und -breite b_{PM} geschlossen werden.

$$\begin{aligned} B_{\text{PM}} &= \frac{k_{\text{M2}} \cdot B_{\text{R}}}{\frac{b_{\text{ds}}}{b_{\text{PM}}} + 2 \cdot \mu_{\text{r,m}} \cdot \frac{\delta_{\text{e}}}{h_{\text{PM}}}} \quad \rightarrow \quad b_{\text{PM}} = \frac{b_{\text{ds}}}{k_{\text{M2}} \cdot \frac{B_{\text{R}}}{B_{\text{PM}}} - 2\mu_{\text{r,m}} \cdot \frac{\delta_{\text{e}}}{h_{\text{PM}}}} \\ A_{\text{PM}} &= b_{\text{PM}} \cdot h_{\text{PM}} = \frac{b_{\text{ds}}}{k_{\text{M2}} \cdot \frac{B_{\text{R}}}{B_{\text{PM}}} - 2\mu_{\text{r,m}} \cdot \frac{\delta_{\text{e}}}{h_{\text{PM}}}} \cdot h_{\text{PM}} \\ \frac{\partial A_{\text{PM}}}{\partial h_{\text{PM}}} &= 0 \quad \rightarrow \quad h_{\text{PM}} = \frac{4 \mu_{\text{r,m}} \cdot \delta_{\text{e}} \cdot B_{\text{PM}}}{k_{\text{M2}} \cdot B_{\text{R}}} \approx (4 \dots 7) \cdot \delta_{\text{e}} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Da die Selten-Erd-Magnete eine freie Komponente bei der Auslegung der FSM sind, empfiehlt sich die Verwendung von (3.43) mit der Annahme einer Zielflussdichte $B_{\text{PM}} = 1,4 \dots 1,6 \text{ T}$ für ein hohes Drehmoment (3.34) bei begrenzter Eisensättigung.

3.4.4. Einschränkungen bei der Auslegung

Wie die vorherigen Abschnitte zeigen, ergeben sich einige Einschränkungen für die Auslegung einer Flux-Switching-Machine, welche im Folgenden nochmals explizit genannt werden. Zum einen können die Stator- und Rotorzahnzahl und damit die magnetisch wirksame Polpaarzahl nur in groben Schritten geändert werden, während bei konventionellen Maschinen mit Rotormagneten die Polpaarzahl jede natürliche Zahl $\neq 0$ annehmen kann. Außerdem beträgt die niedrigste sinnvoll einsetzbare Statorzahnzahl für $m = 3$ gemäß Abschnitt 3.4.1 $Q_{\text{s}} = 12$ und damit die Rotorzahnzahl $Q_{\text{r}} = 10$, wodurch die Maschine hochpolig ist (magnetisch wirksame Polzahl = 20). Daher ist die FSM für Anwendungen mit niedriger Drehzahl und hohem Drehmoment besser geeignet. Als echter Hochdrehzahlantrieb ist die FSM trotz des mechanisch robusten Läufers nur bei einem speziellen hochfrequenten Stator-Design wegen der erforderlichen hohen Statorfrequenzen geeignet.

Zum anderen hängt die Magnetbreite b_{PM} von der notwendigen Nutfläche A_{Q} ab (Annahme $b_{\text{PM}} = r_{\text{sa}} - r_{\text{si}}$) und beeinflusst die radiale Flussdichte B_{δ} im Luftspalt. Die Nutfläche A_{Q} ist wiederum abhängig von der Windungszahl N_{c} und somit ebenfalls von der Flussdichte im Luftspalt B_{δ} . Das bedeutet für die Auslegung, dass eine Reduzierung der Magnetbreite b_{PM} zu einer geringeren Flussdichte im Luftspalt B_{δ} und zu einer kleineren Nutfläche A_{Q} führt, da $r_{\text{sa}} - r_{\text{si}}$ ebenfalls kleiner wird. Die geringere Flussdichte B_{δ} erfordert allerdings für eine konstante Flussverkettung Ψ eine höhere Windungszahl N_{s} (und damit ein höheres N_{c}) und daher eine größere Nutfläche A_{Q} . Dies verdeutlicht eine Überbestimmtheit bei der Nutauslegung einer FSM, da sowohl die Magnetbreite b_{PM} als auch die Nutfläche A_{Q} den Statoraußenradius r_{sa} bei gegebenen Statorinnenradius r_{si} festlegen. Die Nutauslegung muss daher mit Hilfe eines iterativen Prozesses erfolgen.

Außerdem zeigen die vorherigen Abschnitte deutlich die Schwierigkeit, das Luftspaltfeld aufgrund der Flusskonzentration des PM-Flusses sowie wegen der vielen Streuwege für den magnetischen Fluss bereits für ein magnetisch lineares Eisen-Blechmaterial korrekt zu

berechnen. Die Betrachtung einer realen FSM mit einer nichtlinearen $B(H)$ -Kennlinie des Eisens erfordert daher eine Berechnung mit FEM, um sämtliche Streuwege und damit das Luftspaltfeld möglichst exakt zu bestimmen.

3.4.5. Vorgehensweise für die Auslegung einer FSM mit Permanentmagneten

Die folgenden Hinweise sollen als Hilfestellung für die Erstausslegung einer FSM dienen. Eine detailliertere Auslegung mit FEM-Simulationen ist für eine präzise Vorausberechnung unabdingbar, da bei der Flux-Switching-Machine aufgrund der hohen Flussdichten und damit verbundenen Eisensättigungen bereits im Leerlauf verschiedene Streuwege für den magnetischen Fluss der Permanentmagnete auftreten. Die folgende Aufzählung beschreibt eine mögliche Vorgehensweise für eine Erstausslegung, welche als Startpunkt für weitere Untersuchungen dienen kann:

- 1) Bestimmen der Hauptabmessungen der Maschine (Statorinnenradius r_{si} und aktive axiale Länge l_{Fe}) anhand des geforderten Drehmoments M und eines möglichen mittleren Flächenschubs $f_{sav} = 15 \dots 40 \text{ kN/m}^2$ (ähnlich wie bei PMSM mit Rotormagneten) [54]
- 2) Festlegen der Stator- und Rotorzahnzahl Q_s und Q_r mit Hilfe der maximalen Drehzahl n_{max} und der maximal zulässigen Statorfrequenz $f_{s,max}$ (Empfehlung für hohe Drehmomentdichte: Für $m = 3$: $Q_s = 6$ und $Q_r = 7$ sowie Vielfache davon)
- 3) Abschätzen der erforderlichen Luftspaltweite δ in Abhängigkeit der Maschinengröße
- 4) Festlegen der Magnetabmessungen h_{PM} und b_{PM} (3.43) mit Hilfe der Luftspaltweite δ
- 5) Berechnen des Statoraußenradius $r_{sa} = r_{si} + b_{PM}$
- 6) Bestimmen der Statorzahnbreite b_{ds} mit (3.36) und einem Statorzahnbedeckungsfaktor α_{ds} von etwa 0,3
- 7) Festlegen der Rotorzahnbreite b_{dr} mit (3.38) oder (3.39)
- 8) Berechnen der Leerlauf-Flussdichte im Luftspalt B_{PM} mit (3.13) und einem typischen Fluss-Konzentrationsfaktor $k_{M2} = 1,2 \dots 1,5$, wie er bei realen Maschinen mit nichtlinearer $B(H)$ -Kennlinie des Eisens auftritt.
- 9) Ermittlung der Windungszahl je Phase N_s mit Hilfe der Annahme einer Polradspannung $U_p = 0,7 \cdot U_{s,max}$ und (3.30) bei Bemessungsdrehzahl n_N
- 10) Berechnen der Windungszahl je Spule N_c mit (3.30) und daraus Bestimmung der benötigten Nutfläche A_Q (typischer Nutfüllfaktor $k_Q = 0,4 \dots 0,45$ bei vorgefertigten Spulen mit Runddraht- oder Profildrahtwicklung)
- 11) Mit der Nutfläche A_Q ergibt sich näherungsweise die Statornuthöhe $h_{Qs} = A_Q/b_{Qs}$, wobei die Statornutbreite b_{Qs} aus der Statorzahnbreite b_{ds} , der Magnethöhe h_{PM} und der Nutteilung τ_{Qs} folgt.
- 12) Mit dem Statoraußen- und -innenradius r_{sa} und r_{si} sowie der Statornuthöhe h_{Qs} folgt die Statorjochhöhe $h_{sy} = r_{sa} - r_{si} - h_{Qs}$. Aufgrund der Überbestimmtheit bei der Nutauslegung kann h_{sy} einen unrealistischen Wert annehmen und sollte daher in folgenden Grenzen liegen: $h_{sy} = (0,5 \dots 1) \cdot b_{ds}$
- 13) Falls diese Forderung nicht erfüllbar ist, kann die Magnetbreite b_{PM} im Bereich von $4 \cdot h_{PM} < b_{PM} < 8 \cdot h_{PM}$ angepasst werden.
Anschließend: Wiederholen der Auslegung ab 5)
- 14) Falls die Forderung von 12) weiterhin nicht erfüllbar ist, müssen die Startbedingungen angepasst und die Auslegung bei 1) erneut gestartet werden, bis die Nutauslegung erfolgreich ist.

- 15) Berechnen des erforderlichen Bemessungsstroms I_q über das geforderte Bemessungsdrehmoment mit (3.34)
- 16) Überprüfen der thermischen Ausnutzung $A \cdot J$ bei Dauerbetrieb S1 gemäß IEC 60034-1 (Richtwerte für verschiedene Kühlkonzepte: Oberflächen-Luftkühlung mit Kühlrippen am Gehäuse mit Wellenlüfter: $A \cdot J < 2000 \text{ A/cm} \cdot \text{A/mm}^2$, Wassermantelkühlung $A \cdot J < 6000 \text{ A/cm} \cdot \text{A/mm}^2$ [54], [2]):
 - a. Wenn die thermische Ausnutzung $A \cdot J$ kleiner als die genannten Richtwerte ist, kann die so erhaltene Auslegung als Startpunkt für weitere thermische Berechnungen (z.B. mit 2D- und 3D-FEM) gewählt werden
 - b. Falls die thermische Ausnutzung $A \cdot J$ größer als die Richtwerte ausfällt, ist das gewählte Kühlkonzept nicht ausreichend und muss angepasst werden, oder die Drehmomentdichte bzw. der mittlere Flächenschub der Maschine muss reduziert werden. Anschließend muss die Auslegung erneut bei 1) gestartet werden.

4 Auslotung verschiedener Einsatzgebiete für die Flux-Switching-Machine

Im Folgenden wird die FSM für den Einsatz in verschiedenen Anwendungsgebieten mit hohen Anforderungen an die Drehmomentdichte ausgelegt. Anschließend wird diese Auslegung jeweils mit einer Synchronmaschine mit Rotormagneten verglichen, um Aussagen über das technische Potential der FSM auf diesen Einsatzgebieten zu erhalten. Dabei werden drei Anwendungsgebiete mit unterschiedlichen Drehzahl-anforderungen untersucht:

- Industriebetrieb mit einer Maximaldrehzahl $n_{\max} = 3000$ /min
- Antrieb für ein Elektrofahrzeug mit einer Maximaldrehzahl $n_{\max} = 10320$ /min
- Direktantrieb für Windkraftanlagen mit einer Maximaldrehzahl $n_{\max} = 15$ /min

Zunächst erfolgt die elektromagnetische Auslegung der Maschinen. Um verschiedene Varianten sowie die nötigen Optimierungen an den Maschinen durchführen zu können, erfolgt zuerst die Erstellung von parametrischen Finite-Elemente-Methode-(FEM)-Modellen der Flux-Switching-Machine (in den Ausführungsformen „konventionell“, „E-Core“, „C-Core“, siehe Abschnitt 2.1.6) und der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Rotormagneten. Dabei sollen möglichst viele Parameter (Außenabmessungen des Aktivteils, Luftspaltweite, Magnetabmessungen, Anzahl an Rotor- sowie Statorzähnen, usw.) frei wählbar sein, um ein möglichst großes Spektrum an Maschinenauslegungen untersuchen zu können. Zunächst werden die Geometriedaten und die elektromagnetischen Eigenschaften wie Drehmoment und Polradspannung analytisch in *Matlab* berechnet. Daraufhin werden diese Daten an das FEM-Programm *JMAG Designer* übermittelt, welches anschließend das 2D-Simulationsmodell automatisiert erstellt und die Eigenschaften (Materialdaten, Symmetriebedingungen, Verschaltung, usw.) zuweist. Danach berechnet das Programm numerisch mit FEM die quasimagnetostatische Feldlösung mit Wirbelströmen in den Magneten im Zeitschrittverfahren für verschiedene Rotorpositionen und für einen stromgespeisten Betrieb mit einem sinusförmigen Dreiphasen-Drehstromsystem und nichtlinearem magnetischen Eisenverhalten. Die Ergebnisse werden an *Matlab* übermittelt und werden dort ausgewertet. Die Struktur des Auslegungsprozesses ist in der Abbildung 4.1 gezeigt.

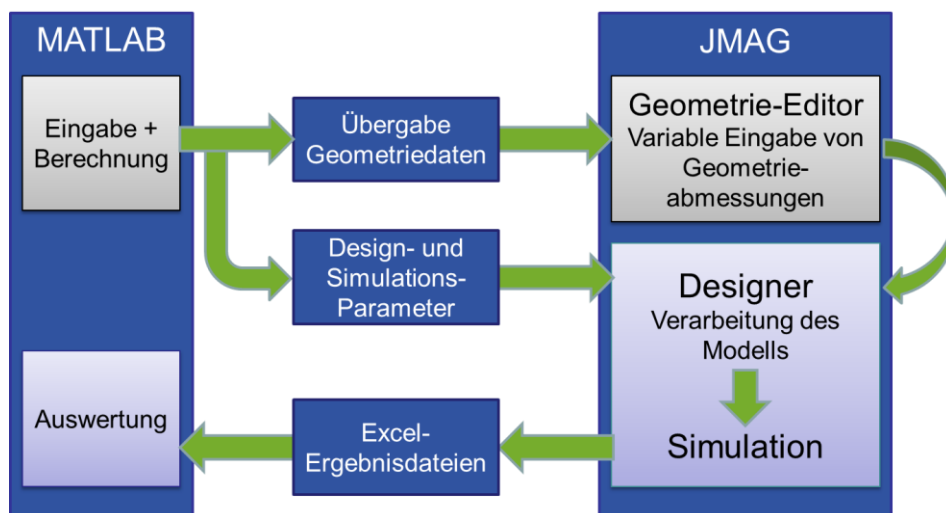


Abbildung 4.1: Struktur des Auslegungsprozesses für Flux-Switching-Maschinen mit Matlab und JMAG zur automatisierten Erstellung der Simulationsmodelle, der Berechnung und der Auswertung der Simulationen

Im Postprocessing werden das Luftspaltdrehmoment, die Strangspannung, der Leistungsfaktor, die Verluste, etc. bestimmt. Die Verlustbetrachtung berücksichtigt die Stromwärmeverluste in der Statorwicklung (hier vereinfacht ohne Verluste durch Stromverdrängung), die Ummagnetisierungsverluste in Stator und Rotor sowie die Wirbelstromverluste in den Magneten.

4.1. Einsatz als Industrieantrieb

Zunächst erfolgt die Betrachtung der Flux-Switching-Maschine für den Einsatz in einem Industrieantrieb. Die Auslegung der Maschine orientiert sich an den Werten zweier 16-poliger, dreiphasiger gefertigter und vermessener PMSMs mit Zahnspulenwicklung $q = \frac{1}{2}$ und Rotormagneten [2] (vgl. Abschnitte 2.4, 6.2, 6.3). Die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik sowie die wichtigsten Abmessungen der konventionellen Maschinen sind nachfolgend in Abbildung 4.2 und Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Es wird versucht, im BP1 eine Grundsicherungsspannung U_{s1} mit maximal 231 V (effektiv) einzustellen. Für hohe Drehzahlen bis BP2 soll diese Klemmenspannung konstant gehalten werden (Feldschwächbetrieb).

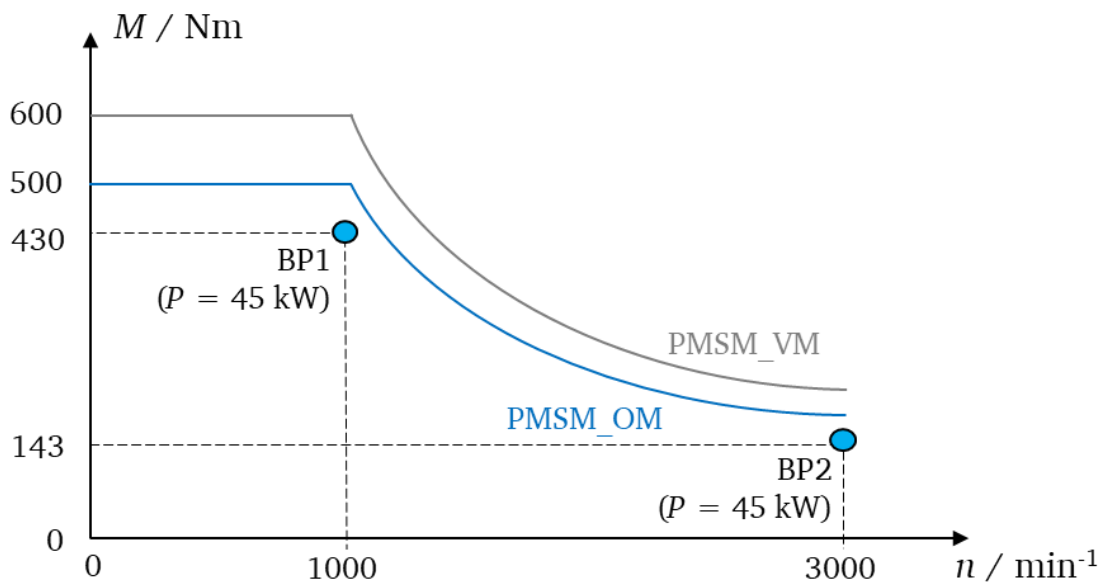
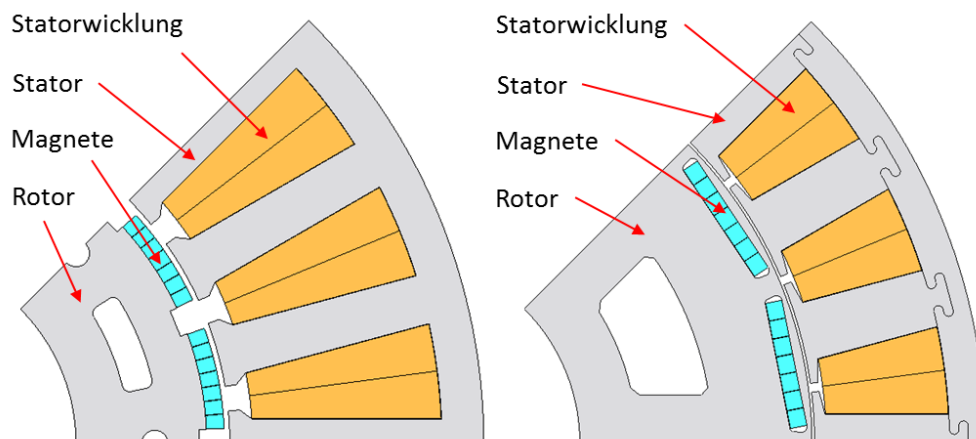


Abbildung 4.2: Drehmoment-Drehzahl-Verlauf (aus dem Lastenheft) der PMSM mit vergrabenen Rotor-Magneten (PMSM_VM) und der PMSM mit Rotor-Oberflächenmagneten (PMSM_OM) (BP: Betriebspunkt)

Die konventionellen Maschinen unterscheiden sich u.a. in der Anordnung der Magnete. Eine Maschine besitzt Rotoroberflächenmagnete („PMSM_OM“), während bei der zweiten Maschine die Magnete im Rotor flach vergraben sind („PMSM_VM“) (Abbildung 4.3). Während die PMSM_OM aus einer früheren wissenschaftlichen Arbeit [2] stammt, wurde die PMSM_VM im Rahmen dieser Arbeit für den Vergleich entworfen, berechnet und vermessen. Außerdem unterscheiden sich die Maschinen bezüglich des Statorinnenradius, da die Maschine PMSM_OM bei begrenzter Magnetmasse für einen möglichst hohen Flächenschub und damit hohen Strombelag ausgelegt wurde, während die Maschine PMSM_VM einen hohen Leistungsfaktor im Grunddrehzahlbereich aufweisen sollte. Aufgrund des größeren Statorinnenradius, der größeren Magnetmasse und der höheren Remanenzflussdichte erreicht die PMSM_VM ein höheres Dauerdrehmoment verglichen mit der PMSM_OM.

Tabelle 4.1: Grundparameter der ausgelegten Industriemaschinen (* Kohlefaserbandage)

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Magnettyp VACODYM	655 HR	863 TP	633 HR
Remanenzflussdichte B_R bei 60 °C	1,23 T	1,24 T	1,30 T
Innerer Statorradius r_{si}	90,5 mm	111,9 mm	122,1 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	157 mm	157 mm	157 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	24	24	12
Magnethöhe h_{PM}	4,7 mm	4,4 mm	5,0 mm
Magnetbreite b_{PM} (je Segment)	3,6 mm	4,7 mm	11,0 mm
Luftspaltweite δ (+ Höhe Bandage* h_B)	0,7 mm (+ 0,7 mm)	0,7 mm	0,7 mm
Anzahl Polpaare p bzw. Rotorzähne Q_r	8	8	14
Axiale Länge l_{Fe}	180 mm	180 mm	180 mm
Magnetmasse m_{Mag}	2,63 kg	3,22 kg	2,63 kg
Windungszahl je Strang N_s	96	70	36


 Abbildung 4.3: 2D-FEM-Simulationsmodelle der PM-Maschinen in JMAG (links: PMSM_OM, rechts: PMSM_VM), jeweils mit Zahnspulenwicklung $q = 1/2$ und 16 Polen

Eine weitere Besonderheit der PMSM_VM ist der segmentierte Stator. Für den segmentierten Aufbau der Maschine wurden das Statorjoch und die Statorzähne getrennt voneinander gefertigt. Das Statorjoch wurde ringförmig gefertigt und weist Schwalbenschwanznuten auf, in welche die Statorzähne eingeschoben werden (Abbildung 4.3). Nach Fertigung der Blechpakete für die Statorzähne werden diese Statorzähne einzeln mit vorgefertigten Formspulen bewickelt. Diese Einzelzahnfertigung ist deutlich kostengünstiger und schneller ausführbar als die Bewicklung eines genuteten Blechpakets. Zudem konnte durch die Formspulen der Nutfüllfaktor von 0,41 (PMSM_OM, Nadelwicklung) auf 0,55 (PMSM_VM) erhöht werden, wodurch dank der kleineren Nutfläche bei gleichem Statoraußenradius ein größerer Statorinnenradius erreicht wurde. Nach der Bewicklung der Zähne wurden diese in das Statorjoch eingeschoben und anschließend wurde der gesamte Stator in Epoxidharz im Vakuum getränkt.

4.1.1. Auslegung einer konventionellen Flux-Switching-Maschine

Die Bemessungspunkte und weitere Betriebspunkte (Abbildung 4.2) sowie die Hauptabmessungen der Maschinen mit Rotormagneten werden für die Auslegung der FSM übernommen, um einen fairen Vergleich zu ermöglichen. Im Unterschied zu Abschnitt 2.4 (Vergleich DSM, FRM und FSM als Industrieantrieb) erfolgt eine ausführliche Parametervariation mit Hilfe der vorgestellten Auslegungsstruktur, um die elektromagnetischen Eigenschaften der FSM zu verbessern. Als Material für das Elektroblech wird ein Blech der Sorte M270-35A eingesetzt. Für die Magnete wird das Material VACODYM 633 HR der Fa. VACUUMSCHMELZE, Hanau, verwendet. Die geometrischen Abmessungen der FSM sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Abbildung 4.4 zeigt das 2D-FEM-Modell dieser Maschine.

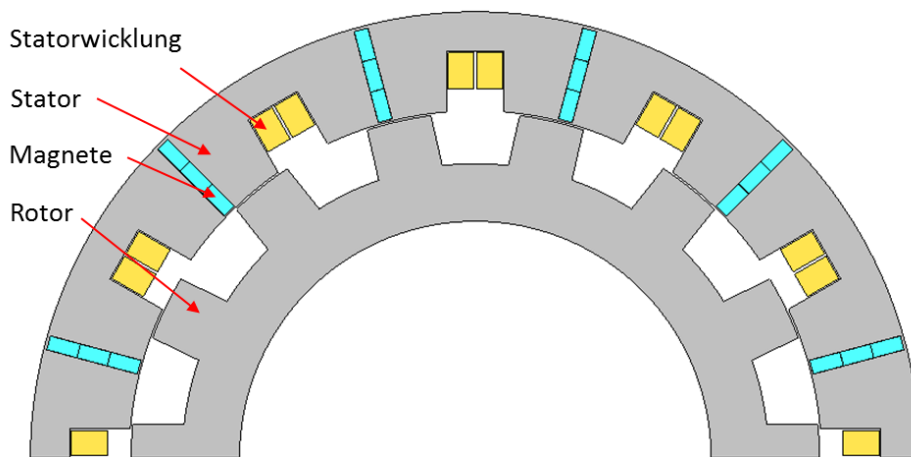


Abbildung 4.4: 2D-FEM-Simulationsmodell (Tabelle 4.1, FSM) der konventionellen Flux-Switching-Maschine (FSM) als Industrieantrieb (JMAG)

Die Ergebnisse der elektromagnetischen Simulationen der FSM für Betriebspunkt 1 und 2 sind in Tabelle 4.2 bzw. Tabelle 4.3 angegeben und werden den Simulationsergebnissen der Maschinen mit Rotormagneten gegenübergestellt.

Für die Strangspannung U_{s1} wird zunächst der Spannungsfall durch Spannungsinduktion $\frac{d\psi}{dt}$ über die Lösung der Feldgleichungen berechnet, allerdings ohne Berücksichtigung der Induktion durch die Wickelkopfinduktivität $L_{s\sigma b}$, da diese in einem 2D-Modell nicht berücksichtigt wird. Im Postprocessing werden anschließend die Spannungsfälle über dem Strangwiderstand R_s und der Wickelkopfinduktivität $L_{s\sigma b}$ ergänzt. Die so erhaltene Strangspannung U_s wird schließlich mit einer *Fourier*-Reihenentwicklung analysiert und daraus der Grundschwingungswert der Strangspannung U_{s1} ermittelt.

Folgende Verlustgruppen werden bei den 2D-Simulationen für diesen Vergleich bestimmt: Stromwärmeverluste der Statorwicklung (ohne Verluste durch Stromverdrängung), Ummagnetisierungsverluste im Stator- und Rotoreisen sowie Wirbelstromverluste in den Magneten. Die Berechnung der Stromwärmeverluste P_{Cu} erfolgt mit der Strangzahl m , dem warmen Strangwiderstand R_s (mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu}), dem Strangstrom I_{s1} und (4.1).

$$P_{Cu} = m \cdot R_s(\vartheta_{Cu}) \cdot I_{s1}^2 \quad (4.1)$$

Die Wirbelströme und die Wirbelstromverluste in den Magneten $P_{d,M}$ werden direkt aus den *Maxwell*-Gleichungen während der Lösung des transienten Feldproblems mit FEM ermittelt. Dazu wurde eine elektrische Leitfähigkeit der Magnete von 714000 S/m als typische Leitfähigkeit von NdFeB-Magneten gewählt [7].

Die Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste P_{Fe} erfolgt im Postprocessing der Simulation. Dazu wird in jedem Element des Modells eine Fourier-Reihenentwicklung des Zeitverlaufs der lokal auftretenden Flussdichte in den finiten Elementen des Eisenbereichs durchgeführt. Mit Hilfe der so erhaltenen spektralen Amplituden und Frequenzen der lokalen Flussdichte sowie den im Programm hinterlegten Verlustkennlinien für verschiedene Frequenzen des eingesetzten Eisenblechs (vgl. Anhang A.3, Abbildung A.1) werden die Ummagnetisierungsverluste bestimmt. Aufgrund der Erhöhung der Ummagnetisierungsverluste im Eisenblechpaket infolge der Bearbeitung (hier: Laserschneiden) müssen die Werte der Ummagnetisierungsverluste aus Abbildung A.1 in *JMAG* noch mit Verschlechterungsfaktoren (Zahn/Joch/Rotor: hier Erfahrungswert von 1,6) multipliziert werden. Eine genauere Betrachtung der einzelnen Verlustgruppen erfolgt in Abschnitt 5.2.6.

Das Wellendrehmoment und die Abgabeleistung P_m werden aus dem Luftspaltdrehmoment M_δ bzw. der Luftspaltleistung P_δ durch Subtrahieren der Rotorverlustleistung $P_{d,Rotor}$ bestimmt, wobei M_δ mit dem Maxwell-Spannungstensor berechnet wird.

$$P_m = P_\delta - P_{d,Rotor} = 2\pi \cdot n \cdot M_\delta - P_{d,Rotor} \quad (4.2)$$

Der Wirkungsgrad η der Maschinen ergibt sich aus der Division der mechanischen Ausgangsleistung P_m durch die elektrische Eingangsleistung $P_{el,in}$, wobei die mechanischen Reibungsverluste, weil klein und bei allen drei Maschinen etwa gleich groß, vernachlässigt sind.

$$\eta = \frac{P_m}{P_{el,in}} = \frac{P_m}{P_m + P_d} \quad (4.3)$$

Der Bestromungswinkel β' beschreibt den Winkel von der q-Achse zum Stromzeiger \underline{I}_s (Abbildung 4.5).

Die Berechnung der Induktivitäten in q- und d-Achse erfolgt über das Zeigerdiagramm (z.B. Abbildung 4.5 für BP1 der FSM und der PMSM_VM, die weiteren Zeigerdiagramme sind im Anhang A.6 dieser Arbeit zu finden). Für die FSM und die PMSM_OM wird angenommen, dass die Induktivitäten in q- und d-Achse etwa gleich sind ($L = L_q \approx L_d$), wodurch im Zeigerdiagramm eine Induktivität L ausreichend ist. Bei der PMSM_VM sind die Induktivitäten in q- und d-Achse unterschiedlich, sodass hier beide Induktivitäten im Zeigerdiagramm eingezeichnet sind.

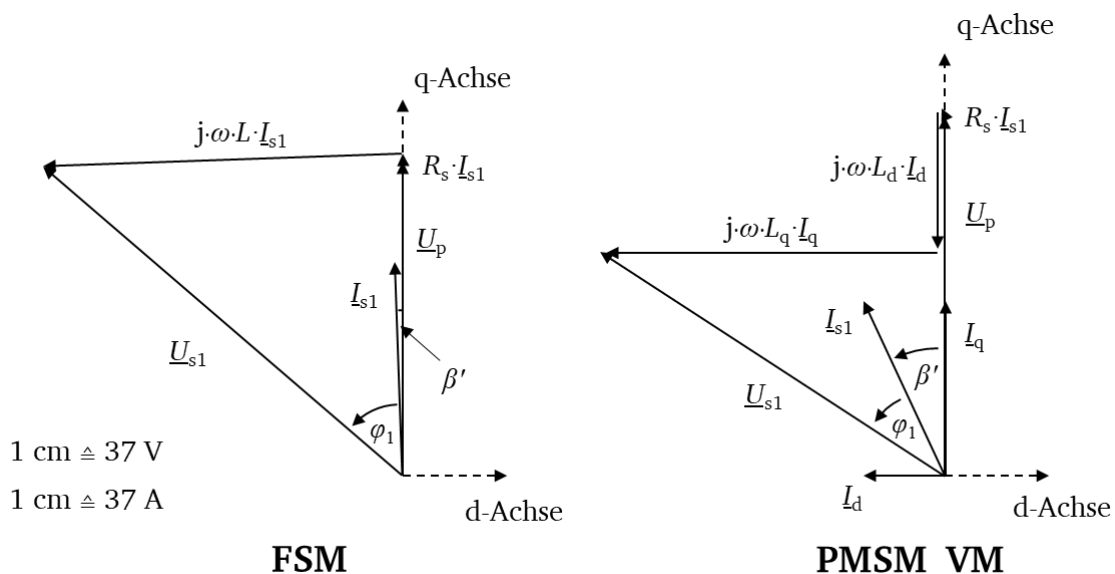


Abbildung 4.5: Zeigerdiagramme der FSM (links) und der PMSM_VM (rechts) für Betriebspunkt 1. Für die FSM gilt $L = L_q \approx L_d$ während für die PMSM_VM $L_q \neq L_d$ gilt

Für die Erstellung der Zeigerdiagramme wird die induzierte Spannung U_p zum einen aus der Luftspaltleistung P_δ (für $L_q \approx L_d$ gilt: $U_p = P_\delta / (3 \cdot I_q)$) bestimmt (FSM, PMSM_OM) und zum anderen der Wert aus der Leerlaufsimulationen übernommen (PMSM_VM). Aufgrund der Annahme einer konstanten induzierten Spannung U_p im zweiten Fall entsteht ein Fehler bei der Bestimmung der Induktivität L_d über das Zeigerdiagramm. Aus den Zeigerdiagrammen ergeben sich folgende mathematische Zusammenhänge für die Induktivitäten:

$$L_d = \frac{1}{2\pi \cdot f_s} \cdot \frac{-U_p - R_s \cdot I_q + U_{s1} \cdot \cos(\beta' + \varphi_1)}{I_d} \quad (4.4)$$

$$L_q = \frac{1}{2\pi \cdot f_s} \cdot \frac{U_{s1} \cdot \sin(\beta' + \varphi_1) - R_s \cdot I_d}{I_q} \quad (4.5)$$

Tabelle 4.2: Elektromagnetische FEM-Simulationsergebnisse der drei Maschinen PMSM_OM, PMSM_VM und FSM für BP 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm) mit $\vartheta_{\text{Mag,PMSM}} = 80$ °C und $\vartheta_{\text{Mag,FSM}} = 60$ °C (* Verschlechterungsfaktoren wegen Bearbeitung: 1,6)

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Frequenz f_s	133,3 Hz	133,3 Hz	233,3 Hz
Drehzahl n	1000 /min	1000 /min	1000 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	434 Nm	431 Nm	439 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	93,0 A	92,0 A	101,8 A
Bestromungswinkel β'	10°	25°	2°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	237 V	197 V	226 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	70 mΩ	45 mΩ	36 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	1816 W	1143 W	1119 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	992 W	489 W	510 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	4 W	62 W	458 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	25 W	13 W	63 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	2837 W	1707 W	2150 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	45,4 kW	45,1 kW	45,5 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	94,1 %	96,4 %	95,5 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	2,51 mH	2,33 mH	1,14 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	2,40 mH	2,05 mH	1,18 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	2,73 mH	1,73 mH	1,47 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,71	0,85	0,68

Die Reaktanz X_d bzw. Induktivität L_d der d-Achse wird außerdem aus der Leerlaufspannung U_p und dem Dauer-Kurzschlussstrom I_{sk} ermittelt (analog zur messtechnischen Bestimmung [56], (4.6)). Diese Angabe erfasst nicht die stromabhängige Eisensättigung im Bemessungspunkt, sodass L_d größer als im Bemessungspunkt ist, wie ein Vergleich der Werte für die Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm und Leerlauf/Kurzschluss) für die FSM gemäß Tabelle 4.2 zeigt.

$$X_d = \frac{\sqrt{U_p^2 - I_{sk}^2 \cdot R_s^2}}{I_{sk}} \quad \text{und} \quad L_d = \frac{X_d}{2\pi \cdot f_s} \quad (4.6)$$

Für den hier durchgeführten Vergleich werden die Ummagnetisierungsverluste für die Bestimmung des Leistungsfaktors vernachlässigt, da diese nur im Postprocessing der Simulation betrachtet werden. Dadurch sind die Ummagnetisierungsverluste nicht im ermittelten Wert für die Spannung U_{s1} enthalten und können daher ohne weitere Betrachtungen nicht für die Bestimmung des Leistungsfaktors verwendet werden [1]. Eine Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste bei der Berechnung des Leistungsfaktors erfolgt bei der detaillierten Auslegung in Kapitel 5. Daher ergibt sich der Grundschiebungsfaktor vereinfacht mit Hilfe des folgenden Zusammenhangs:

$$\cos(\varphi_1) = \frac{P_{el,in}}{3 \cdot U_{s1} \cdot I_{s1}} \approx \frac{P_\delta + P_{Cu}}{3 \cdot U_{s1} \cdot I_{s1}} = \frac{2\pi \cdot n \cdot M_\delta + P_{Cu}}{3 \cdot U_{s1} \cdot I_{s1}} \quad (4.7)$$

 Tabelle 4.3: Wie Tabelle 4.2, jedoch für BP 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm)

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Frequenz f_s	400 Hz	400 Hz	700 Hz
Drehzahl n	3000 /min	3000 /min	3000 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	144 Nm	153 Nm	150 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	67,0 A	73,8 A	69,2 A
Bestromungswinkel β'	67°	68°	62°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiebung, eff.)	232 V	231 V	230 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	70 mΩ	45 mΩ	36 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	943 W	736 W	517 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	939 W	1192 W	995 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	8 W	355 W	1189 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	80 W	101 W	92 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	1970 W	2384 W	2793 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	45,2 kW	47,6 kW	45,9 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,8 %	95,2 %	94,3 %
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	2,89 mH	2,50 mH	1,41 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	2,91 mH	2,14 mH	1,41 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	2,73 mH	1,73 mH	1,47 mH
Grundschiebungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,99	0,95	1,00

Wie durch den angegebenen Bestromungswinkel β^* ersichtlich ist, wird für Betriebspunkt 1 die MTPA- („Maximum Torque per Ampère“)-Strategie verwendet, so dass auch das Reluktanzmoment genutzt wird, während in Betriebspunkt 2 alle Maschinen im Feldschwächbereich, also bei negativem d-Strom, arbeiten. Bei der FSM ist in BP1 nahezu kein Reluktanzmoment nutzbar ($\beta^* = 2^\circ \approx 0^\circ$), also sind $L_d \approx L_q$ gleich groß.

Die Ergebnisse zeigen, dass die Flux-Switching-Machine in Betriebspunkt 1 vergleichbare elektrische Eigenschaften wie die zwei Vergleichsmaschinen aufweist. Lediglich der Leistungsfaktor ist bei der FSM und der PMSM_OM niedriger im Vergleich zur PMSM_VM. Außerdem zeigt Tabelle 4.2, dass die Flux-Switching-Machine in BP1 die niedrigsten Stromwärmeverluste, aber hohe Ummagnetisierungsverluste im Rotor aufweist. In Betriebspunkt 2 führen die hohen Rotor-Ummagnetisierungsverluste der FSM zu einer deutlichen Abnahme des Wirkungsgrades im Vergleich zu den Maschinen mit Rotormagneten, was zeigt, dass die FSM für hohe Drehzahlen elektrisch nicht geeignet ist. Eine ausführliche Diskussion dieser Ergebnisse erfolgt in Abschnitt 4.4.

4.1.2. Auslegung einer E-Core- und einer C-Core-Flux-Switching-Machine

Auf die Besonderheiten der Maschinentypen mit E- und C-Core wurde bereits in Kapitel 2 eingegangen. Für die Auslegungen der E-Core- und C-Core-Flux-Switching-Machine werden die geometrischen Randbedingungen sowie die Betriebspunkte von Abbildung 4.2 von der konventionellen FSM übernommen. Die Auslegung erfolgt analog zur Auslegung der FSM mit einem parametrischen FEM-Modell, um verschiedene geometrische Parameter der Maschinen variieren zu können. Die finalen geometrischen Parameter sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst. Abbildung 4.6 zeigt die 2D-Simulationsmodelle der C- und E-Core-Maschine [k].

Tabelle 4.4: Grundparameter der ausgelegten Alternativformen als Industrieantrieb

Maschine	FSM-C-Core	FSM-E-Core
Magnettyp	VACODYM 633 HR	VACODYM 633 HR
Remanenzflussdichte bei 60 °C	1,3 T	1,3 T
Innerer Statorradius r_{si}	122,0 mm	122,1 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	157 mm	157 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	6	6
Magnethöhe h_{PM}	8,0 mm	8,0 mm
Magnetbreite b_{PM} (je Segment)	11,0 mm	11,0 mm
Luftspaltweite δ	0,7 mm	0,7 mm
Anzahl Rotorzähne Q_r	13	11
Axiale Länge l_{Fe}	180 mm	180 mm
Magnetmasse m_{Mag}	2,1 kg	2,1 kg
Windungszahl je Strang N_s	22	26

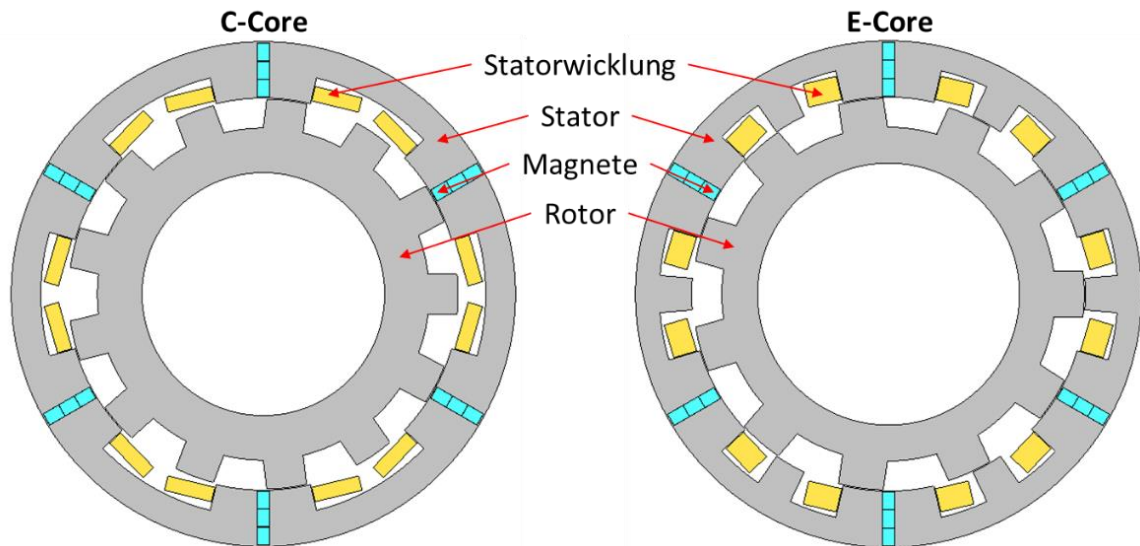


Abbildung 4.6: 2D-FEM-Simulationsmodelle in JMAG der C- und E-Core-Alternativformen zur konventionellen FSM als Industrieantrieb gemäß Tabelle 4.4

Um einen fairen Vergleich zwischen den Maschinen durchführen zu können, wird ein konstanter Nutzfüllfaktor von 0,55 für die Auslegung der E-Core-FSM und der konventionellen FSM angenommen. Aufgrund der großen Nutbreite der C-Core-FSM wird dort nur ein Nutzfüllfaktor von 0,48 erreicht. Die Masse an eingesetztem Magnetmaterial (2,1 kg) wird bei der E- und C-Core-Maschine im Vergleich zur konventionellen FSM (2,63 kg) reduziert, was auf die niedrigere Anzahl an Statorzähnen zurückzuführen ist. Die in der Literatur [40], [42] häufig angegebene mögliche Reduzierung um 50 % des Magnetmaterials bei gleichem Drehmoment und Strombelag konnte hier nicht bestätigt werden.

Tabelle 4.5 fasst die elektromagnetischen Ergebnisse der Simulationen für BP1 zusammen und vergleicht diese mit den Ergebnissen der konventionellen FSM. Die Beschreibung der Bedeutung der einzelnen Tabellenparameter und die Art ihrer Ermittlung wurden bereits in Abschnitt 4.1.1 gegeben. Tabelle 4.5 zeigt, dass alle Maschinen nach erfolgter MTPA-Strategie mit näherungsweise reinem q-Strom betrieben werden und bestätigt daher die näherungsweise Annahme gleich großer Induktivitäten in d- und q-Achse für alle drei Maschinentypen. Da die maximal zulässige Strangspannung $U_{s1,max}$ für alle drei Maschinen 230 V beträgt, mussten aufgrund der hohen Induktivitäten der E- und C-Core-Maschinenformen die Windungszahlen je Strang N_s dieser Maschinen reduziert werden (Windungszahlen je Strang: FSM 36, C-Core 22, E-Core 26). Die Induktivitäten fallen bei der E- und C-Core-Variante höher aus, da sich der Fluss, erzeugt durch die Statorspulen, aufgrund des fehlenden niederpermeablen Materials der Magnete besser schließen kann. Außerdem sind die überlappenden Flächen der Stator- und Rotorzähne bei den E- und C-Core-Typen größer, wodurch die Reluktanz reduziert und die Induktivität erhöht wird. Durch die Reduzierung der Windungszahlen werden die durch die Magnete erzeugten Flussverkettungen der Statorwicklungen reduziert, und diese Maschinen benötigen einen deutlichen höheren Strangstrom I_{s1} , um das geforderte Drehmoment zu erreichen. Durch die niedrigen Windungszahlen je Strang N_s weisen die C- und E-Core-Maschinen dafür einen kleinen Strangwiderstand R_s auf.

Die Stromwärmeverluste fallen bei der konventionellen Flux-Switching-Maschine am geringsten aus, was auf den hohen erforderlichen Strombelag und der damit verbundenen lastabhängigen Eisensättigung der C- und E-Core-Maschine zurückzuführen ist, wie dies Abbildung 4.7 zeigt. Alle Maschinen erreichen im Bereich kleiner Strombeläge A ein ähnlich

großes Drehmoment. Allerdings sättigen die E- und C-Core-Maschinentypen bereits bei niedrigeren Strombelägen von ca. 150...200 A/cm, sodass das Drehmoment dieser Maschinen in BP1 bereits nicht mehr proportional mit dem Strom steigt. Die durch den Strom I_{s1} in den Spulen erzeugte Flussverkettung Ψ fällt aufgrund der Proportionalität zum Strom I_{s1} und der Stranginduktivität L ($\Psi = L \cdot I_{s1}$) bei der C- und E-Core-Maschine höher aus und führt daher zu einem höheren statorstromerregtem Fluss $\Phi = \Psi / N_s$ und höheren Flussdichten in den Maschinen. Daraus resultiert ein niedrigerer Grundschwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$. Dadurch sind die Stromwärmeverluste P_{Cu} bei der E- und C-Core-Maschine höher im Vergleich zur konventionellen Flux-Switching-Maschine.

Die Ummagnetisierungsverluste fallen bei der E- und C-Core-Maschine aufgrund der höheren Flussdichten im Eisen trotz niedrigerer Grundfrequenzen ebenfalls höher aus. Daher erreicht die konventionelle FSM in BP 1 den höchsten Wirkungsgrad sowie den mit Abstand höchsten Leistungsfaktor.

Tabelle 4.5: Elektromagnetische FEM-Simulationsergebnisse der drei Maschinen C-Core, E-Core und FSM für BP 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm) mit $\vartheta_{Mag} = 60$ °C (* Verschlechterungsfaktoren wegen Bearbeitung: 1,6) [k]

Maschine	C-Core	E-Core	FSM
Frequenz f_s	217 Hz	183 Hz	233 Hz
Drehzahl n	1000 /min	1000 /min	1000 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	438 Nm	440 Nm	439 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	198,0 A	188,0 A	101,8 A
Bestromungswinkel β'	5°	5°	2°
Strangspannung U_{s1} (Grundschwingung, eff.)	220 V	200 V	227 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	13 mΩ	15 mΩ	36 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	1529 W	1590 W	1119 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	913 W	805 W	481 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	596 W	520 W	422 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	132 W	75 W	63 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	3170 W	2990 W	2085 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	45,3 kW	45,6 kW	45,5 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	93,5 %	93,8 %	95,6 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	0,79 mH	0,87 mH	1,14 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	0,82 mH	0,87 mH	1,18 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	1,19 mH	1,56 mH	1,47 mH
Grundschwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,36	0,42	0,67

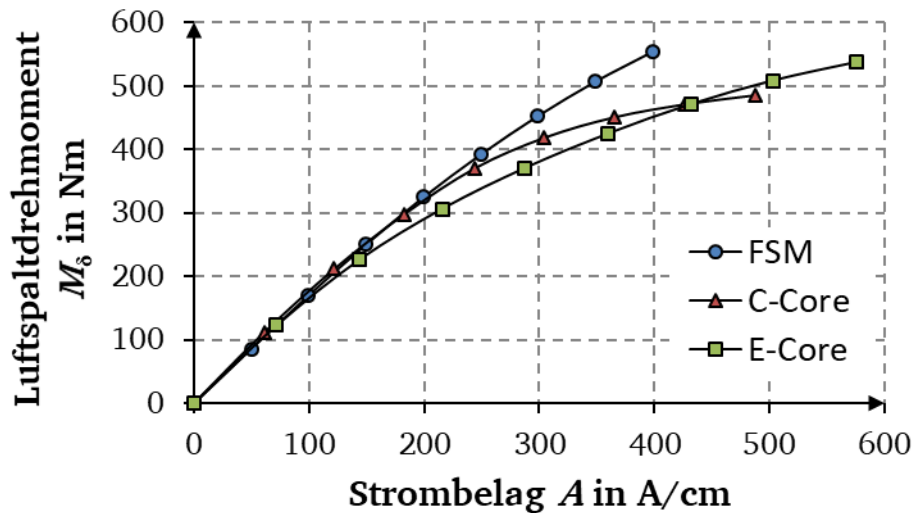


Abbildung 4.7: Mit FEM (2D) simuliertes Luftspaltdrehmoment M_s über dem Strombelag A für die FSM, die C-Core- und die E-Core-Maschine bei einer konstanten Drehzahl $n = 1000$ /min und mit einer mittleren Magnettemperatur $\vartheta_{\text{Mag}} = 60$ °C bei Drehstromspeisung

Die Diskussion der Ergebnisse zeigt, dass das Betriebsverhalten der Maschinen stark durch die unterschiedlichen Ströme beeinflusst wird. Durch die Notwendigkeit der Reduktion der Spulenwindungszahl aufgrund der hohen Induktivitäten bei den E- und C-Core-Ausführungsformen benötigen diese einen hohen Statorstrom, um das geforderte Drehmoment zu erreichen. Dieser hohe Statorstrom führt bei ihnen zu einer hohen lastabhängigen Eisensättigung sowie einem deutlich geringeren Leistungsfaktor bei vergleichbar großer Induktivität.

Die Ergebnisse für BP 2 (Tabelle 4.6) zeigen Vorteile im Wirkungsgrad bei den E- und C-Core-Bauformen, was auf die geringen Windungszahlen und damit kleinen Strangwiderstände bei den Alternativformen zurückzuführen ist. Die d-Ströme sind trotz kleinerer Polradspannungen bei der C- und E-Core-Variante mit der konventionellen FSM vergleichbar, was auf die niedrigeren Windungszahlen der E- und C-Core-Typen zurückzuführen ist. Die restlichen Verlustgruppen sowie der Leistungsfaktor sind bei den drei Maschinen in BP 2 ebenfalls vergleichbar.

Ein weiterer Nachteil der C- und E-Core-Maschinen ist die ungerade Anzahl der Rotorzähne, welche für die C-Core-Variante mindestens 13 und für die E-Core-Variante mindestens 11 betragen sollte [k]. Diese ungeraden Rotorzahnzahlen führen zu einer radialen, drehfrequent umlaufenden Zugkraft auf den Rotor und Stator der Maschinen. Die Berechnung dieser Kraft auf den Rotorkörper erfolgt durch die Betrachtung der resultierenden Kraft auf eine geometrisch einfach beschriebene Hüllfläche, die den Rotorkörper umgibt. Damit muss zur Berechnung der Kraft F nicht mehr die Kraftdichte f über das Volumen des Körpers integriert werden. Stattdessen wird der *Maxwell'sche* Spannungstensor \vec{T} , der die Kraftwirkung des einwirkenden elektromagnetischen Felds beschreibt, über die Hüllfläche A integriert (4.8).

$$\vec{F} = \iiint_V \vec{f} dV = \oiint_A \vec{T} \cdot d\vec{A} \quad (4.8)$$

Die Hüllfläche ist somit die Zylinder-Mantelfläche um den Rotor, d.h. ein Rotationszylinder mit der Länge l_{Fe} und dem Durchmesser d_{si} . Zur Vereinfachung kann angenommen werden, dass die Kraftwirkung in axialer z -Richtung Null ist.

Tabelle 4.6: Wie Tabelle 4.5, nur für BP 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm)

Maschine	C-Core	E-Core	FSM
Frequenz f_s	650 Hz	550 Hz	700 Hz
Drehzahl n	3000 /min	3000 /min	3000 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	150 Nm	149 Nm	150 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	71,1 A	75,0 A	69,2 A
Strom in q-Achse I_q (eff.)	48,5 A	43,0 A	32,5 A
Strom in d-Achse I_d (eff.)	-52,0 A	-61,4 A	-61,1 A
Bestromungswinkel β	47°	55°	62°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	228 V	225 V	230 V
Polradspannung U_{p1} (Grundschiwingung, eff.)	327 V	363 V	485 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	13 mΩ	15 mΩ	36 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	197 W	253 W	514 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	883 W	1059 W	918 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	966 W	854 W	1083 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	118 W	146 W	92 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	2164 W	2312 W	2607 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	46,2 kW	46,0 kW	46,0 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,5 %	95,2 %	94,6 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	1,03 mH	1,47 mH	1,41 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	1,06 mH	1,49 mH	1,41 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	1,19 mH	1,56 mH	1,47 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,96	0,92	0,98

Da die Kraftentwicklung bei der FSM nahezu ausschließlich durch die auftretenden magnetischen Grenzflächenkräfte erzeugt wird, kann für die Kraftberechnung über den *Maxwell'schen* Spannungstensor die elektrische Feldkomponente vernachlässigt werden. Dadurch ergibt sich ein zweidimensionaler Spannungstensor, der nur tangentiale und radiale Anteile der magnetischen Flussdichte B enthält. Die Tangentialkomponenten (φ -Komponenten) beschreiben die auftretenden Schubkräfte, die Radialkomponenten (r -Komponenten) die Normalkräfte auf die Hüllfläche um den Rotor. Der *Maxwell'sche* Spannungstensor ergibt sich dann zu:

$$\vec{T}_{r,\varphi} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \begin{pmatrix} B_r^2 - \frac{B^2}{2} & B_r \cdot B_\varphi \\ B_r \cdot B_\varphi & B_\varphi^2 - \frac{B^2}{2} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Mit (4.8) und (4.9) werden die resultierende Normal- und Tangentialkraft auf den Rotor berechnet. Wie in Kapitel 3 beschrieben, kann die Tangentialkomponente der Flussdichte bei gegenüber der Polteilung kleinen Luftspalten vernachlässigt werden, d.h. $B_\varphi = 0$. Die Kraft auf den Rotor wird dann vereinfacht nach (4.10) berechnet.

$$\vec{F} = \int_0^{l_{\text{Fe}}} \int_0^{2\pi} \frac{1}{\mu_0} \cdot \begin{pmatrix} \frac{B_r^2}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{B_r^2}{2} \end{pmatrix} r \cdot \vec{e}_r \, d\varphi \, dz = \frac{l_{\text{Fe}} \cdot r}{2 \cdot \mu_0} \cdot \int_0^{2\pi} B_r^2 \cdot \vec{e}_r \, d\varphi \quad (4.10)$$

Mit dieser Vereinfachung und dem analytischen Berechnungsmodell für die Luftspaltflussdichte der konventionellen FSM aus Abschnitt 3.1 wird so eine Abschätzung der resultierenden radialen Kraft auf den Rotor vorgenommen. Der maximale Wert dieser Abschätzung beträgt für die ausgelegte konventionelle FSM im Leerlauf aufgrund der Rotorsymmetrie bei gerader Rotorzahnzahl näherungsweise 0 N. Alternativ erfolgt eine genauere Berechnung der resultierenden Radialkraft mit FEM bei Berücksichtigung von radialen und tangentialen Feldkomponenten. Die Ergebnisse der FEM-Simulationen für den Leerlauf der drei Maschinentypen sind in der folgenden Abbildung 4.8 gegenübergestellt [k]. Die Abbildung zeigt jeweils die Radialkraft auf den Rotor in x- und in y-Richtung im Leerlauf je nach Rotorstellung.

Die Kraftberechnung verdeutlicht die hohe Radialkraft, welche auf den Rotor bei einer ungeraden Rotorzahnzahl wirkt. Die kleinste gerade Rotorzahnzahl, welche die Auslegungskriterien empfehlen, ist für die C-Core-Variante 26 und für die E-Core-Variante 22. Sinnvolle Auslegungen dieser Maschinen sind also sehr hochpolig und daher nur für niedrige Bemessungsdrehzahlen geeignet, da sonst die elektrische Grundfrequenz zu hoch wird.

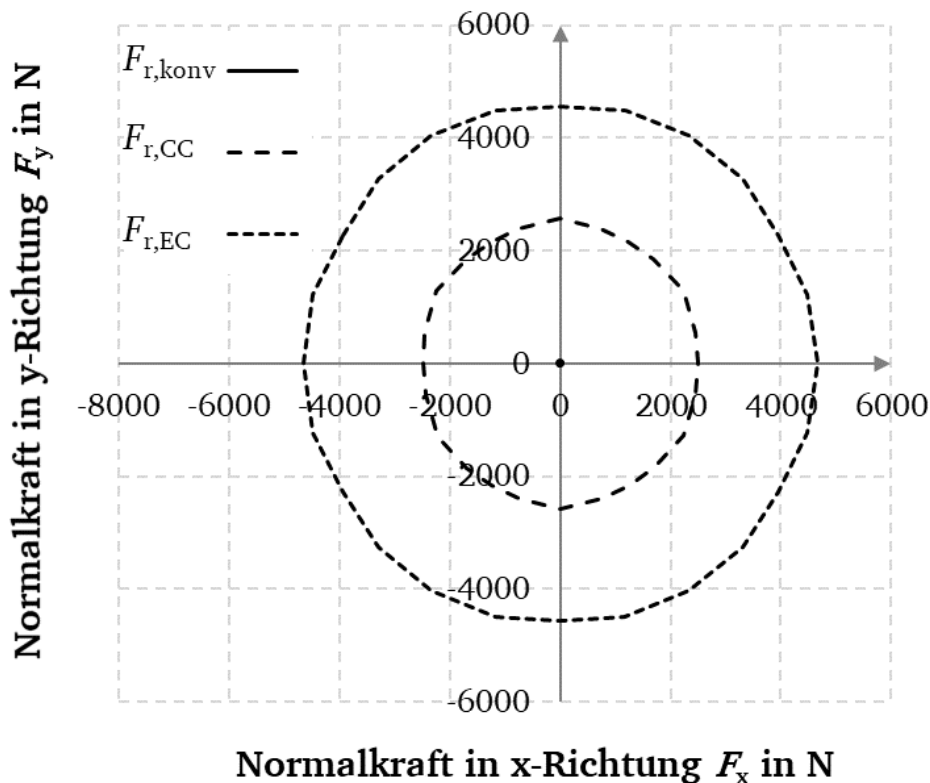


Abbildung 4.8: Mit FEM bestimmte Radialkraft auf den Rotor in x- und in y-Richtung im Leerlauf je nach Rotorstellung für die drei ausgelegten Maschinen (konv: FSM, CC: C-Core, EC: E-Core) [k]

Zudem verdeutlichen der niedrige Leistungsfaktor und die geringe Überlastfähigkeit der C- und E-Core-Maschinen aufgrund der hohen lastabhängigen Eisensättigung, dass sie als alternative Varianten der Flux-Switching-Maschine für Maschinen mit einer hohen elektromagnetischen Ausnutzung nicht geeignet sind. Das in der Literatur angeführte Einsparpotential der Magnetmasse von 50 % gegenüber konventionellen FSMs bei gleichem Drehmoment konnte in diesem Einsatzgebiet als Industrieantrieb im mittleren kW-Bereich nicht bestätigt werden [57].

Dennoch gibt es Einsatzgebiete, in denen die E- und C-Core-Varianten durchaus vergleichbare elektrische Eigenschaften wie die konventionelle FSM aufweisen, aber mit weniger Magnetmaterial auskommen und daher sinnvoll eingesetzt werden können, so zum Beispiel bei Maschinen mit großem Luftspalt [58] und Tragflügel-Profil-Rotor [59] oder Maschinen mit geringer Bemessungsleistung [60].

4.2. Einsatz als Fahrzeugantrieb

Hauptantriebe für Elektrofahrzeuge weisen typischerweise eine hohe Bemessungsdrehzahl und eine hohe maximale Drehzahl auf, um eine hohe Leistung auf kleinem Bauraum zu erreichen. Daher sind Fahrzeugantriebe niederpolige Maschinen. Um die Leistungsfähigkeit der Flux-Switching-Maschine in diesem Einsatzgebiet einschätzen zu können, erfolgt die Auslegung einer FSM und einer PMSM mit Rotormagneten. Die geforderten Betriebspunkte der Maschinen sind in der folgenden Abbildung 4.9 gezeigt. Dieses wurde aus den Anforderungen an ein elektrisches Fahrzeug (Mittelklasse-PKW gemäß den Angaben in [1]) bezüglich maximaler Geschwindigkeit und Beschleunigung abgeleitet [1]. Mit der Annahme einer Getriebeübersetzung von $i = 8$ zwischen E-Motor und angetriebenen Rädern ergeben sich daraus die geforderten Betriebspunkte für den elektrischen Antrieb und werden hier als drei Betriebspunkte beschrieben:

- Betriebspunkt 1: Fahrt bei 50 km/h und einer Steigung von 15 %
- Betriebspunkt 2: Fahrt bei 50 km/h und maximaler Beschleunigung
- Betriebspunkt 3: Fahrt bei einer Maximalgeschwindigkeit von 150 km/h

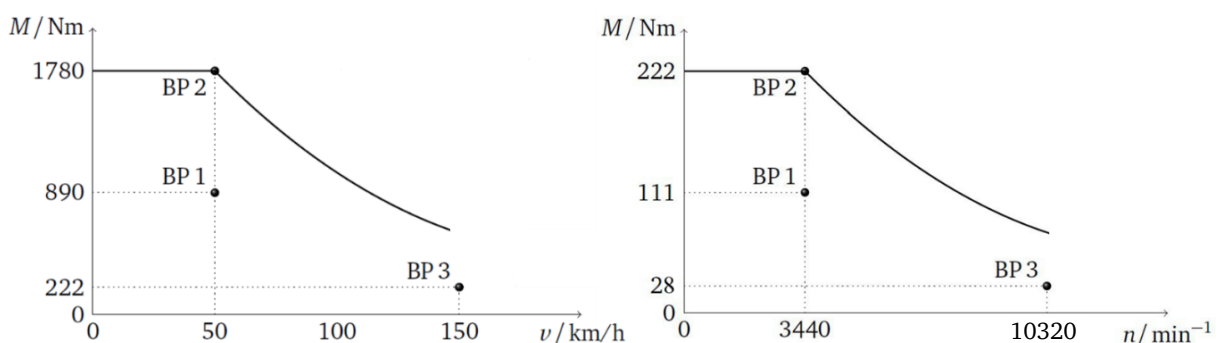


Abbildung 4.9: Geforderte Betriebspunkte des Elektro-Fahrzeugs (Mittelklasse-PKW) (links) sowie des notwendigen E-Motors als Hauptantrieb (rechts) bei einer Getriebeübersetzung von $i = 8$ zu den angetriebenen Rädern [m]

Aufgrund der hohen geforderten maximalen Drehzahl von 10320 /min wird die FSM mit $Q_r = 10$ Rotorzähnen ausgelegt, um die maximale Statorgrundfrequenz gemäß $f_{s,max} = n_{max} \cdot Q_r = 10320/60 \cdot 10 = 1720$ Hz unterhalb von 2000 Hz zu halten. Sowohl die FSM als auch die PMSM besitzen eine Zahnspulenwicklung mit $q = \frac{1}{2}$ sowie eine Stator-

Wassermantelkühlung und werden mit NdFeB-Magneten ausgestattet. Für beide Auslegungen wird ein Nutfüllfaktor von 0,55 angenommen. Als Material für das Elektroblech wird ein Blech der Sorte M270-35A eingesetzt.

Die geometrischen Abmessungen der FSM [1] sowie der konventionellen PMSM sind in der folgenden Tabelle 4.7 zusammengefasst. Abbildung 4.10 zeigt die FEM-Modelle der Maschinen. Für einen fairen Vergleich zwischen den zwei Maschinen sind die Außenabmessungen des Statorblechpakets (r_{sa} und l_{Fe}) sowie die eingesetzte Menge an Magnetmaterial m_{Mag} identisch.

Tabelle 4.7: Zu Abbildung 4.10 gehörende Grundparameter der beiden ausgelegten E-Fahrzeughauptantriebe für einen Mittelklasse-PKW (Daten: Fahrzeugmasse $m_{Fzg} = 1,5$ t, Luftreibbeiwert $c_w = 0,29$, Stirnfläche $A_{stirn} = 2,2$ m²)

Maschine	FSM	PMSM
Magnettyp VACODYM	633 HR	655 HR
Remanenzflussdichte B_R bei 60 °C	1,30 T	1,23 T
Innerer Statorradius r_{si}	67,5 mm	65 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	95 mm	95 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	12	12
Magnethöhe h_{PM}	5 mm	4,5 mm
Gesamte Magnetbreite b_{PM}	26,2 mm	32,6 mm
Luftspaltweite δ	0,5 mm	0,5 mm
Anzahl Polpaare p bzw. Rotorzähne Q_r	10	5
Axiale Länge l_{Fe}	154 mm	154 mm
Magnetmasse m_{Mag}	1,7 kg	1,7 kg
Windungszahl je Strang N_s	24	32

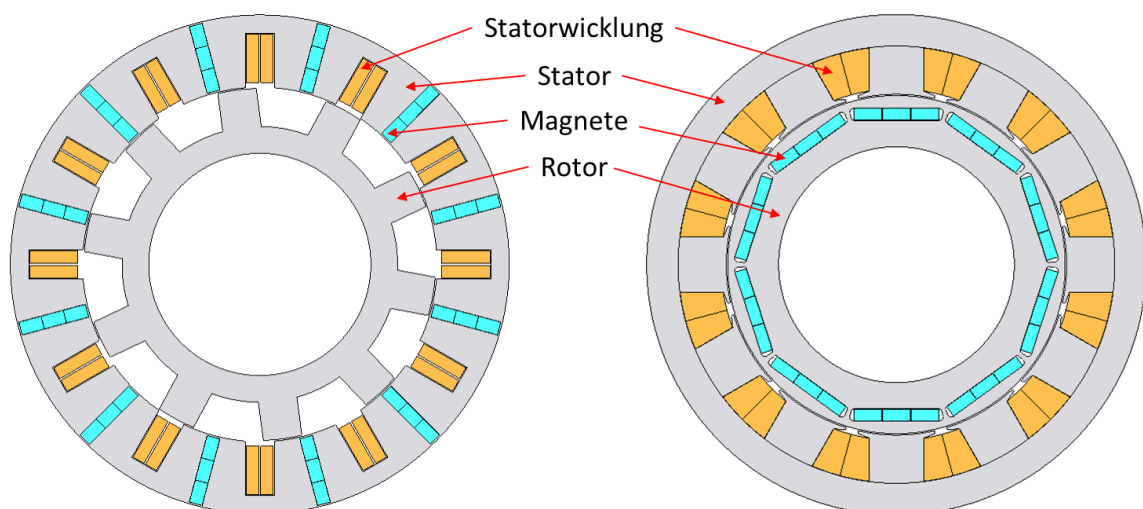


Abbildung 4.10: 2D-FEM-Simulationsmodelle der FSM (links) und der PMSM (rechts) als Fahrzeugantrieb (JMAG) für ein E-Fahrzeug gemäß [1]

Die Ergebnisse der FEM-Simulationen sind in Tabelle 4.8 und Tabelle 4.9 zusammengefasst. Die Beschreibung der Bedeutung der einzelnen Tabellenparameter und die Art ihrer Ermittlung wurden bereits in Abschnitt 4.1.1 gegeben.

Tabelle 4.8: Elektromagnetische FEM-Simulationsergebnisse der FSM als Fahrzeugantrieb (* Verschlechterungsfaktoren wegen Bearbeitung: 1,6)

Betriebspunkt	BP 1	BP 2	BP 3
Frequenz f_s	573 Hz	573 Hz	1720 Hz
Drehzahl n	3440 /min	3440 /min	10320 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	111 Nm	222 Nm	28 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	90,3 A	220,6 A	88,0 A
Bestromungswinkel β'	3°	4°	77°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	163 V	217 V	236 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	26 mΩ	26 mΩ	26 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	636 W	3796 W	604 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	519 W	869 W	1124 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	543 W	514 W	2134 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	64 W	197 W	167 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	1762 W	5376 W	4029 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	39,4 kW	79,5 kW	28,1 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,7 %	93,7 %	87,5 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	0,22 mH	0,23 mH	0,31 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	0,23 mH	0,24 mH	0,30 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	0,29 mH	0,29 mH	0,29 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,92	0,58	0,50

Im Grunddrehzahlbereich weisen beide Maschinen einen vergleichbaren Wirkungsgrad auf, während der Leistungsfaktor bei der FSM speziell in BP2 bei Überlast deutlich niedriger ist. Im Feldschwächbereich ist der Wirkungsgrad der FSM deutlich kleiner bedingt durch die hohen Ummagnetisierungsverluste in Stator und Rotor aufgrund der hohen Grundfrequenzen. Die PMSM hat außerdem den Vorteil eines zusätzlichen Reluktanzmoments, so dass der Feldschwächstrombedarf kleiner ausfällt. Eine eingehende Diskussion der Ergebnisse erfolgt in Abschnitt 4.4.

Tabelle 4.9: Wie Tabelle 4.8, nur für PMSM

Betriebspunkt	BP 1	BP 2	BP 3
Frequenz f_s	287 Hz	287 Hz	860 Hz
Drehzahl n	3440 /min	3440 /min	10320 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	112 Nm	227 Nm	31 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	86,6 A	185,6 A	63,6 A
Bestromungswinkel β'	15°	20°	70°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	182 V	216 V	234 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	43 mΩ	43 mΩ	43 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	967 W	4444 W	522 W
Ummagnetisierungsverluste Stator* $P_{Fe,s}$	490 W	682 W	1191 W
Ummagnetisierungsverluste Rotor* $P_{Fe,r}$	163 W	276 W	852 W
Wirbelstromverluste Magnete $P_{d,M}$	107 W	447 W	321 W
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	1727 W	5849 W	2886 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	40,1 kW	81,1 kW	32,3 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,9 %	93,3 %	91,8 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	0,84 mH	0,61 mH	0,95 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	0,71 mH	0,59 mH	0,81 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	0,62 mH	0,62 mH	0,62 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,87	0,72	0,76

4.3. Einsatz als Direktantrieb für 3 MW-Offshore-Windkraftanlagen

Die FSM und die PMSM sollen als direktantriebener 3 MW-Windgenerator mit einer Bemessungsdrehzahl $n_N = 15$ /min und einem Bemessungsdrehmoment $M_N = 1,9$ MNm eingesetzt werden. Die FSM wurde von dem Unternehmen VENPOWER bereits für solche Anwendungen entwickelt [61], allerdings wurden weitere Untersuchungen und Forschungen an diesem Projekt zurückgestellt. Die geometrischen Abmessungen der Flux-Switching-Machine sowie der PM-Synchronmaschine mit Rotormagneten sind in der folgenden Tabelle 4.10 zusammengefasst [M], wobei wieder bei beiden 3-phasigen Maschinentypen Zahnspulen mit $q = \frac{1}{2}$ zum Einsatz kommen. Die Abmessungen der beiden Maschinen sind näherungsweise identisch. Die statorseitigen Magnete der FSM werden besser gekühlt. Die niedrige Dauerbetriebstemperatur erlaubt den Einsatz dysprosiumarmer NdFeB-Magnete. Der größte Unterschied zwischen den beiden Maschinen ist sonst die unterschiedliche Magnetmasse, was auf die unterschiedlichen Magnettypen zurückzuführen ist. Der preisliche Unterschied zwischen NdFeB-Magneten mit einem hohen im Vergleich zu einem niedrigen Dysprosium-Anteil beträgt in etwa 25 % (so ist z.B. 633 HR für die FSM kostengünstiger als 655 HR für die PMSM), weshalb die Magnetmasse bei der FSM um den gleichen Prozentsatz gegenüber der PMSM erhöht wird, um gleiche Magnet-Materialkosten zu erreichen. Die

Statorwicklungen der beiden Maschinen bestehen aus Kupfer (angenommene Betriebstemperatur 150 °C). Für das Stator- und Rotorblechpaket beider Maschinen wird das Blech M400-50A verwendet. Die FEM-Modelle der beiden Maschinen sind in Abbildung 4.11 gezeigt.

Tabelle 4.10: Abmessungen der 3 MW-Windgeneratoren für $n_N = 15$ /min und $M_N = 1,9$ MNm

Maschine	PMSM	FSM
Magnettyp	VACODYM 655 HR	VACODYM 633 HR
Remanenzflussdichte bei 60 °C	1,23 T	1,30 T
Innerer Statorradius r_{si}	2500 mm	2500 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	2600 mm	2660 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	225	48
Magnethöhe h_{PM}	16 mm	35 mm
Luftspaltweite δ	5 mm	5 mm
Anzahl Polpaare p / Rotorzähne Q_r	75	56
Axiale Länge l_{Fe}	1900 mm	1900 mm
Magnetmasse m_{Mag}	2800 kg	3550 kg
Windungszahl je Strang N_s	44	22

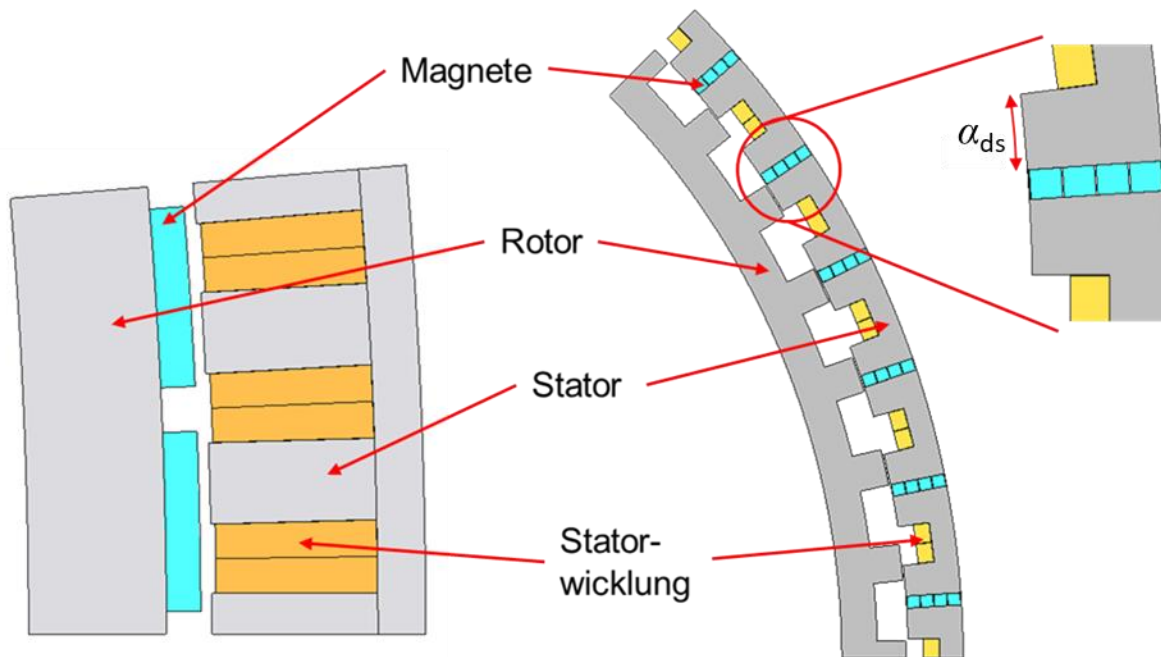


Abbildung 4.11: Geometrien der 2D-Modelle der simulierten 3 MW-Windgeneratoren in JMAG (links: PMSM, rechts: FSM)

Die Ergebnisse der elektromagnetischen Simulationen sind in der folgenden Tabelle 4.11 zusammengefasst. Die Beschreibung der Bedeutung der einzelnen Tabellenparameter und die Art ihrer Ermittlung wurden bereits in Abschnitt 4.1.1 gegeben. Aufgrund der geringen Drehzahlen und Frequenzen werden für die Windgeneratoren die Wirbelstromverluste in den Magneten vernachlässigt.

Tabelle 4.11: Ergebnisse der elektromagnetischen FEM-Simulationen der PMSM und der FSM als Windgeneratoren (* Verschlechterungsfaktor wegen Bearbeitung: 1,6)

Maschine	PMSM	FSM
Frequenz f_s	18,75 Hz	14 Hz
Drehzahl n	15 min ⁻¹	15 min ⁻¹
Luftspalt-Drehmoment M_δ	1,93 MNm	1,98 MNm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	2687 A	3748 A
Bestromungswinkel β'	0°	0°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	395 V	405 V
Strangwiderstand R_s bei 150 °C	4,6 mΩ	1,4 mΩ
Stromwärmeverluste P_{Cu} bei 150 °C	99 kW	57 kW
Ummagnetisierungsverluste* $P_{Fe,s} + P_{Fe,r}$	25 kW	28 kW
Gesamtverluste $P_d = P_{Cu} + P_{Fe,s} + P_{Fe,r} + P_{d,M}$	124 kW	85 kW
Mechanische Abgabeleistung P_m	2,9 MW	3,0 MW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,9 %	97,2 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	0,33 mH	0,89 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	0,33 mH	0,89 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	0,35 mH	1 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,96	0,69

Die Ergebnisse zeigen einen höheren Wirkungsgrad und einen kleineren Leistungsfaktor der FSM im Vergleich zur PMSM. Auf diese zwei Größen wird im Folgenden genauer eingegangen und das Verhalten der Generatoren erläutert.

4.4. Diskussion der Ergebnisse von 4.1, 4.2 und 4.3

Es wird nun anhand der Auslegungen von Abschnitt 4.1, 4.2 und 4.3 auf die verschiedenen Eigenschaften der FSM im Vergleich zur konventionellen PMSM eingegangen, um daraus mögliche Einsatzgebiete für die FSM abzuleiten.

Die Ergebnisse der FSM-Auslegungen zeigen prinzipiell die gleichen Tendenzen im Hinblick auf die elektrischen Größen der FSM: Die Flux-Switching-Machine weist im Vergleich zur PMSM mit Zahnspulen ($q = 1/2$) typischerweise geringere Stromwärmeverluste auf, besitzt aber höhere Ummagnetisierungsverluste aufgrund der höheren Stator- und

Rotorgrundfrequenzen. Der Grundschwingungs-Leistungsfaktor der FSM fällt generell kleiner aus im Vergleich zu PM-Maschinen mit Rotormagneten.

Zunächst erfolgt ein Vergleich der Stromwärmeverluste der FSM und der PMSM mit Rotormagneten. Das Verhältnis der Drehmomente (ohne Reluktanzmoment) der beiden Maschinentypen ist in (4.11) zu sehen.

$$\begin{aligned} \frac{M_{\delta,FSM}}{M_{\delta,PMSM}} &= \pi \cdot \frac{k_w^* \cdot \frac{Q_r}{Q_s} \cdot B_{\delta,FSM} \cdot A_{FSM} \cdot \alpha_{ds} \cdot d_{si}^2 \cdot l_{Fe}}{k_w \cdot B_{\delta,PMSM} \cdot A_{PMSM} \cdot d_{si}^2 \cdot l_{Fe}} \approx \pi \cdot \frac{Q_r}{Q_s} \cdot \alpha_{ds} \cdot \frac{B_{\delta,FSM}}{B_{\delta,PMSM}} \cdot \frac{A_{FSM}}{A_{PMSM}} \approx \\ &\approx \frac{B_{\delta,FSM}}{B_{\delta,PMSM}} \cdot \frac{A_{FSM}}{A_{PMSM}} \approx (1.2 \dots 1.8) \cdot \frac{A_{FSM}}{A_{PMSM}} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Dabei ist k_w der Grundwellen-Wicklungsfaktor, k_w^* der Wicklungsfaktoren gemäß (3.30), Q_r und Q_s die Anzahl der Rotor- bzw. Statorzähne der FSM, B_{δ} die Grundwellen-Flussdichte im Luftspalt der jeweiligen Maschine, α_{ds} der Statorzahnbedeckungsfaktor der FSM (definiert in Abbildung 4.11, typischerweise $\approx 0,3$), d_{si} der Bohrungsdurchmesser, l_{Fe} die axiale Länge der Maschinen und A der effektive Strombelag der jeweiligen Maschine, definiert über (4.12):

$$A = \frac{2m \cdot N_s \cdot I_s}{\pi \cdot d_{si}} \quad (4.12)$$

Aus dem Verhältnis der Drehmomente wird deutlich, dass dieses bei gleichen geometrischen Abmessungen (d_{si} und l_{Fe}) hauptsächlich von dem Verhältnis der Flussdichteamplituden im Luftspalt B_{δ} und der Strombeläge A abhängt. Die Flussdichte im Luftspalt ist bei der FSM um den Faktor 1,2 ... 1,8 höher aufgrund von Flusskonzentration durch die benachbarten Magnete sowie der Zahngeometrie selbst. Bei gleichem Strombelag A bedeutet dies ein um (1,2 ... 1,8)-fach höheres Drehmoment bzw. einen entsprechend kleineren Strombelag der FSM für das gleiche Drehmoment. Da die Stromwärmeverluste proportional zum Strombelag sind, erreicht die FSM daher diese Betriebspunkte mit geringeren Stromwärmeverlusten. Die geringeren Stromwärmeverluste führen dann bei Maschinen mit dominanten Stromwärmeverlusten (wie z. B. die langsam drehenden getriebelosen Windgeneratoren) zu einem höheren Wirkungsgrad. Die folgende Abbildung 4.12 zeigt das berechnete Luftspaltdrehmoment über dem Strombelag sowie den Wirkungsgrad über dem Luftspaltdrehmoment der beiden ausgelegten Windgeneratoren bei konstanter Drehzahl ($n = 15 / \text{min}$) und bestätigt die oben genannten theoretischen Überlegungen.

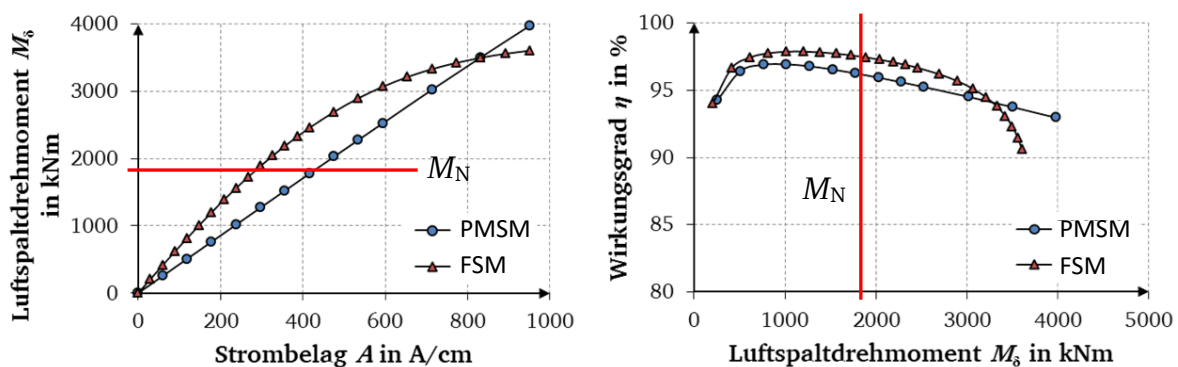


Abbildung 4.12: Links: Mit FEM simuliertes Luftspaltdrehmoment über dem effektiven Strombelag für die Windkraftgeneratoren (Tabelle 4.10) bei einer konstanten Drehzahl $n = 15 / \text{min}$. Rechts: Simulierter Wirkungsgrad über dem Luftspaltdrehmoment beider Maschinen für dieselbe Drehzahl $n = 15 / \text{min}$ ($\vartheta_{Mag} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$, $\vartheta_{Cu} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$)

Ein Vergleich des Drehmoments über dem Strombelag bei Bemessungsdrehzahl für die anderen beiden Anwendungsgebiete als Industrie- bzw. Fahrzeugantrieb ist in der folgenden Abbildung 4.13 gezeigt.

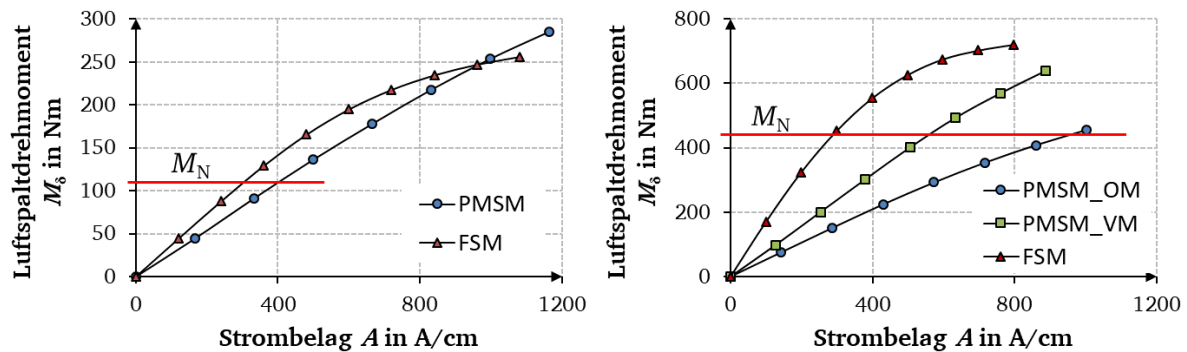


Abbildung 4.13: Simuliertes Luftspaltdrehmoment über dem Strombelag für die Fahrzeugantriebe (links) bei $n = 3440$ /min und die Industrieantriebe (rechts) bei $n = 1000$ /min ($\vartheta_{Mag} = 60$ °C und $\vartheta_{Cu} = 150$ °C)

Man erkennt, dass die FSM wegen der höheren Polzahl bei kleinen Strombelägen unterhalb der lastabhängigen Eisensättigung stets ein höheres Drehmoment liefert. Die Stromwärmeverluste P_{Cu} sind proportional zum Produkt aus Strombelag A , Stromdichte J und Statorinnendurchmesser d_{si} . Da bei den Windgeneratoren die Stromdichten ($J_{FSM} = 2$ A/mm², $J_{PMSM} = 2,3$ A/mm²) sowie die Durchmesser näherungsweise identisch sind, entspricht im Bemessungspunkt das Verhältnis der Stromwärmeverluste ($P_{Cu,FSM}/P_{Cu,PMSM} = 57$ kW / 99 kW = 0,59) näherungsweise dem Verhältnis der effektiven Strombeläge ($A_{FSM}/A_{PMSM} = 315$ (A/cm) / 452 (A/cm) = 0,69). Aufgrund der dominanten Stromwärmeverluste bei den Windgeneratoren ergibt sich daher der bereits genannte Wirkungsgradvorteil für die FSM.

Für die Stromwärmeverluste der Fahrzeugantriebe ergeben sich vergleichbare Verhältnisse (Stromdichten im Bemessungspunkt: $J_{FSM} = 8,7$ A/mm², $J_{PMSM} = 8,5$ A/mm²), allerdings führen die höheren Frequenzen bei der FSM zu höheren Ummagnetisierungsverlusten und damit zu einem niedrigeren Wirkungsgrad in BP1. In BP2 dominieren die Stromwärmeverluste, wodurch die FSM einen höheren Wirkungsgrad aufweist.

Die Verhältnisse der Stromwärmeverluste können bei den Industrieantrieben nicht direkt aus den Verhältnissen der Strombeläge bestimmt werden, da bei diesen die Stromdichten (Stromdichten im Bemessungspunkt: $J_{FSM} = 7,8$ A/mm², $J_{PMSM_OM} = 5,9$ A/mm², $J_{PMSM_VM} = 4,8$ A/mm²) sowie die Statorinnendurchmesser deutlich voneinander abweichen. Dies ist auf die unterschiedlichen Ziele bei den Auslegungen der Maschinen für die verschiedenen Anwendungsgebiete zurückzuführen. Während bei den Windgeneratoren und den Fahrzeugantrieben die Stromdichte sowie der Statorinnendurchmesser für beide Maschinen vorgegeben wurde, war bei der Auslegung der Industrieantriebe lediglich der Statoraußendurchmesser gegeben. Das Ziel der Auslegung der FSM war es, ein hohes Drehmoment aus dem gegebenen Bauraum zu generieren. Die PMSM mit Oberflächenmagneten sollte einen hohen mittleren Flächenschub erzeugen und hat daher wegen des hohen Strombelags einen kleinen Statorinnendurchmesser. Die PMSM mit vergrabenen Magneten sollte in BP1 ähnliche Stromwärmeverluste aufweisen wie die FSM und gegenüber der PMSM mit Oberflächenmagneten einen höheren Leistungsfaktor im Grunddrehzahlbereich. Da die FSM allerdings bei gleichen Strombelägen mehr Drehmoment erzeugt, musste bei der PMSM mit vergrabenen Magneten der Strombelag erhöht und die

Stromdichte reduziert werden ($P_{Cu} \sim J \cdot A \cdot d_{si}$), was zusätzlich zu einem kleineren Statorinnendurchmesser führte. Daher ergeben sich vergleichbare Stromwärmeverluste für die FSM und die PMSM_VM in BP1, während die PMSM_OM höhere Stromwärmeverluste aufweist.

Abbildung 4.12 und Abbildung 4.13 zeigen außerdem unterschiedliche Steigungsverhältnisse in den Drehmoment-Strombelag-Kurven zwischen FSM und PMSM je nach Anwendung. Bei den Fahrzeugantrieben ist das Drehmoment der FSM gegenüber der PMSM bei gleichen Strombelägen etwa um den Faktor 1,3 größer. Dieser geringe Unterschied ist auf die Auslegung der FSM zurückzuführen, da diese aufgrund der hohen maximalen Drehzahl des Fahrzeugantriebs mit nur 10 Rotorzähnen ausgelegt wurde. Laut (3.29) und (3.34) reduziert sich daher das Drehmoment der FSM gegenüber einer Auslegung mit 14 Rotorzähnen etwa um den Faktor 1,4 ($= 14/10$).

Der Unterschied im Drehmoment bei gleichem Strombelag bei den Windgeneratoren beläuft sich näherungsweise auf den Faktor 1,6. Dieser Unterschied ist auf die erhöhte Magnetmasse und damit hohe Flussdichte im Luftspalt der FSM zurückzuführen.

Bei den Industrieantrieben erreicht die FSM ein um den Faktor 3 (gegenüber PMSM_OM) bzw. Faktor 2 (gegenüber PMSM_VM) höheres Drehmoment bei kleinen Strombelägen, bedingt durch die kleineren Statorinnendurchmesser der PMSMs.

Die Verläufe zeigen außerdem, dass die Flux-Switching-Maschinen bereits bei kleineren Strombelägen lastabhängig sättigen, wodurch das maximal erreichbare elektromagnetische Drehmoment bei den konventionellen PMSMs mit Rotormagneten höher liegt. Dies ist zum einen auf die reduzierte Menge an Eisen im Stator der FSM zurückzuführen. Zum anderen fällt der durch die Statorwicklung erregte magnetische Fluss $L \cdot i$ aufgrund der hohen Ströme, aber vergleichbar großen Induktivitäten bei der FSM höher aus, wodurch die FSM bereits bei kleinen Strombelägen sättigt.

Die Auslegungen des Industrieantriebs und des Fahrzeugantriebs zeigen außerdem, dass die Flux-Switching-Maschinen im Feldschwäcbereich einen niedrigeren Wirkungsgrad im Vergleich zu den konventionellen PMSMs haben. Dies ist vor allem auf die hohen Ummagnetisierungsverluste in Stator und Rotor zurückzuführen. Die Ummagnetisierungsverluste im Stator werden hauptsächlich von der Pulsation der Flussdichte mit der Statorgrundfrequenz f_s verursacht.

$$f_s = n \cdot Q_r \quad (4.13)$$

Durch die hohe Mindest-Rotorzahnzahl ist die auftretende Statorgrundfrequenz bei Flux-Switching-Maschinen typischerweise höher als bei vergleichbaren PMSMs mit Rotormagneten. Durch die hohe Statorgrundfrequenz und die hohe Flussdichte der FSMs weisen diese hohe Ummagnetisierungsverluste im Stator auf.

Die Reluktanzstruktur des Rotors der Flux-Switching-Machine sorgt außerdem für eine Flusspulsation im Rotor der Maschine. Die Hauptverlustkomponente der Rotor-Ummagnetisierungsverluste tritt dabei mit der Frequenz

$$f_r = f_s \cdot \frac{Q_s}{2 \cdot Q_r} \quad (4.14)$$

auf. Wie die Simulationsergebnisse zeigen, können die Ummagnetisierungsverluste im Rotor in der Größenordnung der statorseitigen Ummagnetisierungsverluste liegen. Dies führt speziell im Bereich hoher Drehzahlen zu hohen Verlusten und damit einem niedrigen Wirkungsgrad.

Die Simulationsergebnisse zeigen außerdem einen niedrigeren Leistungsfaktor bei den Flux-Switching-Maschinen, der auf eine hohe Statorinduktivität je Strang zurückzuführen ist. Die Hauptinduktivitäten je Strang der beiden Maschinentypen FSM und PMSM berechnen sich für $\mu_{\text{Fe}} \rightarrow \infty$, $\mu_{\text{M}} \approx \mu_0$ mit den folgenden Formeln:

$$L_{\text{h,FSM}} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot k_w^2 \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \frac{l_{\text{Fe}} \cdot r_{\text{si}}}{p^2} \cdot \left(\frac{1}{\delta_e} + \frac{1}{\delta_e + h_{\text{PM}}} \right) \quad (4.15)$$

$$L_{\text{h,PMSM}} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot k_w^2 \cdot \frac{2m}{\pi} \cdot \frac{l_{\text{Fe}} \cdot r_{\text{si}}}{p^2} \cdot \frac{1}{\delta_e + h_{\text{PM}}} \quad (4.16)$$

Dabei ist k_w der Wicklungsfaktor der Statorwicklung, N_s die Windungszahl je Strang, m die Phasenzahl, p die Polpaarzahl der Statorwicklung, $\delta_e = k_c \cdot \delta$ die um den Carter-Faktor k_c vergrößerte Luftspaltweite δ und h_{PM} die Magnethöhe. Ein Vergleich der Hauptinduktivitäten je Strang für identische Abmessungen und Wicklungssysteme ist in (4.17) gezeigt:

$$\frac{L_{\text{h,FSM}}}{L_{\text{h,PMSM}}} = 1 + \frac{h_{\text{PM}}}{2 \cdot \delta_e} \approx 3 \dots 4 \quad \text{für} \quad \frac{h_{\text{PM}}}{\delta_e} \approx 4 \dots 6 \quad (4.17)$$

Das Verhältnis der Hauptinduktivitäten hängt in diesem Fall nur von dem Verhältnis der Magnethöhe h_{PM} zur Luftspaltweite δ_e ab. Typische Verhältnisse von Magnethöhen zu Luftspaltweiten liegen im Bereich von 4...6, sodass sich ein Verhältnis der Hauptinduktivitäten von 3...4 ergibt. Dieses Verhältnis ist bei den zuvor gezeigten Auslegungen mit FEM aber geringer, da diese jeweils für eine identische Spannungsebene ausgelegt wurden und daher die Windungszahl je Strang bei den FSMs reduziert werden musste, um die erlaubte Bemessungsspannung (z. B. 230 V Strang, effektiv) nicht zu überschreiten. Abbildung 4.14 zeigt den Verlauf des berechneten Grundschwingungs-Leistungsfaktors $\cos(\varphi_1)$ über dem effektiven Strombelag A für die beiden Windgeneratoren ($n = 15 / \text{min}$) und die beiden Fahrzeugantriebe ($n = 3440 / \text{min}$). Aufgrund der höheren Induktivität ($L_{\text{d,FSM}} = 1 \text{ mH}$) der FSM fällt bei den Windgeneratoren der Leistungsfaktor der FSM deutlich rascher ab als der Leistungsfaktor der PMSM mit der kleineren Induktivität ($L_{\text{d,PMSM}} = 0,35 \text{ mH}$). Daher benötigt die FSM einen um 40 % größeren und damit deutlich teureren Umrichter aufgrund der höheren Bemessungsscheinleistung $S_{\text{FSM}} = 4,4 \text{ MVA}$ im Vergleich zu $S_{\text{PMSM}} = 3,1 \text{ MVA}$. Der Unterschied des Leistungsfaktors ist bei den Fahrzeugantrieben kleiner. Dies ist zum einen auf die vergrabenen Magnete bei der PMSM und der damit verbundenen höheren q-Induktivität zurückzuführen. Zum anderen führt die Auslegung der FSM mit 10 Rotorzähnen zu kleineren Grundfrequenzen und somit einer kleineren Reaktanz.

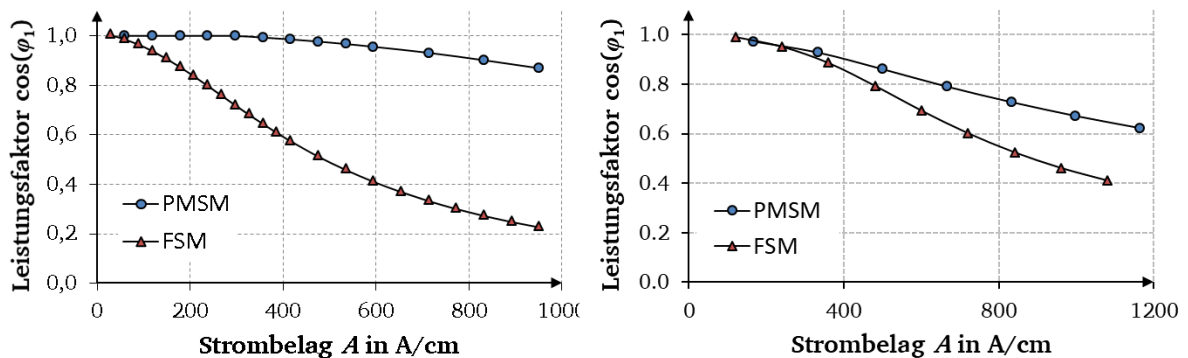


Abbildung 4.14: Simulierter Grundschwingungs-Leistungsfaktor über dem effektiven Strombelag für die PMSM und die FSM als Windgenerator (links) bei einer konstanten Drehzahl $n = 15 / \text{min}$ bzw. als Fahrzeugantrieb (rechts) bei einer konstanten Drehzahl $n = 3440 / \text{min}$ ($\vartheta_{\text{Mag}} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$, $\vartheta_{\text{Cu}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$)

Mit Hilfe der Auslegungen 4.1 bis 4.3 lassen sich folgende generelle Aussagen über die Unterschiede zwischen FSM und PMSM festhalten:

- Die FSM erreicht aufgrund der hohen radialen Flussdichten im Luftspalt bei gleichen effektiven Strombelägen ein höheres Luftspalt-Drehmoment und hat daher typischerweise kleinere Stromwärmeverluste im Bemessungspunkt oder kann für gleiche Stromwärmeverluste mit einer höheren Stromdichte ausgelegt werden.
- Die FSM weist allerdings bei gleichen Drehzahlen wegen der i.A. höheren Polzahl die höheren Ummagnetisierungsverluste auf, was auf die hochfrequenten Flusspulsationen infolge der Stator- und Rotornutung zurückzuführen ist.
- Die maximale elektromagnetische Drehmomentausbeute und Überlastfähigkeit ist bei der PMSM mit Rotormagneten höher, da die FSM bereits bei kleineren Strombelägen lastabhängig sättigt, da weniger Eisenvolumen im Stator vorhanden ist.
- Der Leistungsfaktor fällt bei der FSM aufgrund der hohen Statorinduktivitäten i.A. geringer aus.

Daraus lassen sich folgende Aussagen zu möglichen Anwendungsgebieten der FSM ableiten: Aufgrund der hohen magnetisch wirksamen Polzahl und der hohen Ummagnetisierungsverluste der FSM eignet sich diese aus elektromagnetischer Sicht trotz des mechanisch robusten Rotors nicht für Antriebe mit hohen Drehzahlen (z.B. Fahrzeugantriebe). Zusätzlich ist die magnetisch verursachte Geräuschentwicklung der FSM bei hohen Drehzahlen nicht zu vernachlässigen, wie in Abschnitt 7.8 gezeigt wird.

Außerdem macht der niedrigere Leistungsfaktor der FSM einen größeren Umrichter im Vergleich zur PMSM notwendig, was speziell bei Maschinen mit hohen Leistungen zu deutlich höheren Anschaffungskosten führen kann.

Bei Maschinen mit großem Statorinnendurchmesser d_{si} kann die Nuthöhe h_Q bei konstantem Statoraußendurchmesser d_{sa} ohne große relative Einbuße beim Statorinnendurchmesser erhöht werden (z.B. Windgenerator in Abschnitt 4.3: $h_Q = 75$ mm, $r_{si} = 2500$ mm), wodurch bei diesen Maschinen generell eine kleine Stromdichte erreicht werden kann. Daher ist bei solchen Antrieben der Vorteil eines kleinen Strombelags der FSM durch eine kleinere Stromdichte bei der PMSM kompensierbar. Speziell bei PMSMs mit einer kleinen Nutteilung und Polteilung, also schmalen Nuten, kann das Verhältnis d_{si}/d_{sa} kleine Werte annehmen (vgl. Industrieantrieb mit Oberflächenmagneten in Abschnitt 4.1: 0,58). Für solche Maschinen kann die FSM Vorteile im Wirkungsgrad im Grunddrehzahlbereich aufweisen, da hier eine höhere Stromdichte der FSM einen deutlich größeren Statorinnendurchmesser zur Folge haben kann. Mit einer FSM lassen sich daher höhere magnetisch wirksame Polzahlen bei gleichem Bauraum realisieren.

Daher ist die FSM elektromagnetisch sinnvoll im Bereich kleiner und mittlerer Drehzahlen (< 3000 /min), kleiner und mittlerer Drehmomente (< 500 Nm) und damit kleiner und mittlerer Leistungen (< 50 kW) einsetzbar und weist typischerweise geringe Stromwärmeverluste und einen hohen Wirkungsgrad im Teillastbereich auf. Es können dysprosiumarme oder dysprosiumfreie NdFeB-Magnete mit hoher Remanenzflussdichte und entsprechend niedrigen Materialkosten verwendet werden, da die Dauerbetriebstemperatur der Magnete durch intensive Stator Kühlung unter 60 °C gehalten werden kann. Demgegenüber stehen die hohen Ummagnetisierungsverluste, der niedrige Leistungsfaktor, die hohe magnetisch verursachte Geräuschentwicklung sowie die spezielle Stator konstruktion, wodurch konventionelle PMSMs mit Rotormagneten in vielen Anwendungsgebieten in diesen Bereichen bevorzugt werden. Dennoch kann ein Einsatz der FSM auch in anderen Anwendungsgebieten sinnvoll sein, falls die Anforderungen vor allem einen mechanisch robusten Rotor und eine hohe Drehmomentdichte (aber geringe Überlastfähigkeit) verlangen

(z. B. Antriebe für Ölbohrungen [62], Maschinen mit Tragflügel-Profil-Rotor für den Einsatz als Kompressor [63], Generator für die Stromversorgung von Flugzeugen [64]).

Die Verifizierung dieser Simulationsergebnisse erfolgt über den Bau einer Prototyp-FSM für den Einsatz als Industrieantrieb gemäß Abschnitt 4.1, wobei als Vergleichsmotoren die bereits vorgestellten Industrieantriebe mit Rotormagneten gewählt werden, da diese ebenfalls als Prototyp gebaut und vermessen wurden.

5 Auslegung der Flux-Switching-Machine als Industrieantrieb

Die detaillierte Auslegung der Flux-Switching-Machine als Industrieantrieb orientiert sich an den bereits vorgestellten permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Rotormagneten als Industrieantrieb. Für die Auslegung der FSM werden die Außenabmessungen sowie die geforderten Betriebspunkte (Abbildung 4.2) der konventionellen Maschinen übernommen (BP 1: $n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm und BP 2: $n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm). Als Elektroblech wird M270-35A für die FSM verwendet. Ein Vergleich der geometrischen Parameter ist mit Tabelle 5.1 und Tabelle 4.1 möglich. Die elektromagnetische Auslegung der Prototyp-FSM basiert auf der Auslegung aus Abschnitt 4.1.1, wird allerdings um die Berechnung weiterer Verlustgruppen, die Gestaltung der Wicklung, die Untersuchung des generatorischen Leerlauf- und Kurzschlussbetriebs erweitert.

Eine vollständige Auslegung der Flux-Switching-Machine erfordert neben der elektromagnetischen Auslegung inklusive Verlustberechnungen eine konstruktive Gestaltung der gesamten Maschine und thermische Berechnungen, welche in diesem Kapitel vorgestellt werden.

5.1. Mechanische Betrachtungen

Für eine detaillierte Auslegung muss neben den elektromagnetischen und thermischen Simulationen die konstruktive Gestaltung der Maschine geklärt werden. Der Aufbau des Rotors ist einfach und bereits bei geschalteten Reluktanzmaschinen ausreichend erprobt. Es erfolgt daher keine ausführliche Betrachtung dazu in dieser Arbeit. Durch die Anordnung der Magnete in den Statorzähnen ist jedoch eine spezielle Stator konstruktion notwendig. Aufgrund der hohen geforderten mechanischen Stabilität des Stators, die durch die Anordnung der Magnete in einer Magnettasche in den Statorzähnen gefährdet ist, müssen bei der Auslegung stabilisierende Eisenstege ober- und unterhalb der Magnete berücksichtigt werden, wie dies in Abbildung 5.1 zu sehen ist. Allerdings müssen die Stege dünn sein, um den magnetischen Streufluss dort zu begrenzen. Die Steghöhen der Magnettaschen betragen am Außenradius 1 mm und am Innenradius 0,6 mm. Um die mechanischen Spannungen in diesen dünnen Stegen in Grenzen zu halten, wird auf einen Kraftschluss zwischen Gehäuse und Stator verzichtet und der Stator in das Gehäuse ohne Untermaß eingeklebt. Als Klebstoff wird *DELO-ML 5327* eingesetzt, welcher sich durch eine hohe mechanische Festigkeit auszeichnet. Dieser ist ein anaerob härtender Metallklebstoff mit einer Zugscherfestigkeit zwischen 11...16 N/mm². Der Klebespalt zwischen Gehäuse und Stator beträgt etwa 0,05 mm [65].

Das Gehäuse umfasst auch die Stator-Wassermantelkühlung für die Maschine. Dazu wird das Gehäuse in einen Innen- und Außenmantel unterteilt. Der Innenmantel erhält eine spiralförmig umlaufende Nut, während der Außenmantel ein einfacher Hohlzylinder ist. Die beiden Gehäuseteile werden zusammengefügt, und die Mantelkühlung wird mit zwei O-Ringen axial abgedichtet.

Aufgrund der offenen Nuten der Flux-Switching-Machine können Formspulen mit Rechteckleitern für die Statorwicklung eingesetzt werden, um einen höheren Nutfüllfaktor zu

erreichen. Wegen der freibleibenden Zwickel (Abbildung 2.2) zwischen den schräg zueinander verlaufenden Spulenseiten bei geraden Spulen wäre der Füllfaktor jedoch zu niedrig. Deshalb werden die Spulen selbst schräg gewickelt, sodass der Zwickel verschwindet (Abbildung 5.1) und ein Füllfaktor von 0,55 erreicht wird. Die genaue Dimensionierung der Spulen erfolgt während der elektromagnetischen Auslegung.

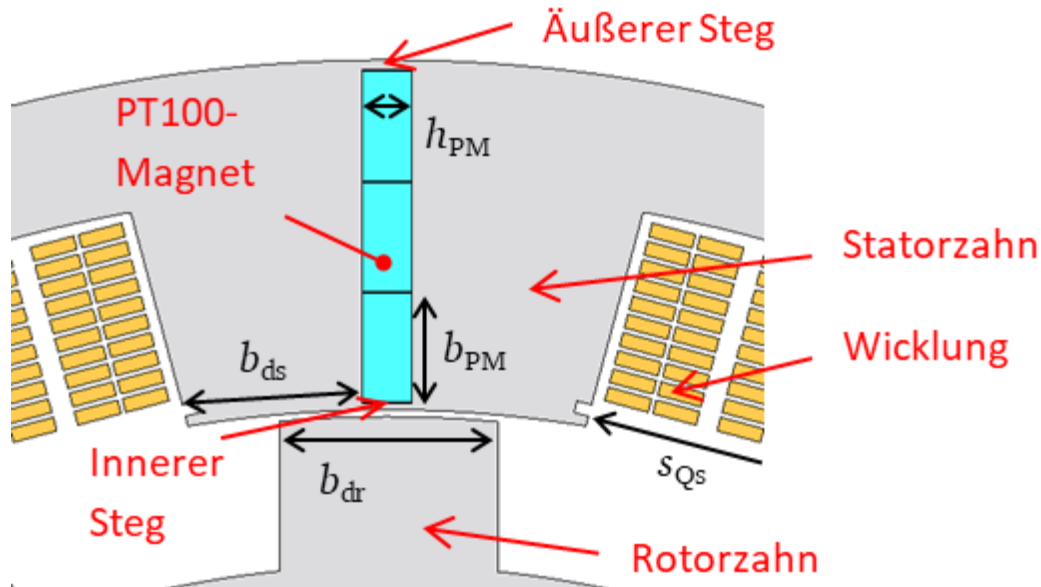


Abbildung 5.1: Aufbau eines Statorzahns der FSM mit einer Magnettasche und je einem Steg ober- und unterhalb der segmentierten Magnete (JMAG) (Magnethöhe $h_{PM} = 5$ mm, Magnetbreite $b_{PM} = 11$ mm, Statorzahnbreite $b_{ds} = 17,6$ mm, Rotorzahnbreite $b_{dr} = 22$ mm, Statornutschlitzbreite $s_{Qs} = 23,5$ mm)

Technische Zeichnungen zur ausgeführten FSM sind in Anhang A.5 dieser Arbeit dargestellt. Sie wurden von der Firma *Johannes Hübner - Fabrik elektrischer Maschinen GmbH*, Gießen, für die Fertigung verwendet.

5.2. Elektromagnetische Auslegung

Die elektromagnetische Auslegung basiert auf der Auslegung aus Abschnitt 4.1.1, wird jedoch um unterschiedliche Aspekte erweitert. Die Grundparameter der Maschine sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Es wurden aus Sicherheitsgründen dysprosiumarme NdFeB-Magnete verwendet, obwohl wegen der geringen Magnettemperatur auch dysprosiumfreie Magnete mit noch höherer Remanenz möglich wären.

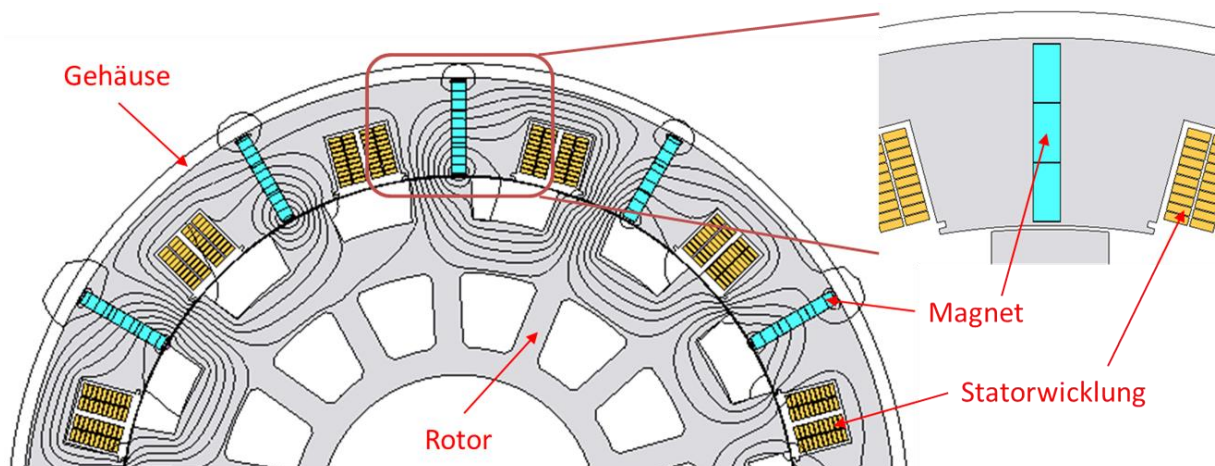
Die Erweiterung der elektromagnetischen Auslegung aus Abschnitt 4.1.1 um eine detaillierte Gestaltung der Wicklung, die Berechnung weiterer Verlustgruppen und die Berücksichtigung der konstruktiven Statorgestaltung (wie z.B. Magnet Taschen und Nutkeileinschübe) führt lediglich zu geringen Anpassungen bei den Grundparametern der Maschine. So änderte sich der innere Statorradius von $r_{si} = 122,1$ mm zu 121,8 mm, die Strangwindungszahl von $N_s = 36$ zu 40 und der Strangwiderstand von $R_{s,120^\circ\text{C}} = 33,2$ m Ω zu 38,0 m Ω .

Tabelle 5.1: Grundparameter des ausgelegten FSM-Prototyps zum Einsatz als Industriemaschine

Maschine	FSM
Magnettyp VACODYM	633 HR
Remanenzflussdichte B_R bei 60 °C	1,30 T
Innerer Statorradius r_{si}	121,8 mm
Äußerer Statorradius r_{sa}	157 mm
Anzahl Statorzähne Q_s	12
Magnethöhe h_{PM}	5,0 mm
Magnetbreite b_{PM} (je Segment)	11,0 mm
Luftspaltweite δ	0,7 mm
Anzahl Rotorzähne Q_r	14
Axiale Länge l_{Fe}	180 mm
Magnetmasse m_{Mag}	2,63 kg
Windungszahl je Strang N_s	40
Anzahl paralleler Spulengruppen a je Strang	2
Strangwiderstand R_s bei 120 °C	38,0 mΩ

5.2.1. FEM-Modell der FSM

Für eine detaillierte Auslegung der Maschine wird die Geometrie der FSM möglichst genau in der FEM-Software in 2D nachgebildet. Zusätzlich zu den 2D-Modellen aus Kapitel 4 werden daher die Nuten für die Nutverschlusskeile, der magnetisch wirksame Innenmantel des Gehäuses, der gesamte aktive Rotor ohne Welle, die Magnetsegmentierung sowie die tatsächliche Wicklungsanordnung modelliert. Das finale Modell der Maschine ist in Abbildung 5.2 zu sehen. Für alle folgenden Simulationen werden eine Magnettemperatur von 60 °C und eine Wicklungstemperatur von 120 °C gewählt.


 Abbildung 5.2: Geometrie der FSM inkl. simulierten Feldlinienverlauf im generatorischen Leerlauf ($i=0$) (JMAG)

5.2.2. Generatorischer Leerlaufbetrieb

Im generatorischen Leerlaufbetrieb werden die Spulen der Maschine nicht bestromt ($i = 0$). Lediglich die durch die Permanentmagnete erzeugte magnetische Feldverteilung für verschiedene Rotorpositionen wird berechnet. Abbildung 5.2 zeigt für eine Rotorposition die Verteilung der Feldlinien im generatorischen Leerlaufbetrieb der Maschine. Man erkennt die magnetischen Streufeldlinien in den Eisenstegen der Magnettaschen und ein Eintreten des magnetischen Streuflusses in das Gehäuse der Maschine. Zusätzlich tritt ein Teil des magnetischen Flusses bereits im Leerlauf der Maschine in die Statornut als Nut-Längsfeld ein und durchsetzt somit die Statorwicklung. Dies führt bei Rotation zu Wirbelstromverlusten in den Leitern, da diese mit der Breitseite vom Nutlängsfluss durchsetzt werden.

Die Verteilung der radialen Komponente der Flussdichte in der Luftspaltmitte im Leerlauf für ein Urschema (Abbildung 5.3) zeigt das stark verzerrte Feld der Flux-Switching-Machine. Mit Hilfe des Luftspaltfelds, der Drehzahl sowie der Windungszahl wird die induzierte Spannung in die Statorwicklung mit offenen Klemmen ermittelt. Abbildung 5.3 zeigt den Verlauf der induzierten Spannung je Phase über der Zeit für Leerlaufbetrieb mit einer Drehzahl $n = 1000$ /min, ermittelt mit der FEM-Berechnung. Die Ergebnisse zeigen einen näherungsweise sinusförmigen Verlauf trotz des stark verzerrten Luftspaltfelds. Der Effektivwert der Grundschwingung der induzierten Spannung beträgt 167 V.

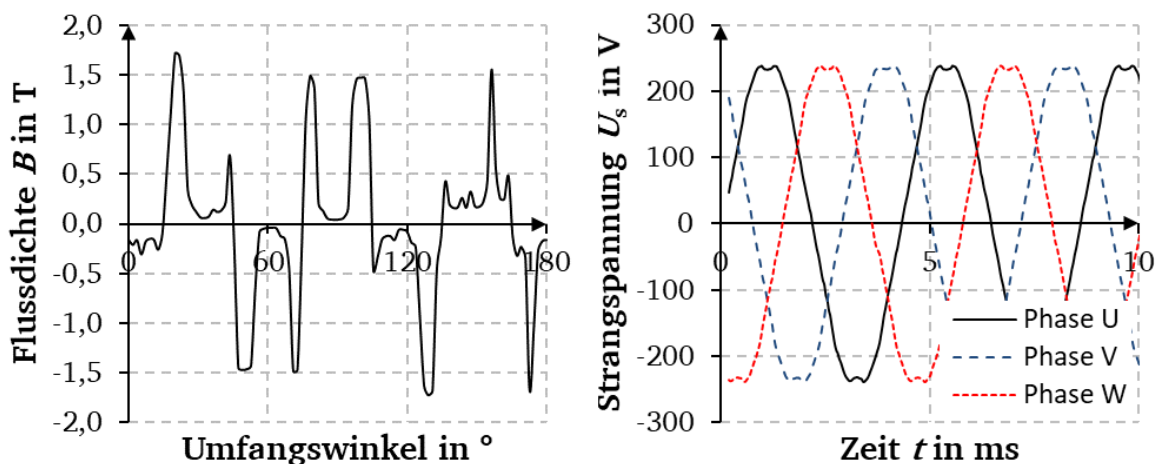


Abbildung 5.3: Generatorischer Leerlauf ($i = 0$): Simulierte radiale Flussdichtekomponente in der Luftspaltmitte über dem mechanischen Umfangswinkel des Modells (links) sowie induzierte Leerlauf-Strangspannung je Phase (Polradspannung) über der Zeit mit einer Drehzahl $n = 1000$ /min (rechts)

5.2.3. Generatorischer Kurzschlussbetrieb

Im generatorischen Kurzschlussbetrieb werden die Spulen der Maschine dreiphasig dauernd kurzgeschlossen und der Rotor der Maschine mit konstanter Drehzahl n angetrieben. Die induzierte Spannung U_p treibt einen Dauerkurzschlussstrom I_{sk} nahezu als d-Strom, welcher durch die Ständer-Stranginduktivität L_d und den Strangwiderstand R_s begrenzt wird. Abbildung 5.4 zeigt den mit FEM berechneten Dauerkurzschlussstrom I_{sk} sowie das mit dem Maxwell'schen Spannungstensor berechnete Kurzschlussdrehmoment M_k für verschiedene Drehzahlen n .

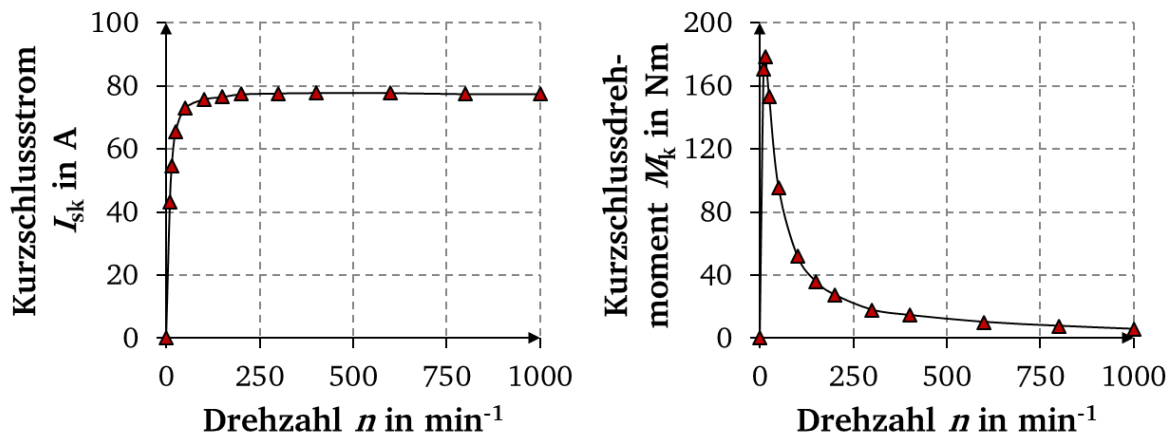


Abbildung 5.4: Mit FEM simuliertes Dauer-Kurzschlussverhalten der FSM; Links: Dauer-Kurzschlussstrom I_{sk} über der Drehzahl n , Rechts: Dauer-Kurzschlussdrehmoment M_k über der Drehzahl n

Zur Bestimmung der synchronen Induktivität der Längsachse L_d kann wegen des Kurzschlussstroms als (nahezu) d-Strom (5.1) verwendet werden. Dabei beschreibt I_{sk} den Dauer-Kurzschlussstrom, U_p die induzierte Spannung, R_s den Strangwiderstand und ω_s die Stator-Kreisfrequenz. Da die induzierte Spannung im Kurzschlussfall nicht bestimmt werden kann, wird für die Berechnung der Induktivität die Leerlaufspannung bei gleicher Drehzahl und gleicher Magnettemperatur verwendet. Dadurch wird jedoch die Stromabhängigkeit der Induktivität infolge Eisensättigung vernachlässigt. Da aber im Kurzschluss das stromerregte Luftspaltfeld und das PM-Feld gegenphasig sind und sich nahezu aufheben, ist diese stromabhängige Eisensättigung gering. Die Eisensättigung bei Leerlauf wird dabei über U_p berücksichtigt.

$$I_{sk} = \frac{U_p}{\sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_d)^2}} \rightarrow L_d = \frac{\sqrt{\frac{U_p^2}{I_{sk}^2} - R_s^2}}{\omega_s} \quad (5.1)$$

Die für die Berechnung notwendigen Werte sowie die Ergebnisse für eine Drehzahl $n = 1000$ /min sind in der folgenden Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Tabelle 5.2: Simulierte Parameter zur Berechnung der synchronen Induktivität der Längsachse L_d der FSM von Tabelle 5.1

Magnettemperatur ϑ_{Mag}	60 °C
Drehzahl n	1000 /min
Frequenz f_s	233,33 Hz
Strangwiderstand R_s bei 120 °C	38,0 mΩ
Induzierte Polradspannung U_p	167 V
Dauer-Kurzschlussstrom I_{sk}	78 A
Induktivität der d-Achse L_d	1,48 mH

5.2.4. Drehmomentberechnung mit Berücksichtigung der Spannungsgrenze

Die ausgelegte Maschine soll an einem Frequenzumrichter mit einer maximal zulässigen Strangspannung von 230 V mit feldorientierter Regelung betrieben werden. Im Grunddrehzahlbetrieb bis zu einer Drehzahl $n = 1000$ /min wird ein Strangstrom mit einer hohen positiven q-Komponente I_q und wegen $L_d < L_q$, aber $L_d \approx L_q$ mit einer kleinen negativen d-Komponente I_d in die Maschinenwicklung eingespeist. Dadurch kann das kleine Reluktanzmoment ($\sim (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q$) genutzt und die Statorstrangspannung über $\omega_s \cdot L_d \cdot I_d < 0$ reduziert werden. Für die folgenden Lastberechnungen wird ein sinusförmiges Drehstromsystem in die Statorwicklung eingepreßt.

Bei der Drehzahl $n = 1000$ /min erreicht die Strangspannung bei dem Drehmoment $M = 430$ Nm die maximal zulässige Umrichterspannung von 230 V. Für höhere Drehzahlen wird die Maschine in Feldschwächung mit einem mit der Drehzahl abnehmenden positiven Strom I_q und einem steigenden negativen d-Strom $I_d < 0$ versorgt, wodurch das Drehmoment proportional $1/n$ reduziert und die Maschine mit einer konstanten Leistung $P = 2\pi \cdot n \cdot M = \text{konst.}$ betrieben wird.

Für die zwei bereits vorgestellten Betriebspunkte BP 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm) und BP 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm) zeigt Abbildung 5.5 den Verlauf des mit dem Maxwell'schen Spannungstensor berechneten Luftspaltdrehmoments über der Zeit. Tabelle 5.3 fasst die berechnete Strangspannung U_{s1} , den Bestromungswinkel β , das mittlere Luftspaltdrehmoment M_δ und die Drehmomentwelligkeit \hat{w}_M zusammen. Für die Strangspannung U_{s1} wird zunächst der Spannungsfall durch Spannungsinduktion $\frac{d\psi}{dt}$ über die Lösung der Feldgleichungen berechnet, allerdings ohne Berücksichtigung der Induktion durch die Wickelkopfinduktivität L_{sob} , da diese in einem 2D-Modell nicht berücksichtigt wird. Im Postprocessing werden anschließend die Spannungsfälle über dem Strangwiderstand R_s und der Wickelkopfinduktivität L_{sob} ergänzt. Die so erhaltene Strangspannung U_s wird schließlich mit einer Fourier-Reihenentwicklung analysiert und daraus der Grundschnungswert der Strangspannung U_{s1} ermittelt. Die Drehmomentwelligkeit \hat{w}_M berechnet sich aus dem Mittelwert des Luftspaltdrehmoments $M_{av} = M_\delta$ sowie den maximal und minimal auftretenden Drehmomentwerten M_{max} und M_{min} [39].

$$\hat{w}_M = \frac{(M_{max} - M_{min})/2}{M_{av}} \cong \frac{(M_{max} - M_{min})/2}{(M_{max} + M_{min})/2} \quad (5.2)$$

Die Drehmomentwelligkeit hat die Frequenz $f_M = 2 \cdot m \cdot n \cdot Q_r$, also 1400 Hz bei BP1 und 4200 Hz bei BP2. Im Gegensatz zur geschalteten Reluktanzmaschine [39] ist diese Frequenz doppelt so groß, da die Flussverkettungen der beiden z.B. U-Spulen je 7 Rotorzähne etwas unterschiedlich im Zeitverlauf sind. Dadurch ist die Auswirkung auf die Drehzahlwelligkeit bei gleichem \hat{w}_M nur halb so groß, was günstig ist.

Die Drehmomentwelligkeit ist in beiden Betriebspunkten trotz ungeschrägter Maschinenausführung unter 10 % und daher akzeptabel für die weitere Auslegung als Industrieantrieb. Als Servoantrieb wäre eine Drehmomentwelligkeit $\hat{w}_M < 1$ % zu fordern, wofür die FSM ungeeignet ist. Eine Reduzierung der Drehmomentwelligkeit erfordert eine Schrägung des Läufers und eine Zahnkopfrundung der Stator- und Rotorzähne. Wegen der groben Zahnstruktur ist allerdings eine Schrägung um eine Nutteilung mit einem hohen mittleren Drehmomentverlust verbunden und daher nicht sinnvoll. Deshalb kann nur eine geringere Schrägung mit geringerer Wirkung hinsichtlich Drehmomentglättung und Geräusentwicklung verwendet werden.

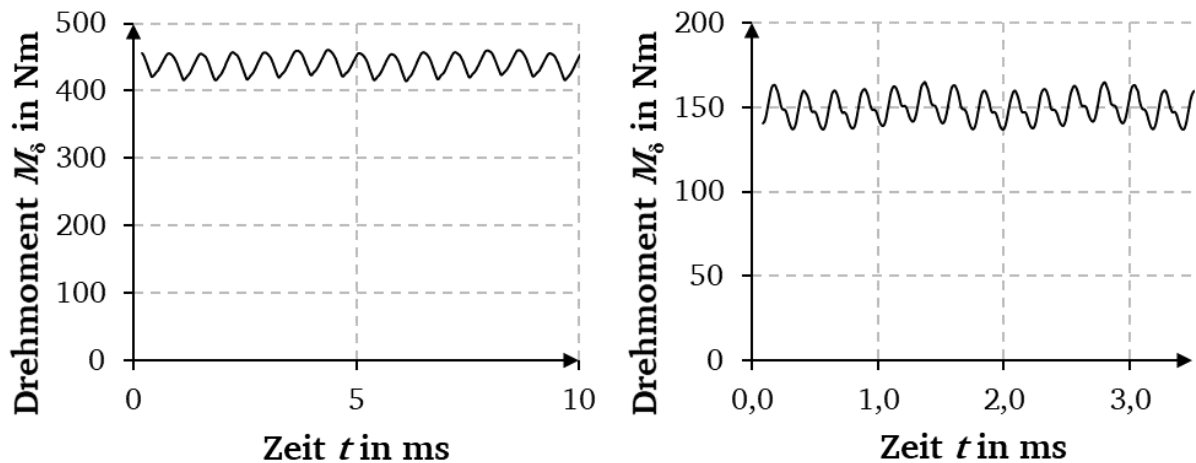


Abbildung 5.5: Simulierter Verlauf des Luftspalt-Drehmoments der ungeschrägten FSM über der Zeit für BP 1 (links: $n = 1000$ /min, $M_{\delta} = 440$ Nm, $I_d = 5,5$ A, $I_q = 104,6$ A) und BP 2 (rechts: $n = 3000$ /min, $M_{\delta} = 150$ Nm, $I_d = 62,1$ A, $I_q = 33,7$ A) bei Speisung mit einem sinusförmigen Drehstromsystem

Tabelle 5.3: Zusammenfassung der relevanten Daten für die Drehmomentberechnung in BP 1 und BP 2 unter Berücksichtigung der Spannungsgrenze

Betriebspunkt	BP 1	BP 2
Frequenz f_s	233,3 Hz	700 Hz
Drehzahl n	1000 /min	3000 /min
Mittleres Luftspalt-Drehmoment M_{δ}	440 Nm	150 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	104,7 A	70,7 A
Bestromungswinkel β'	3°	$61,5^\circ$
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	236,2 V	226,3 V
Drehmomentwelligkeit \hat{w}_M	4,5 %	9,3 %

5.2.5. Entmagnetisierung bei Stoßkurzschluss

Zur Untersuchung einer möglichen Entmagnetisierung im Fall eines Stoßkurzschlusses wird die FSM in BP 1 (Bemessungsdrehzahl $n = 1000$ /min, hohes Drehmoment $M = 430$ Nm als Vorbelastung) mit FEM simuliert und ein dreiphasiger plötzlicher Kurzschluss zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs der Spannung von Phase U erzeugt, wodurch in Phase U der höchste Strom auftritt, da dann der Gleichanteil maximal ist. Bei einem Stoßkurzschluss nach Leerlaufbetrieb wäre der Stoßkurzschlussstrom etwas geringer. Die simulierten Verläufe der Strangströme und -spannungen sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Wie diese verdeutlicht, treten durch den Stoßkurzschluss hohe Ströme mit Gleich- und Wechselanteil auf, welche die Magnete entmagnetisieren können. Abbildung 5.7 zeigt die magnetische Feldstärke in einem Magneten zum Zeitpunkt der höchsten negativen magnetischen Feldstärke. Eine Entmagnetisierung des verwendeten Magnetmaterials (VACODYM 633 HR [7], Abbildung A.2) tritt bei einer Betriebstemperatur der Magnete von 60°C ab 1000 kA/m auf. Die Abbildung 5.7 verdeutlicht, dass in den Ecken des Magnets entmagnetisierende Feldstärken größer 1000 kA/m auftreten und somit eine Entmagnetisierung zu diesem

Zeitpunkt dort wahrscheinlich ist. Eine genauere Betrachtung der gesamten Magnetfläche zeigt jedoch, dass für diesen Stoßkurzschlussfall insgesamt nur etwa 2 % des Magnetvolumens entmagnetisieren können.

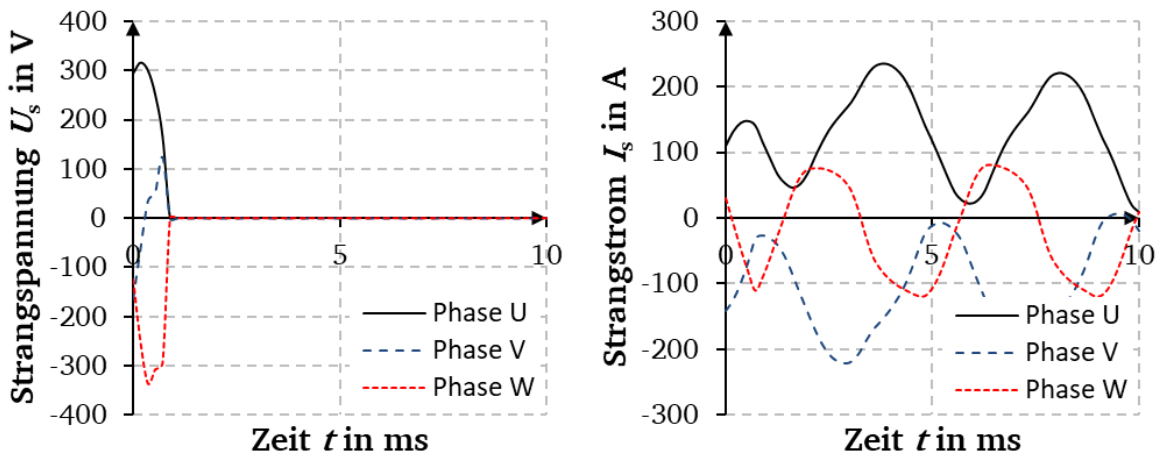


Abbildung 5.6: Mit FEM simulierte Verläufe der Strangspannungen (links) und -ströme (rechts) für den Fall eines dreiphasigen Stoßkurzschlusses in BP 1 zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs der Spannung von Phase U ($t = 0,9$ ms) (Zeitschritt $\Delta T = 0,179$ ms)

Der Gleichanteil des Kurzschlussstroms in Phase U beträgt ca. 120 A, der Scheitelwert ca. 230 A, also ca. $1,5 \cdot \hat{I}_N$, und ist damit wegen der relativ hohen Induktivitäten je Strang relativ klein, ebenso dass dabei auftretende Stoßkurzschlussmoment ($\hat{M}_k / M_{BP1} = 550 \text{ Nm} / 430 \text{ Nm} = 1,28$).

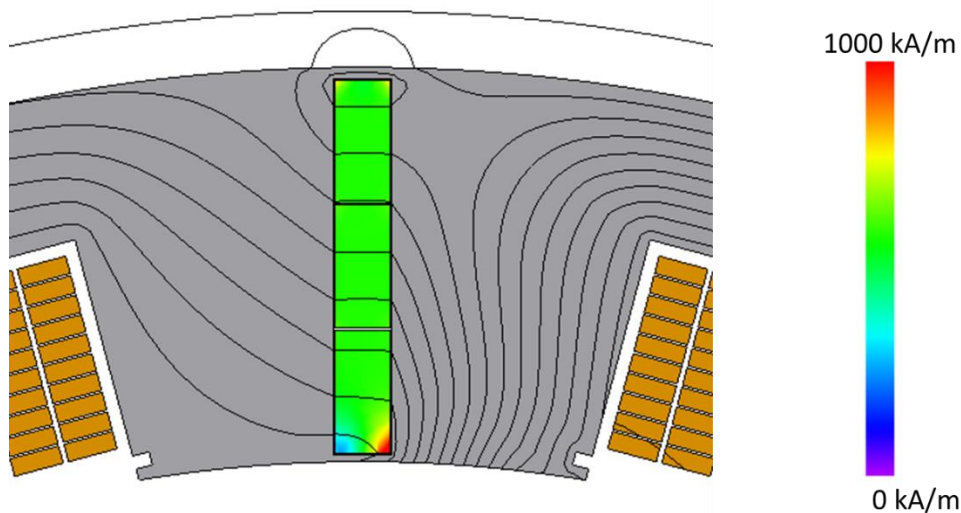


Abbildung 5.7: Simulierte magnetische Feldlinien und magnetische negative Feldstärke in einem Magneten für den Fall eines dreiphasigen Stoßkurzschlusses in BP1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm) zum Zeitpunkt der höchsten negativen magnetischen Feldstärke (JMAG)

5.2.6. Verlustberechnung

Im Folgenden werden alle Verlustgruppen beschrieben, die bei der Auslegung des Motors berücksichtigt werden.

5.2.6.1 Stromwärmeverluste

Für die Abschätzung der Stromwärmeverluste werden zwei Verlustgruppen berücksichtigt. Zunächst erfolgt eine Betrachtung der Stromwärmeverluste $P_{\text{Cu,DC}}$ durch den Gleichstromwiderstand R_s . Diese ergeben sich in Abhängigkeit der Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} für eine m -strängige Maschine zu

$$P_{\text{Cu,DC}} = m \cdot R_s(\vartheta_{\text{Cu}}) \cdot I_s^2 \quad . \quad (5.3)$$

Der Strangwiderstand R_s ergibt sich aus dem Strangwiderstand bei 20 °C Raumtemperatur $R_{s,20}$, der Erwärmung der Wicklung $\Delta\vartheta_{\text{Cu}}$ ($= \vartheta_{\text{Cu}} - 20 \text{ °C}$) und dem Temperaturkoeffizienten von Kupfer $\alpha_{\text{Cu}} = 1/255 \text{ K}^{-1}$. Der Strangwiderstand bei 20 °C hängt von der Wicklungsgestaltung (Breite der Teilleiter b_{Cu} und Höhe der Teilleiter h_{Cu}), der Strangwindungszahl N_s , der axialen Länge l_{Fe} , der Länge der Leiter im Wicklungsüberhang l_b sowie der Wicklungsverschaltung, also der Anzahl paralleler Spulengruppen a je Strang und der Anzahl paralleler Teilleiter a_i je Windung ab. Alle notwendigen Parameter zur Berechnung des Strangwiderstands sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

$$R_s(\Delta\vartheta_{\text{Cu}}) = R_{s,20} \cdot (1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot \Delta\vartheta_{\text{Cu}}) \quad (5.4)$$

$$R_{s,20} = \frac{1}{\kappa_{\text{Cu}}} \cdot \frac{N_s \cdot 2(l_{\text{Fe}} + l_b)}{h_{\text{Cu}} \cdot b_{\text{Cu}} \cdot a \cdot a_i} \quad (5.5)$$

Tabelle 5.4: Parameter zur Berechnung des Strangwiderstands der FSM

Leitfähigkeit des Kupfers κ_{Cu} bei 20 °C	57 MS/m
Windungszahl je Strang N_s	40
Axiale Länge l_{Fe}	180 mm
Leiterlänge im Wicklungsüberhang l_b	65 mm
Breite der Teilleiter b_{Cu}	4,5 mm
Höhe der Teilleiter h_{Cu}	1,4 mm
Parallele Spulengruppen a	2
Parallele Teilleiter a_i	1
Berechneter Strangwiderstand $R_{s,20}$ bei 20 °C	27,3 mΩ
Wicklungstemperatur ϑ_{Cu}	120 °C
Berechneter Strangwiderstand $R_{s,120}$ bei 120 °C	38,0 mΩ

Aufgrund der hohen Statorfrequenzen (bis $f_s = 700 \text{ Hz}$ bei $n_{\text{max}} = 3000 / \text{min}$) müssen zusätzlich die Stromwärmeverluste durch Stromverdrängung berücksichtigt werden. Im Leerlauf ($i = 0$) müssen gemäß Abschnitt 5.2.6.4 die durch das Nutlängsfeld auftretenden Wirbelstromverluste in den quer zum Feld liegenden Leitern berücksichtigt werden. Diese Berechnung muss mit FEM im Zeitschrittverfahren erfolgen. Es werden zwei Arten von Stromverdrängung unterschieden. Als Stromverdrängung 1. Ordnung wird der Fall bezeichnet, wenn sich der Wechselstrom i nicht gleichmäßig auf einzelne parallele Teilleiter je

Windung aufteilt. Um Stromverdrängung 2. Ordnung handelt es sich, wenn die Wechselstromdichteverteilung innerhalb eines Teilleiters nicht gleichmäßig ist. Da keine Teilleiter bei der Auslegung des Prototyps verwendet werden, tritt keine Stromverdrängung 1. Ordnung auf, sodass im Folgenden nur die analytische Berechnung der Stromverdrängung 2. Ordnung nach *Field* und *Emde* [66], [67], [68] vorgestellt wird. Die Berechnung erfolgt mit Hilfe der Gleichungen (5.6) – (5.13) mit der Eindringtiefe d_E .

$$\xi = \frac{h_{Cu}}{d_E} \text{ mit } \frac{1}{d_E} = \sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \kappa_{Cu} \cdot \frac{a_T \cdot b_{Cu}}{b_Q}} \quad (5.6)$$

$$\varphi(\xi) = \xi \cdot \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (5.7)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \cdot \frac{\sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \quad (5.8)$$

$$k_{m,2,a} = \varphi(\xi) + \frac{m_T^2 - 1}{3} \cdot \psi(\xi) \quad (5.9)$$

$$k_{m,2,b} = \varphi(\xi) + \left(\frac{5 \cdot m_T^2 - 8}{24} + \frac{m_T^2}{8} \cdot \cos(\Delta\varphi) \right) \cdot \psi(\xi) \quad (5.10)$$

$$k_{m,2} = \frac{N_a \cdot k_{m,2,a} + N_b \cdot k_{m,2,b}}{N_a + N_b} \quad (5.11)$$

$$k_{r,2} = \frac{k_{m,2} \cdot l_{Fe} + l_b}{l_{Fe} + l_b} \quad (5.12)$$

$$P_{Cu,Fe,2} = P_{Cu} \cdot (k_{r,2} - 1) \quad (5.13)$$

Dabei wird zunächst die reduzierte Leiterhöhe ξ mit Hilfe der Statorgrundfrequenz f_s , der Permeabilität von Vakuum μ_0 , der Leitfähigkeit von Kupfer κ_{Cu} , der Anzahl nebeneinander liegender Leiter a_T , der Breite des Teilleiters b_{Cu} sowie der Nutbreite b_Q berechnet. Anschließend werden mit den Hilfsfaktoren φ und ψ sowie der Anzahl übereinander liegender Leiter m_T die Stromverdrängungsfaktoren $k_{m,2,a}$ und $k_{m,2,b}$ für Normal- und Mischnuten bestimmt. Normal- und Mischnuten treten bei Zweischichtwicklungen auf, da bei dieser Wicklung zwei Spulenseiten in einer Nut liegen. Gehören die Spulenseiten in einer Nut zu einer Phase, spricht man von Normalnuten, liegen in einer Nut unterschiedliche Phasen, spricht man von Mischnuten. Die Phasenverschiebung der Durchflutungen in den Nuten beträgt $\Delta\varphi = 60^\circ$ (120° Phasenverschiebung zwischen den Phasen, aber entgegengesetzter Wickelsinn der Phasen in einer Nut („-U +V“)). Aus den über alle Leiter einer Spule gemittelten Stromverdrängungsfaktoren $k_{m,2,a}$ und $k_{m,2,b}$ wird anschließend mit der Anzahl an Normalnuten N_a und Mischnuten N_b ein gewichteter Stromverdrängungsfaktor $k_{m,2}$ berechnet. Da bei der FSM typischerweise eine Wicklung mit $q = \frac{1}{2}$ eingesetzt wird, liegen in jeder Nut Spulenseiten unterschiedlicher Phasen, sodass die Anzahl an Normalnuten null wäre ($N_a = 0$). Da aber die Spulenseiten nebeneinander liegen, addieren sich je Leiterlage die Durchflutungen beider Spulen gemäß $i_U(t) - i_W(t)$ bzw. $\hat{I}_U - \hat{I}_W \cdot \cos(120^\circ) = 1,87 \cdot \hat{I}_U$. Gleichzeitig ist $m_T = N'_c$ anstelle $m_T = 2N_c$, wobei N'_c die Anzahl der Windungen je Spule übereinander ist (Abbildung 5.1). Mit $N_c = 20$ und zwei Leitern nebeneinander $a_T = 2$ ist $N'_c = 10$. Die Nutbreite b_Q ist etwa doppelt so groß als beim Fall übereinanderliegender

Spulenseiten $b_Q = 2 \cdot b'_Q$, so dass das wirbelstromerregende Nutquerfeld $H_Q(y) = \theta_Q(y)/b_Q$ in Abhängigkeit der Nutlängskoordinate y mit $1,87 \cdot \hat{I}_U/b_Q = 1,87 \cdot \hat{I}_U/(2 \cdot b'_Q) = 0,94 \cdot \hat{I}_U/b'_Q$ um ca. 6 % kleiner ist. Die Wirbelstromverluste hängen quadratisch von H_Q ab. Daher werden die Wirbelstromverluste 2. Ordnung mit $m_T = N'_c = 10$ als Normalnut berechnet, so dass in etwa gilt:

$$k_{m,2,a} = \left[\varphi(\xi) + \frac{N'_c{}^2 - 1}{3} \cdot \psi(\xi) \right] \cdot 0,94^2 \quad (5.9a)$$

Sie sind damit deutlich kleiner als bei Zweischichtwicklungen gleicher Leiterabmessungen und Spulenwindungszahlen und übereinander liegenden Spulenseiten wie folgendes Beispiel zeigt:

$$n = 1000 / \text{min}, f_s = 233,33 \text{ Hz}, h_{Cu} = 1,4 \text{ mm}, b_{Cu} = 4,5 \text{ mm}, \kappa_{Cu} = 57 \text{ MS/m}, N_c = 20$$

a) Spulenseiten übereinander:

$$\text{Mischnut, } a_T = 2, m_T = 20, b_Q = 22,65 \text{ mm} / 2 = 11,33 \text{ mm}$$

Mit den Formeln (5.6) – (5.11) ergeben sich folgende Größen für die Berechnung der Stromverdrängung zweiter Ordnung:

$$d_E = 4,9 \text{ mm}, \xi = 0,286, \varphi(\xi) = 1,0006, \psi(\xi) = 0,0022, k_{m,2} = 1,282$$

b) Spulenseiten nebeneinander:

$$\text{Normalnut, } a_T = 4, m_T = N'_c = 10, b_Q = 22,65 \text{ mm}$$

Mit den Formeln (5.6) – (5.11) ergeben sich folgende Größen für die Berechnung der Stromverdrängung zweiter Ordnung:

$$d_E = 4,9 \text{ mm}, \xi = 0,286, \varphi(\xi) = 1,0006, \psi(\xi) = 0,0022, k_{m,2} = 1,073$$

Da die Stromverdrängung nur im Bereich der Nut auftritt, wird der Stromverdrängungsfaktor $k_{m,2}$ auf die axiale Länge l_{Fe} zum finalen Stromverdrängungsfaktor $k_{r,2}$ gewichtet. Mit diesem Faktor werden die Verluste durch Stromverdrängung 2. Ordnung $P_{Cu,Ft,2}$ berechnet (5.13).

5.2.6.2 Ummagnetisierungsverluste in Stator und Rotor

Die Ummagnetisierungsverluste werden mit Hilfe von Verlustkennlinien und -kennzahlen ermittelt (Abbildung A.1). Diese Kennzahlen stammen aus einer Vermessung der Ummagnetisierungsverluste in einem Epsteinrahmen in Abhängigkeit der Frequenz f und der magnetischen Flussdichte B . Dabei wird zwischen Hysterese- $P_{Fe,Hy}$ und *Foucault*'schen Wirbelstromverlusten $P_{Fe,Ft}$ unterschieden, wobei diese unterschiedliche Abhängigkeiten von der Frequenz f und der Blechdicke b_{sh} ($b_{sh} \ll d_{EB}$, d_{EB} : Feldeindringtiefe in das Blech) aufweisen:

$$P_{Fe,Hy} \sim f \cdot B^2 \quad , \quad P_{Fe,Ft} \sim f^2 \cdot B^2 \cdot b_{sh}^2 \quad (5.14)$$

Für $P_{Fe,Hy}$ gilt die Formel für reine Wechselfelder, solange $B < B_{Sätt}$, der Sättigungsgrenze von ca. $B_{Sätt} \approx 2,5 \text{ T}$ ist, da dann die Fläche innerhalb der Hystereseschleife $B(H)$ nicht weiter zunimmt. (5.14) zeigt, dass die FSM aufgrund der hohen Frequenzen und hohen Flussdichten ebenfalls hohe Ummagnetisierungsverluste aufweist.

Die Berechnung der Ummagnetisierungsverluste des Modells erfolgt im Postprocessing von *JMAG*. Dazu wird in jedem finiten Element des Eisenblechs des Modells eine *Fourier*-Reihenentwicklung mit der Ordnungszahl k der auftretenden Zeitverläufe der magnetischen Flussdichte durchgeführt. Mit Hilfe der so erhaltenen Amplituden \hat{B}_k und Frequenzen f_k der magnetischen Flussdichte sowie den im Programm hinterlegten Verlustkennlinien

(Abbildung A.1) für verschiedene Frequenzen f_k des eingesetzten Eisenblechtyps werden die Ummagnetisierungsverluste bestimmt. Aufgrund der Verschlechterung verschiedener Materialparameter des Eisenblechpakets infolge der Bearbeitung (hier durch das Laserschneiden und Paketieren der Bleche) und lokal drehender Feldanteile (Verluste bei „drehender“ Hysterese größer) müssen die Werte der Ummagnetisierungsverluste aus *JMAG* noch mit Verschlechterungsfaktoren (Zahn/Joch/Rotor: hier 1,6 als einheitlicher Erfahrungswert [2]) multipliziert werden.

5.2.6.3 Wirbelstromverluste in den Magneten

Durch Flussschwankungen im Stator werden in den leitfähigen Magneten Wirbelströme und somit Verluste $P_{d,M}$ erzeugt. Zur Reduktion dieser Verluste werden die Magnete sowohl in axialer Richtung als auch in Umfangsrichtung segmentiert. Die Berechnung der Verluste in den Magneten erfolgt mit einer zweidimensionalen, nichtlinearen, transienten Feldberechnung. Dazu muss eine Leitfähigkeit in den Materialeigenschaften der Magnete definiert werden. Die typische Leitfähigkeit von NdFeB-Magneten beträgt etwa 714000 S/m und wurde hier verwendet [7]. Da das Simulationsmodell jedoch nur ein 2D-Modell ist, wird mit einer effektiven Leitfähigkeit der Magnete gerechnet, um die Widerstandserhöhung durch die geschlossenen Wirbelstrombahnen zu berücksichtigen. Diese effektive Leitfähigkeit berechnet sich mit Hilfe des *O'Kelly*-Faktors wie folgt [69]:

$$\kappa_{M,eff} = \frac{\kappa_M}{1 + \frac{b_{PM}}{l_{PM}}} \quad (5.15)$$

Dabei ist b_{PM} die mittlere Breite und l_{PM} die axiale Länge eines Magnetsegments. Für das finale Design der Maschine werden drei radiale Magnetsegmente mit einer axialen Länge von $l_{PM} = 20$ mm gewählt, um zum einen die Verluste in den Magneten klein zu halten und zum anderen eine verwendbare Form (Abbildung 5.1, Höhe $h_{PM} = 5$ mm, Breite $b_{PM} = 11$ mm, Länge $l_{PM} = 20$ mm) der Magnete zu erhalten.

5.2.6.4 Zusätzliche Wirbelstromverluste

Aus Abbildung 5.2 wird deutlich, dass ein Teil des magnetischen Flusses der Permanentmagnete bereits im Leerlauf über das elektrisch leitfähige Gehäuse (Aluminium mit einer elektrischen Leitfähigkeit $\kappa_{Al} = 37$ MS/m) der FSM fließt. Dadurch treten dort ebenfalls Wirbelstromverluste auf, welche analog zu den Wirbelstromverlusten in den Magneten mit FEM als $P_{d,Gehäuse}$ berechnet werden [70].

Abbildung 5.2 zeigt außerdem, dass bereits im generatorischen Leerlauf der Maschine ein Teil des magnetischen Flusses durch die Statornut und damit die Statorwicklung als Nutlängsfeld fließt und somit zusätzliche Wirbelstromverluste $P_{Cu,add}$ in der Statorwicklung erzeugt. Diese werden ebenfalls mit Hilfe von numerischen Feldberechnungen bestimmt, wobei diese als lastunabhängig angenommen werden, wodurch eine Berechnung dieser Verlustgruppe im Leerlauf für unterschiedliche Drehzahlen ausreichend ist. Lastabhängig kommt das stromabhängige Nutquerfeld gemäß Abschnitt 5.2.6.1 hinzu. Die Ergebnisse zeigen, dass lediglich in den Leiterlagen im Bereich der Nutöffnung Wirbelströme auftreten, da nur diese vom magnetischen Fluss durchsetzt und daher eine Flussänderung erfahren. Neben den in Abbildung 5.8 dargestellten Verlusten entstehen auch in weiteren Leiterlagen Verluste, welche allerdings für eine bessere Übersichtlichkeit in Abbildung 5.8 nicht dargestellt sind.

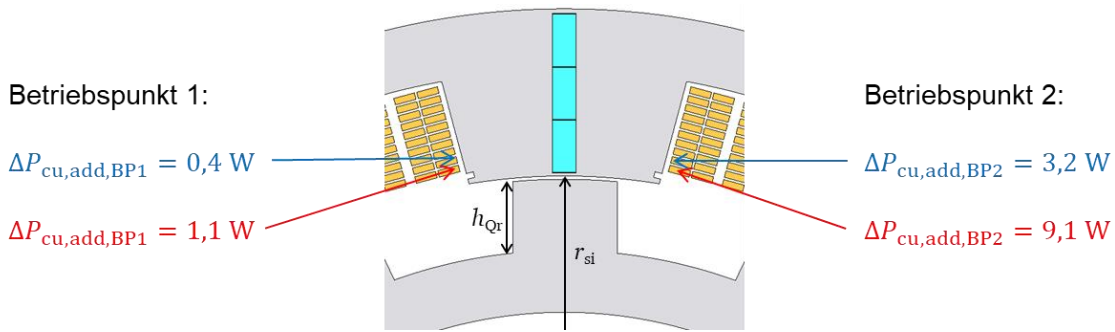


Abbildung 5.8: Simulierte zusätzliche Wirbelstromverluste $P_{cu,add}$ in der Statorwicklung im Leerlauf durch das Nuttlängsfeld der Permanentmagnete (Betriebspunkt 1: $n = 1000$ /min, Betriebspunkt 2: $n = 3000$ /min). Verluste in weiteren Leiterlagen wurden für eine bessere Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

5.2.6.5 Luftreibungsverluste

Die Berechnung der Luftreibungsverluste P_{fr} basiert auf Formeln der Strömungslehre und den Ausführungen in [71]. Dabei werden die Luftreibungsverluste eines Reluktanzrotors mit Hilfe von (5.16) bestimmt:

$$P_{fr} = \pi \cdot C_d \cdot \rho_{Luft} \cdot r_{si}^4 \cdot \Omega^3 \cdot l_{Fe} \cdot K \quad (5.16)$$

$$\frac{1}{\sqrt{C_d}} = 2,04 + 1,768 \cdot \ln(Re \cdot \sqrt{C_d}) \quad (5.17)$$

$$Re = \frac{\rho_{Luft} \cdot v \cdot \delta}{\eta_{Luft}} \quad (5.18)$$

$$K = 8,5 \cdot \frac{h_{Qr}}{r_{si}} + 2,2 \quad \left(\text{für } \frac{h_{Qr}}{r_{si}} > 0,06 \right) \quad (5.19)$$

Dabei beschreibt C_d einen Oberflächenreibungskoeffizienten, welcher sich aus (5.17) semiempirisch ergibt, ρ_{Luft} die Dichte von Luft ($= 1,058$ kg/m³ bei 50 °C), r_{si} den Luftspaltradius (Abbildung 5.8), $\Omega = 2\pi \cdot n$ die mechanische Winkelgeschwindigkeit, l_{Fe} die axiale Länge, h_{Qr} die Rotornuthöhe (Abbildung 5.8) und K einen Korrekturfaktor. Zur Bestimmung von C_d wird weiterhin die Reynoldszahl Re benötigt, welche mit (5.18) ermittelt wird, und den Strömungszustand (laminar $Re < Re_{krit}$ oder turbulent $Re > Re_{krit}$) des Systems beschreibt (η_{Luft} : dynamische Viskosität $= 1,95 \cdot 10^{-5}$ kg/(s·m) bei 50 °C, v : Strömungsgeschwindigkeit, δ : Luftspaltweite). (5.17) kann in Abhängigkeit der Reynoldszahl entweder numerisch oder mit zusätzlichen Tabellen gelöst werden. Die ausgeprägte Zahnstruktur des Rotors einer FSM führt zu Verwirbelungen der Strömung im Luftspalt und somit zu erhöhten Luftreibungsverlusten P_{fr} im Vergleich zu einem zylinderförmigen Rotor mit glattem Luftspalt. Diese erhöhten Verluste werden mit Hilfe des Korrekturfaktors K abgeschätzt [71], wobei h_{Qr} die Rotornuthöhe angibt ($K = 1$ für zylinderförmigen Rotor). Die Lagerreibungsverluste werden hier nicht berechnet.

5.2.7. Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor wird mit Hilfe der zuvor ermittelten Leistungen (Elektrische Eingangsleistung $P_{el} =$ Abgabeleistung $P_m +$ Gesamtverluste P_d) und der elektrischen Spannung U_{s1} und des elektrischen Stroms I_{s1} bzw. $I_{s,grid,1}$ ermittelt. In Kapitel 4 wurde dies ohne Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste bereits beschrieben, da diese erst im Post-

Processing der Simulation berechnet werden und daher keinen Einfluss auf die simulierten Ströme und Spannungen haben. Um den Grundswingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$ unter Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste P_{Fe} zu bestimmen, kann das folgende vereinfachte Ersatzschaltbild für das Post-Processing einer 2D-FEM-Simulation verwendet werden [1] (Abbildung 5.9). Die 2D-FEM-Simulation berücksichtigt nicht die Streuinduktivität am Wickelkopf $L_{s\sigma,b}$ und den Strangwiderstand R_s der Maschine, deren Einflüsse erst im Post-Processing ergänzt werden. Daher sind diese im Ersatzschaltbild vor dem 2D-FEM-Modell angeordnet. Der Widerstand zur Berücksichtigung der statorseitigen Ummagnetisierungsverluste $R_{Fe,s}$ ist direkt an den Klemmen des Ersatzschaltbildes platziert. Dabei wird vereinfachend angenommen, dass die Ummagnetisierungsverluste P_{Fe} proportional zum Quadrat der Strangspannung U_{s1}^2 sind ($P_{Fe} \sim U_{s1}^2$) und nicht wie typischerweise proportional zum Quadrat zur Hauptfeldspannung U_h^2 ($P_{Fe} \sim U_h^2$) (vernachlässigbarer Einfluss des Strangwiderstands R_s und der gesamten Streuinduktivität $L_{s\sigma}$). Der zusätzliche Strom $I_{Fe,s}$ durch den Widerstand $R_{Fe,s}$ führt zu einer im Post-Processing zu berücksichtigenden Erhöhung des Klemmenstroms $I_{s,grid,1} = I_{s1} + I_{Fe,s}$. Durch die Anordnung des Widerstands $R_{Fe,s}$ an den Klemmen kann zur Berechnung des Stroms $I_{Fe,s}$ durch den Widerstand $R_{Fe,s}$ vereinfachend die Strangspannung U_{s1} verwendet werden.

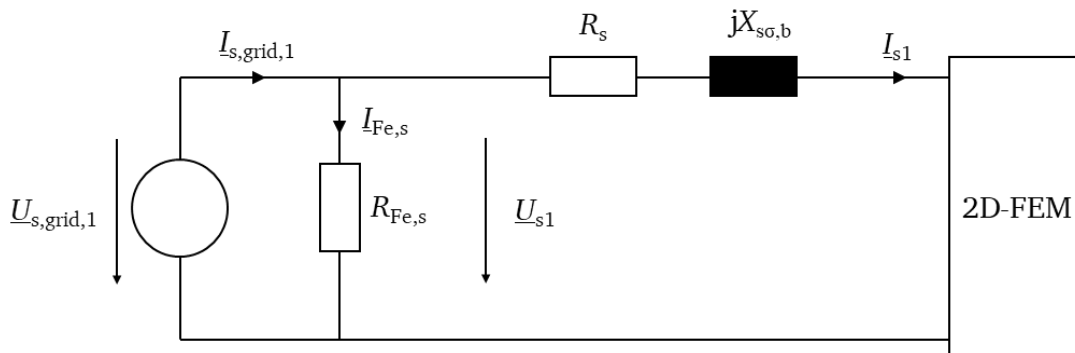


Abbildung 5.9: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Berechnung der Spannungen, Ströme und Verluste im Post-Processing einer 2D-FEM-Simulation [1]

Daraus ergeben sich die folgenden Gleichungen zur Bestimmung des Grundswingungs-Leistungsfaktors unter Berücksichtigung der Ummagnetisierungsverluste.

$$P_{el} = P_m + P_d \quad (5.20)$$

$$R_{Fe} = 3 \cdot \frac{U_{s1}^2}{P_{Fe,s}} \quad (5.21)$$

$$I_{Fe,s} = \frac{U_{s,grid,1}}{R_{Fe,s}} = \frac{U_{s1}}{R_{Fe,s}} \quad (5.22)$$

$$I_{s,grid,1} = I_{s1} + I_{Fe,s} \quad (5.23)$$

$$\cos(\varphi_1) = \frac{P_{el}}{3 \cdot U_{s1} \cdot I_{s,grid,1}} \quad (5.24)$$

5.2.8. Zusammenfassung

Tabelle 5.5 fasst die berechneten Ergebnisse der zuvor beschriebenen Größen für zwei Betriebspunkte bei einer Wicklungstemperatur von 120 °C und einer Magnettemperatur von 60 °C zusammen.

Tabelle 5.5: Berechnete Ergebnisse der Auslegung der FSM für zwei Betriebspunkte bei einer Wicklungstemperatur von 120 °C und einer Magnettemperatur von 60 °C (* Verschlechterungsfaktor wegen Blechbearbeitung: 1,6)

Betriebspunkt	BP1	BP2
Frequenz f_s	233 Hz	700 Hz
Drehzahl n	1000 /min	3000 /min
Luftspalt-Drehmoment M_δ	440 Nm	150 Nm
Strangstrom I_{s1} (eff.)	104,7 A	70,7 A
Klemmenstrom $I_{s,grid,1}$ (eff.)	105,1 A	71,8 A
Bestromungswinkel β'	3°	61,5°
Strangspannung U_{s1} (Grundschiwingung, eff.)	236,2 V	226,3 V
Strangwiderstand R_s bei 120 °C	38 mΩ	38 mΩ
Stromwärmeverluste $P_{Cu,DC}$ bei 120 °C	1249 W	570 W
Verluste durch Stromverdrängung 2. Ordnung $P_{Cu,Ft,2}$	62 W	263 W
Wirbelstromverluste in der Statorwicklung durch das Nutlängsfeld $P_{Cu,add}$	50 W	407 W
Wirbelstromverluste im Statorinnengehäuse $P_{d,Gehäuse}$	207 W	65 W
Ummagnetisierungsverluste im Stator* $P_{Fe,s}$	416 W	727 W
Ummagnetisierungsverluste im Rotor* $P_{Fe,r}$	335 W	782 W
Wirbelstromverluste in den Magneten $P_{d,M}$	69 W	107 W
Luftreibungsverluste P_{fr}	7 W	178 W
Gesamtverluste P_d	2395 W	3099 W
Abgabeleistung P_m (ohne Lagerreibungsverluste)	45,7 kW	46,2 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,0 %	93,7 %
Induktivität L_q je Strang (Zeigerdiagramm)	1,22 mH	1,32 mH
Induktivität L_d je Strang (Zeigerdiagramm)	1,22 mH	1,32 mH
Induktivität L_d je Strang (Leerlauf/Kurzschluss)	1,48 mH	1,48 mH
Grundschiwingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,65	1,00

Die Berechnung der mechanischen Abgabeleistung P_m und des Wirkungsgrads η erfolgt ohne Berücksichtigung der Lagerreibung. Die Berechnung der Induktivitäten L_d und L_q sowie der Strangspannung U_{s1} erfolgt analog zur Berechnung dieser Werte in Kapitel 4.

5.3. Thermische Berechnungen

Aus den ermittelten Verlusten der elektromagnetischen Simulationen und über ein thermisches 3D-FEM-Modell wird die stationäre Temperaturverteilung in der Maschine in den verschiedenen Betriebspunkten bestimmt.

5.3.1. Thermisches 3D-FEM-Modell

Es wird ein 3D-FEM-Modell der FSM erstellt, wobei die Betrachtung eines Viertel-Statorzahns aufgrund von thermischen Symmetriebedingungen ausreichend ist. Für eine genaue Bestimmung der Temperaturen werden sowohl die Nutisolierung als auch der Verguss des Wickelkopfes modelliert (Abbildung 5.10).

Für die Materialien werden die folgenden Wärmeleitfähigkeiten λ und spezifischen Wärmekapazitäten c angenommen [54]. Diese dienen zur Berechnung des thermischen Verhaltens innerhalb der Maschine.

- Kupfer: $\lambda_{Cu} = 400 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$, $c_{Cu} = 380 \text{ Ws/(kg}\cdot\text{K)}$
- Eisen: $\lambda_{Fe,1} = 30 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ (Wärmefluss in der Blechebene), $\lambda_{Fe,2} = 0.8 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ (Wärmefluss senkrecht zum Blech), $c_{Fe} = 490 \text{ Ws/(kg}\cdot\text{K)}$
- Magnet: $\lambda_M = 9 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$, $c_M = 440 \text{ Ws/(kg}\cdot\text{K)}$
- Elektrische Nutisolierung: $\lambda_{Iso} = 0,1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$, $c_{Iso} = 1300 \text{ Ws/(kg}\cdot\text{K)}$

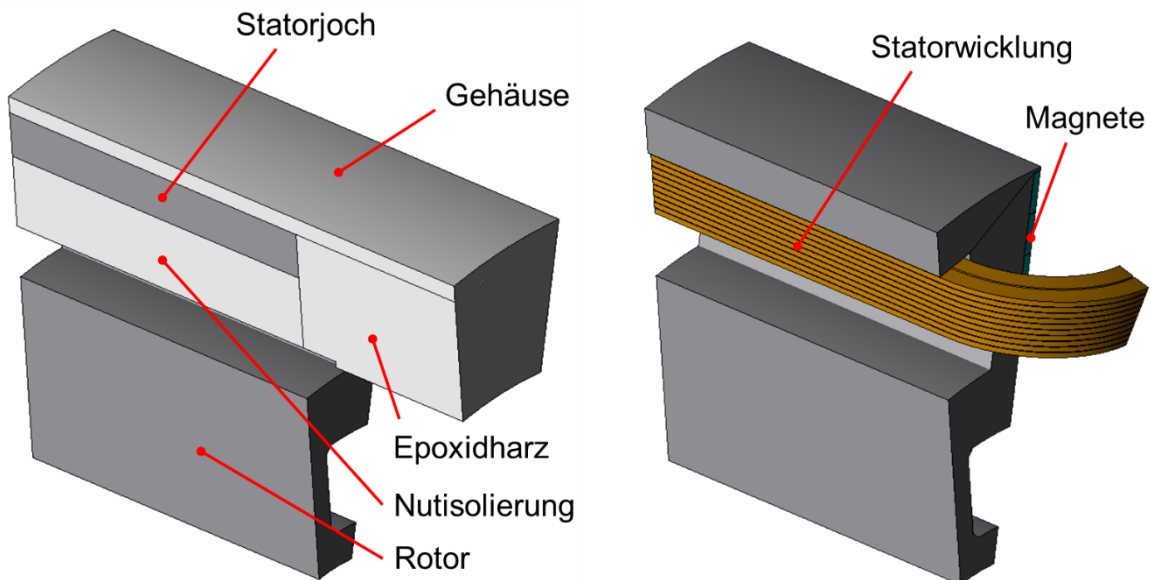


Abbildung 5.10: Thermisches 3D-FEM-Modell eines Viertel-Statorzahns der Prototyp-FSM mit Gehäuse, Nutisolierung und Verguss des Wickelkopfes in JMAG (links: komplettes Modell, rechts: nur Aktivteile dargestellt)

5.3.2. Berechnung der Wärmeübergangszahlen

Für die konvektive Wärmeübertragung und -abgabe an das umgebende Kühlmittel werden die folgenden Wärmeübergangszahlen an den Oberflächen angenommen:

- Wärmeübergang von Statorinnengehäuse zu Wassermantel: $\alpha_{St} = 8900 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ aufgrund des Kühlmittelflusses mit 6,6 l/min (für BP1 und BP2, gleiche Werte wegen gleichen Durchflusses)
- Wärmeübergang zum Luftspalt: $\alpha_{\delta,BP1} = 39 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ aufgrund der Drehung des Rotors mit $n = 1000 \text{ /min}$ in Luft (für BP2: $\alpha_{\delta,BP2} = 73 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ mit $n = 3000 \text{ /min}$)
- Wärmeübergang vom Rotor zur Welle: $\alpha_r = 14 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ als äquivalente Wärmeabgabe an die Welle (für BP1 und BP2, gleiche Werte, da drehzahlunabhängig)
- Wärmeübergang am axialen Rotorende: $\alpha_{r,ax,BP1} = 68 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ aufgrund der Drehung des Rotors mit $n = 1000 \text{ /min}$ in Luft (für BP2: $\alpha_{r,ax,BP2} = 141 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ mit $n = 3000 \text{ /min}$)

- Der Wärmeübergang vom Statorblechpaket zum Innengehäuse erfolgt (nahezu) ungehindert.

Die Wassermantelkühlung wird von der ausgeführten PMSM mit Rotoroberflächenmagneten übernommen [2] und weist einen in Umfangsrichtung spiralförmig laufenden Kühlkanal mit 12 Windungen auf. Der Kühlkanal hat eine Breite b_K von 10 mm und eine Höhe h_K von 9 mm. Der angenommene Kühlmitteldurchfluss \dot{V} beträgt 6,6 l/min, was einer Geschwindigkeit des Kühlmittels im Kanal v_K von 1,22 m/s entspricht. Die Wärmeübergangszahl α_{St} dieser Anordnung ergibt sich mit (5.25) – (5.27) [72]. Dabei wird zunächst die Wärmeübergangszahl der Mantelkühlung α_K bestimmt. Da allerdings der Kühlkanal nicht modelliert ist, muss die Wärmeübergangszahl α_K noch mit dem Verhältnis der Oberflächen des Kühlkanals $A_{\text{Oberfläche,Kühlkanal}}$ und des Modells $A_{\text{Oberfläche,Modell}}$ multipliziert werden.

$$\alpha_K = 0,024 \cdot (c_K \cdot \rho_K)^{0,3} \cdot \frac{\lambda_K^{0,7}}{d_K^{0,2} \cdot v_K^{0,5}} \cdot v_K^{0,8} \quad (5.25)$$

$$d_K = \frac{4 \cdot A_K}{U_K} \quad (5.26)$$

$$\alpha_{St} = \frac{A_{\text{Oberfläche,Kühlkanal}}}{A_{\text{Oberfläche,Modell}}} \cdot \alpha_K \quad (5.27)$$

Dabei beschreiben c_K die Wärmekapazität (= 4179 Ws/(kg·K)), ρ_K die Dichte (= 992 kg/m³), λ_K die Wärmeleitfähigkeit (= 0,6 W/(m·K)), ν_K die kinematische Viskosität (= 0,658·10⁻⁶ m²/s) und v_K die Geschwindigkeit (= 1,22 m/s) des Kühlmittels Wasser bei 40 °C. Der hydraulische Durchmesser d_K des Kühlkanals ergibt sich aus der Querschnittsfläche des rechteckförmigen Kühlkanals A_K (= $b_K \cdot h_K$) und dem Umfang des Kühlkanals U_K (= $2 \cdot (h_K + b_K)$).

Die Berechnung der Wärmeübergangszahl α_δ im Luftspalt zwischen Stator und Rotor erfolgt mit den Gleichungen (5.28) – (5.31) [73] bei einer angenommenen Temperatur im Luftspalt von 50 °C. Dabei werden die Nutung des Stators und Rotors vernachlässigt und glatte Oberflächen angenommen. Durch die zusätzliche Luftverwirbelung infolge der Rotorzähne ist α_δ real wohl etwas größer.

$$\alpha_\delta = Nu \cdot \frac{\lambda_{\text{Luft}}}{2\delta} \quad (5.28)$$

$$\begin{aligned} Nu &= 2 \quad \text{für } Ta < 41 \\ Nu &= 0,212 \cdot Ta^{0,63} \cdot Pr^{0,27} \quad \text{für } 41 < Ta < 100 \\ Nu &= 0,386 \cdot Ta^{0,50} \cdot Pr^{0,27} \quad \text{für } Ta > 100 \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$Ta = Re \cdot \sqrt{\frac{\delta}{r_{si}}} \quad (5.30)$$

$$Pr = c_{\text{Luft}} \cdot \frac{\eta_{\text{Luft}}}{\lambda_{\text{Luft}}} \quad (5.31)$$

Dabei beschreibt Nu die *Nußelt-Zahl*, λ_{Luft} die thermische Leitfähigkeit von Luft (= 0,027 W/(m·K)), Ta die *Taylor-Zahl*, Pr die *Prandtl-Zahl*, Re die *Reynolds-Zahl*, c_{Luft} die spezifische Wärmekapazität von Luft (= 1007 Ws/(kg·K)) und η_{Luft} die dynamische Viskosität von Luft (= 1,95·10⁻⁵ kg/(s m)).

Bei der Wärmeübergangszahl vom Rotor zur Welle α_r handelt es sich um eine äquivalente Wärmeübergangszahl, welche aus einem aufwendigen Knotenmodell des Rotors, der Welle, der Lager und der Lagerschilde bestimmt wird [2]. Aufgrund der identischen nicht aktiven Komponenten der Welle, der Lager und der Lagerschilde der FSM und der PMSM mit Oberflächenmagneten kann diese berechnete Zahl von der PMSM mit Oberflächenmagneten übernommen werden [2].

Durch die Drehung des Rotors tritt an den axialen Enden des Rotors ein hoher Geschwindigkeitsunterschied zwischen den Rotorstirnflächen und der umgebenden Luft auf, was zu einem verstärkten Wärmeübergang führt, beschrieben durch die Wärmeübergangszahl $\alpha_{r,ax}$. Diese ist abhängig vom Geschwindigkeitsunterschied v , wobei die Berechnung mit (5.32) nur für bewegte Luft auf metallischen Oberflächen gilt [54]. Da v vom Radius abhängig ist, wird hier für v die Geschwindigkeit auf Höhe des mittleren Rotorradius (= 91 mm) angenommen.

$$\alpha_{r,ax} = 15 \cdot v^{2/3} \quad (5.32)$$

5.3.3. Simulationsergebnisse

Abbildung 5.11 zeigt das thermische 3D-FEM-Modell sowie die berechneten stationären Erwärmungen für Betriebspunkt 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm) und Betriebspunkt 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm) mit ausgeblendeter Nutisolation, ausgeblendetem Gehäuse und ohne Wickelkopfverguss in JMAG (die Markierungen zeigen die Positionen der Temperatursensoren (PT100) bei der FSM-Prototypmaschine)

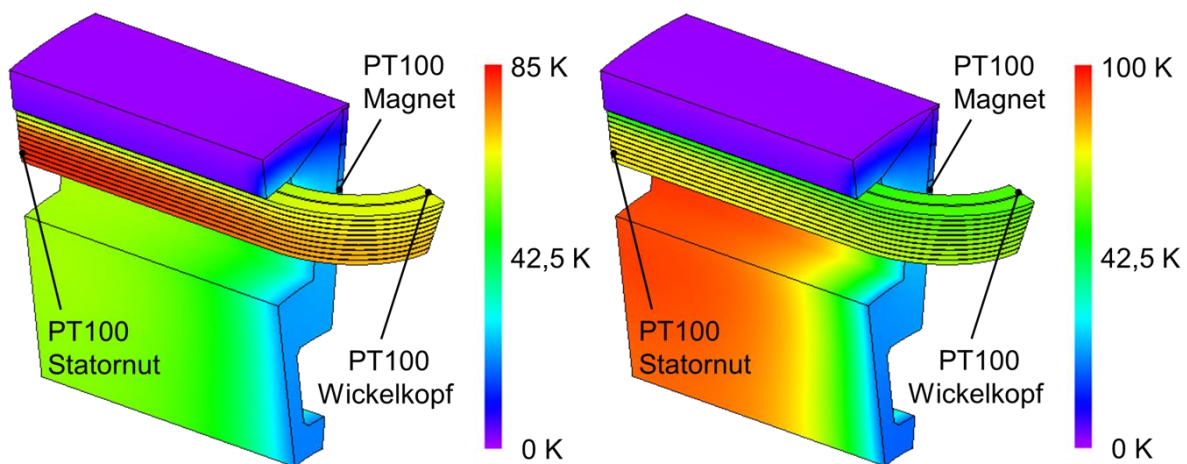


Abbildung 5.11: Mit 3D-FEM berechnete stationäre Erwärmungen für BP 1 (links) und BP 2 (rechts) mit ausgeblendeter Nutisolation, ausgeblendetem Gehäuse und ohne Wickelkopfverguss in JMAG (die Markierungen zeigen die Positionen der Temperatursensoren (PT100) bei der FSM-Prototypmaschine)

Abbildung 5.11 zeigt für BP 1 eine maximale Erwärmung der Wicklung von 82 K und der Magnete von etwa 25 K. Mit einer mittleren erwarteten Kühlmitteltemperatur von 40 °C als Mittelwert aus Eintritt- und Austrittstemperatur ergeben sich somit maximale Temperaturen in BP 1 von 122 °C in der Wicklung und 65 °C in den Magneten. Dies bestätigt die guten Kühlmöglichkeiten der Magnete im Stator der FSM. Die durchschnittlichen stationären Erwärmungen (Temperaturen) von Wicklung und Magnete betragen 70 K (110 °C) bzw. 10 K (50 °C) für BP 1.

Die höchste Erwärmung mit etwa 100 K tritt in BP 2 im Rotor der Maschine wegen der dort hohen Ummagnetisierungsverlusten auf. Mit einer mittleren Kühlmitteltemperatur von 40 °C ergeben sich daher Temperaturen von bis zu 140 °C im Rotor der Maschine. Die mittleren stationären Erwärmungen (Temperaturen) der Wicklung und der Magnete betragen 65 K (105 °C) bzw. 10 K (50 °C) in BP 2, ähnlich wie bei BP 1. Demnach können auch dysprosiumfreie NdFeB-Magnete verwendet werden.

5.4. Geräuscentwicklung

Wie bereits beschrieben, tritt bei elektrischen Maschinen mit einem Reluktanzläufer und den typisch kleinen Luftspaltweiten häufig eine hohe magnetisch verursachte Geräuscentwicklung auf [74], [75] vor allem bei ungeschrägtem Läufer. Daher wird diese im Folgenden mit Hilfe von analytischen Überlegungen [76] sowie FEM-Berechnungen für die Prototyp-FSM untersucht.

Die Geräuscentwicklung einer elektrischen Maschine entsteht durch ein Zusammenspiel verschiedener Faktoren. Die Flussdichte im Luftspalt der Maschine erzeugt infolge der Rotornutung einen zeitlich veränderlichen magnetischen Zug auf die Statorzähne, welche diese Wechselkraft auf das Statorjoch sowie das Gehäuse übertragen, wodurch dieses zu Schwingungen angeregt wird. Diese Schwingungen bewegen die umgebende Luft, was als Luftschall wahrgenommen wird. Diese Schwingungen und damit die Geräuscentwicklung sind besonders hoch, wenn die Frequenz f_r und Ordnungszahl der anregenden Zug-Kraftwelle r mit der Eigenfrequenz $f_{m'}$ und der Ordnung des Schwingungsmodus m' übereinstimmen [76]. Für die Berechnung der magnetisch verursachten Geräuscentwicklung einer elektrischen Maschine müssen daher zum einen die anregenden Zugkräfte aus einer elektromagnetischen Berechnung und zum anderen die mechanischen Schwingungseigenmoden der Maschinenkomponenten mit den entsprechenden Frequenzen aus einer mechanischen Modal-Analyse bestimmt werden.

Die elektromagnetischen Zugkräfte können mit FEM oder dem analytischen Modell aus Kapitel 3 berechnet werden. Die Eigenmoden mit den Eigenfrequenzen können ebenfalls mit Hilfe des FEM-Modells oder mit einem analytischen Modell, im einfachsten Fall nach *Jordan* [76], abgeschätzt werden. Dieses Modell nach *Jordan* basiert auf den mechanischen Bewegungsgleichungen mit der Annahme, dass der Stator mit Gehäuse ein homogener Ring mit einem Querschnitt aus Joch plus Gehäusedicke ist, wobei jedoch neben der Joch- und Gehäusemasse auch die Zahn- und Wicklungsmasse als nicht versteifende Elemente sondern nur als Massenerhöhung Δ und damit Eigenfrequenzabsenkung berücksichtigt werden [76], [77].

$$m' = 0: f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_{ys,av}} \cdot \sqrt{\frac{E_{Blech}}{\Delta \cdot \rho_{Blech}}} \quad (5.33)$$

$$\Delta = \frac{m_{ys} + m_{ds} + m_{Gehäuse}}{m_{ys} + m_{Gehäuse}} \quad (5.34)$$

$$f_{b,m'} = f_0 \cdot i \cdot \frac{m' \cdot (m'^2 - 1)}{\sqrt{m'^2 + 1}} \quad (5.35)$$

$$i = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{h_s}{r_{ys,avg}} \quad (5.36)$$

Dabei beschreibt $r_{ys,av}$ den mittleren Statorjoch-Gehäuse-Radius, m_{ys} die Statorjochmasse, m_{ds} die Statorzahnmasse, gegebenenfalls erhöht um die Wicklungsmasse, $m_{Gehäuse}$ die Gehäusemasse und h_s die Höhe aus Statorjoch und Gehäuse. Für diese Berechnungen sind weiterhin folgende Materialkennwerte notwendig:

- Dichte ρ von Aluminium (Gehäuse), vom Elektroblech (Statoreisen mit Füllfaktor) und von Stahl (Lagerschilde): $\rho_{Alu} = 2700 \text{ kg/m}^3$, $\rho_{Blech} = 7600 \text{ kg/m}^3$, $\rho_{Stahl} = 7850 \text{ kg/m}^3$
- Elastizitätsmodul E von Aluminium (Gehäuse), vom Elektroblech (Statoreisen mit Füllfaktor) und Stahl (Lagerschilde): $E_{Alu} = 70 \text{ kN/mm}^2$, $E_{Blech} = 185 \text{ kN/mm}^2$, $E_{Stahl} = 210 \text{ kN/mm}^2$

Da die vergossene Statorwicklung mit den Statorzähnen das Statorjoch versteift, wirkt sie einerseits erhöhend auf die Biegeeigenfrequenz f_{bm} . Durch ihre Masse wirkt sie aber senkend auf f_{bm} . Daher wird angenommen, dass sich hier die Effekte aufheben. Daher wird für Δ (5.34) die Wicklungsmasse nicht berücksichtigt.

Die zur Berechnung notwendigen Größen sind in Tabelle 5.6 zusammengefasst. Mit Hilfe der Gleichungen (5.33) – (5.36) ergeben sich die Eigenfrequenzen zu den Eigenmoden m' , welche in Tabelle 5.7 zusammengefasst sind und mit den Werten aus der FEM-Berechnung verglichen werden. Für die Berechnung der Biegeeigenfrequenzen mit FEM wird ein 3D-Modell der gesamten Maschine benötigt. Um den Modellierungsaufwand zu reduzieren, wird im Folgenden lediglich mit einem 3D-Modell des Stators gerechnet (Abbildung 5.12).

Tabelle 5.6: Werte zur Berechnung der Biegeeigenfrequenzen des Statorjochs inkl. Gehäuse

Mittlerer Statorjoch-Gehäuse-Radius inkl. Gehäuse $r_{ys,av}$	160 mm
Masse Statorjoch m_{ys}	11,7 kg
Masse Statorzähne m_{ds}	19,2 kg
Masse Gehäuse $m_{Gehäuse}$	14,4 kg
Höhe aus Statorjoch und Gehäuse h_s	37 mm
Hilfsgröße i	0,066
Hilfsgröße Massenzuschlagsfaktor Δ (ohne Statorwicklung)	1,74
Frequenz der Nullschwingung f_0	3720 Hz

Tabelle 5.7: Vergleich der berechneten mechanischen Biegeeigenfrequenzen des Statorjochs und Gehäuse aus der analytischen Berechnung nach *Jordan* [76] und den 3D-FEM Simulationen

Eigenmode m'	Eigenfrequenz f_{bm}	
	<i>Jordan</i>	FEM
2	658 Hz	1467 Hz
3	1862 Hz	2344 Hz
4	3570 Hz	3733 Hz

Die Aufspannung des Statorgehäuses an einem Winkel als Bauform IM B5 gemäß IEC 60034 muss durch mechanisch fixierende Randbedingungen an der A-Seite der Maschine berücksichtigt werden. Für den Vergleich zur analytischen Berechnung würde eine frei schwingende Statorstruktur erforderlich sein. Durch die versteifende Wirkung der Lagerschilde und der Einspannung sind die mit FEM berechneten Werte $f_{bm'}$ für die niedrigknotigen Moden $2m' = 4$ und 6 deutlich höher.

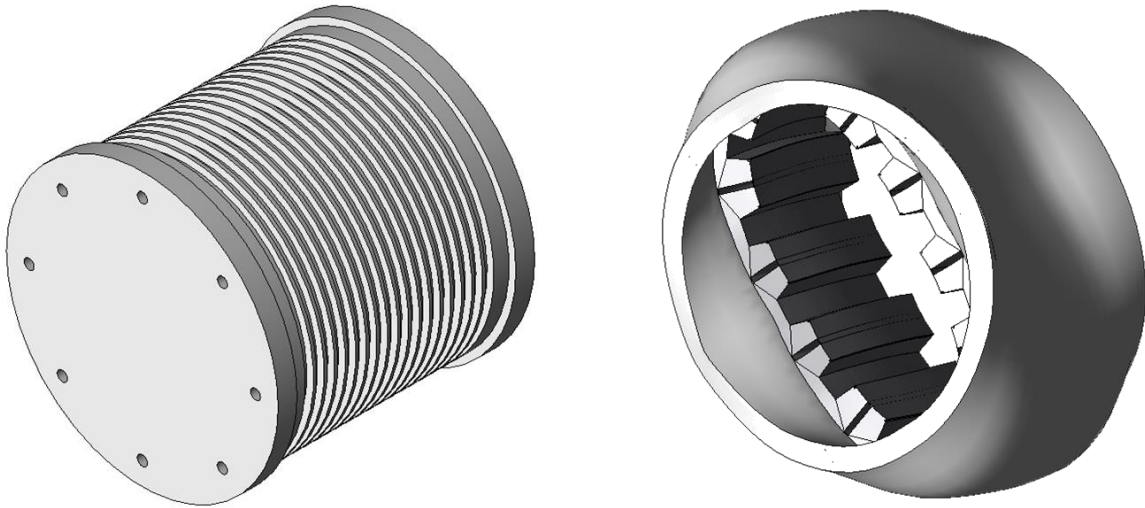


Abbildung 5.12: Links: 3D-Modell des Stators der Maschine inklusive Wassermantelkühlung und Lagerschilde (Außenmantel ausgeblendet) für die Berechnung der Eigenfrequenzen mit FEM (JMAG), Rechts: Mit einer Eigenfrequenz von 1467 Hz schwingender Eigenmode $m' = 2$ des Stators (Lagerschilde ausgeblendet)

Da lediglich der Stator der Maschine modelliert wird, erfolgt nur eine Berechnung der Biegeeigenfrequenzen des Stators der FSM. Als Randbedingung für die FEM-Simulation wird eine starre Befestigung der Maschine an den acht Bohrlöchern des A-seitigen Lagerschildflansches gesetzt. Die Ergebnisse aus Tabelle 5.7 zeigen die Biegeeigenfrequenzen der Eigenmoden $m' = 2 \dots 4$, da diese die niedrigsten Eigenfrequenzen aufweisen, und daher im Betrieb der Maschine im Drehzahlbereich bis 3000 /min angeregt werden können.

Die anregende Radialzugkraft schwankt bei ideal zentrischem Läufer wie die Drehmomentwelligkeit mit $f = 2 \cdot m \cdot n \cdot Q_r = 2 \cdot 3 \cdot n \cdot 14 = 84 \cdot n$ und variiert von $0 \dots n_{\max} = 3000 / \text{min}$ mit $0 \dots 4200$ Hz. Mit dem Radial-Feldwellenspektrum im Luftspalt gemäß Kapitel 3.1 werden die anregenden Radialkraftwellen analytisch nach Amplitude und Ordnungszahl r abgeschätzt. Diese Überlegungen zeigen, dass bei vernachlässigbarer kleiner Stromwelligkeit infolge der PWM des speisenden Spannungszwischenkreisumrichters das Sinus-Drehstromsystem lastabhängig keine Kraftwellen der Ordnungszahl $r = 0$ hervorruft. Aufgrund der geraden Stator- und Rotorzahnzahlen tritt bei zentrischem Läufer auch keine Radialkraftwelle mit $r = 1$ auf. Der Eigenmode $m' = 1$ würde bei einer exzentrischen Lage des Rotors zum Stator angeregt werden, was im elektromagnetischen Modell nicht berücksichtigt wird.

Die Ergebnisse aus der analytischen Berechnung und numerischen Simulationen zeigen für die höheren Eigenmoden ($m' = 4$) eine zufriedenstellende Übereinstimmung. Bei der Berechnung des Eigenmodes $m' = 2$ tritt eine deutliche Abweichung um Faktor 2 auf, was auf das stark vereinfachte Modell bei der Berechnung nach *Jordan* zurückzuführen ist.

Mit Hilfe der Ergebnisse aus der Radialkraft- und der Eigenmodeberechnung wird die Geräusentwicklung der Prototypmaschine abgeschätzt. Da die analytische Berechnung der Geräusentwicklung nur näherungsweise möglich ist, wird im Rahmen dieser Arbeit die Rechnung zur Geräuschanregung mit FEM durchgeführt. Aus der Radialkraft- und der Eigenmodeberechnung werden zunächst die mechanischen Schwingungen an der Gehäuseoberfläche berechnet. Mit diesen durch Amplitude und Frequenz definierten Schwingungen wird das magnetische Geräusch auf der Oberfläche des Statorgehäuses bestimmt. Basierend auf dem Prinzip eines isotropen Strahlers wird auch das magnetisch erzeugte Geräusch der Prototypmaschine in einem definierten Abstand ermittelt. Für das vorgestellte 3D-FEM-Modell der FSM in der Software *JMAG* ergibt sich im generatorischen Leerlauf bei einer Drehzahl $n = 1000$ /min und in einem Meter Entfernung von der Prototypmaschine ein maximaler Schalldruckpegel von etwa 85 dBA, was die hohe Geräusentwicklung der FSM bestätigt. Eine genauere Analyse dieser Geräusentwicklung erfolgt zusammen mit der Vermessung der Maschine in Abschnitt 7.8.

6 Prototypmaschinen

Um die in Kapitel 5 durchgeführten Simulationen zu verifizieren, wird im Rahmen dieser Arbeit die ausgelegte FSM als Prototyp aufgebaut und vermessen (Kapitel 7). Um die ermittelten Ergebnisse der FSM einordnen zu können, werden diese mit Messergebnissen von zwei konventionellen PMSMs mit Rotormagneten verglichen. Dabei handelt es sich um die in Kapitel 4.1 vorgestellten beiden Maschinen, wobei die Maschine mit Rotoroberflächenmagneten (PMSM_OM) bereits in [2] ausgelegt und vermessen wurde. Die zweite PMSM mit vergrabenen Magneten (PMSM_VM) wurde im Rahmen dieser Arbeit ausgelegt, konstruiert, gebaut und vermessen. Im folgenden Kapitel werden der Aufbau und die Konstruktion der drei Maschinen FSM, PMSM_OM und PMSM_VM vorgestellt.

6.1. Flux-Switching-Machine

Der Aufbau der Flux-Switching-Machine (gemäß Abbildung A.4) erfolgte größtenteils bei der *Johannes Hübner - Fabrik elektrischer Maschinen GmbH*, Gießen.

Der geblechte Stator der FSM besteht aus 12 Statorzähnen mit jeweils einer Magnettasche (Abbildung A.5). Das Statorblechpaket wurde bei dem Unternehmen *LCD Lasercut*, Densbüren, Schweiz, aus lasergeschnittenen Backlack-Blechen aufgebaut und anschließend mit diesem Backlack verbacken. Als Blech wird ein Elektroblech der Sorte M270-35A (Abbildung A.1) eingesetzt. Diese nur 0,35 mm dicken Bleche wurden wegen der hohen Grundfrequenzen der FSM, die sich aufgrund ihrer relativ hohen Polzahl ergeben, eingesetzt. Die Wirbelströme sinken quadratisch mit der Blechdicke und nehmen quadratisch mit der Frequenz zu.

In die Magnettaschen wurden segmentierte Magnete der Firma *Vacuumschmelze*, Hanau, (VACODYM 633 HR, Abbildung A.2 [7]) eingeschoben. Die Höhe der Magnettasche ist um 0,1 mm größer als die Höhe der Magnete, um mögliche Fertigungstoleranzen auszugleichen. Die Steghöhen der Magnettaschen betragen am Außenradius 1 mm und am Innenradius 0,6 mm. Für ein einfaches Einschieben der Magnete in die Taschen wurden am Zahnkopf zusätzliche Eisenjoche (Abbildung 6.1) verwendet, um durch den so erzeugten magnetischen Kurzschluss die Magnetkräfte zwischen den eingesetzten Magnetsegmenten zu verringern. Abbildung 6.1 zeigt eine Magnettasche und das Einsetzen der drei Magnetsegmente. Die Magnetsegmente haben eine Höhe von 5 mm, eine Breite von 11 mm und eine Länge von 20 mm. Insgesamt werden 324 Magnetsegmente in die Maschine eingeschoben. Nur die erste und letzte Reihe dieser Magnete wurde mit *Loctite 648* [78] festgeklebt. Durch die Bewegung des Rotors beim späteren Betrieb der Maschine wirken allerdings zeitlich wechselnde magnetische Kräfte auf die Magnetsegmente, welche die nicht-geklebten Magnete aufgrund des Spiels von 0,1 mm bewegen. Da die Magnettaschen mit diesen 0,1 mm Raum für diese Bewegung bieten, ist im Betrieb der Maschine bei niedrigen Drehzahlen und daher niedrigfrequenten Wechselkräften diese Bewegung der Magnete infolge des Anschlagens der Magnete an die Blechpaketseiten als klackerndes Geräusch wahrnehmbar. Da dieses Anschlagen die Magnete beschädigen kann, wird als Konsequenz ein Festkleben aller Magnetsegmente in den Taschen empfohlen.

Aufgrund der offenen Statornuten bei der Flux-Switching-Machine können vorgefertigte Statorzahnspulen eingesetzt werden. Abbildung 6.2 zeigt eine vorgefertigte Statorzahnspule

mit Rechteckleitern (Leiterhöhe: 1,4 mm, Leiterbreite: 4,5 mm). Der Einsatz von vorgefertigten Zahnspulen ermöglicht eine einfache Fertigung des Stators, einen relativ hohen Nutfüllfaktor (= 0,55) und einen axial kurzen Wickelkopf. Jeweils zwei der vier Spulen je Phase werden in Serie geschaltet. Diese zwei Spulengruppen werden zusätzlich parallelgeschaltet und ergeben damit die fertige Statorwicklung. Durch die Parallelschaltung verdoppelt sich die Windungszahl je Spule gegenüber der Serienschaltung aller vier Spulen. Daher halbiert sich der Leiterstrom. Die halb so großen Leiterflächen verringern die Zusatzverluste infolge von Stromverdrängung deutlich. Es werden Anfang und Ende jeder Phase nach außen geführt. Außen werden die drei Phasen in Stern geschaltet, sodass der Sternpunkt der Maschine zugänglich ist. Abbildung 6.2 zeigt zusätzlich den Stator der FSM mit den eingesetzten Magneten und eingelegten Spulen. Nach Einsetzen der Wicklung und der Magnete wurde die Wicklung mit Epoxidharz getränkt.



Abbildung 6.1: Statorzahn der finalen Auslegung der FSM (links: JMAG 2D-Zeichnung, mittig: Blechpaket ohne Magnete, rechts: eingesetzte Magnetreihe)

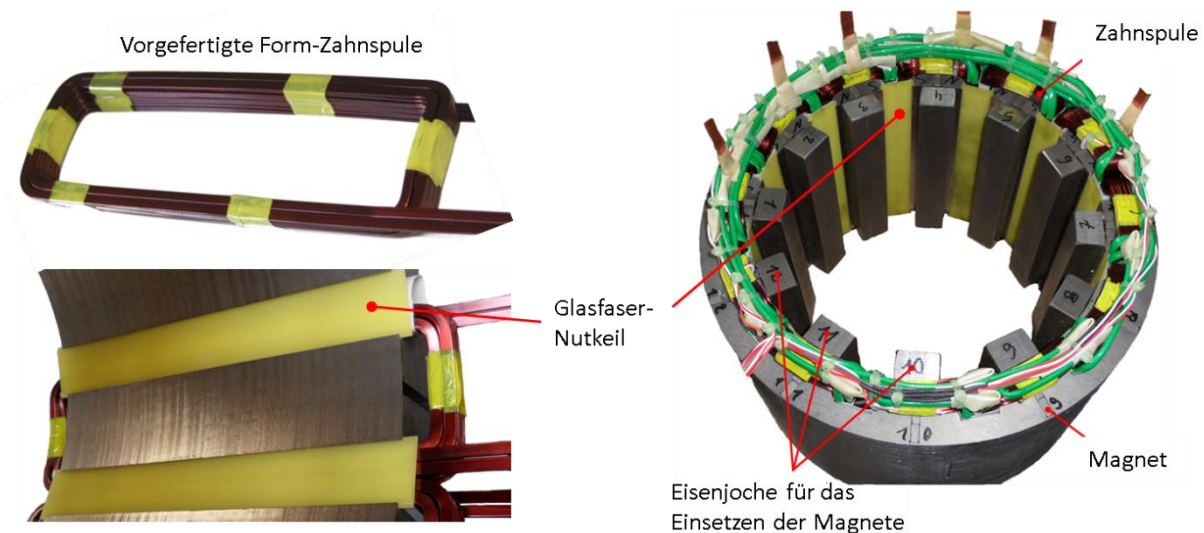


Abbildung 6.2: Zusammenbau des Prototypmotors (links oben: vorgefertigte Form-Zahnspule, links unten: in die Nuten eingesetzte Zahnspule, rechts: Stator mit eingesetzten Magneten und eingelegten, verschalteten Spulen)

Der Stator der Maschine wurde in das Aluminium-Gehäuse mit der Wassermantelkühlung geklebt. Für die Klebeverbindung wird ein Spalt zwischen Stator und Gehäuse von 0,05 mm benötigt. Als Klebstoff wurde *DELO-ML 5327* der Firma Delo [65] verwendet. Anschließend

wurden die Statorwicklung und der Wickelkopf zusätzlich mit einem Epoxidharz (*Wevopur 60416 FL* mit einer Wärmeleitfähigkeit von $1,6 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$) vergossen, um eine gute thermische Anbindung des Wickelkopfes an das Gehäuse und den Kühlmantel zu ermöglichen (Abbildung 6.3, links).

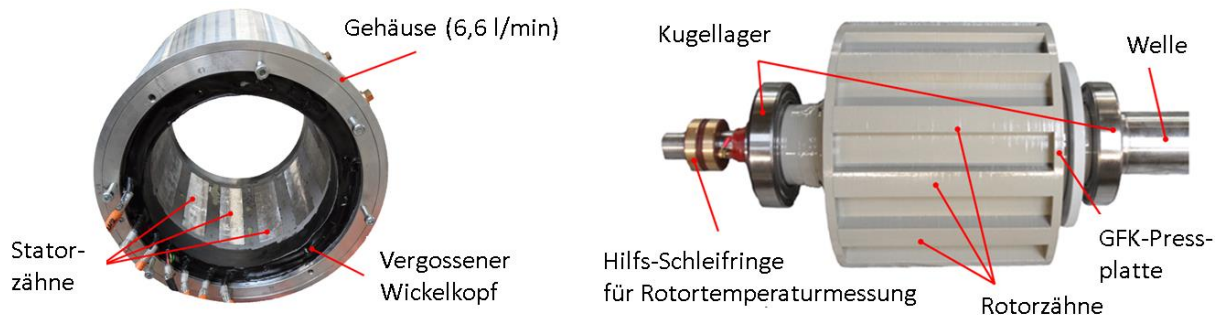


Abbildung 6.3: Links: Stator der FSM mit Wassermantelkühlung und vergossenem Wickelkopf; Rechts: Rotor der FSM mit Welle und Lager

Der Rotor der FSM hat einen einfachen und robusten Aufbau ohne Magnete und Spulen (Abbildung 6.3, rechts). Der Rotor hat 14 Zähne und ist ebenfalls geblecht aufgebaut, wobei ebenfalls das Elektroblech M270-35A verwendet wurde (Abbildung A.6), um die Ummagnetisierungsverluste im Rotor zu begrenzen. Das Rotorblechpaket wurde mit Hilfe einer Passfeder mit der Welle, die aus St52-Stahl gefertigt wurde, formschlüssig verbunden. Danach erfolgte die Montage der Lager (Wälzlager SKF 6214) auf der Welle und mit den Lagerschilden (gefertigt aus St52-Stahl) sowie der Zusammenbau der Maschine. Technische Zeichnungen zu den einzelnen Bauteilen der Maschinen sind im Anhang A.5 dieser Arbeit und in [2] zu finden.

Als Messsystem für die Rotorlage wird für die FSM der *Hengstler S21* Sinus-Drehgeber verwendet (siehe Anhang A.4). Dieser ist an der Nicht-Antriebsseite (N-Seite) direkt mit der Welle verbunden, wodurch der rotierende Teil mit gleicher Geschwindigkeit wie der Motor dreht, während sein Gehäuse am Wellenenddeckel befestigt ist. Dieses Konzept wurde von der bereits entwickelten PMSM_OM übernommen.

6.2. PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten

Der Aufbau der PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten wird im Folgenden nur kurz vorgestellt, da die Auslegung und Konstruktion bereits in [2] erfolgte, wo eine ausführliche Beschreibung vorliegt.

Abbildung 6.4 zeigt den Stator und den Rotor der gefertigten Maschine, wobei ein Elektroblech der Sorte M400-50AP eingesetzt wurde. Es genügen 0,5 mm dicke Bleche, da die Grundfrequenzen niedriger als bei der FSM sind. Die dreiphasige Statorwicklung besteht aus Runddraht-Zahnspulen $q = \frac{1}{2}$, die ähnlich wie bei Nadelwicklern von Hand in die Nuten eng an die Zähne anliegend bei der Firma *Thien*, Lustenau, Österreich, angeordnet wurden, um einen einfachen Fertigungsprozess, einen guten Wärmeübergang vom Kupfer zum Blechpaket sowie einen kurzen axialen Wicklungsüberhang zu realisieren. Gehäuse und Wassermantelkühlung sind baugleich wie bei der FSM, um dieselbe effektive Kühlung und einen fairen technischen Vergleich zu ermöglichen.

Der Rotor hat Oberflächenmagnete der Firma *Vacuumschmelze*, Hanau, vom Typ VACODYM

655 HR [7], welche segmentiert (6 Segmente in axialer Richtung, 7 Segmente pro Pol in Umfangsrichtung, insgesamt 672 Magnetsegmente) sind, um Wirbelströme in den Magneten zu reduzieren. Die Magnete wurden auf die Oberfläche des Rotors geklebt und mit einer Bandage aus Kohlenstofffasern in einer Epoxidharzmatrix durch Schrumpfsitz fixiert, um die Magnete gegen die wirkenden Zentrifugalkräfte zusätzlich zu schützen [2].

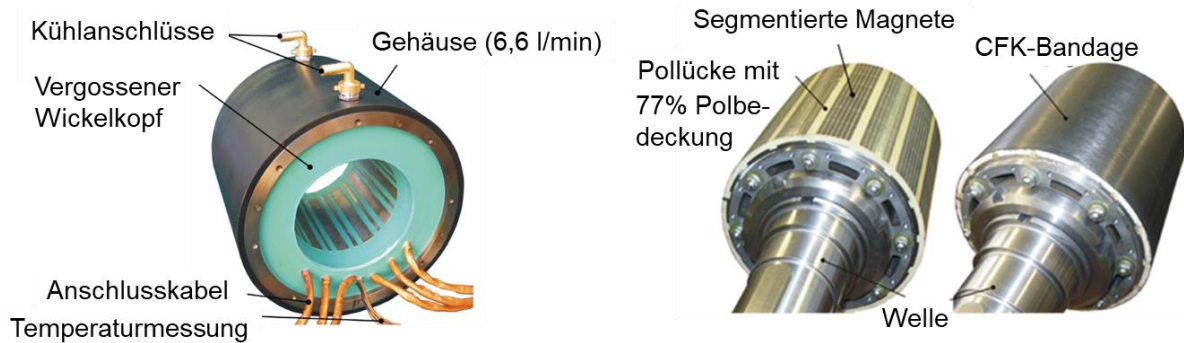


Abbildung 6.4: Links: Stator der PMSM_OM mit Wassermantelkühlung und vergossenem Wickelkopf; Rechts: Rotor der PMSM_OM mit segmentierten Magneten und Welle (links) und mit aufgeschumpfter Kohlenstoff-Faser-Bandage (CFK, carbonfaserverstärkter Kunststoff) (rechts)

Ein Vergleich der Fertigungsprozesse zwischen FSM und PMSM_OM mit Oberflächenmagneten zeigt Vorteile für die FSM hinsichtlich des deutlich einfacheren Rotoraufbaus und des einfachen Einsetzens der Magnete in den Stator ohne die Notwendigkeit einer CFK-Bandage zur Fixierung der Magnete, wie dies bei der konventionellen PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten notwendig ist. Außerdem ist eine größere Segmentierung der Magnete aufgrund der geringeren Wirbelströme in den Magneten und der besseren Kühlmöglichkeit der Magnete im Stator durch den Kühlmantel ausreichend (FSM zu PMSM: 324 zu 672 Magnetsegmente). Die offenen Statornuten ermöglichen zusätzlich ein einfaches Einsetzen von vorgefertigten Form-Zahnpulen. Allerdings sollte die Verbindung zwischen Stator und Gehäuse durch Klebung ohne Schrumpfung erfolgen, um hohe mechanische Spannungen in den Stegen der Magnettaschen zu vermeiden.

6.3. PMSM_VM mit vergrabenen Magneten

Die Maschine PMSM_VM weist einen segmentierten Stator auf, wobei das Statorjoch und die Statorzähne getrennt voneinander gefertigt werden. Das Statorjoch wird aus lasergeschnittenen Backlack-Blechen komplett gefertigt und weist Schwalbenschwanznuten auf, in welche die ebenfalls aus lasergeschnittenen Backlack-Blechen gefertigten Statorzähne eingeschoben werden. Abbildung 6.5 zeigt sowohl das Statorjoch als auch einen Statorzahn ohne und mit Wicklung. Die Blechpakete bestehen aus dem Blechtyp der Sorte M270-50A. Wie bei der PMSM_OM reichen 0,5 mm dicke Bleche wegen der im Vergleich zur FSM niedrigeren Grundfrequenzen zur Begrenzung der Wirbelstromverluste.

Nach Fertigung der Blechpakete wurden die Statorzähne einzeln mit Formspulen bewickelt. Diese Einzelzahnfertigung ist einfacher und schneller ausführbar als die Bewicklung des gesamten Blechpakets und reduziert daher die Kosten für die Wicklungsherstellung. Nach der Bewicklung der Zähne wurden diese in das Statorjoch eingeschoben. Anschließend wurde der gesamte Stator mit Epoxidharz bei der Firma *Brenner*, Bürstadt, getränkt und in den Innenmantel der Wassermantelkühlung geklebt. Das eingeklebte Statorjoch mit eingesetzten und bewickelten Statorzähnen ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

Die Verschaltung der einzelnen Zahnspulen je Strang zu den drei Wicklungssträngen U, V, W der Maschine erfolgt über Kupfer-Ringschienen. Je eine Ringschiene wurde für eine der Phasen (U, V, W) verwendet und eine vierte Ringschiene dient als Sternpunkt. Da alle Spulen einer Phase parallelgeschaltet werden können, wurde dies durchgeführt, um die Spulenzahl so hoch wie möglich zu machen. Dadurch nehmen Leiterstrom und Leiterquerschnitt den minimal möglichen Wert an, was zu deutlichen verringerten Wirbelstromverlusten in der Wicklung führt. So wurde jeder Spulenanfang an die entsprechende Ringschiene und alle Spulenden mit der Sternpunkt-Ringschiene verbunden. Die Ringschienen mit den Spulenanfängen wurden dann den entsprechenden Phasen zugeordnet. Die einzelnen Teile des Stators sind in Abbildung 6.7 gezeigt.

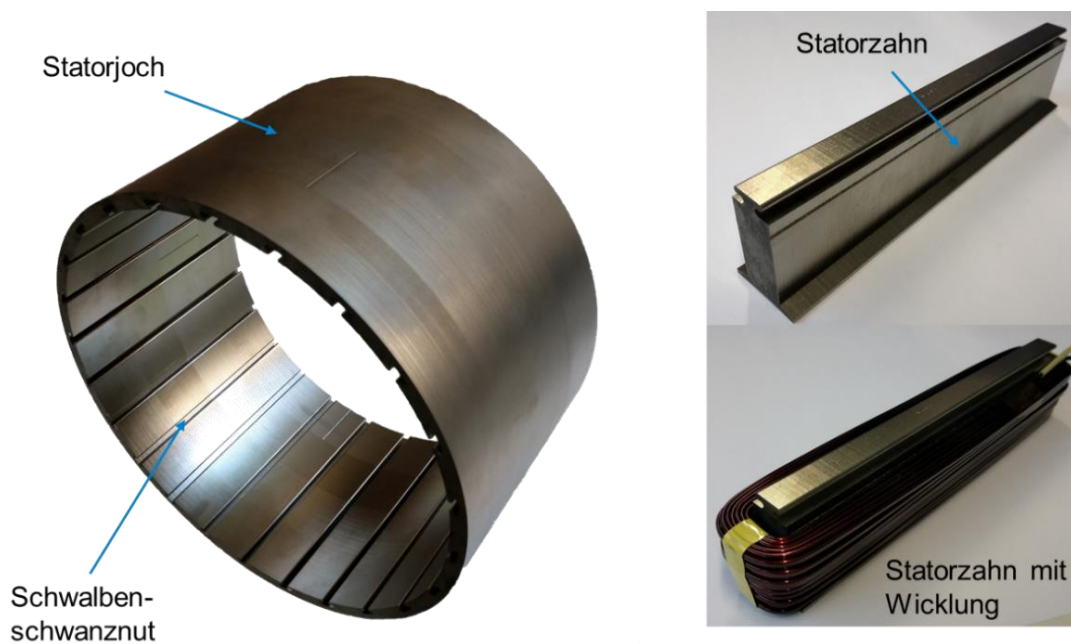


Abbildung 6.5: Links: Statorjochblechpaket mit Schwalbenschwanznuten; Rechts: Statorzahnblechpaket ohne (oben) und mit (unten) Wicklung (Firma *LCD Lasercut*, Densbüren, Schweiz)

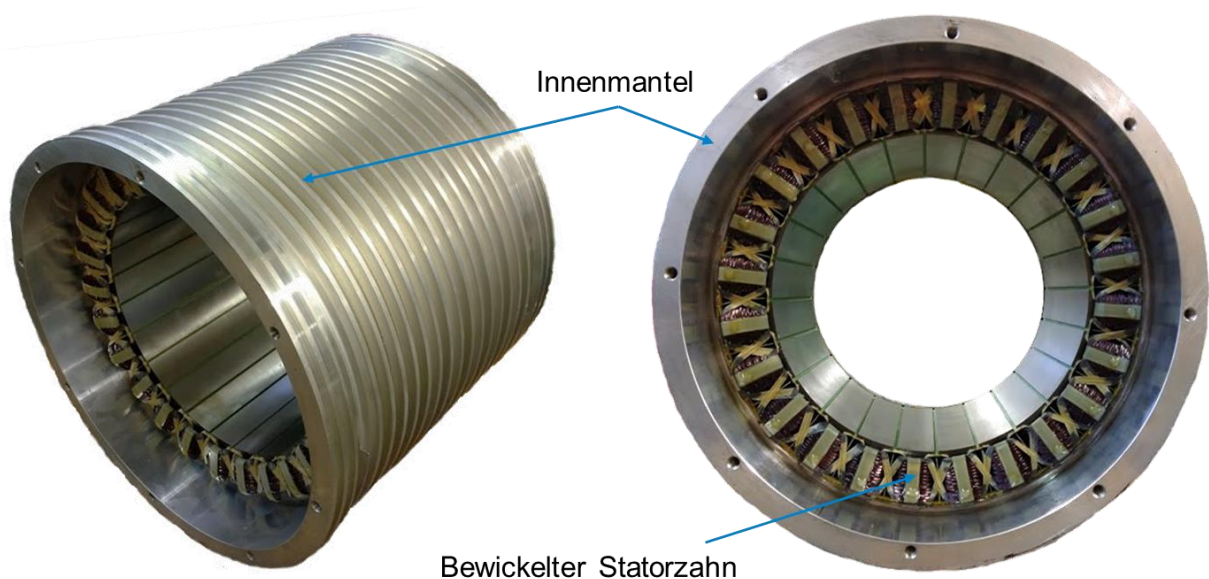


Abbildung 6.6: Gehäuse (Innenmantel) mit eingeklebtem Statorjoch und allen eingesetzten und bewickelten Statorzähnen



Abbildung 6.7: Statorteile des Prototypmotors mit vergrabenen Magneten im Rotor

Der Rotor der Maschine besteht aus drei Rotor-Teilblechpaketen mit Magnettaschen für die vergrabenen Magnete. In die Magnettaschen wurden segmentierte Magnete der Firma *Vacuumschmelze*, Hanau, (VACODYM 863 TP, Abbildung A.3 [7]) eingeschoben. Dieser Magnettyp zeichnet sich durch eine hohe Remanenzflussdichte ($B_R = 1,29 \text{ T}$ bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$) und eine hohe Koerzitivfeldstärke ($H_{cJ} = 2000 \text{ kA/m}$ bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$) aus. Die Höhe der Magnettasche ist um $0,1 \text{ mm}$ größer als die Höhe der Magnete, um mögliche Fertigungstoleranzen auszugleichen. Die Magnete sind axial (6 Segmente) und in Umfangsrichtung (7 Segmente je Pol) segmentiert, um Wirbelstromverluste in den Magneten zu reduzieren. Ein einzelnes Magnetsegment weist eine Höhe von $h_{PM} = 4,4 \text{ mm}$, eine Breite von $b_{PM} = 4,7 \text{ mm}$ und eine Länge von $l_{PM} = 30 \text{ mm}$ auf. Für eine einfache Fertigung wurden die Magnete zunächst unmagnetisiert zusammengeklebt, wie Abbildung 6.8 zeigt, bevor Sie in die Teilpakete eingeschoben werden.

Anschließend wurden die Magnetblöcke bei der Firma *Vacuumschmelze*, Hanau, aufmagnetisiert und in die Magnettaschen der Rotorblechpakete eingeschoben und verklebt. Die einzelnen Teile des Rotors sind in Abbildung 6.9 und der gesamte Rotor in Abbildung 6.10 gezeigt.

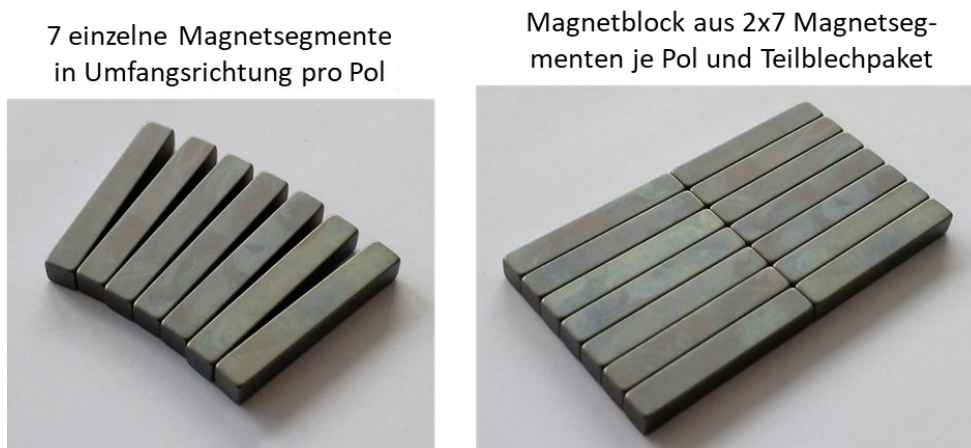


Abbildung 6.8: Fertigung der unmagnetisierten Magnetblöcke je Pol und Teilblechpaket der PMSM_VM mit vergrabenen Magneten



Abbildung 6.9: Rotorteile des Prototypmotors PMSM_VM mit vergrabenen Magneten

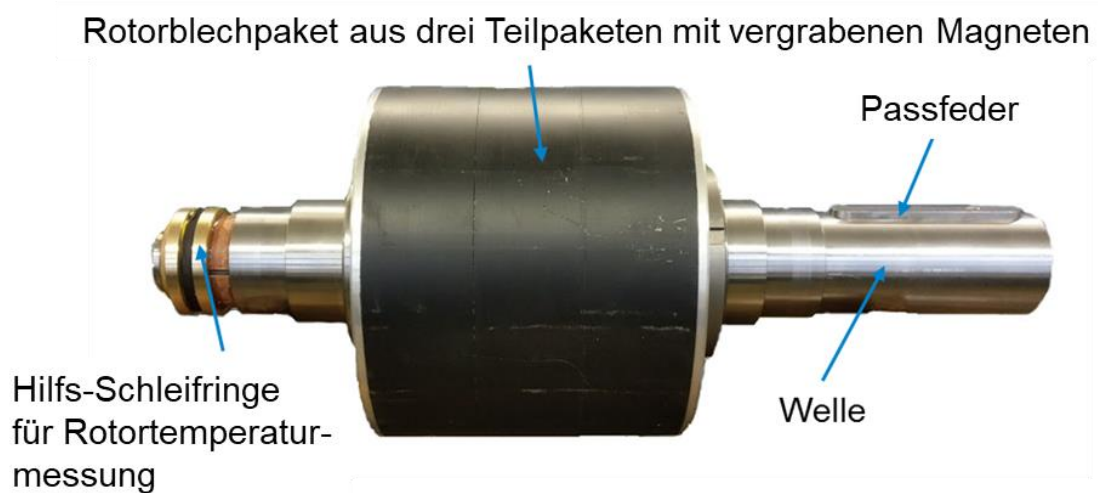


Abbildung 6.10: Rotor des Prototypmotors PMSM_VM mit vergrabenen Magneten

Danach wurde der Rotor der Maschine in den Stator eingeführt und die Maschine fertig gestellt. Die Maschine ist in Bauform IM B5 als Flanschmotor ohne Klemmenkasten mit direkter Ausleitung der Motorkabel U, V, W und der Sensorkabel ausgeführt. Das hier vorgestellte Konzept ermöglicht somit einen segmentierten Aufbau des Stators einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit segmentiertem Rotoraufbau mit vergrabenen Rotormagneten. Die Vorteile der Segmentierung sind eine einfachere Fertigung der Maschine (speziell der Wicklung), ein höherer Nutzfüllfaktor sowie ein einfacherer Transport im Fall von Maschinen mit sehr großen Durchmessern.

Als Messsystem für die Rotorlage wird für die PMSM_VM ebenfalls der *Hengstler S21* Sinus-Drehgeber verwendet (siehe Anhang A.4). Die Befestigung des Gebers erfolgte wie bei der FSM an der Nicht-Antriebsseite.

7 Vermessung der Flux-Switching-Maschine

Die gefertigte Prototyp-FSM wurde auf einem Prüfstand am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt aufgebaut und vermessen (Abbildung 7.1). Die Messergebnisse sowie ein Vergleich zu den beiden Prototyp-PMSMs, nämlich der PMSM_OM und der PMSM_VM, werden hier vorgestellt.

7.1. Prüfstand

Die FSM ist mit der PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten über eine Drehmomentmesswelle (HBM T32FNA, Firma Hottinger-Baldwin-Messtechnik, Darmstadt, max. Dauer-Drehmoment 1000 Nm, Genauigkeit 0,1 %) verbunden. Beide Maschinen werden über je einen PWM-Spannungszwischenkreis-Umrichter mit IGBTs (Siemens Simodrive 611, Zwischenkreisspannung 600 V, max. Dauer-Ausgangsstrom 200 A (effektiv), eingestellte Schaltfrequenz 4 kHz) geregelt, um einen drehzahl- und drehmomentvariablen Betrieb zu ermöglichen. Dafür sind die Maschinen zusätzlich jeweils mit einem Hengstler S21 Geber (Sinus-Drehgeber) ausgestattet. Für die Messung der elektrischen Größen wird ein Leistungsanalysator (Fluke Norma 5000, Strommessung über Strommesszangen) verwendet. Beide Maschinen besitzen einen Kühlkreislauf mit reinem Wasser, bestehend aus einer Wasserpumpe, einem Luft-Wasser-Kühler aus dem KFZ-Bereich und den entsprechenden Rohrverbindungen zur Wassermantelkühlung. Der Kühlmitteldurchfluss beträgt für beide Maschinen 6,6 l/min. Genauere Informationen zu der eingesetzten Messtechnik sind im Anhang A.4 dieser Arbeit zu finden.

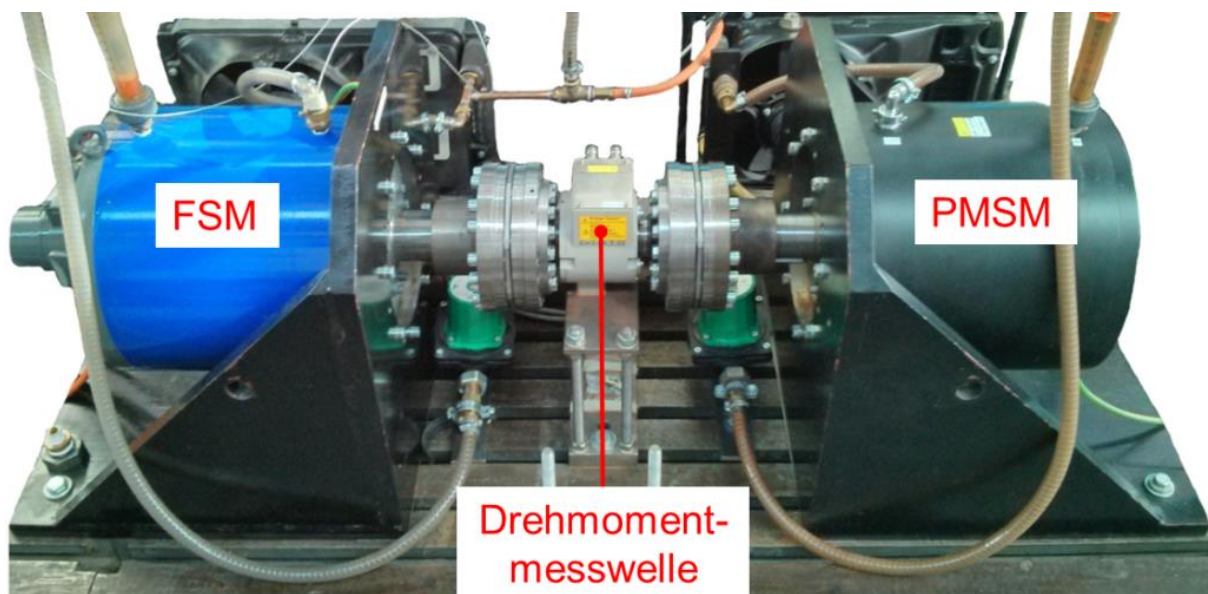


Abbildung 7.1: Prüfstand am Institut für Elektrische Energiewandlung zur Vermessung der FSM und der PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten

7.2. Generatorischer Leerlauf der FSM

Für die generatorischen Leerlaufmessungen wird die FSM von der PMSM_OM angetrieben und die induzierte Spannung je Phase an den offenen Stator клемmen der FSM sowie die über die Welle von der PMSM_OM abgegebene Leistung (messbar mit der Drehmomentmesswelle als $P = 2\pi \cdot n \cdot M$, die sowohl n als auch M erfasst) gemessen. Diese Leistung entspricht den während des generatorischen Leerlaufbetriebs auftretenden Verlusten (bestehend aus der Summe von Ummagnetisierungsverlusten in den Blechpaketen, Reibungsverlusten und Wirbelstromverlusten in den Magneten, im Gehäuse und in der Wicklung) in der FSM. Abbildung 7.2 vergleicht die gemessene Leerlaufspannung und -leistung für verschiedene Drehzahlen mit den Ergebnissen der JMAG-Simulationen (Kapitel 5), wobei die Parametereinstellungen für die Simulationen an die gemessenen Temperaturen angepasst werden (mittlere Wicklungstemperatur $\vartheta_{Cu} = 120\text{ °C}$ aus Widerstandsmessung, Temperatur der Magnete $\vartheta_{Mag} = 70\text{ °C}$ am PT100-Messpunkt der Magnete entsprechend Abbildung 5.1 und Abbildung 5.11).

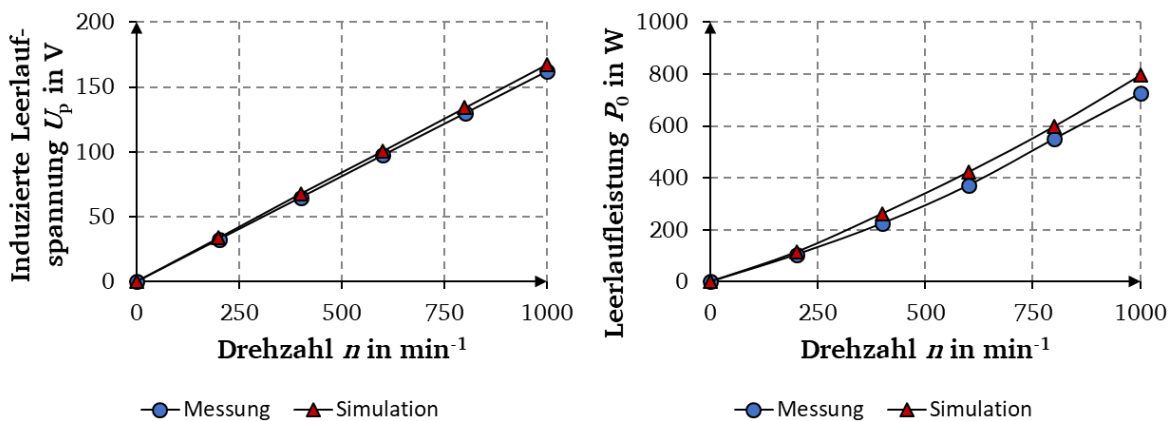


Abbildung 7.2: Ergebnisse der Leerlaufmessung und -simulation der FSM für $\vartheta_{Mag} = 70\text{ °C}$; Links: Induzierte Leerlaufspannung (Effektivwert) U_p je Strang über der Drehzahl n ($U_{SN} = 230\text{ V}$ für $n = 1000\text{ /min}$), Rechts: Leerlaufleistung P_0 über der Drehzahl n (gemessener Mittelwert aus Rechts- und Linkslauf)

Die gemessene und die simulierte effektive induzierte Spannung U_p je Phase weisen eine gute Übereinstimmung auf mit einer relativen Abweichung bei $n = 1000\text{ /min}$ von 3,2%. Die relativen Abweichungen werden in dieser Arbeit auf die gemessenen Werte bezogen wie (7.1) zeigt.

$$\Delta x_{\text{relativ}} = \frac{x_{\text{Simulation}} - x_{\text{Messung}}}{x_{\text{Messung}}} \quad (7.1)$$

Diese Abweichung könnte auf 3D-Randstreuungseffekte, welche in der 2D-Simulation nicht abgedeckt werden, sowie auf Parameterunsicherheiten der Materialien zurückzuführen sein. Es wurde zusätzlich die induzierte Polradspannung einer Phase mit einem Oszilloskop (*Lecroy Waverunner LT374*, Firma *Lecroy*) bei einer Drehzahl von 1000/min (Grundfrequenz $f_s = 233,33\text{ Hz}$, Periodendauer $T = 4,3\text{ ms}$) aufgezeichnet. Abbildung 7.3 vergleicht diese Messung mit dem simulierten Zeitverlauf der Polradspannung.

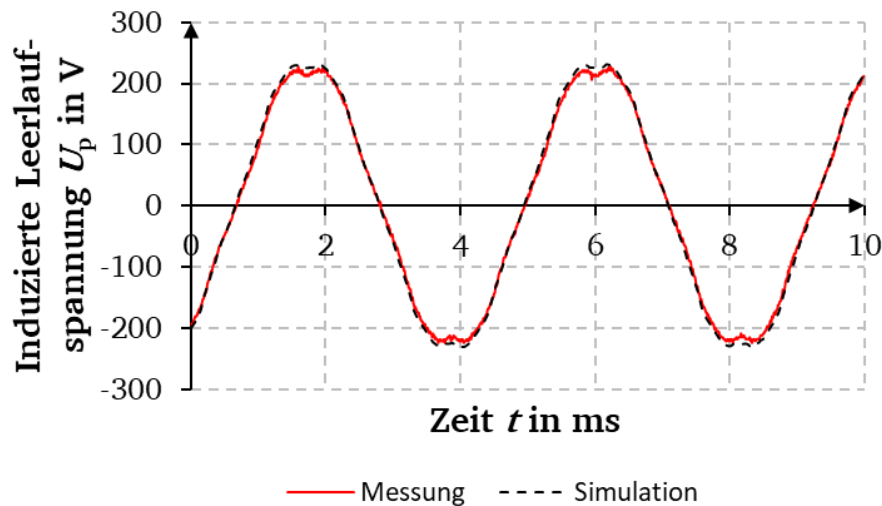


Abbildung 7.3: Vergleich der Simulation und Messung: Oszillogramm der generatorischen Leerlaufspannung pro Phase der FSM bei einer Drehzahl $n_N = 1000$ /min, einer Frequenz $f_s = 233,33$ Hz und einer Magnettemperatur $\vartheta_{\text{Mag}} = 70$ °C

Die Messung ergab $P_0/P_{\text{BP1}} = 1,6\%$ bei 1000/min. Der höhere Wert der simulierten gegenüber der gemessenen Leerlaufleistung P_0 (relative Abweichung von 9,8% bei 1000/min) ist hauptsächlich auf die höheren magnetischen Flussdichten in der Simulation zurückzuführen, verdeutlicht durch die um 3,2% höhere berechnete Leerlaufspannung. Die Simulationsergebnisse sind allerdings wegen der geschätzten Verschlechterungsfaktoren wegen Bearbeitung im Zahn und im Joch von 1,6 für die Ummagnetisierungsverluste in Stator und Rotor nicht genau. Auch die Simulation der Wirbelstromverluste in den Magneten, im Gehäuse und in der Wicklung sowie die Luftreibungsverluste sind mit Unsicherheit behaftet (siehe Kapitel 5).

7.3. Dauer-Kurzschlussmessung der FSM

Die dreiphasig kurzgeschlossene FSM wird von der PMSM_OM bei unterschiedlichen konstanten Drehzahlen betrieben. Der Strom je Phase I_{sk} in der Wicklung der FSM und das an der Welle auftretende Drehmoment M_k werden dabei gemessen. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 7.4 dargestellt und werden mit den Ergebnissen der Simulation bei gleichen Randbedingungen (mittlere Wicklungstemperatur $\vartheta_{\text{Cu}} = 60$ °C aus Widerstandsmessung, Temperatur der Magnete $\vartheta_{\text{Mag}} = 40$ °C am Messpunkt entsprechend Abbildung 5.1 und Abbildung 5.11) verglichen.

Die Ergebnisse zeigen eine Abweichung der gemessenen und simulierten Werte des Dauer-Kurzschlussdrehmoments M_k mit einer mittleren Abweichung über alle Messpunkte von etwa 10%. Die Abweichungen beim Kurzschlussstrom I_{sk} sind mit ca. 10% bei $n = 1000$ /min zum einen auf die etwas zu hoch berechnete induzierte Spannung U_p und zum anderen auf die ungenaue analytische Abschätzung der Streuinduktivität des Wickelkopfes für die 2D-FEM-Simulation zurückzuführen. Mit Hilfe von (5.1) und den Messwerten der induzierten effektiven Spannung U_p , des Dauer-Kurzschlussstroms I_{sk} und des Strangwiderstands R_s (jeweils bei $\vartheta_{\text{Cu}} = 60$ °C und $\vartheta_{\text{Mag}} = 40$ °C) kann die synchrone Längsinduktivität L_d der Maschine messtechnisch für Dauer-Kurzschluss bestimmt werden. Der Wert der Simulation ($L_{d,\text{Sim}} = 1,48$ mH) weicht vermutlich aufgrund der analytischen Abschätzung der Streuinduktivität des Wickelkopfes vom Wert der Messung ($L_{d,\text{Mess}} = 1,62$ mH) ab.

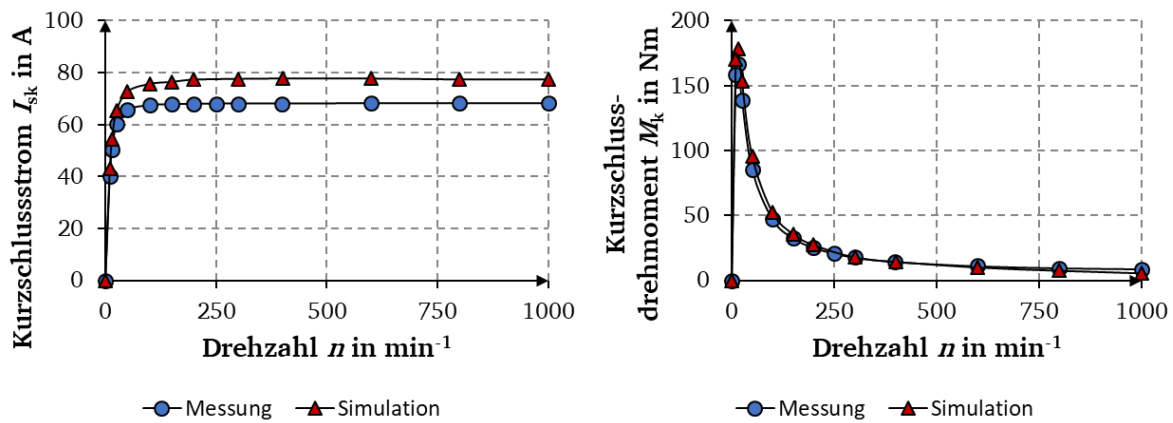


Abbildung 7.4: Ergebnisse der Dauer-Kurzschlussmessung und -simulation der FSM für $\vartheta_{Cu} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ und $\vartheta_{Mag} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$; Links: Kurzschlussstrom je Strang (effektiv) I_{sk} über der Drehzahl n , Rechts: Dauer-Kurzschlussdrehmoment M_k über der Drehzahl n (Messwert als Mittelwert aus Rechts- und Linkslauf)

Für die Berechnung der Streuinduktivität des Wickelkopfes $L_{s\sigma b}$ wurde im Rahmen dieser Arbeit (7.2) [54] verwendet. Eine alternative Berechnungsmethode, welche speziell für Zahnspulenwicklungen entwickelt wurde, ist in (7.4) [79] gegeben.

$$L_{s\sigma b} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot \frac{2}{p} \cdot \lambda_b \cdot l_b = 0,01 \text{ mH} \quad (7.2)$$

$$\lambda_b = 0,075 \cdot \left(1 + \frac{l_b}{\tau_p}\right) = 0,126 \quad (7.3)$$

$$L_{s\sigma b} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot \frac{m}{Q_s} \cdot 4\pi \cdot \frac{l_{ew}^2}{h_4} = 0,11 \text{ mH} \quad (7.4)$$

Dabei beschreibt μ_0 die Permeabilität des Vakuums ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$), N_s die Windungszahl je Strang (= 40), p die Polpaarzahl des Wicklungssystems (= 4), τ_p die Polteilung des Wicklungssystems (= 95,7 mm), l_b die Länge des Wicklungsüberhangs (= 65 mm), m die Strangzahl (= 3), Q_s die Statornutzahl (= 12), l_{ew} den axialen Abstand des Wickelkopfes zum Blechpaket (= 18 mm) und h_4 die Höhe des Wickelkopfes (= 18,5 mm) (Abbildung 7.5). Ein Vergleich der berechneten Werte zeigt, dass diese stark voneinander abweichen und den Unterschied bei der synchronen Längsinduktivität L_d erklären können.

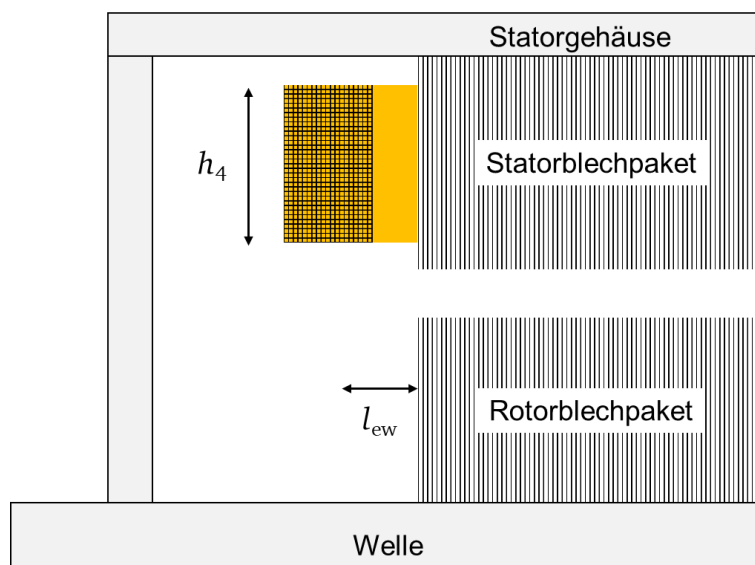


Abbildung 7.5: Darstellung Wickelkopf einer elektrischen Maschine und Definition der Parameter h_4 und l_{ew} [79]

7.4. Thermische Messungen der FSM

Zusätzlich wurden thermische Messungen an der FSM bei unterschiedlichen Belastungen motorisch im Dauerbetrieb durchgeführt. Die Ergebnisse der thermischen Messung bis zur Beharrung (Dauererwärmung) für Betriebspunkt 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm, $I_s = 108$ A) sind in der folgenden Abbildung 7.6 gezeigt. Die Positionen der PT100-Tempersensoren zeigt Abbildung 5.11.

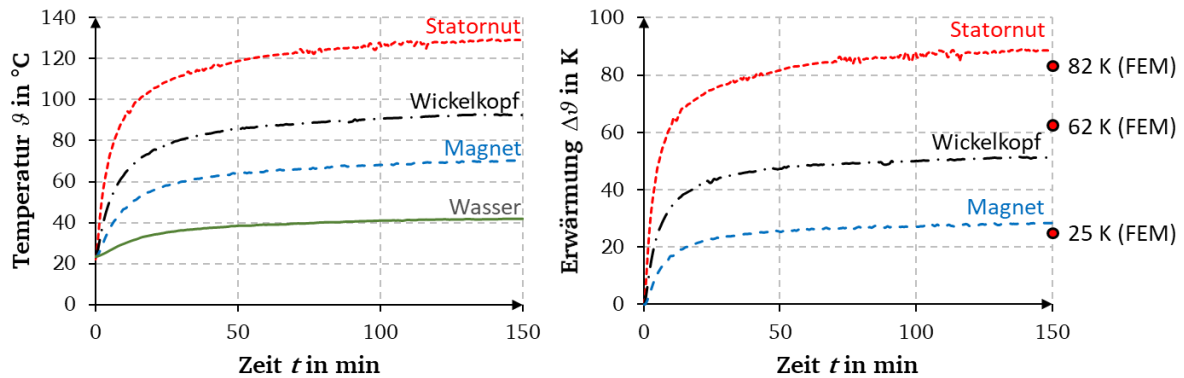


Abbildung 7.6: Ergebnisse der thermischen Vermessung der FSM in BP 1 ($n = 1000$ /min, $M = 430$ Nm, $I_s = 108$ A) für verschiedene Teile der FSM. Links: Temperaturverlauf, Rechts: Erwärmung (= Temperaturunterschied zur mittleren Kühlmitteltemperatur) inkl. Vergleich zur thermischen 3D-FEM-Simulation für die Dauererwärmung

Die Messungen bestätigen die Ergebnisse der 3D-FEM-Simulation (Abschnitt 5.3) und zeigen außerdem die gute thermische Anbindung der Magnete an den Kühlkreislauf (gemessene Temperatur am Magnet-Hotspot 70°C). Die geschätzte mittlere Temperatur der Wicklung steigt um etwa 76 K ($\frac{2 \cdot \Delta\theta_{\text{NUT}} + \Delta\theta_{\text{WK}}}{3} = \frac{2 \cdot 88\text{ K} + 52\text{ K}}{3} = 76\text{ K}$, da $l_{\text{Fe}} \approx 2 \cdot l_{\text{b}}$). Bei einer Kühlmitteltemperatur von 42°C ergibt sich eine geschätzte mittlere Wicklungstemperatur von 118°C . Die mittlere Wicklungstemperatur wurde über die Messung des Wicklungswiderstands zwischen zwei Phasen nach Ende der Beharrungsphase bestimmt. Mit einem gemessenen Strangwiderstand von $39\text{ m}\Omega$ und dem Strangwiderstand $R_{s,20}$ bei 20°C von $28\text{ m}\Omega$ ergibt sich eine mittlere Wicklungstemperatur von 120°C und bestätigt den geschätzten Wert aus der lokalen Temperaturmessung. Die maximal zulässige Temperatur bzw. Erwärmung der Wicklung (Wärmeklasse F, IEC 60034-4) von 155°C bzw. 105 K ist in dem untersuchten Betriebspunkt noch nicht erreicht, sodass die Maschine thermisch dauerhaft ein höheres Drehmoment liefern kann. Das abgeschätzte thermische Dauerdrehmoment für 105 K bei 1000 /min beträgt 470 Nm ($I_s = 128\text{ A}$) und entspricht einer Abgabeleistung von $P_m = 49,2\text{ kW}$. Diese Abschätzung erfolgt über $I_{s,105\text{K}} = I_{s,76\text{K}} \cdot \sqrt{105/76} = 108\text{ A} \cdot 1,175 = 128\text{ A}$ und Abbildung 7.8, wo wegen der lastabhängigen Sättigung das Drehmoment unterproportional mit dem Strom ansteigt zu $M(I_{s,105\text{K}}) = M(128\text{ A}) = 470\text{ Nm}$.

Die Ergebnisse der thermischen Messung im Dauerbetrieb für Betriebspunkt 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm, $I_s = 65,7\text{ A}$) sind in der folgenden Abbildung 7.7 gezeigt. Die mittlere Wicklungstemperatur und die maximale Temperatur der Magnete betragen 116°C bzw. 75°C in diesem Betriebspunkt. Auch hier sind für die Ausnutzung der Wärmeklasse F ein ca. 9% höherer Strom und nach Zerlegung in d- und q-Komponente über eine etwa 30% erhöhte q-Komponente ein entsprechend höheres Dauerdrehmoment möglich.

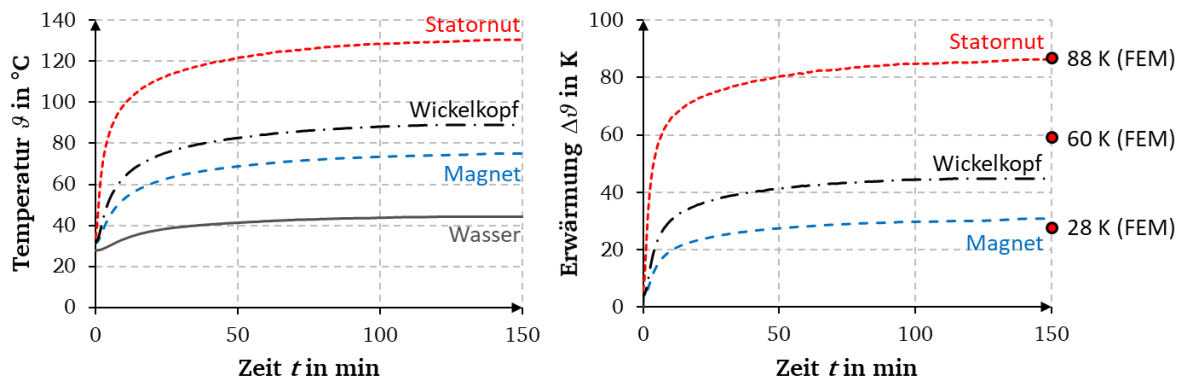


Abbildung 7.7: Ergebnisse der thermischen Vermessung der FSM in BP 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm, $I_s = 65,7$ A) für verschiedene Teile der FSM. Links: Temperaturverlauf, Rechts: Erwärmung (= Temperaturunterschied zur mittleren Kühlmitteltemperatur) inkl. Vergleich zur thermischen 3D-FEM-Simulation für die Dauererwärmung

7.5. Lastmessungen der FSM im Dauerbetrieb

Die Ergebnisse der Vermessung der FSM im Dauerbetrieb in den Betriebspunkten 1 und 2 sind in der Tabelle 7.1 zusammengefasst und werden den Ergebnissen der Simulation der FSM (Kapitel 5) gegenübergestellt. Die Ergebnisse werden jeweils bei den stationären Endtemperaturen im Dauerbetrieb für die beiden Betriebspunkte aufgenommen. Bei der Vermessung der Maschine wurde diese am Umrichter mit einem näherungsweise sinusförmigen Strom mit einer kleinen Stromwelligkeit aufgrund der ausreichend hohen Umrichterschaltfrequenz $f_s = 4$ kHz betrieben, während bei den Simulationen ein rein sinusförmiger Strom eingepreßt wurde. Die direkte Wirkungsgradmessung erfolgte, indem die mechanische Leistung P_m an der Drehmomentmesswelle über M_m und n gemessen und ins Verhältnis zur am Leistungsanalysator gemessenen elektrischen Leistung P_e gesetzt wurde.

Tabelle 7.1: Ergebnisse der Vermessung und der Simulation (FEM) der FSM im Dauerbetrieb in den Betriebspunkten 1 und 2

Betriebspunkt	Messung		Simulation (FEM)	
	BP 1	BP 2	BP 1	BP 2
Drehzahl n	1000 /min	3000 /min	1000 /min	3000 /min
Elektrische Grundfrequenz f_s	233,33 Hz	700 Hz	233,33 Hz	700 Hz
Wellen-Drehmoment M_m	432,2 Nm	139,5 Nm	436,7 Nm	146,9 Nm
Statorstrom I_{s1} (eff.)	108,0 A	65,7 A	104,7 A	70,7 A
Statorstrangspannung U_{s1} (eff.)	244,3 V	236,8 V	236,2 V	226,3 V
Eingangsleistung P_e	47877 W	46762 W	48114 W	49196 W
Eingangsleistung $P_{e1} = P_e - \Delta P_e$ (ohne Oberschwingungsanteil)	47250 W	46114 W	48114 W	49196 W
Gesamtverluste $P_d = P_e - P_m$	2617 W	2937 W	2383 W	3036 W
Abgabeleistung $P_m = 2\pi \cdot n \cdot M_m$	45260 W	43825 W	45731 W	46160 W
Wirkungsgrad $\eta = P_m/P_e$	94,6 %	93,7 %	95,0 %	93,8 %
Grundschriftungs- Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,61	1,00	0,65	1,00
Mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu}	118 $^{\circ}\text{C}$	116 $^{\circ}\text{C}$	110 $^{\circ}\text{C}$	105 $^{\circ}\text{C}$

Die Differenz der gemessenen Eingangsleistungen P_e (gesamte Eingangsleistung) und P_{e1} (nur Grundschwingungskomponente) entspricht dem Oberschwingungsverlustanteil ΔP_e und entspricht in beiden Betriebspunkten etwa 1,3 % der gesamten aufgenommenen elektrischen Wirkleistung P_e .

Der Vergleich zeigt eine gute Übereinstimmung der simulierten und gemessenen Werte. In der Simulation erreicht die FSM in BP 1 bei einem um 3 % kleineren Strom ein um 1 % höheres Drehmoment. Dies ist auf die höhere PM-Flussverkettung der Statorwicklung und damit höhere induzierte Polradspannung in der Simulation (vgl. Abschnitt 7.2, Simulation um 3,2 % höher bei $n = 1000$ /min) zurückzuführen. Diese um 3,2 % höher berechnete Polradspannung entspricht näherungsweise dem um 3,1 % niedrigeren berechneten Strangstrom in BP 1 für etwa gleiches Drehmoment. Der höhere Strom der Messung führt daher auf höhere gemessene Gesamtverluste im Vergleich zur Simulation, wodurch der gemessene Wirkungsgrad um 0,5 %-Punkte kleiner ist. Der um 0,04 niedrigere gemessene Grundschwingungs-Leistungsfaktor ist zum einen auf den höheren Strom bei der Messung und zum anderen auf die höhere Induktivität L_q ($L_{q,Sim} = 1,22$ mH, $L_{q,Mess} = 1,32$ mH, bestimmt aus Zeigerdiagramm (siehe Anhang A.6) wie in Kapitel 4) zurückzuführen.

Die geringere induzierte Polradspannung bei der Messung führt im Feldschwäcbereich zu einem niedrigeren benötigten negativen d-Strom, um die Spannungsgrenze des Umrichters zu halten. Daher fällt der Strom in BP 2 bei der Messung um 7 % kleiner aus verglichen mit der Simulation. Trotz des deutlichen Unterschieds des um 7 % niedrigeren gemessenen Strangstroms und damit ca. 14 % reduzierten Stromwärmeverlusten sind die gemessenen Gesamtverluste nur um 3,3 % niedriger, da bei den hohen Drehzahlen die anderen Verlustkomponenten wie z.B. die Ummagnetisierungsverluste im Läufer dominieren.

7.6. Überlastfähigkeit der FSM

Um das Sättigungsverhalten bei Belastung sowie die Überlastfähigkeit der FSM zu untersuchen, wurde das Wellendrehmoment M_m in Abhängigkeit des Grundschwingungs-Strangstroms I_{s1} gemessen (Abbildung 7.8). Die Messungen wurden bei der reduzierten Drehzahl von $n = 50$ /min und kalter Maschine $\vartheta_{Mag} = 30$ °C durchgeführt.

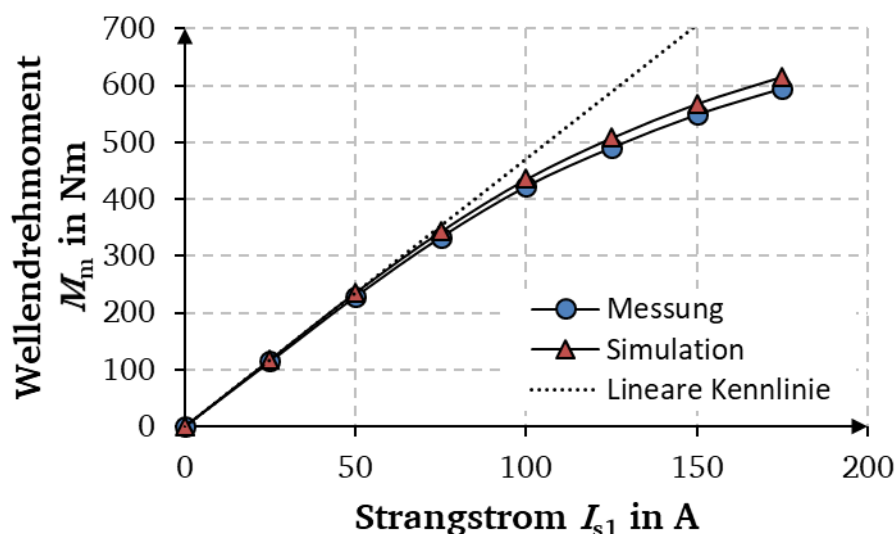


Abbildung 7.8: Gemessenes und simuliertes Wellendrehmoment in Abhängigkeit des Grundschwingungs-Strangstroms der Prototyp-FSM bei einer Drehzahl von $n = 50$ /min und kalter Maschine $\vartheta_{Mag} = 30$ °C

Durch die niedrige Drehzahl sind die Verlustmomente durch Reibung und Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Läufer und weitere drehzahlabhängige Verluste am Ständer klein. Daher ist das gemessene Wellenmoment M_m in etwa gleich dem elektromagnetischen Luftspaltpmoment M_e . Die Simulationen werden an diese Bedingungen angepasst, und die Ergebnisse bei niedriger Drehzahl sind ebenfalls in Abbildung 7.8 zu sehen. Abbildung 7.8 zeigt eine lineare Zunahme des Drehmoments mit dem Strom bis zu einem Drehmoment von etwa 300 Nm, also etwa 70 % des Drehmoments von BP 1 und 64 % des thermisch zulässigen Dauermoments. Bei höheren Strömen beginnt die Maschine zusätzlich zur Leerlaufsättigung durch die PM lastabhängig zu sättigen. Die Abweichung von der linearen Drehmoment-Strom-Kennlinie beträgt bei 430 Nm (vgl. BP 1) etwa 15 %. Daher ist die Maschine bereits in BP 1 ($M_m = 430 \text{ Nm}$, $n = 1000 \text{ /min}$) magnetisch stark ausgenutzt.

7.7. Wirkungsgradkennfeldmessung der FSM

Die Bestimmung des Wirkungsgradkennfelds der Prototypmaschine erfolgt mit Hilfe der Norm IEC 60034-2-3 [81], mit welcher aus Messwerten sieben zu in [81] definierten, vorgegeben Betriebspunkten (siehe Tabelle 7.2) die Verluste in anderen Betriebspunkten durch Interpolation bestimmt werden. Es wird dabei die Verlustleistung P_d abhängig von der normierten Frequenz $f^* = f_s / f_N$ und des normierten Drehmoments $M^* = M_m / M_N$ über folgende Interpolation abgeschätzt [82]:

$$P_d(f^*, M^*) = C_0 + C_1 \cdot f^* + C_2 \cdot f^{*2} + C_3 \cdot f^* \cdot M^{*2} + C_4 \cdot f^{*2} \cdot M^{*2} + C_5 \cdot M^* + C_6 \cdot M^{*2} \quad (7.5)$$

Dabei sind $C_0 \dots C_6$ Regressionsparameter, welche aus den sieben zuvor genannten Messpunkten gemäß den Angaben in [81] bestimmt werden müssen. Das Modell erfasst daher alle Verlustgruppen, welche unterschiedliche Abhängigkeiten von der Frequenz f gemäß f^0 , f , f^2 und dem Drehmoment M gemäß M^0 , M , M^2 aufweisen. Das Verfahren ist nur für den Grunddrehzahlbereich ($0 \leq n \leq n_N$, $0 \leq M \leq M_N$) definiert.

Zur Messung der Verlustleistung P_d in sieben motorischen Betriebspunkten wurden die FSM-Prototypmaschine sowie die Lastmaschine PMSM_OM mit je einem Umrichter betrieben, um einen drehzahl- und drehmomentvariablen Betrieb zu ermöglichen. Die Schaltfrequenz der Umrichter war jeweils 4 kHz. Die Messergebnisse zu den sieben Betriebspunkten, welche zur Bestimmung der Regressionsparameter verwendet werden, sind in der folgenden Tabelle 7.2 zusammengefasst.

Tabelle 7.2: Gemessene Verlustleistung aus sieben gemessenen Betriebspunkten zur Bestimmung der Regressionsparameter C_0, \dots, C_6 für die Wirkungsgradkennfeldbestimmung der FSM-Prototypmaschine im Motorbetrieb ($f_N = 233,3 \text{ Hz}$ bei $n_N = 1000 \text{ /min}$)

	Frequenz f_s	Drehmoment M_m	Normierte Frequenz f^*	Normiertes Drehmoment M^*	Verlustleistung P_d
1	234,2 Hz	433,6 Nm	1,00	1,01	2650 W
2	234,2 Hz	322,2 Nm	1,00	0,75	1693 W
3	174,8 Hz	322,4 Nm	0,75	0,75	1421 W
4	174,8 Hz	107,7 Nm	0,75	0,25	633 W
5	116,6 Hz	107,7 Nm	0,50	0,25	424 W
6	58,2 Hz	215,3 Nm	0,25	0,50	458 W
7	58,2 Hz	107,4 Nm	0,25	0,25	231 W

Die mit C_0, \dots, C_6 berechneten Verlustleistungen P_d führen zu rechnerischen Wirkungsgradbestimmung für Motor- und Generatorbetrieb der Prototypmaschine bei warmer Maschine ($\vartheta_{Cu} = 120 \text{ °C}$ und $\vartheta_{Mag} = 70 \text{ °C}$). Die berechneten Wirkungsgrade und ihre Isolinien sind in der folgenden Abbildung 7.9 gezeigt. Die Maschine erreicht einen maximalen Wirkungsgrad im Motorbetrieb von etwa 95,4 % bei einer Drehzahl von $n = 1000 / \text{min}$ und einem Drehmoment von $M = 265 \text{ Nm}$.

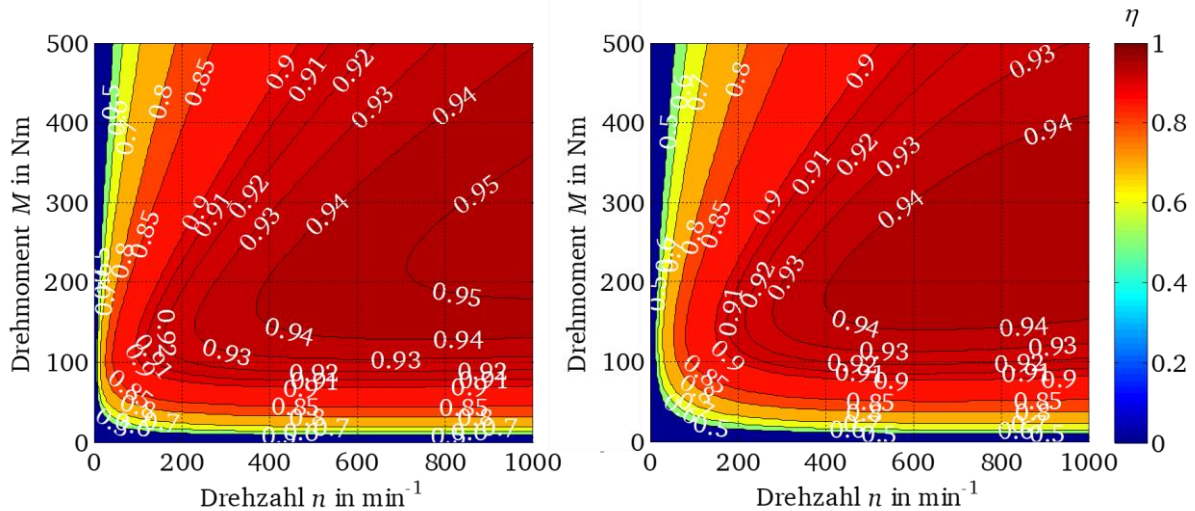


Abbildung 7.9: Über Interpolation aus sieben gemessenen Betriebspunkten berechnete Wirkungsgradkennfelder des direkten Wirkungsgrads der warmen ($\vartheta_{Cu} = 120 \text{ °C}$ und $\vartheta_{Mag} = 70 \text{ °C}$) FSM-Prototypmaschine im Grunddrehzahlbereich mit einer Umrichterschaltfrequenz von 4 kHz; Links: Motorbetrieb, Rechts: Generatorbetrieb

7.8. Geräuscentwicklung der FSM

Bedingt durch die Reluktanzstruktur der Zahngeometrien von Stator und Rotor der FSM ist eine erhöhte gemessene Lautstärke während des Betriebs festzustellen. Daher wurde bei der *Siemens AG* in Bad Neustadt an der Saale eine Vermessung der Geräuscentwicklung der FSM und der PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten durchgeführt, um die Maschinen bezüglich ihrer Geräuscentwicklung vergleichen zu können. Die Firma *Siemens AG* hat für diese Messungen einen entsprechend der einschlägigen Normen [83] eingerichteten Schallmessraum als „schalltoten“ Raum, wo Schallreflexionen weitgehend vermieden werden. Für die Vermessung einer Maschine im Schallmessraum kann diese mit einer Lastmaschine, welche sich außerhalb des Messraums befindet, über eine lange Kardanwelle gekuppelt werden, um somit auch die Geräuscentwicklung unter Last und im generatorischen Leerlauf bestimmen zu können. Die Geräuscmessung erfolgt mit Hilfe von neun Mikrofonen. Diese sind auf dem in Abbildung 7.10 (rechts) eingezeichneten Messpunkten 1...9 eines um den Prüfling im Abstand von 1 m gedachten Quaderhüllflächen angeordnet [83].

Die gemessenen A-bewerteten Schalldruckpegel zur näherungsweise Nachbildung des frequenzabhängigen menschlichen Hörvermögens für den generatorischen und motorischen Leerlauf für beide Maschinen sind in Abbildung 7.11 dargestellt. Sie zeigen den deutlich höheren Schalldruckpegel bei der FSM mit Maximalwerten für die FSM von 95 dB(A) und für die PMSM_OM von 71 dB(A). Sowohl im Grunddrehzahlbereich bis 1000 /min als auch im Feldschwächbereich bis 3000 /min treten bei der FSM resonanzartige Werte von über 80...95 dB(A) auf.

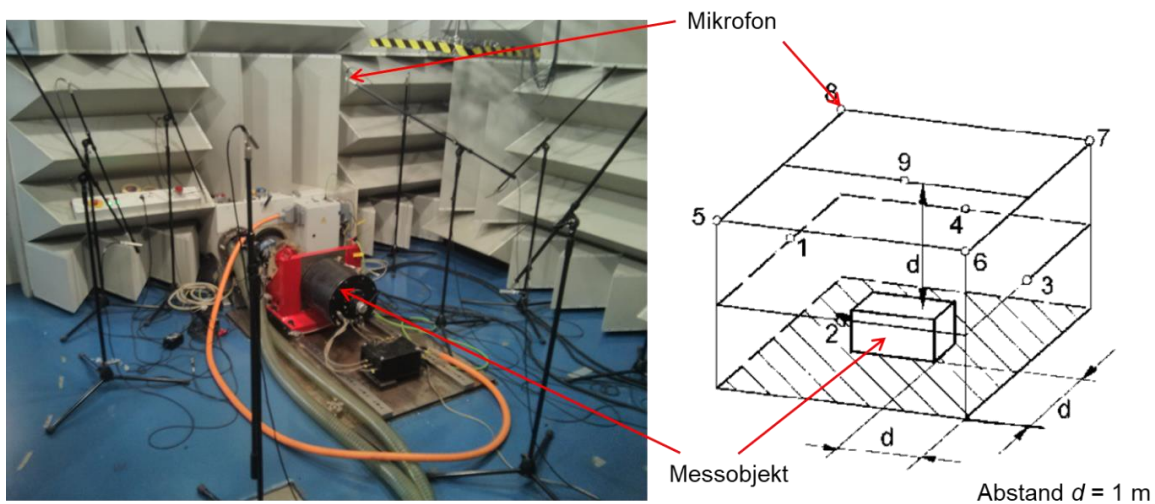


Abbildung 7.10: Links: Schallmessraum der *Siemens AG* in Bad Neustadt an der Saale zur akustischen Vermessung von elektrischen Maschinen; Rechts: Schematischer Aufbau der Messung [83]

Der Einfluss des nahezu sinusförmigen Umrichterstroms und der Schaltfrequenz von 4 kHz bis 8 kHz auf das Geräusch ist bei Leerlauf und bei Last gering. Schon bei stromloser Maschine ist durch das PM-Luftspaltfeld und die Nut-Zahn-Struktur die Geräuschentwicklung der FSM um bis zu 24 dB(A) höher. Die gemessenen Schalldruckpegel fallen unter Last ähnlich aus, da die Geräuschentwicklung hauptsächlich durch das Leerlauf Feld bestimmt ist, wie ein Vergleich der gemessenen A-bewerteten Schalldruckpegel im Leerlauf (Abbildung 7.11) und unter Last (Abbildung 7.12) für die FSM zeigt. Die Messung unter Last wurde mit maximal 200 Nm durchgeführt, da dies die thermische Grenze der verwendeten Lastmaschine darstellt.

Um dieses Verhalten genauer bewerten zu können, werden neben den drehzahlabhängigen Schalldruckpegeln auch die Schallfrequenzen in einzelnen Betriebspunkten gemessen und eine Modalanalyse der Maschinen mit Hammererregung der Gehäuse durchgeführt, um die Eigenmoden und -frequenzen der Maschinenschwingung zu bestimmen. Für die Modalanalyse wurden die Oberflächen der beiden Maschinen mit 76 Beschleunigungssensoren entsprechend Abbildung 7.13 ausgestattet. Anschließend wurde die jeweilige Maschine frei hängend mit Federn aufgehängt und mit Hilfe eines Kunststoffhammers am Gehäuse zum Schwingen angeregt. Der spezielle Hammer misst beim Schlagen die übertragene Schlagkraft, sodass die gemessenen Schwingungsbeschleunigungen ins Verhältnis zur anregenden Schlagkraft gesetzt werden können.

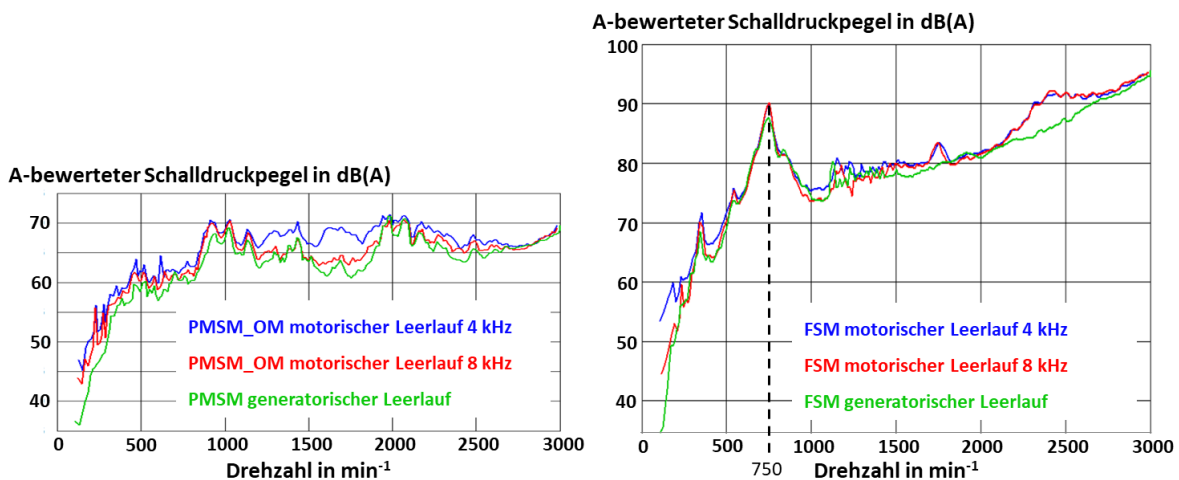


Abbildung 7.11: Gemessener A-bewerteter Schalldruckpegel über der Drehzahl für den generatorischen und motorischen Leerlauf für die PMSM_OM (links) und die FSM (rechts) im Grunddrehzahlbereich bis 1000 /min und im Feldschwächbereich bis 3000 /min

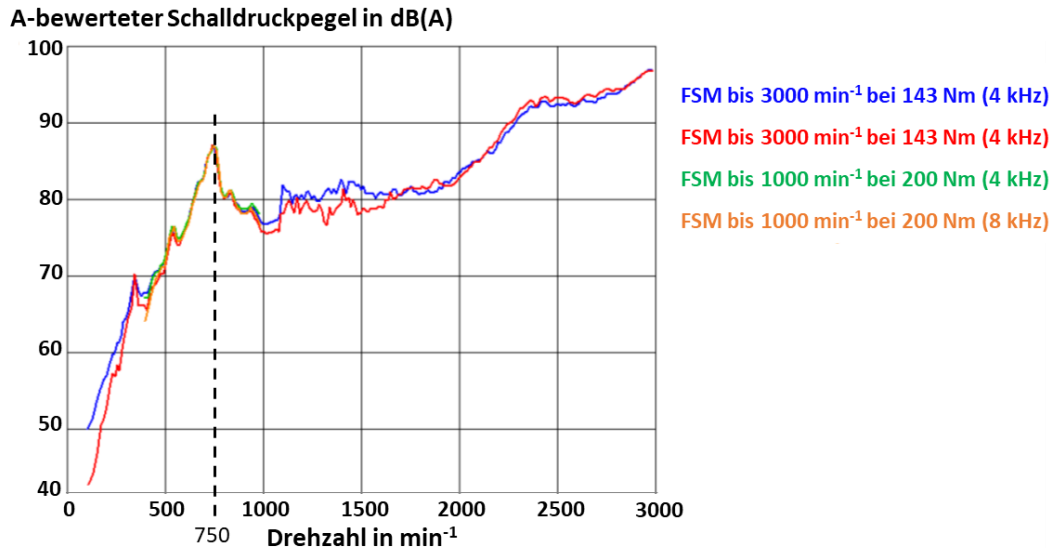


Abbildung 7.12: Gemessener A-bewerteter Schalldruckpegel über der Drehzahl für den motorischen Lastfall für die FSM im Drehzahlbereich bis 3000 /min und bei verschiedenen Drehmomenten (143 Nm und 200 Nm)

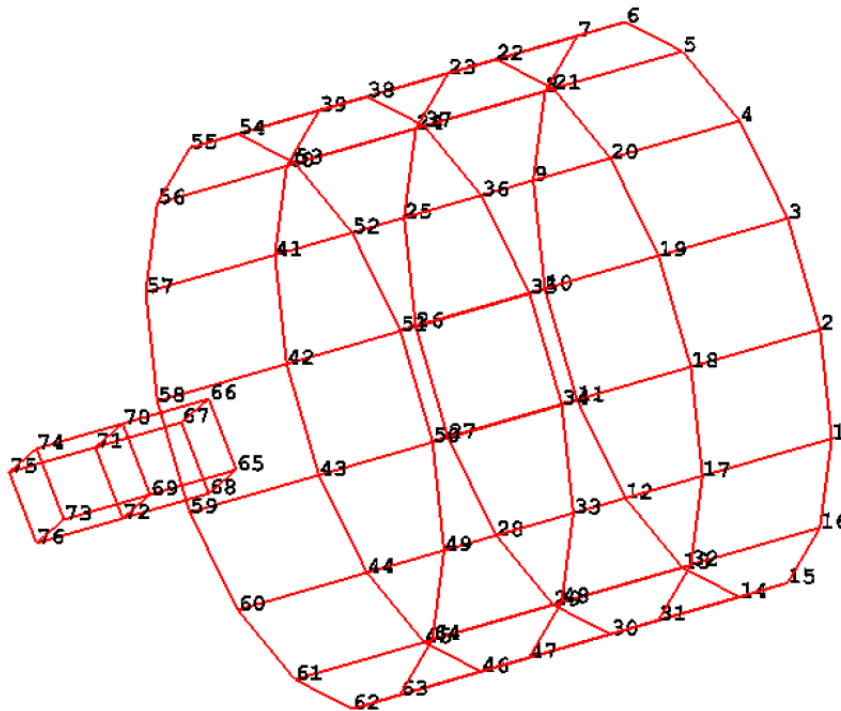


Abbildung 7.13: Schematischer Aufbau des Gittermodells der Oberfläche der zu prüfenden Maschine zur Vermessung der Eigenschwingungen der Maschinen bei Bauform IM B5 mit Modalanalyse durch Hammerschlägerregung. An jedem Knotenpunkt ist ein Beschleunigungssensor angeordnet.

Mit Hilfe dieser Modalanalyse werden aufgrund der gemäß Abbildung 7.13 vorgegebenen Gitterstruktur die ersten Eigenmoden der Maschinen bestimmt. Abbildung 7.14 zeigt den gemessenen Eigenmodus der FSM mit vier Schwingungsknoten in Umfangsrichtung ($2m' = 4$, $m' = 2$), welcher mit einer Eigenfrequenz von $f_{m'=2} = 972$ Hz schwingt. Der Eigenmodus $m' = 3$ weist bei der FSM eine Frequenz von $f_{m'=3} = 1552$ Hz auf. Ein Vergleich der gemessenen Frequenzen mit den simulierten und nach *Jordan* berechneten Frequenzen der betrachteten Eigenmoden (Tabelle 7.3) zeigt einen deutlichen Unterschied in den

Frequenzen, was auf die vereinfachte Modellierung der Maschine im FEM-Modell (nur Stator und Gehäuse) und auf die nur den Jochring berücksichtigende Betrachtung nach *Jordan* zurückzuführen ist. Dies führt dann ebenso zu einer deutlichen Abweichung zwischen den simulierten und gemessenen Lautstärkepegeln im Leerlauf bei $n = 1000$ /min (FEM: 85 dB(A), Messung: 75 dB(A)). Dies verdeutlicht die Schwierigkeiten bei der Berechnung der Geräusentwicklung während der Auslegung der Maschine. Im Folgenden werden daher nur die Ergebnisse der Vermessung der Maschinen weiter diskutiert.

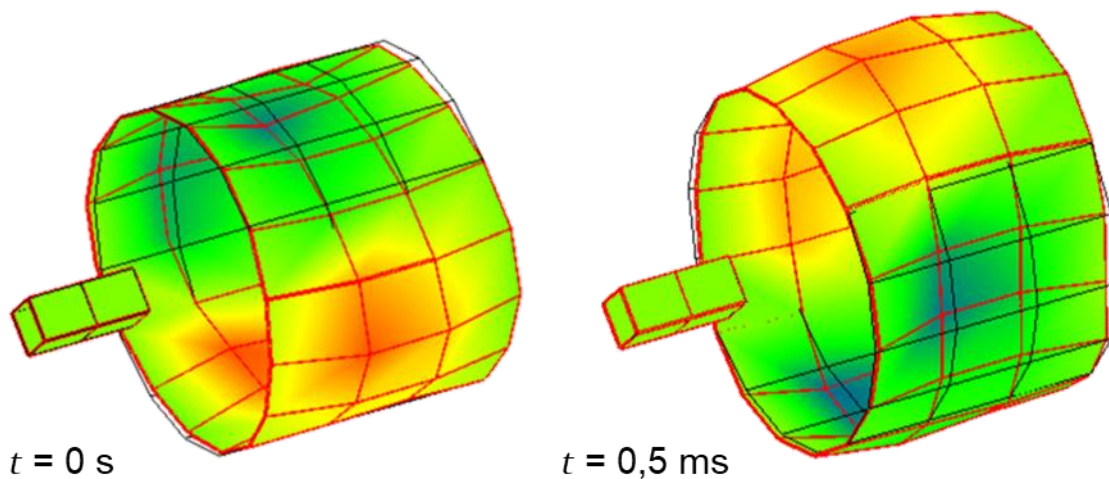


Abbildung 7.14: Über Modalanalyse durch Hammerschlägerregung messtechnisch ermittelter vierknotiger Schwingungseigenmodus $m' = 2$ der FSM mit einer Eigenfrequenz von $f_{m'=2} = 972$ Hz (Auslenkungen verstärkt dargestellt)

Tabelle 7.3: Vergleich der gemessenen, simulierten und berechneten Eigenfrequenzen $f_{m'}$ zu den Eigenmoden $m' = 2$ und $m' = 3$

Eigenmodus m'	Eigenfrequenz $f_{m'}$		
	Messung	FEM	<i>Jordan</i>
2	972 Hz	1467 Hz	658 Hz
3	1552 Hz	2344 Hz	1862 Hz

Die Eigenmoden $m' = 2$ und $m' = 3$ der PMSM_OM mit Rotoroberflächenmagneten schwingen mit 1115 Hz bzw. 1666 Hz und liegen daher etwas oberhalb der Eigenfrequenzen der FSM, was auf das Gehäuse aus Stahl (St 52) im Vergleich zum weichen Aluminiumgehäuse der FSM zurückzuführen ist.

Um nun die drehzahlabhängigen Verläufe der gemessenen A-bewerteten Schalldruckpegel erklären zu können, werden im Folgenden die Campbell-Diagramme beider Maschinen für den generatorischen Leerlauf vorgestellt. Diese 3D-Diagramme zeigen den A-bewerteten Schalldruckpegel in Abhängigkeit der Schallfrequenz und der Drehzahl. Sie sind in Abbildung 7.15 für die FSM und in Abbildung 7.19 für die PMSM jeweils für den generatorischen Leerlauf dargestellt.

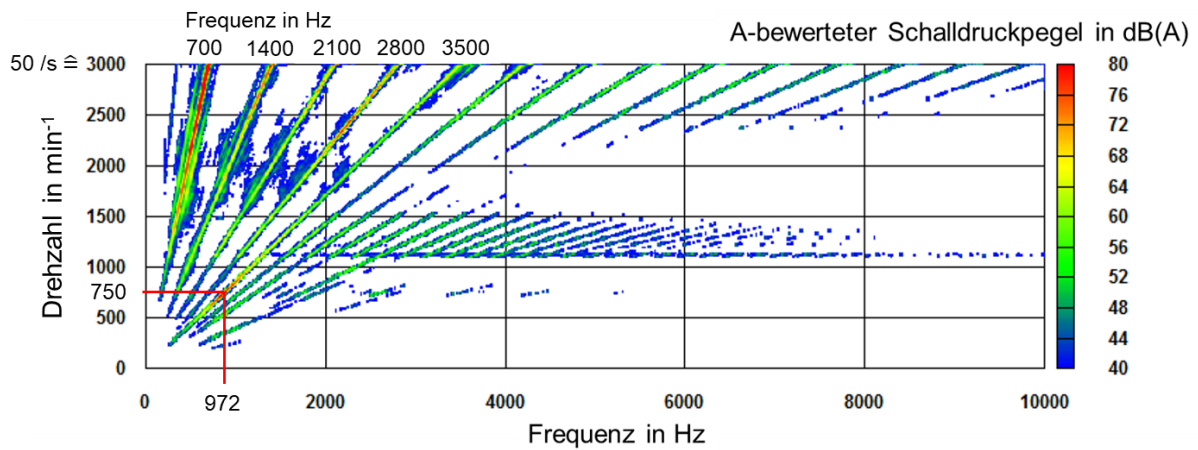


Abbildung 7.15: Gemessenes 3D-Campbell-Diagramm mit dargestelltem A-bewerteten Schalldruckpegel in Abhängigkeit der Schallfrequenz und der Drehzahl für den generatorischen Leerlauf der FSM. Die Eigenfrequenzen des Stators liegen bei 972 Hz, 1552 Hz und ca. 2200 Hz.

Abbildung 7.15 zeigt, dass die hohen Schalldruckpegel (> 80 dB(A)) bei hohen Drehzahlen (> 2500 /min) der FSM auf Schwingungen des Gehäuses mit der Statorgrundfrequenz zurückzuführen sind (700 Hz bei 3000 /min). Diese Schwingungen entstehen durch die Zahnstruktur in Stator und Rotor. Dadurch befindet sich pro elektrische Periode einmal ein Rotorzahn (hohe Radialkraft auf Statorzahn) und einmal eine Rotornut (geringe Radialkraft auf Statorzahn) unterhalb eines Statorzahns, wodurch jeder Statorzahn zu Schwingungen mit der Statorgrundfrequenz $f_s = n \cdot Q_r = 14 \cdot n$ angeregt wird. Die Schwingungen der Zähne werden an das Statorjoch und das Gehäuse übertragen und führen somit zur Geräuschabstrahlung. Eine genauere Betrachtung der Geometrie der FSM (Abbildung 7.16) zeigt, dass sich in Abhängigkeit der Rotorposition eine ovalisierende Kraft (Schwingungsmodus $m' = 2$) auf den Stator einstellt. Daher führt die Kraftanregung mit der Statorgrundfrequenz ebenfalls zu einer Ovalisierung des Stators und regt somit teilweise den Eigenmodus $m' = 2$ (Eigenfrequenz bei 972 Hz) an. Dies führt zur Zunahme der Schalldruckpegel durch die Statorgrundfrequenz bei Frequenzen > 600 Hz. Eine weitere Ursache für die Zunahme der A-bewerteten Schalldruckpegel bei höheren Frequenzen ist die A-Bewertung (Abbildung 7.17) selbst, welche bis zu Frequenzen von etwa 3 kHz steigt und erst danach wieder abfällt. In Summe besteht der Zeitverlauf der Radialkraftanregung auf die Statorzähne aus der Überlagerung sinusförmiger Kraftanregungen mit Vielfachen der Rotorzahnfrequenz $f_r = n \cdot Q_r, 2 \cdot n \cdot Q_r, 3 \cdot n \cdot Q_r, \dots$, wobei $f_r = 2 \cdot m \cdot n \cdot Q_r$ bereits in der Drehmomentwelligkeit sichtbar war.

Der hohe Wert des Schalldruckpegels (90 dB(A)) bei einer Drehzahl von etwa 700 /min (Abbildung 7.11) ist auf eine Anregung mit der fünffachen Statorgrundfrequenz (Abbildung 7.15) zurückzuführen. Mit Hilfe des Berechnungsmodells aus Kapitel 3 sowie den FEM-Simulationen aus Kapitel 5 kann gezeigt werden, dass eine vierpolige Radialkraftwelle $r = 2$ mit fünffacher Statorgrundfrequenz $f_r = 5 \cdot Q_r \cdot n$ im Luftspalt umläuft. Sie regt im Drehzahlbereich von 600 /min bis 1050 /min den Eigenmodus $m' = 2$ mit Frequenzen von 700 Hz bis 1200 Hz an, also im Bereich um dessen Eigenfrequenz $f_{m'=2} = 972$ Hz. Abbildung 7.18 zeigt den berechneten Radialkraftverlauf auf ein Viertel des Stators (entspricht der Anregung des Eigenmodus $m' = 2$) im Leerlauf bei 1000 /min.

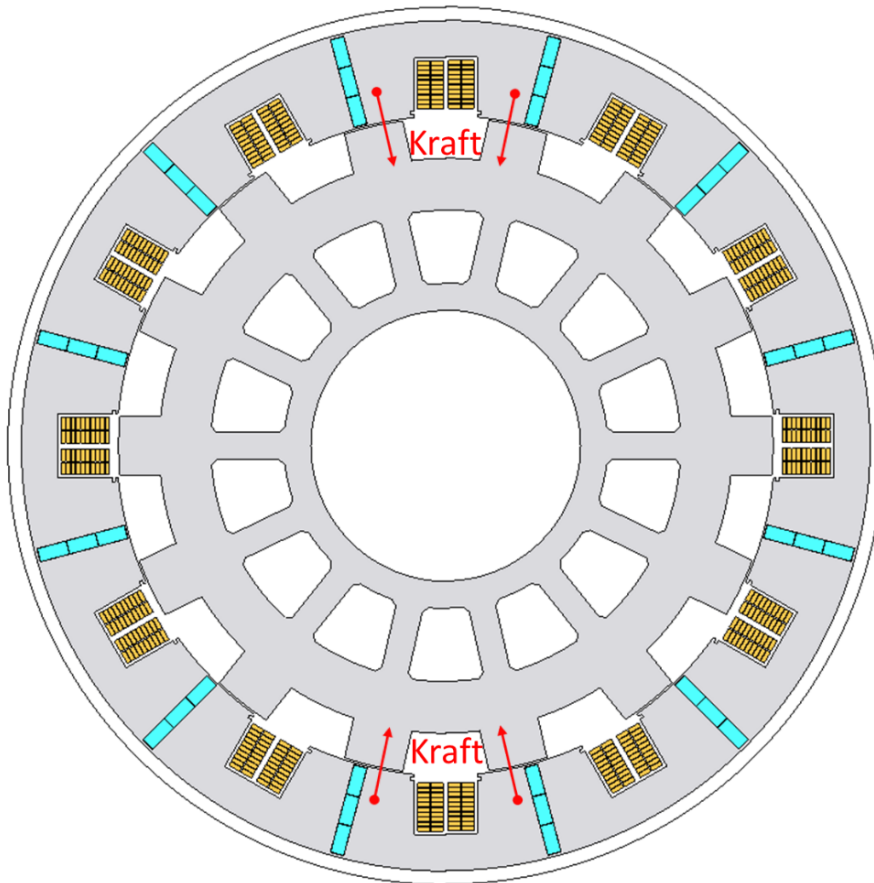


Abbildung 7.16: Gesamte Geometrie der Prototyp-FSM (JMAG). Durch hohe Überlappungen der Stator- und Rotorzähne im oberen und unteren Bereich und geringe Überlappungen der Zähne rechts und links entsteht eine ovalisierende Kraft auf den Stator. Nach einer halben elektrischen Periode sind die Überlappungen rechts und links hoch und oben und unten gering, sodass eine ovalisierende Anregung des Stators stattfindet.

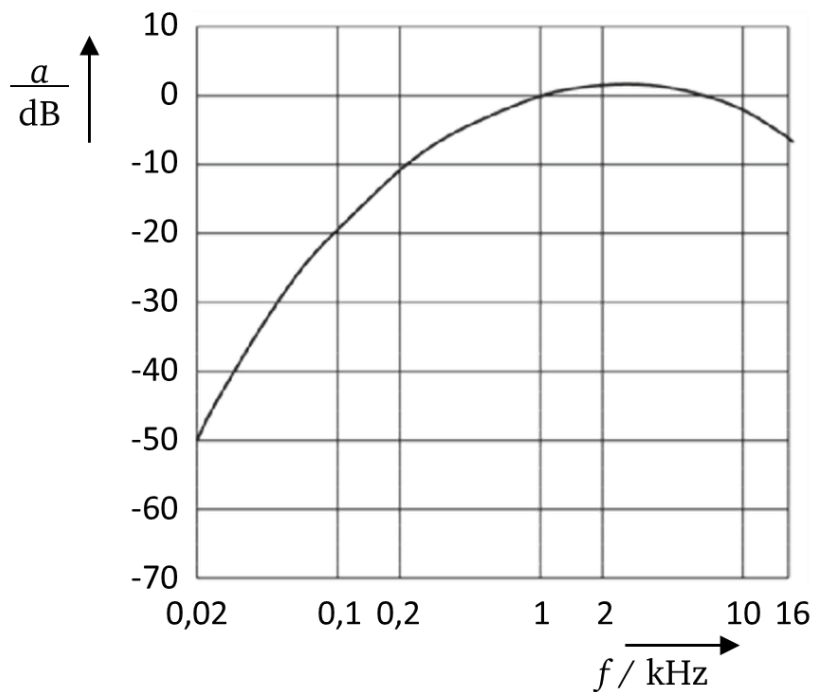


Abbildung 7.17: Frequenzbewertungskurve (A-Bewertung) für Schalldruckpegelmessungen [39]

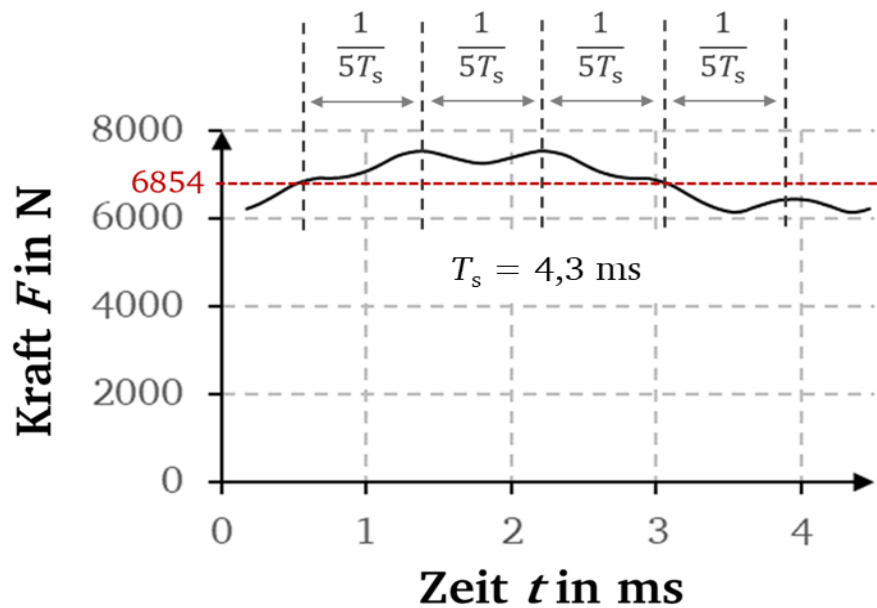


Abbildung 7.18: Mit FEM simulierter Radialkraftverlauf auf ein Viertel-Statorsegment im Leerlauf der FSM bei einer Drehzahl von 1000 /min. In JMAG werden die Kraftvektoren auf jedes einzelne finite Element des Statoreisens über den *Maxwell*'schen Spannungstensor berechnet und aufsummiert. Der hauptsächliche Kraftangriff findet an der Eisenoberfläche am Luftspalt statt.

Der berechnete Kraftverlauf auf ein Viertel-Statorsegment zeigt einen hohen mittleren Zug (6854 N) auf den Stator aufgrund der Anziehung zwischen Stator und Rotor. Eine Reihenentwicklung des Radialkraftverlaufs mit einer Fourierreihe zeigt eine ausgeprägte Kraftanregung mit der Grundfrequenz ($F_1 = 628$ N für $n = 1000$ /min und $f = 233,33$ Hz) und der fünffachen Grundfrequenz ($F_5 = 148$ N für $n = 1000$ /min und $f = 1166,67$ Hz) und bestätigt somit die vorangegangenen Überlegungen.

Die A-bewerteten Schalldruckpegel sind bei der PMSM_OM um ca. 25 dB(A) niedriger, was auch ein Vergleich der Legenden von Abbildung 7.15 und Abbildung 7.19 verdeutlicht. Die maximalen Schalldruckpegel bei der PMSM_OM im Bereich von Drehzahlen kleiner 2000 /min sind auf eine Schwingung mit der sechsfachen Grundfrequenz zurückzuführen (Abbildung 7.19). Im Bereich der maximalen Drehzahl (3000 /min = 400 Hz) tritt der höchste Schalldruckpegel mit Statorgrundfrequenz auf.

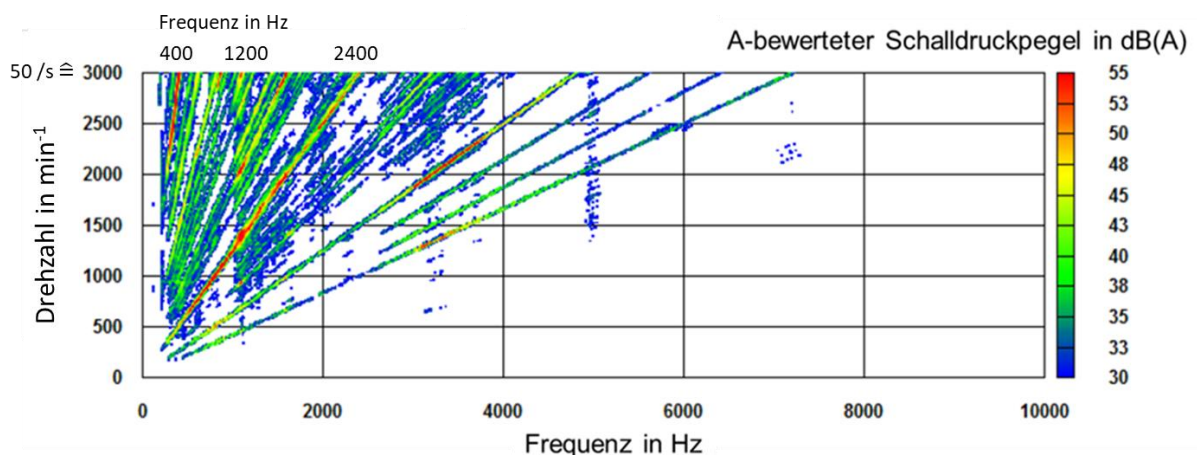


Abbildung 7.19: Gemessenes 3D-Campbell-Diagramm mit dargestelltem A-bewerteten Schalldruckpegel in Abhängigkeit der Schallfrequenz und der Drehzahl für den generatorischen Leerlauf der PMSM_OM

Die erhöhte Geräusentwicklung bei der FSM im Vergleich zur PMSM lässt sich somit zum einen auf die hohen Kräfte auf die Statorzähne und zum anderen auf das verzerrte Luftspaltfeld bei der FSM zurückführen. Die zusätzlichen Feldwellen bewirken zusätzliche Radialkräfte im Luftspalt, die geräusch- und schwingungsanregend wirken. Speziell wird dabei aufgrund der Wahl $Q_r \approx Q_s$ der niedrigknotige Eigenmodus $m' = 2$ [76] mit Statorgrundfrequenz und hoher Kraft angeregt.

7.9. Stoßkurzschluss der FSM aus Leerlauf

Zur Bewertung der Entmagnetisierfestigkeit der FSM wird während des Betriebs der kalten Maschine ($\vartheta_{\text{Mag}} = 30\text{ °C}$) im generatorischen Leerlauf ein dreiphasiger Stoßkurzschluss herbeigeführt. Die dabei auftretenden hohen elektrischen Ströme vor allem in der d-Achse rufen ein Magnetfeld hervor, das die Magnete entmagnetisieren kann. Um eine mögliche Entmagnetisierung festzustellen, wird die induzierte Polradspannung bei 1000 /min vor und nach dem Stoßkurzschluss gemessen. Abbildung 7.20 zeigt den Verlauf des Kurzschlussstroms aller drei Phasen über der Zeit (Kurzschluss zum Zeitpunkt $t = 0$).

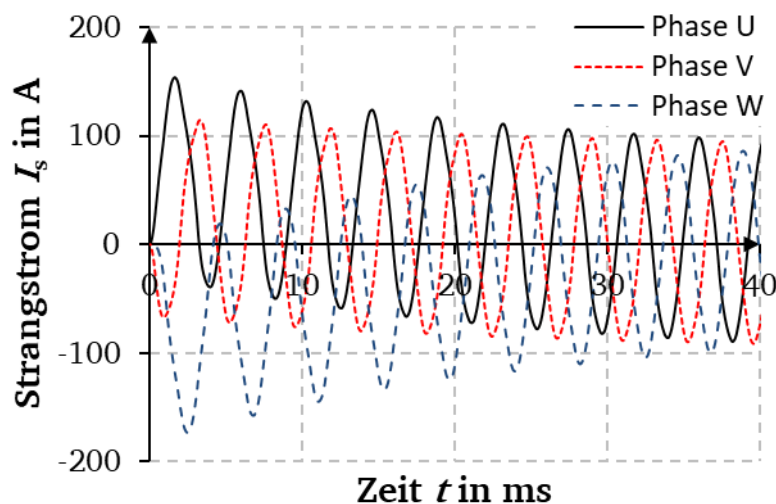


Abbildung 7.20: Gemessener Verlauf des Stoßkurzschlussstroms aller drei Phasen über der Zeit (plötzlicher Kurzschluss zum Zeitpunkt $t = 0$) der FSM für einen dreiphasigen Stoßkurzschluss im generatorischen Leerlauf und bei kalter Maschine ($\vartheta_{\text{Mag}} = 30\text{ °C}$)

Die Ströme erreichen Werte von bis zu 180 A ($\approx 1,8 \cdot I_N$) und schwingen sich auf den Wert des Dauer-kurzschlusses (vgl. Abschnitt 7.3 mit $I_{\text{sk}} = 68\text{ A}$, $\hat{I}_{\text{sk}} = 96\text{ A}$) ein. Die induzierte Polradspannung bei kalter Maschine ($\vartheta_{\text{Mag}} = 30\text{ °C}$) und einer Drehzahl $n = 1000\text{ /min}$ hat sich durch den Stoßkurzschluss nicht verändert und beträgt nach der Messung weiterhin $U_p = 165,4\text{ V}$. Dies steht in Übereinstimmung mit Abbildung 5.7, wonach nur bei weniger als 2 % des Magnetvolumens ein gefährlich hohes Gegenfeld rechnerisch auftritt.

7.10. Vermessung der PMSM_VM

Die Vermessung der PMSM_VM erfolgte analog zur Vermessung der FSM. Daher werden im folgenden Abschnitt nur die Ergebnisse der Vermessung vorgestellt.

7.10.1. Generatorischer Leerlauf der PMSM_VM

Für die Leerlaufmessungen wird die Prototypmaschine von einer Lastmaschine angetrieben und die induzierte Spannung an den offenen Stator клемmen der Prototypmaschine sowie die über die Welle abgegebene Leistung (messbar mit Drehmomentmesswelle: $P = 2\pi \cdot n \cdot M$) gemessen. Diese Leistung entspricht den während des Leerlaufbetriebs aufgetretenen Verlusten (Ummagnetisierungs-, Reibungsverluste und Wirbelstromverluste in den Magneten) in der Prototypmaschine. Abbildung 7.21 vergleicht die gemessene Spannung und Leistung für verschiedene Drehzahlen mit den Ergebnissen der Simulation in JMAG ($\vartheta_{\text{Mag}} = 30 \text{ °C}$). Das verwendete Simulationsmodell entspricht dem Modell aus Abschnitt 4.1.

Die Ergebnisse zeigen, dass die gemessene induzierte Spannung unterhalb der simulierten Werte liegt (Abweichung ca. 7 % bei 3000 /min). Dies ist zum einen auf zusätzliche Streuwege zurückzuführen, welche in der 2D-Simulation nicht berücksichtigt werden, und zum anderen auf Bearbeitungseinflüsse auf das Blechpaket, welche die Magnetisierung beeinflussen und simulativ nicht erfasst werden. Die gemessenen und simulierten Werte der Leerlaufleistung P_0 stimmen gut überein, was einen Widerspruch zu den Abweichungen bei der induzierten Spannung U_p darstellt, da $P_0 \sim U_p^2$ ist. Daher sollte die Abweichung eigentlich größer ausfallen. Die gute Übereinstimmung ist auf die gewählten Korrekturfaktoren (Zahn: 1,8 und Joch: 1,6) für die simulierten Werte der Ummagnetisierungsverluste zurückzuführen und zeigt, dass diese typischen Werte für den Prototyp zu niedrig sind. Die Korrekturfaktoren fallen somit aufgrund der zusätzlichen Bearbeitung durch die Segmentierung höher aus.

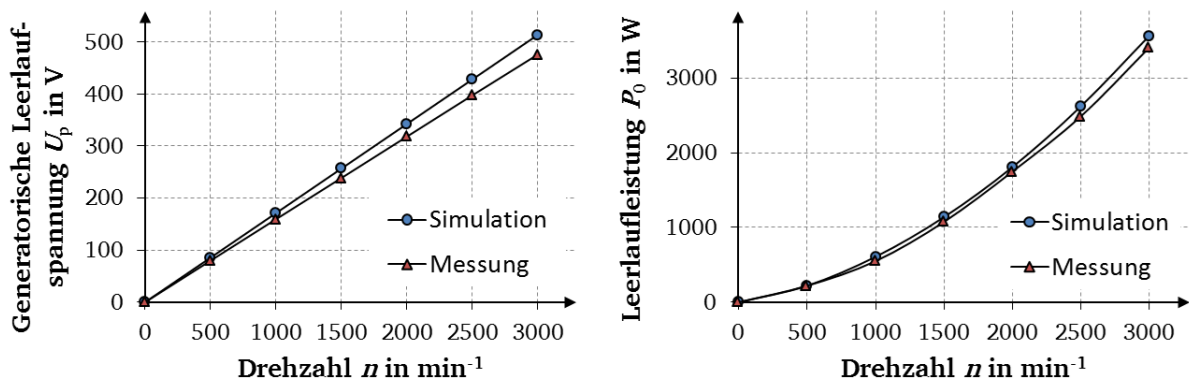


Abbildung 7.21: Ergebnisse der Leerlaufmessung und -simulation für $\vartheta_{\text{Mag}} = 30 \text{ °C}$; Links: Induzierte Leerlaufspannung U_p (effektiv) je Strang über der Drehzahl n , Rechts: Leerlaufleistung P_0 über der Drehzahl n (gemessener Mittelwert aus Links- und Rechtslauf)

7.10.2. Dauer-Kurzschlussmessung der PMSM_VM

Die dreiphasig kurzgeschlossene Prototypmaschine wird von der Lastmaschine auf unterschiedliche Drehzahlen hochgefahren. Der Strom in der Wicklung der Prototypmaschine und das an der Welle auftretende Drehmoment werden dabei gemessen. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 7.22 dargestellt und werden mit den Ergebnissen der Simulation bei gleichen Randbedingungen ($\vartheta_{\text{Cu}} = 30 \text{ °C}$ und $\vartheta_{\text{Mag}} = 30 \text{ °C}$) verglichen.

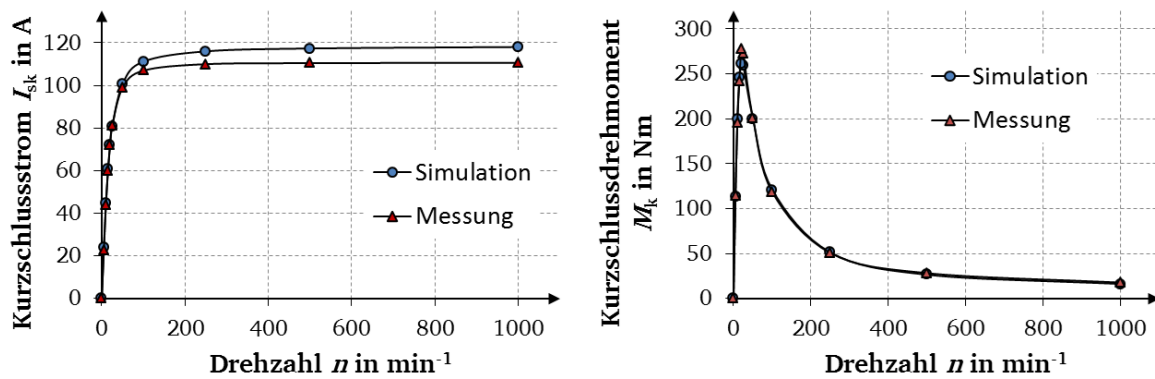


Abbildung 7.22: Ergebnisse der Dauer-Kurzschlussmessung und -simulation für $\vartheta_{Cu} = 30 \text{ }^\circ\text{C}$ und $\vartheta_{Mag} = 30 \text{ }^\circ\text{C}$; Links: Kurzschlussstrom je Stragn (effektiv) I_{sk} über der Drehzahl n , Rechts: Dauer-Kurzschlussdrehmoment M_k über der Drehzahl n (gemessener Mittelwert aus Links- und Rechtslauf)

Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Werte des Kurzschlussdrehmoments M_k . Die Abweichungen beim Kurzschlussstrom I_{sk} (ca. 7 % bei $n = 1000 \text{ /min}$) sind auf die Abweichungen bei der induzierten Spannung U_p zurückzuführen.

Aus der gemessenen Leerlaufspannung U_p , dem gemessenen Kurzschlussstrom I_{sk} und dem gemessenen Strangwiderstand $R_s = 30 \text{ m}\Omega$ (bei $30 \text{ }^\circ\text{C}$) kann die Induktivität der d-Achse der Maschine zu $L_d = 1,72 \text{ mH}$ ($L_{d,sim} = 1,73 \text{ mH}$) bestimmt werden.

7.10.3. Thermische Messungen und Lastmessungen der PMSM_VM

Zur Vermessung des thermischen Verhaltens sind an verschiedenen Positionen innerhalb der Maschine (Mitte Nut, Wickelkopf, Rotor/Magnete) Temperatursensoren (PT 100) verbaut. Um das thermische Verhalten der Maschine zu untersuchen, wird diese bei konstantem Strom und konstanter Drehzahl betrieben und die auftretenden Temperaturen gemessen. Im Folgenden werden zwei Betriebspunkte (BP1: 430 Nm und 1000/min, BP2: 143 Nm und 3000/min) vermessen. Die Temperaturverläufe für die beiden Betriebspunkte für die Prototypmaschine sind in Abbildung 7.23 gezeigt.

Für BP1 stellt sich eine Temperatur im Wickelkopf des Stators von etwa $105 \text{ }^\circ\text{C}$ ein. Für die Bestimmung der mittleren Wicklungstemperatur wurde am Ende der Messung der Statorstrangwiderstand R_s ($= 38 \text{ m}\Omega$) gemessen. Daraus ergibt sich die mittlere Temperatur der Statorwicklung zu $\vartheta_{Cu} = 98 \text{ }^\circ\text{C}$. Mit einer mittleren Wassertemperatur von $40 \text{ }^\circ\text{C}$ erhält man so eine mittlere Erwärmung der Statorwicklung von $\Delta\vartheta_{Cu} = 58 \text{ K}$. Der Temperatursensor am axialen Ende des Rotors auf der Höhe eines Magneten erreicht eine Temperatur von $80 \text{ }^\circ\text{C}$. Da diese Position jedoch die kühlsste Position für die Magnete ist, liegt die mittlere Temperatur der Magnete vermutlich etwas höher ($\vartheta_{Mag} = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ bzw. $\Delta\vartheta_{Mag} = 50 \text{ K}$). Die äquivalente Bestimmung der mittleren Erwärmungen für BP2 ergibt eine mittlere Erwärmung der Wicklung von $\Delta\vartheta_{Cu} = 63 \text{ K}$ und der Magnete von $\Delta\vartheta_{Mag} = 110 \text{ K}$.

Die elektrischen, mechanischen und thermischen Größen am Ende der Erwärmungsläufe sind für die Betriebspunkte in Tabelle 7.4 und Tabelle 7.5 dargestellt und werden mit den Ergebnissen der Vermessung der FSM und der PMSM_OM verglichen.

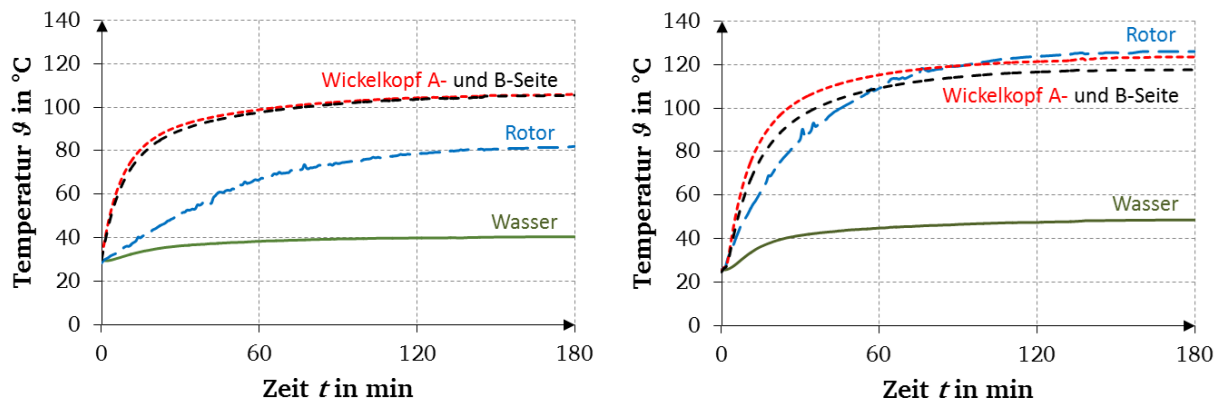


Abbildung 7.23: Gemessener Temperaturverlauf verschiedener Maschinenteile für die Betriebspunkte BP1 (430 Nm bei 1000 min^{-1} , links) und BP2 (143 Nm bei 3000 min^{-1} , rechts)

7.10.4. Überlastfähigkeit der PMSM_VM

Die Überlastfähigkeit beschreibt den Verlauf des Drehmoments einer Maschine über dem eingepprägten Strom bzw. Strombelag. Dazu werden bei einer niedrigen Drehzahl ($n = 50 \text{ /min}$) und kalter Maschine ($\vartheta_{\text{Cu}} = 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $\vartheta_{\text{Mag}} = 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$) verschiedene Drehmomente eingestellt und das Drehmoment und der Strombelag (jeweils im Motorbetrieb) gemessen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.24 dargestellt und werden den Messwerten der FSM und PMSM_OM gegenübergestellt.

7.11. Vergleich FSM und PMSM

Abschließend erfolgt ein Vergleich der gemessenen Werte der Flux-Switching-Maschine und der beiden Synchronmaschinen mit Rotormagneten PMSM_OM und PMSM_VM. Dabei werden die Ergebnisse der Lastmessungen für BP 1 ($n = 1000 \text{ /min}$, $M = 430 \text{ Nm}$) und BP 2 ($n = 3000 \text{ /min}$, $M = 143 \text{ Nm}$) jeweils für die thermische Beharrung in Tabelle 7.4 bzw. Tabelle 7.5 gegenübergestellt.

Tabelle 7.4: Messergebnisse der drei Maschinen für BP 1 ($n = 1000 \text{ /min}$, $M = 430 \text{ Nm}$)

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Elektrische Grundfrequenz f_s	133,3 Hz	133,3 Hz	233,3 Hz
Drehzahl n	1000 /min	1000 /min	1000 /min
Wellen-Drehmoment M_m	431,2 Nm	431,4 Nm	432,2 Nm
Statorstrom I_{s1} (eff.)	101,9 A	96,3 A	108,0 A
Statorstrangspannung U_{s1} (eff.)	231,2 V	192,1 V	244,3 V
Gesamtverluste P_d	3015 W	2179 W	2617 W
Mechanische Abgabeleistung P_m	45,16 kW	45,18 kW	45,26 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	93,7 %	95,4 %	94,6 %
Grundschiebungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,68	0,85	0,61
Mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu}	111 $^{\circ}\text{C}$	98 $^{\circ}\text{C}$	118 $^{\circ}\text{C}$

Tabelle 7.5: Messergebnisse der drei Maschinen für BP 2 ($n = 3000$ /min, $M = 143$ Nm)

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Elektrische Grundfrequenz f_s	400 Hz	400 Hz	700 Hz
Drehzahl n	3000 /min	3000 /min	3000 /min
Wellen-Drehmoment M_m	143,4 Nm	143,3 Nm	139,5 Nm
Statorstrom I_{s1} (eff.)	63,8 A	69,1 A	65,7 A
Statorstrangspannung U_{s1} (eff.)	248,6 V	236,2 V	236,8 V
Gesamtverluste P_d	2203 W	3277 W	2937 W
Abgabeleistung P_m	45,05 kW	45,02 kW	43,82 kW
Wirkungsgrad $\eta = P_m / (P_m + P_d)$	95,3 %	93,2 %	93,7 %
Grundswingungs-Leistungsfaktor $\cos(\varphi_1)$	0,99	0,99	1,00
Mittlere Wicklungstemperatur ϑ_{Cu}	85 °C	103 °C	116 °C

Der Vergleich zeigt, dass die FSM im Vergleich zu den Maschinen mit Rotormagneten in BP 1 einen vergleichbaren Wirkungsgrad aufweist ($\eta_{PMSM_OM} < \eta_{FSM} < \eta_{PMSM_VM}$), während der Leistungsfaktor der FSM gegenüber der PMSM_VM mit -0,24 deutlich geringer ausfällt. Diese Messungen bestätigen somit die Simulationen aus Abschnitt 4.1 und die zugehörigen Überlegungen aus Abschnitt 4.4. In Betriebspunkt 2 sind die Leistungsfaktoren der drei Maschinen wegen des dominanten negativen d-Stroms zur Feldschwächung vergleichbar groß, während die Wirkungsgrade der FSM und der PMSM_VM deutlich niedriger sind, was speziell auf die hohen Ummagnetisierungsverluste im Rotor bei diesen Maschinen zurückzuführen ist. Bei der PMSM_VM ist dies auf die hohen Ummagnetisierungsverluste in den Stegen oberhalb der Magnete zurückzuführen, in welchen aufgrund der statorseitigen Nutzung eine hohe Flusspulsation auftritt.

Um die Überlastfähigkeit der drei Maschinen zu untersuchen, wird das Wellendrehmoment M_m in Abhängigkeit des effektiven Strombelags A und der Stromwärmeverluste P_{Cu} für alle Maschinen gemessen (Abbildung 7.24). Die Messungen wurden zur Vermeidung des Einflusses drehzahlabhängiger Verlustmomente bei einer niedrigen Drehzahl von $n = 50$ /min und bei kalten Maschinen $\vartheta_{Cu} = \vartheta_{Mag} = 30$ °C durchgeführt. Die Strangwiderstände R_s , die Windungszahlen N_s je Strang sowie die Bohrungsdurchmesser d_{si} zur Berechnung des effektiven Strombelags A und der Stromwärmeverluste P_{Cu} sind in Tabelle 7.6 zusammengefasst.

 Tabelle 7.6: Parameter zur Berechnung des effektiven Strombelags A (Formel (4.12)) und der Stromwärmeverluste P_{Cu} (Formel (4.1))

Maschine	PMSM_OM	PMSM_VM	FSM
Strangwiderstand R_s bei 30 °C	0,046 Ω	0,030 Ω	0,027 Ω
Windungszahl je Strang N_s	96	70	70
Bohrungsdurchmesser d_{si}	181,0 mm	223,8 mm	243,6 mm

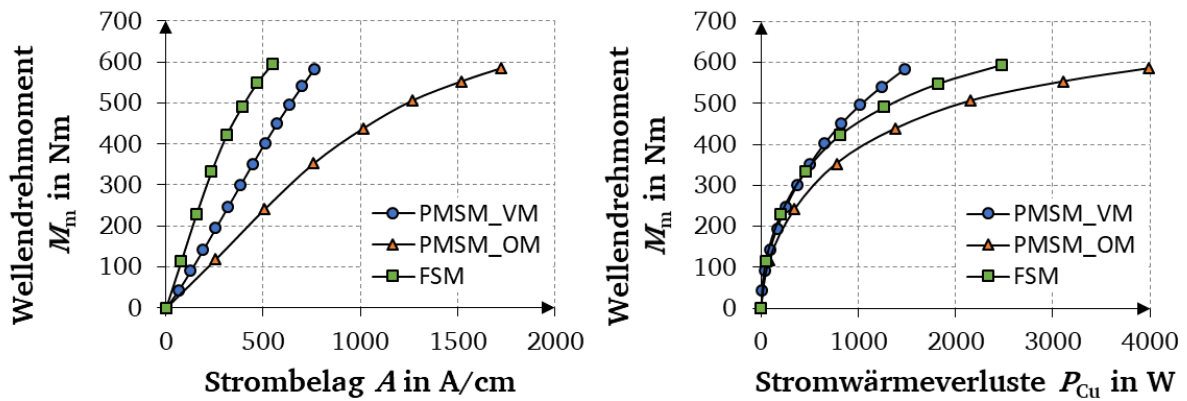


Abbildung 7.24: Gemessenes Wellendrehmoment M_m in Abhängigkeit des Strombelags A und der Stromwärmeverluste P_{Cu} für alle Maschinen bei einer Drehzahl von $n=50/\text{min}$ und kalten Maschinen $\vartheta_{Cu} = \vartheta_{Mag} = 30^\circ\text{C}$

Die Ergebnisse zeigen, dass die PMSM mit vergrabenen Magneten (PMSM_VM) die geringsten Stromwärmeverluste für jedes Drehmoment bis 600 Nm ($= 1,4 \cdot M_{BP1}$) aufweist. Dies ermöglicht der PMSM_VM ein maximales thermisches Dauerdrehmoment von etwa 590 Nm bei $1000/\text{min}$ (näherungsweise abgeschätzt aus der Lastmessung mit 430 Nm und der Überlastfähigkeit der Maschine). Dieses liegt oberhalb der maximalen thermischen Dauerdrehmomente der FSM (470 Nm) und der PMSM_OM (500 Nm). Der Vergleich der PMSM_OM mit der FSM zeigt höhere Stromwärmeverluste bei der Maschine mit Rotormagneten, aber trotzdem eine niedrigere mittlere Wicklungstemperatur in BP 1 ($\vartheta_{Cu, PMSM_OM} = 111^\circ\text{C}$, $\vartheta_{Cu, FSM} = 118^\circ\text{C}$). Dies ist zum einen auf die höheren Ummagnetisierungsverluste der FSM und zum anderen auf die gute thermische Anbindung der handgewickelten, eng an den Statorzähnen anliegenden, Runddraht-Zahnspulenwicklung der PMSM_OM im Vergleich zu den vorgefertigten Rechteckleiter-Spulen der FSM zurückzuführen. Außerdem führt die Klebung des Stators in das Gehäuse bei der FSM zu einem thermisch-isolierenden Klebspalt zwischen Stator und Gehäuse, welcher den Wärmeabtransport negativ beeinflusst.

Speziell der Vergleich der PMSM_VM mit der FSM verdeutlicht, dass die FSM als Maschine mit hoher Drehmomentdichte einer entsprechend ausgelegten konventionellen Synchronmaschine mit Rotormagneten bezüglich des Wirkungsgrads, des Grundschwingungs-Leistungsfaktors und der Drehmomentdichte elektromagnetisch unterlegen ist. Dennoch kann ein Einsatz der FSM speziell im Bereich kleiner und mittlerer Drehzahlen ($< 3000/\text{min}$), kleiner und mittlerer Drehmomente ($< 500\text{ Nm}$) und damit kleiner und mittlerer Leistungen ($< 50\text{ kW}$) sinnvoll sein, falls die Anforderungen vor allem einen mechanisch robusten Rotor und eine einfache und damit kostengünstige (auch wegen dysproisumarmer Selten-Erd-NdFeB-Magnete) Fertigung verlangen. Speziell der robuste Rotor, die gute thermische Anbindung der Magnete an die Kühlung, die im Allgemeinen billigeren Magnete und die offenen Statornuten, welche ein einfaches Einsetzen der Statorspulen sowie einen hohen Nutfüllfaktor ermöglichen, machen die Flux-Switching-Machine zu einer kostengünstigen Alternative. Um bei einer PMSM mit Rotormagneten einen ähnlichen Nutfüllfaktor zu erreichen, sind konstruktive Besonderheiten wie zum Beispiel die hier vorgestellte modulare Einzelzahnfertigung notwendig.

8 Zusammenfassung

Diese Arbeit stellt die Ergebnisse zur Untersuchung elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator für hohe Drehmomentdichten im Rahmen einer Dissertation zusammen. Maschinen mit statorseitigen Permanentmagneten fanden in den letzten Jahren vermehrt Beachtung, da sich diese Maschinentypen durch eine gute thermische Anbindung der Magnete an die kühlende Statoroberfläche und damit eine niedrige Temperatur in den Magneten auszeichnen. Dadurch können dysprosiumarme oder dysprosiumfreie Magnete eingesetzt werden, welche kostengünstiger sind und eine höhere Energiedichte aufweisen. Zunächst werden drei unterschiedliche Maschinentypen mit Permanentmagneten im Stator vorgestellt, die in den letzten Jahren vermehrt im Fokus der Forschung standen:

- Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine (DSM) mit den Magneten im Statorjoch
- Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine (FRM) mit den Magneten an den Statorzähnen
- Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine (FSM) mit den Magneten in den Statorzähnen

Die drei Maschinentypen werden für den konkreten Anwendungsfall eines Industrieantriebs mit einer Bemessungsleistung von 45 kW ($n_N = 1000$ /min, $M_N = 430$ Nm) ausgelegt. Die Bemessungsdaten sowie die geometrischen Abmessungen werden von einer 16-poligen konventionellen PM-Synchronmaschine mit hoher Drehmomentdichte, Statorzahnspulen, Wassermantelkühlung und NdFeB-Magneten auf der Rotoroberfläche [2] übernommen. Die elektromagnetische Auslegung der Maschinen erfolgt mit Hilfe zweidimensionaler, nicht-linearer Finite-Elemente-Methode-Modellen (Software JMAG). Die ausgelegten Maschinen werden bezüglich ihrer Drehmomentdichte verglichen, wobei dabei die Drehzahl und das Produkt aus effektivem Strombelag und Stromdichte („thermische Ausnutzung“) für die drei Maschinen gleich sind. Der Vergleich zeigt, dass die Flux-Switching-Machine das höchste Luftspaltdrehmoment der drei Maschinentypen erzeugt.

Aus diesem Grunde fokussieren sich die weiteren Untersuchungen dieser Arbeit auf diesen Maschinentyp. Aufgrund der ausgeprägten Reluktanzstruktur durch wenige große Nuten und Zähne der Flux-Switching-Machine sowohl im Stator als auch im Rotor ist eine konventionelle analytische Berechnung der Maschine, basierend auf Strombelägen, nicht sinnvoll. Daher wird zunächst eine Möglichkeit vorgestellt, die Berechnung der Maschine mit Leitwertfunktionen, welche den Verlauf der Nutung widerspiegeln, durchzuführen. Mit Hilfe dieses Berechnungsmodells wird eine Möglichkeit gegeben, die wichtigsten Parameter einer Flux-Switching-Machine wie die induzierte Spannung, die Induktivität je Strang und das Luftspalt-Drehmoment analytisch abzuschätzen. Zudem führen diese Betrachtungen zu einem besseren Verständnis des Funktionsprinzips der Flux-Switching-Machine und helfen speziell bei der Analyse des magnetischen Geräuschverhaltens durch magnetische Radialwechselkräfte. Außerdem ermöglicht dieses Modell die Angabe von Auslegungskriterien sowie einer empfohlenen Vorgehensweise für die Auslegung einer Flux-Switching-Machine, welche aufgrund diverser Einschränkungen, wie z.B. die nur in groben Schritten mögliche Änderung der Zähnezahl und die Überbestimmtheit bei der Nutauslegung, komplizierter ist als die Auslegung einer konventionellen Permanentmagnet-Synchronmaschine mit Rotormagneten.

Um das Potential der Flux-Switching-Machine in verschiedenen Einsatzgebieten abzuschätzen, werden mit Hilfe der hergeleiteten Auslegungskriterien FSMs für den Einsatz als

Industrieantrieb, als Fahrzeugantrieb und als Windgenerator ausgelegt und mit konventionellen Permanentmagnet-Synchronmaschinen mit Rotormagneten verglichen. Dabei zeigen sich im Bereich der Windkraftanlagen Probleme bei der Flux-Switching-Machine aufgrund eines niedrigen Leistungsfaktors und bei den Antrieben für Elektrofahrzeuge Probleme bei hohen Drehzahlen durch eine hohe Geräusentwicklung und hohe Ummagnetisierungsverluste. Lediglich im Bereich der Industrieantriebe sind vergleichbare Eigenschaften zwischen den unterschiedlichen Maschinentypen erreichbar. Die Ergebnisse dieser Auslegungen ermöglichen generelle Aussagen über die Unterschiede zwischen einer Flux-Switching-Machine und einer PM-Synchronmaschine mit Rotormagneten. Die FSM erreicht aufgrund der hohen Flussdichten im Luftspalt bei gleichen effektiven Strombelägen ein höheres Drehmoment und hat daher typischerweise kleinere Stromwärmeverluste. Allerdings weist die FSM höhere Ummagnetisierungsverluste auf, was auf die hochfrequenten Flusspulsationen mit hoher Amplitude in Stator und Rotor zurückzuführen ist. Der Grundschrwingungs-Leistungsfaktor fällt bei der FSM aufgrund der hohen Stator-Induktivität geringer aus. Außerdem weist die FSM speziell bei hohen Drehzahlen wegen der Flusspulsationen ein deutlich höheres magnetisches Geräusch auf. Daher ist die FSM elektromagnetisch sinnvoll im Bereich kleiner und mittlerer Drehzahlen (< 3000 /min), kleiner und mittlerer Drehmomente (< 500 Nm) und damit kleiner und mittlerer Leistungen (< 50 kW) einsetzbar. Allerdings führen die hohen Ummagnetisierungsverluste, der niedrige Leistungsfaktor, das laute Geräusch sowie die spezielle Stator konstruktion der FSM dennoch dazu, dass sie kaum zum Einsatz kommt. Trotzdem kann der Einsatz der FSM auch in anderen Anwendungsgebieten sinnvoll sein, falls vor allem ein mechanisch robuster Rotor und eine hohe Drehmomentdichte gefordert sind.

Zur Verifizierung der theoretischen Ergebnisse wird im weiteren Verlauf der Arbeit ein ganzheitlicher Entwurf einer Flux-Switching-Machine durchgeführt. Dabei wird ein besonderer Fokus auf die konstruktive Gestaltung des Stators und der Magneterregung der FSM gelegt. Mit Hilfe dieser grundsätzlichen Untersuchungen wird anschließend eine FSM als Industrieantrieb ($P_N = 50$ kW, $n_N = 1000$ /min, $M_N = 470$ Nm, bei Wärmeklasse F und Wassermantelkühlung) im Detail ausgelegt. Die Außenabmessungen und die Bemessungsdaten werden von zwei gefertigten permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit rotorseitigen NdFeB-Magneten übernommen, um einen aussagekräftigen Vergleich der Maschinen zu ermöglichen. Der Entwurf der FSM umfasst die elektromagnetische Auslegung inklusive einer Parametervariation, die thermische Auslegung sowie eine komplette konstruktive Gestaltung der Maschine.

Nach der detaillierten Auslegung der Flux-Switching-Machine werden die Konstruktion und Fertigung der Maschine vorgestellt und diese mit der Fertigung der konventionellen Maschinen mit Rotormagneten verglichen. Ein Vergleich der Fertigungsprozesse zwischen der FSM und den PMSMs zeigt Vorteile für die FSM hinsichtlich des einfacheren Rotoraufbaus und des einfachen Einsetzens der Magnete in den Stator, ohne die Notwendigkeit, die Magnete gegen auftretende Zentrifugalkräfte abzustützen. Außerdem ist eine gröbere Segmentierung der Magnete trotz der durchaus hohen Wirbelstromverluste aufgrund der guten Kühlmöglichkeiten der Magnete im Stator ausreichend. Die offenen Statornuten ermöglichen zusätzlich ein einfaches Einsetzen von vorgefertigten Form-Zahnspulen und somit einen höheren Nutfüllfaktor. Um bei einer konventionellen Maschine einen vergleichbaren Nutfüllfaktor von ca. 0,55...0,6 zu erreichen, sind besondere Maßnahmen wie zum Beispiel ein segmentierter Statoraufbau mit modularer Einzelzahnfertigung notwendig.

Nach der Fertigstellung des Prototypmotors werden dieser und die beiden Vergleichsmaschinen auf einem Prüfstand am Institut für Elektrische Energiewandlung der TU

Darmstadt vermessen. Dabei werden u. a. thermische Messungen sowie Lastmessungen (z. B. BP 1: $M = 430 \text{ Nm}$, $n = 1000 \text{ /min}$, BP 2: $M = 143 \text{ Nm}$, $n = 3000 \text{ /min}$) durchgeführt und ein Wirkungsgradkennfeld der FSM bestimmt. Außerdem werden der generatorische Leerlauf, der Dauer-Kurzschluss und die Überlastfähigkeit der Maschinen untersucht. Zusätzlich erfolgt eine Vermessung des Geräuschverhaltens der FSM und der PMSM mit Rotoroberflächenmagneten bei der *Siemens AG* in Bad Neustadt an der Saale.

Die Gegenüberstellung zeigt, dass die FSM im Betrieb einen hohen Wirkungsgrad im Teillastbereich ($\eta_{\text{BP1}} = 94,6 \%$) aufweist und bei der Fertigung Vorteile durch den robusten Rotor, die offenen Statornuten und die kühlen Rotormagnete ($\vartheta_{\text{Mag,BP1}} = 70 \text{ °C}$, $\vartheta_{\text{Mag,BP1}} = 75 \text{ °C}$) besitzt. Demgegenüber stehen jedoch die Nachteile eines schlechten Grundschwingungs-Leistungsfaktors ($\cos(\varphi_{1,\text{BP1}}) = 0,61$), hoher Ummagnetisierungsverluste vor allem bei höheren Drehzahlen ($\eta_{\text{BP2}} = 93,7 \%$) und des lauten, magnetisch verursachten Geräuschs wie z.B. $L_{\text{pA,max}} = 95 \text{ dB(A)}$ bei 3000 /min bereits im Leerlauf. Letztlich zeigt diese Arbeit, dass das maximal erreichbare Drehmoment der Flux-Switching-Machine im Vergleich zur konventionellen PM-Maschine mit Rotormagneten (hier: PMSM_VM mit vergrabenen Rotormagneten) aufgrund der hohen lastabhängigen Eisensättigung geringer ausfällt. Daher ist die Flux-Switching-Machine im Bereich von Maschinen mit hoher Drehmomentdichte nur in Anwendungen mit hohen Anforderungen an mechanisch robuste Rotoren, kostengünstige Selten-Erd-Magnete und eine kostengünstige Fertigung gegenüber einer konventionellen PMSM zu bevorzugen.

Anhang

A.1 Zusammenfassung der Motorparameter der Prototyp-FSM

Tabelle A.1: Parameter der gefertigten Prototyp-FSM als Industrieantrieb

Parameter	Symbol	Wert
Geometrie		
Statorzahnzahl	Q_s	12
Rotorzahnzahl	Q_r	14
Aktive Eisenlänge	l_{Fe}	180,0 mm
Statoraußendurchmesser	d_{sa}	314,0 mm
Statorinnendurchmesser	d_{si}	243,6 mm
Luftspaltweite	δ	0,7 mm
Rotoraußendurchmesser	d_{ra}	242,2 mm
Rotorinnendurchmesser	d_{ri}	100,0 mm
Magnethöhe	h_{PM}	5,0 mm
Magnetbreite (3 Segmente)	b_{PM}	$3 \cdot 11,0$ mm
Axiale Magnetlänge (9 Segmente)	l_{PM}	$9 \cdot 20,0$ mm
Statorzahnbreite	b_{ds}	17,6 mm
Statorzahnhöhe	h_{ds}	22,2 mm
Statorjochhöhe	h_{vs}	13,5 mm
Rotorzahnbreite	b_{dr}	22,0 mm
Rotorzahnhöhe	h_{dr}	15,0 mm
Rotorjochhöhe	h_{vr}	56,0 mm
Wicklung		
Lochzahl	q	1/2
Strangzahl	m	3
Anzahl paralleler Wicklungszweige je Strang	a	2
Anzahl paralleler Teilleiter je Windung	a_i	1
Strangwindungszahl	N_s	40
Spulenwindungszahl	N_c	20
Leiterbreite	b_{Cu}	4,5 mm
Leiterhöhe	h_{Cu}	1,4 mm

A.2 Zusammenfassung der Motorparameter der Prototyp-PMSM_VM

Tabelle A.2: Parameter der gefertigten Prototyp-PMSM_VM als Industrieantrieb

Parameter	Symbol	Wert
Geometrie		
Statorzahnzahl	Q_s	24
Polpaarzahl	p	8
Aktive Eisenlänge	l_{Fe}	180,0 mm
Statoraußendurchmesser	d_{sa}	314,0 mm
Statorinnendurchmesser	d_{si}	223,8 mm
Luftspaltweite	δ	0,7 mm
Rotoraußendurchmesser	d_{ra}	222,4 mm
Rotorinnendurchmesser	d_{ri}	100,0 mm
Magnethöhe	h_{PM}	4,4 mm
Magnetbreite (7 Segmente)	b_{PM}	$7 \cdot 4,7$ mm
Axiale Magnetlänge (6 Segmente)	l_{PM}	$6 \cdot 30,0$ mm
Statorzahnbreite	b_{ds}	15,3 mm
Statorzahnhöhe	h_{ds}	32,7 mm
Statorjochhöhe	h_{vs}	9,5 mm
Rotorsteghöhe	h_{steg}	1,23 mm
Wicklung		
Lochzahl	q	1/2
Strangzahl	m	3
Anzahl paralleler Wicklungszweige je Strang	a	8
Anzahl paralleler Teilleiter je Windung	a_i	1
Strangwindungszahl	N_s	70
Spulenwindungszahl	N_c	70
Leiterbreite	b_{Cu}	1,25 mm
Leiterhöhe	h_{Cu}	2,0 mm

A.3 Datenblätter

A.3.1. Elektroblech M270-35A, Firma Surahammars Bruks AB

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,03	0,06	30,0	0,04	0,09	0,21	0,99	4,10
0,2	0,07	0,17	39,6	0,16	0,37	0,92	3,67	14,9
0,3	0,13	0,29	46,0	0,34	0,79	1,99	7,63	30,7
0,4	0,22	0,44	52,0	0,55	1,31	3,33	12,7	52,0
0,5	0,31	0,61	58,2	0,80	1,91	4,94	18,9	79,1
0,6	0,43	0,81	65,2	1,06	2,61	6,84	26,4	113
0,7	0,54	1,04	73,3	1,38	3,39	9,00	35,4	156
0,8	0,68	1,31	83,1	1,73	4,26	11,4	46,0	209
0,9	0,83	1,63	95,5	2,10	5,23	14,2	58,4	274
1,0	1,01	2,04	112	2,51	6,30	17,3	73,0	353
1,1	1,20	2,58	136	2,98	7,51	20,9	90,1	
1,2	1,42	3,38	178	3,51	8,88	24,9		
1,3	1,70	4,90	272	4,15	10,5	29,5		
1,4	2,12	9,64	596	4,97	12,5	35,4		
1,5	2,47	28,0	1700	5,92	14,9	41,8		
1,6	2,80	72,3	3880					
1,7	3,05	149	7160					
1,8	3,25	264	11600					

Abbildung A.1: Kenndaten Elektroblech CogentPower SURA M270-35A [84]

A.3.2. Magnet Vacodym 633 HR, Firma Vacuumschmelze GmbH & Co. KG

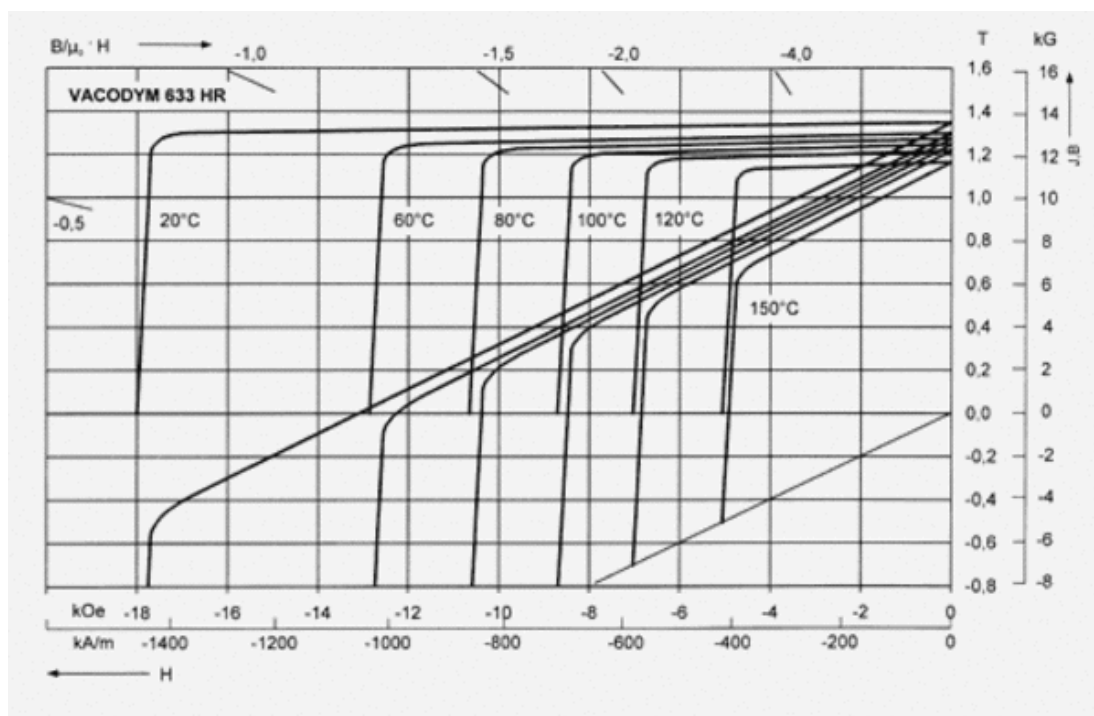


Abbildung A.2: Magnetisierungskennlinie Vacuumschmelze VACODYM 633 HR [7]

A.3.3. Magnet Vacodym 863 TP, Firma Vacuumschmelze GmbH & Co. KG

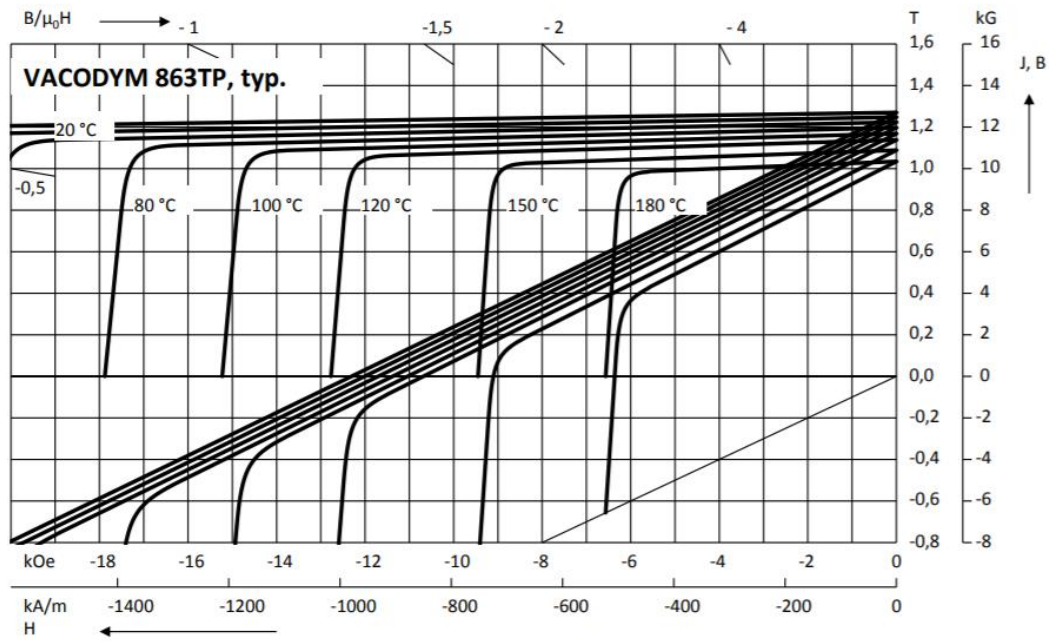


Abbildung A.3: Magnetisierungskennlinie Vacuumschmelze VACODYM 863 TP [7]

A.4 Messgeräte

A.4.1. Leistungsanalysator Fluke Norma 5000, Firma Fluke Deutschland GmbH

Tabelle A.3: Kenndaten Leistungsanalysator Fluke Norma 5000

Messbereiche Spannung AC/DC	0,3 – 1 – 3 – 10 – 30 – 100 – 300 – 1000 V
Eingangsimpedanz	2 M Ω / 20 pF
Messbereich Strom AC/DC (direkt)	0,06 – 0,2 – 0,6 – 2 – 6 – 20 V
Messbereich Strom AC/DC (Stromwandler)	0,03 – 0,1 – 0,3 – 1 – 3 – 10 V
BNC-Buchse, Eingangsimpedanz	100 k Ω / 200 pF
Frequenzbereich	0,2 Hz – 1 MHz
Messgenauigkeit	0,2 % des Messbereichs

A.4.2. Drehmomentmesswelle HBM T32FNA, Firma Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH

Tabelle A.4: Kenndaten Drehmomentmesswelle HBM T32FNA

Bemessungsdrehmoment (dauernd)	1000 Nm
Maximales Drehmoment (kurzzeitig)	1500 Nm
Bemessungsdrehzahl	15000 /min
Temperaturbereich	+10 °C ... +60 °C

A.4.3 Umrichter Siemens Simodrive, Firma Siemens AG

Tabelle A.5: Kenndaten Umrichter Siemens Simodrive 611

Bemessungsstrom (effektiv) (dauernd)	200 A
Maximaler Strom (effektiv) (kurzzeitig)	257 A
Bemessungspulsfrequenz	3,2 kHz
Maximale Pulsfrequenz	8,0 kHz
Eingangsspannung (effektiv)	600 / 625 / 680 V (DC)
Ausgangsspannung (effektiv)	0 ... 430 V (3 x AC)
Wirkungsgrad	0,98
Masse	28 kg

A.4.4 Sinus-Drehgeber Hengstler S21, Firma Hengstler GmbH

Tabelle A.6: Kenndaten Hengstler S21

Versorgungsspannung	DC 5 V \pm 10 %
Eigenstromaufnahme	120 mA
Strichzahl	2048
3dB Grenzfrequenz	500 kHz
Absolute Genauigkeit	\pm 35“
Wiederholgenauigkeit	\pm 7“
Maximale Drehzahl	12000 /min (Dauerbetrieb) 15000 /min (kurzzeitig)
Betriebstemperatur	-15 °C ... 120 °C
Masse	ca. 170 g

A.5 Konstruktionszeichnungen

A.5.1. Prototyp der Flux-Switching-Machine FSM

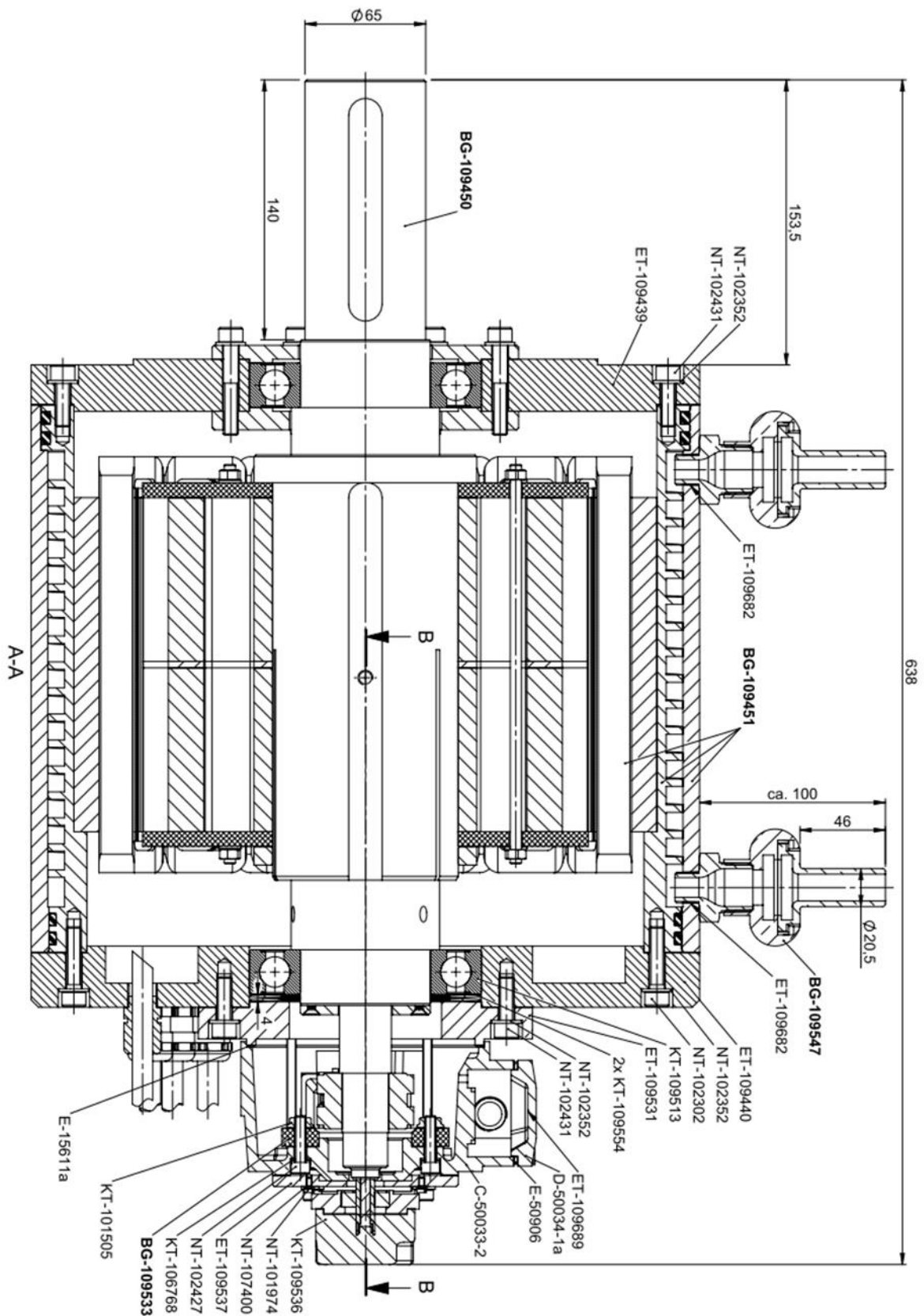
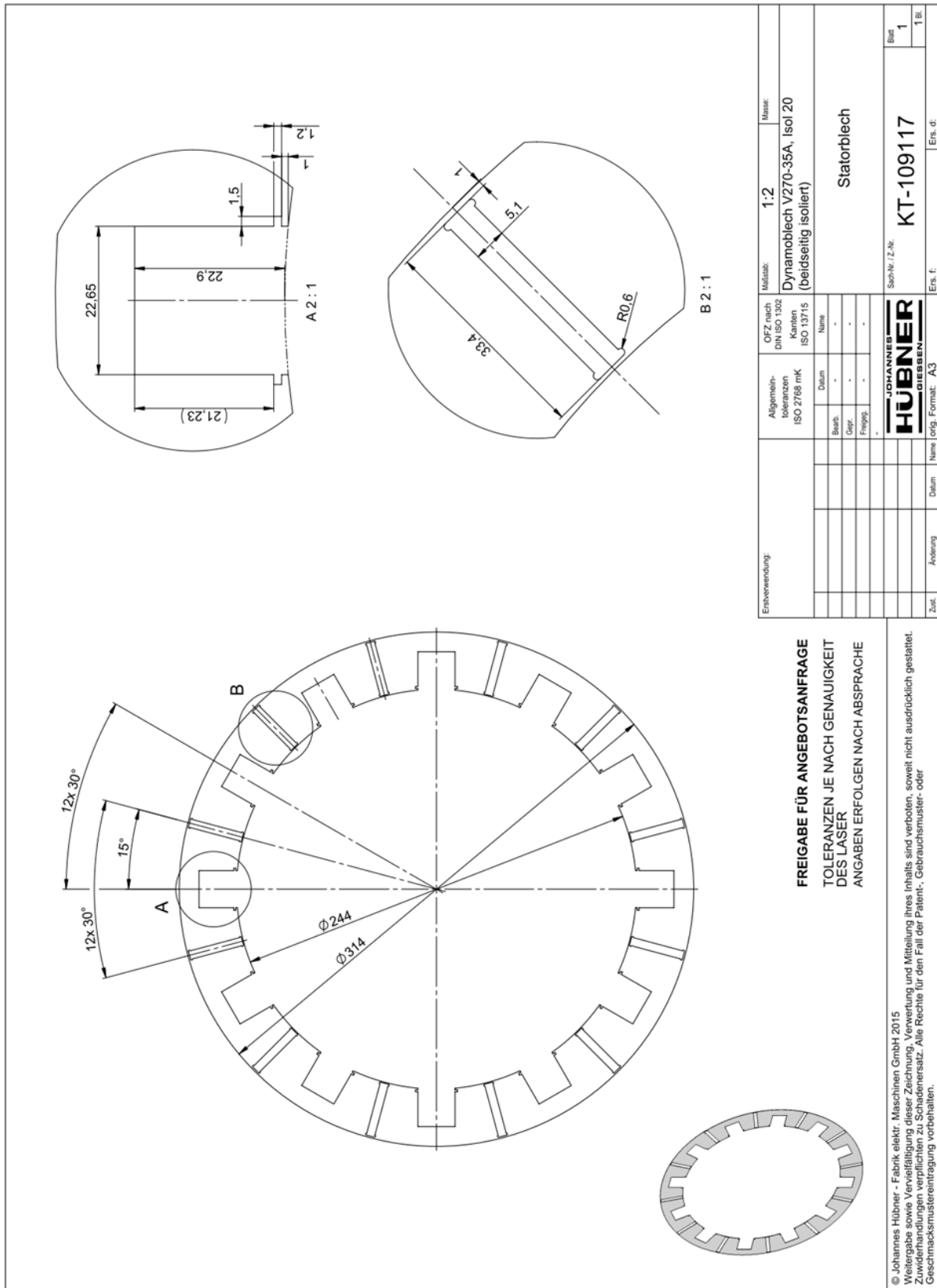


Abbildung A.4: Konstruktionszeichnung des gesamten Aufbaus der Prototyp-FSM [2]



Einsatzverwendung:		OFZ nach DIN ISO 1302 Kanten ISO 13715		Maßstab:	Masse:
		Allgemein- toleranzen ISO 2768 mK		1:2	Dynamoblech V270-35A, Isol 20 (beidseitig isoliert)
		Datum	Name	Statorblech	
		Beinh.	-		
		Gepr.	-		
		Prüfung	-		
		HUBNER GIEßEN			
Zust.	Änderung	Datum	Name	Stichnr./Z.Nr.	Blatt
				KT-109117	1
					1 Bl.
				Ers. f.	Ers. d.

FREIGABE FÜR ANGEBOTSANFRAGE
TOLERANZEN JE NACH GENAUIGKEIT
DES LASER
ANGABEN ERFOLGEN NACH ABSPRACHE

© Johannes Hübner - Fabrik elektr. Maschinen GmbH 2015
 Weitergabe sowie Vervielfältigung dieser Zeichnung, Verwertung und Mitteilung ihres Inhalts sind verboten, soweit nicht ausdrücklich gestattet.
 Zuwiderhandlungen verpflichten zu Schadensersatz. Alle Rechte für den Fall der Patent-, Gebrauchsmuster- oder
 Geschmacksmustereintragung vorbehalten.

Abbildung A.5: Technische Zeichnung des Statorblechs der Prototyp-FSM

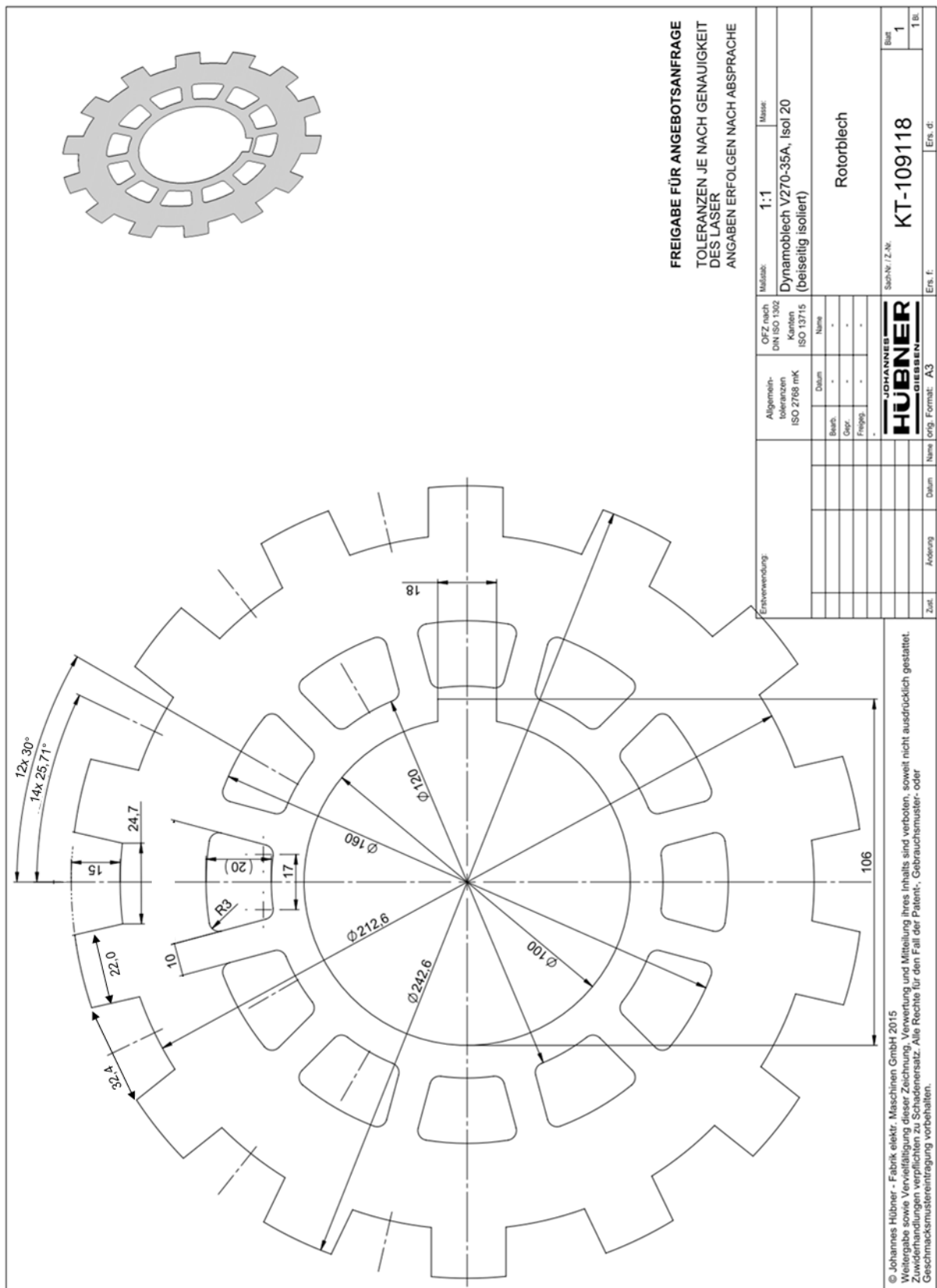


Abbildung A.6: Technische Zeichnung des Rotorblechs der Prototyp-FSM

Da die äußeren Abmessungen der FSM von der PMSM mit Oberflächenmagneten übernommen [2] wurden, konnte der Aufbau des Gehäuses der PMSM auch für die FSM verwendet werden. Die technischen Zeichnungen zu den einzelnen Gehäuseteilen der Prototyp-FSM sind daher bereits in [2] dargestellt.

A.5.2. Prototyp der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten PMSM_VM

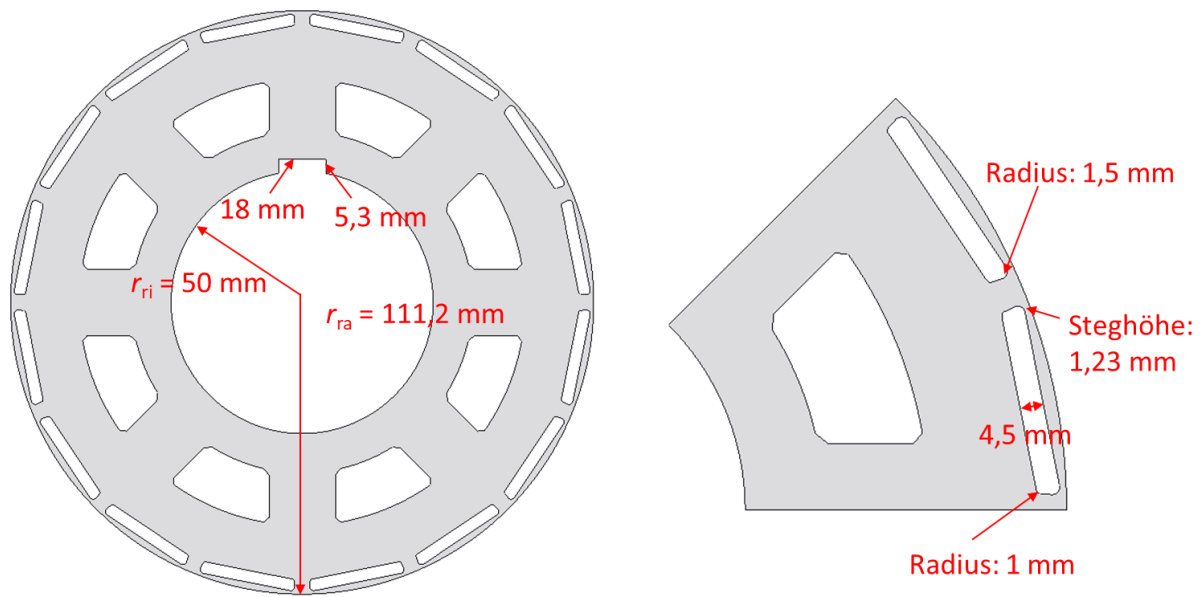


Abbildung A.7: Konstruktionszeichnung des Rotorblechs der Prototyp-PMSM_VM

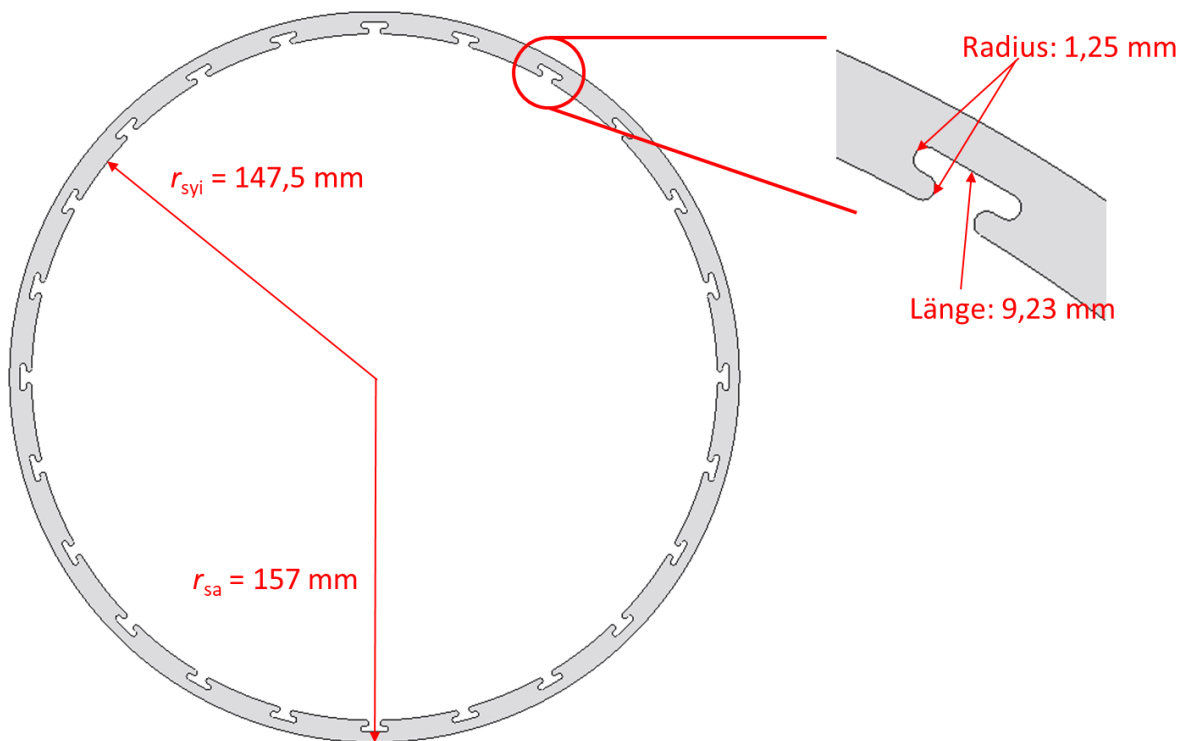


Abbildung A.8: Konstruktionszeichnung des Statorjochs der Prototyp-PMSM_VM

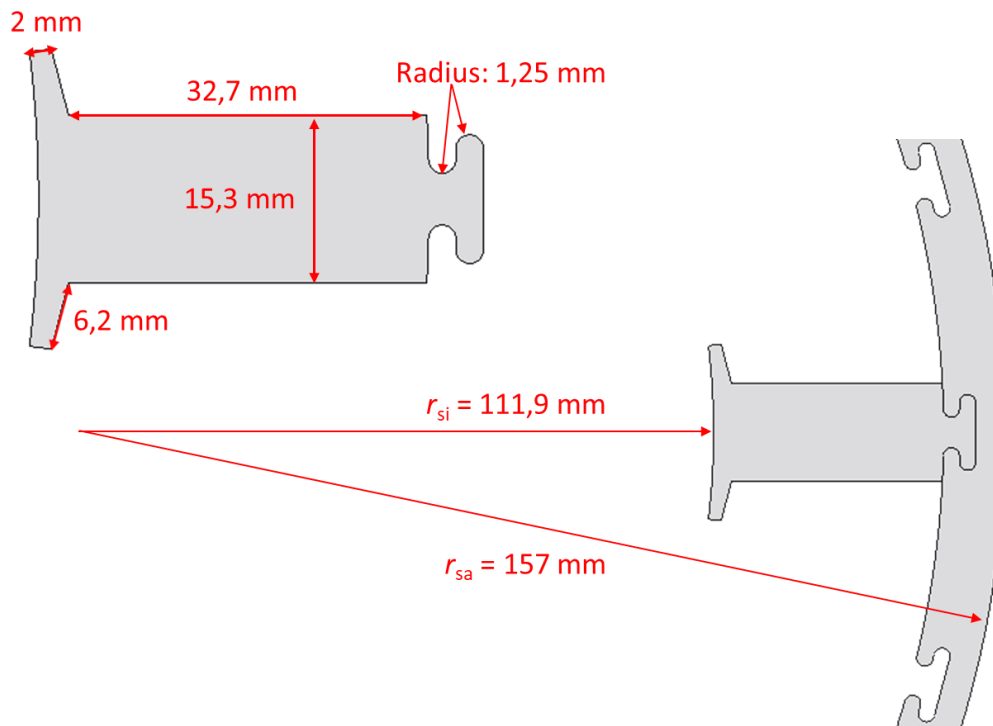


Abbildung A.9: Konstruktionszeichnung des Statorzahns der Prototyp-PMSM_VM

A.6 Zeigerdiagramme

A.6.1. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der FSM

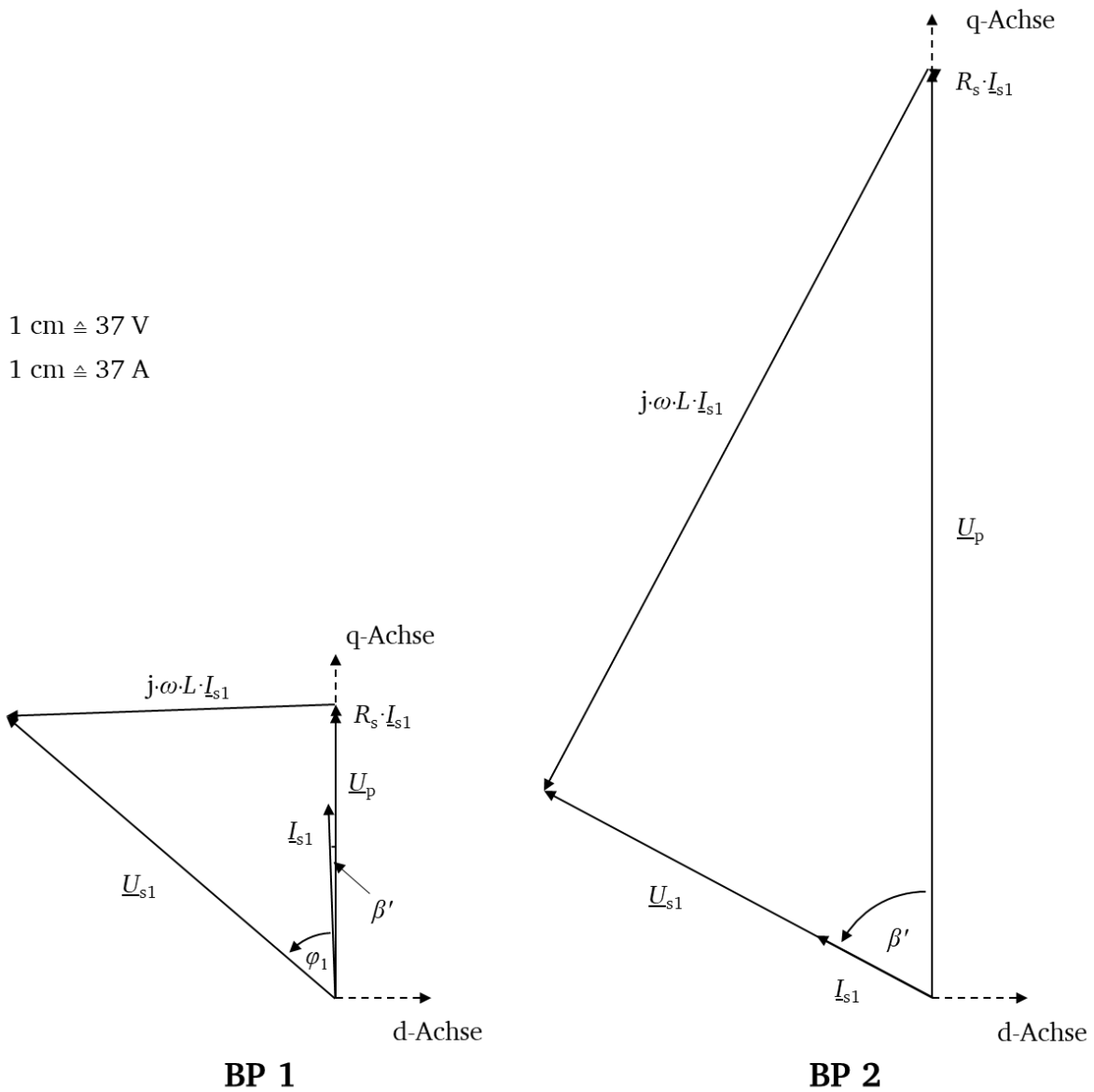


Abbildung A.10: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der FSM

A.6.2. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der PMSM_OM

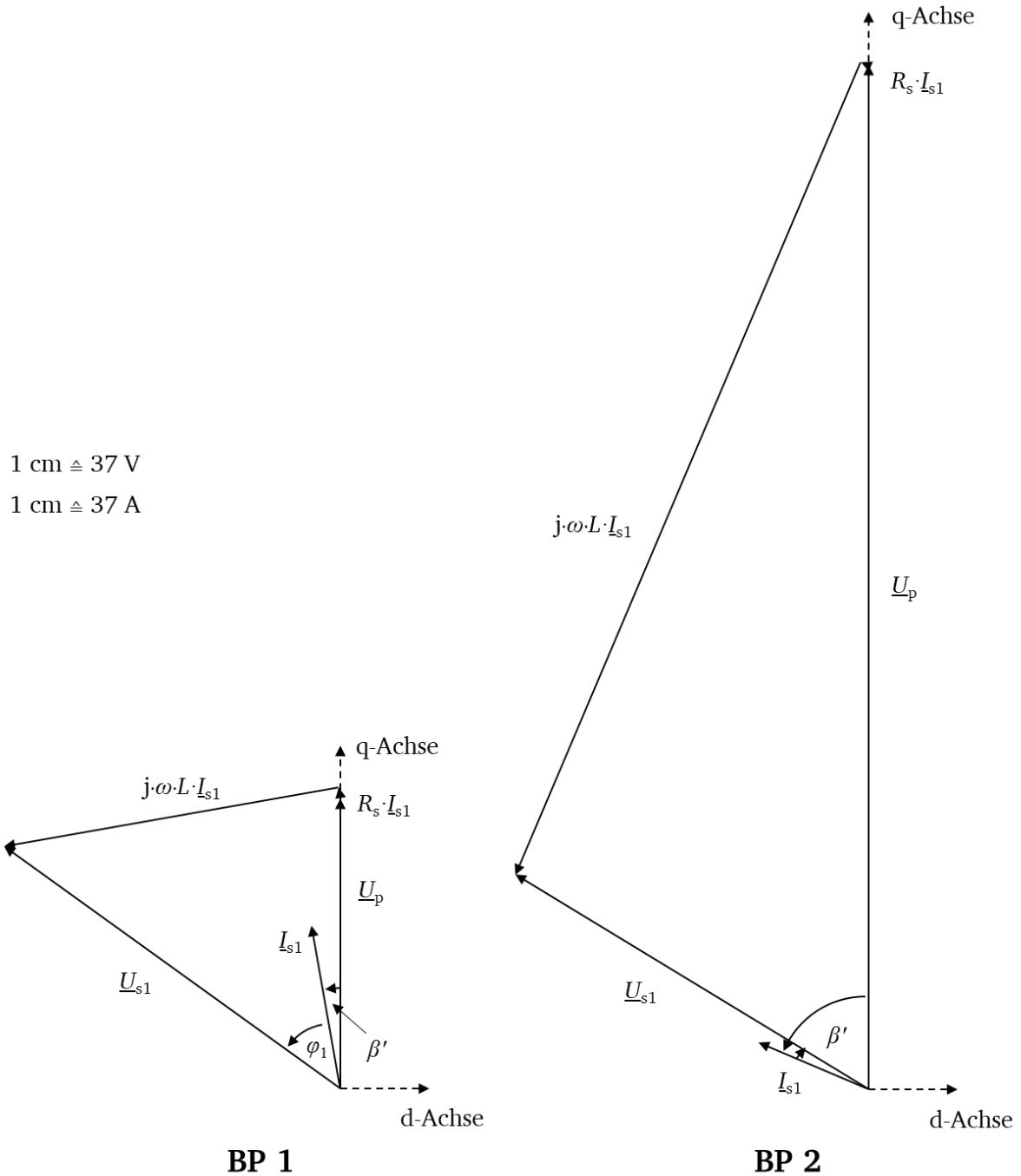


Abbildung A.11: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der PMSM_OM

A.6.3. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der PMSM_VM

1 cm \triangleq 37 V

1 cm \triangleq 37 A

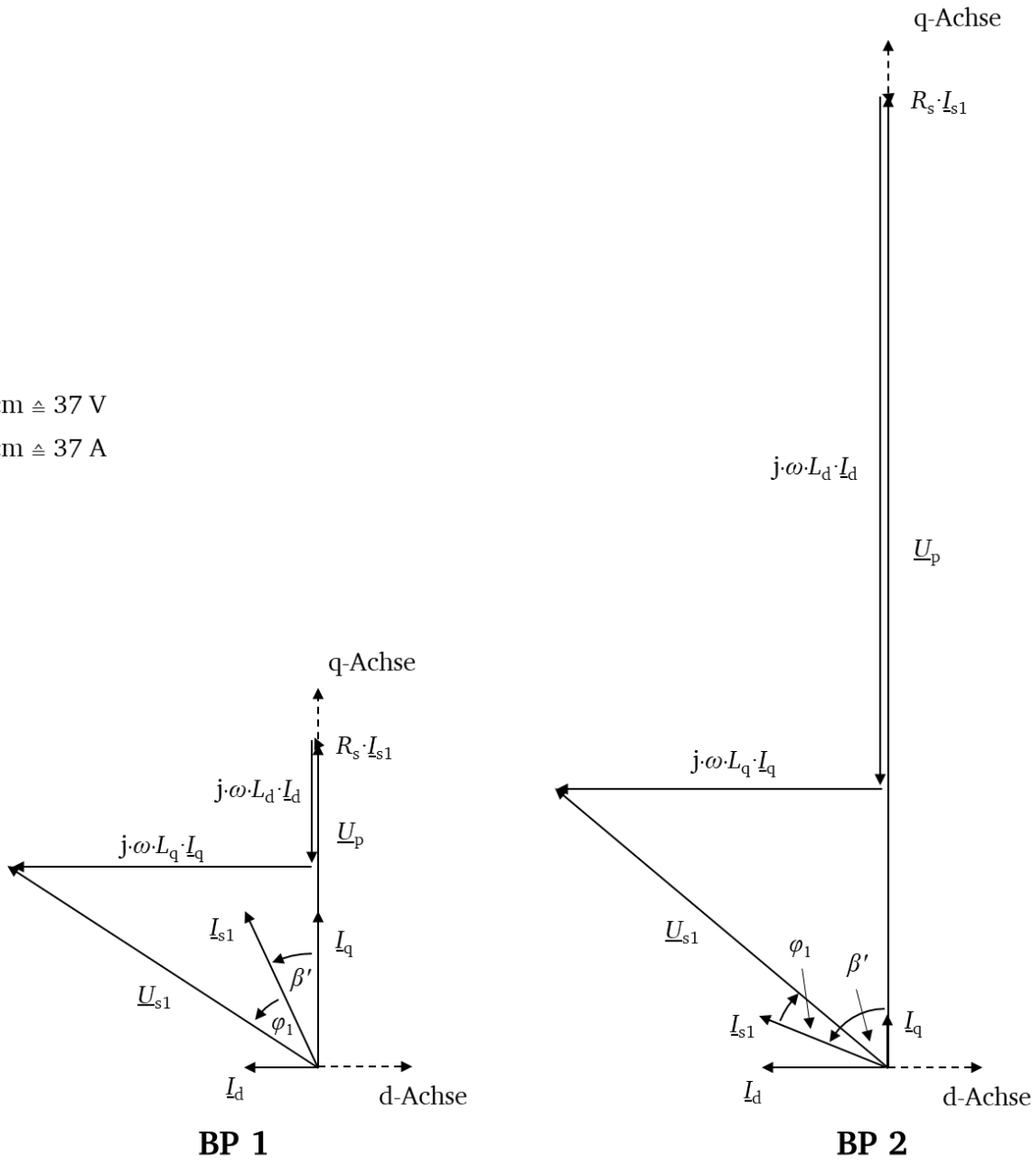


Abbildung A.12: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.1 (Industrieantrieb, Tabelle 4.2 und 4.3) der PMSM_VM

A.6.4. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.2 (Industrieantrieb, Tabelle 4.5 und 4.6) der E-Core-FSM

1 cm $\hat{=}$ 37 V

1 cm $\hat{=}$ 37 A

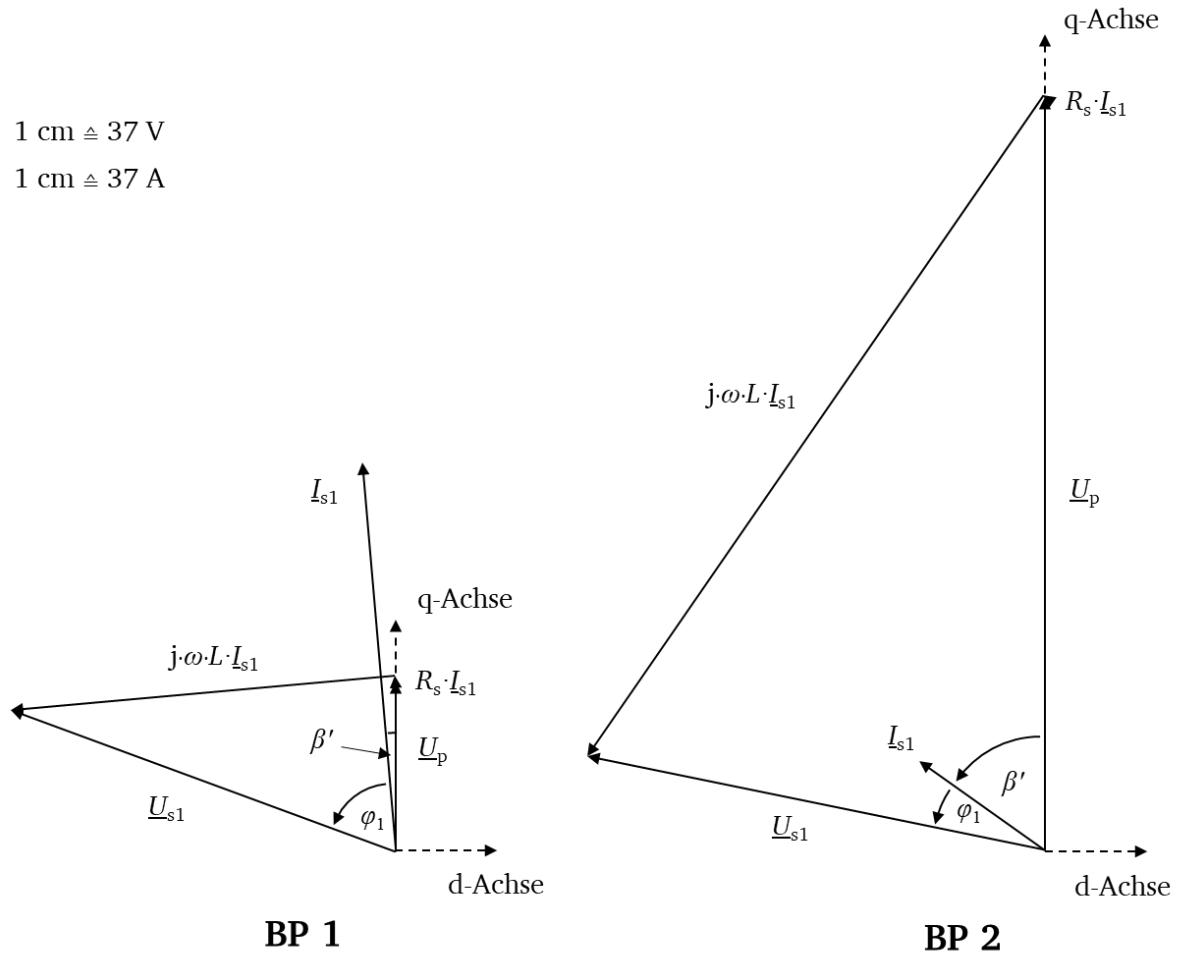


Abbildung A.13: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.2 (Industrieantrieb, Tabelle 4.5 und 4.6) der E-Core-FSM

A.6.5. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.2 (Industrieantrieb, Tabelle 4.5 und 4.6) der C-Core-FSM

1 cm $\hat{=}$ 37 V

1 cm $\hat{=}$ 37 A

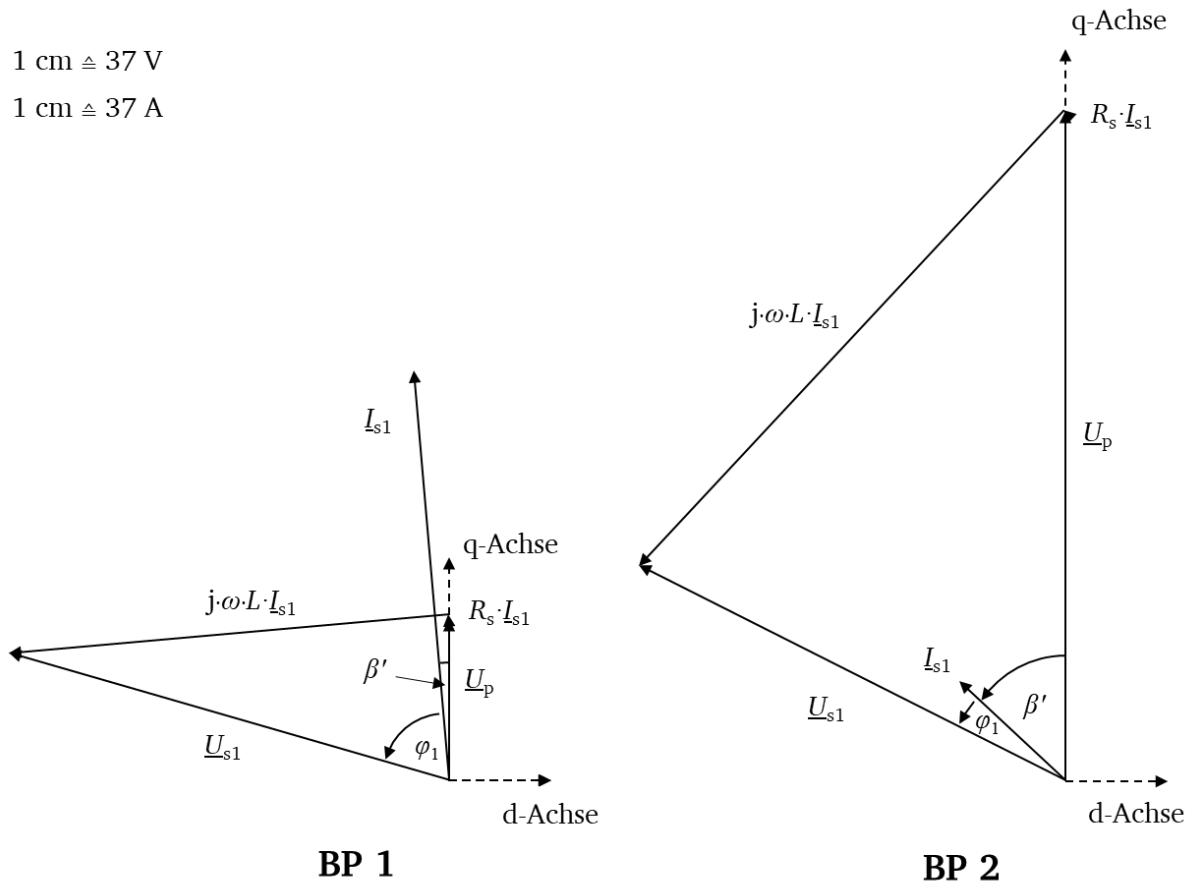


Abbildung A.14: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.1.2 (Industrieantrieb, Tabelle 4.5 und 4.6) der C-Core-FSM

A.6.6. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP1

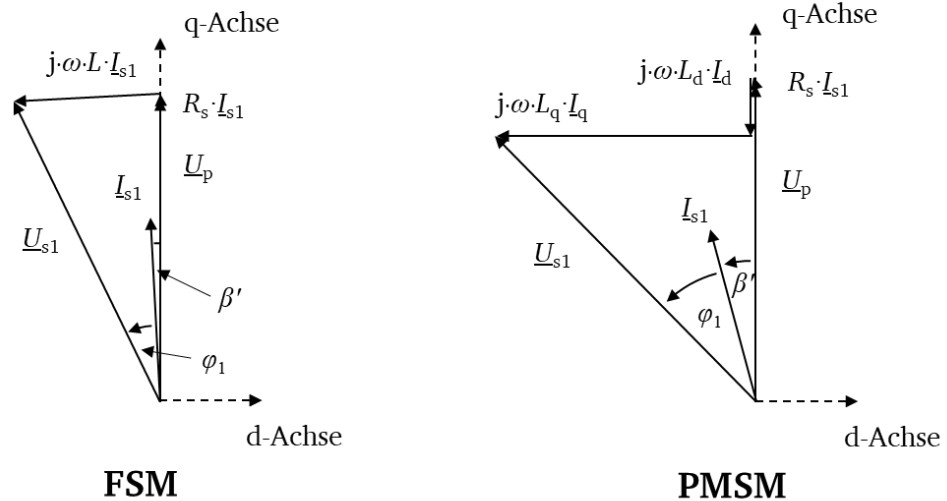
1 cm \triangleq 37 V1 cm \triangleq 37 A

Abbildung A.15: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP 1

A.6.7. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP2

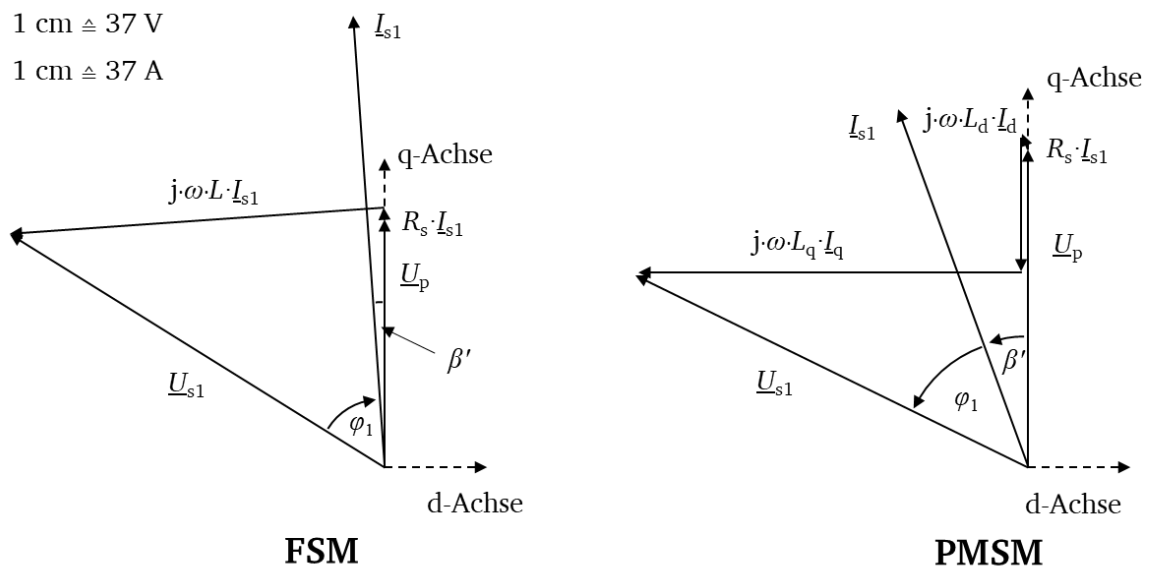
1 cm \triangleq 37 V1 cm \triangleq 37 A

Abbildung A.16: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP 2

A.6.8. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP3

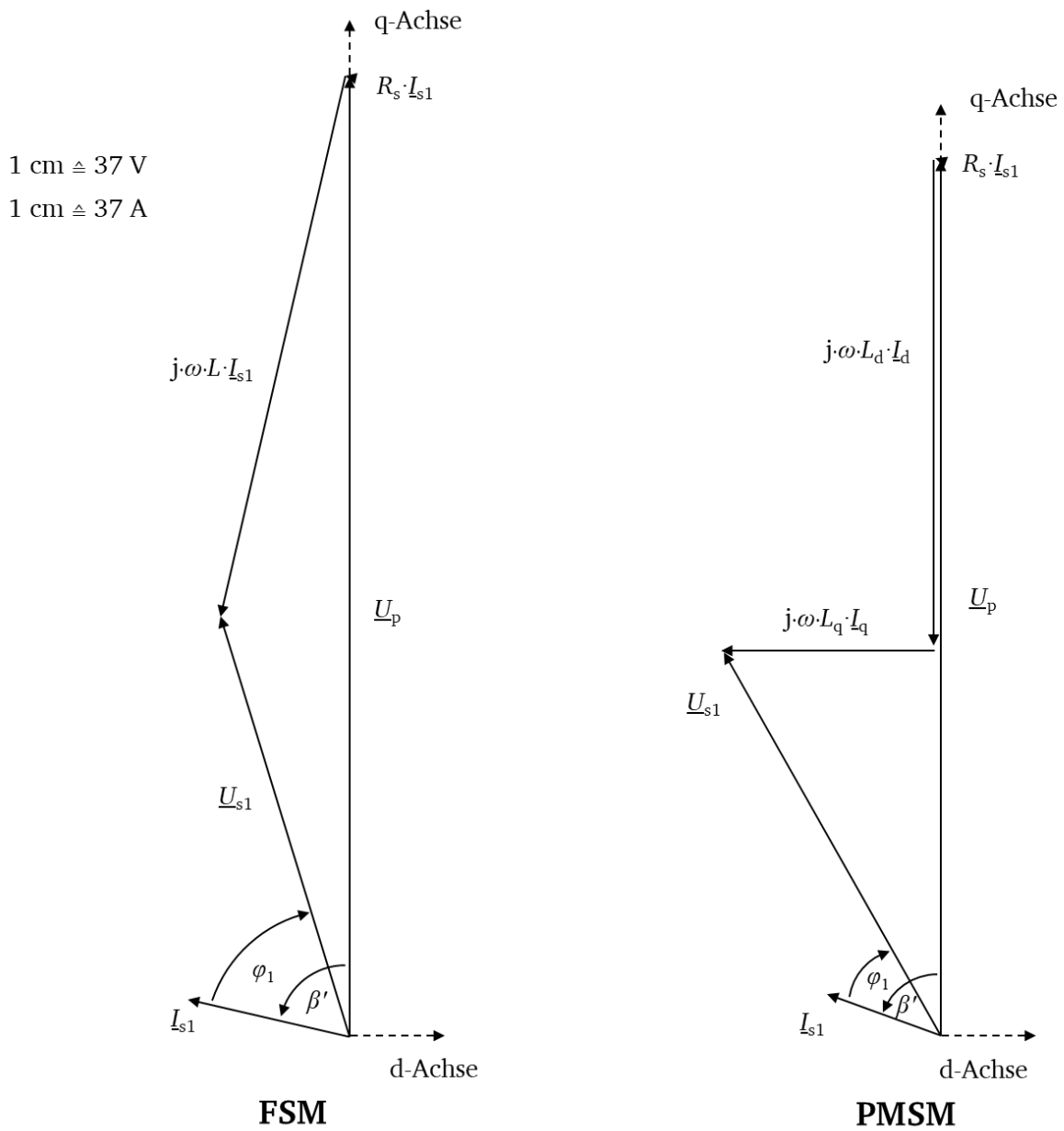


Abbildung A.17: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.2 (Fahrzeugantrieb, Tabelle 4.8 und 4.9) für BP 3

A.6.9. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.3 (Windgenerator, Tabelle 4.11)

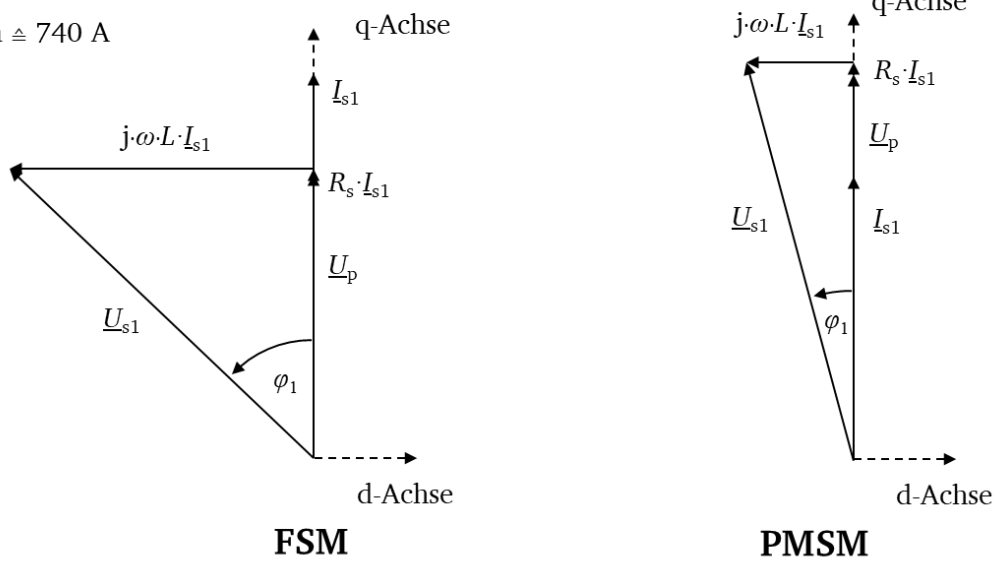
1 cm \triangleq 74 V1 cm \triangleq 740 A

Abbildung A.18: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 4.3 (Windgenerator, Tabelle 4.11)

A.6.10. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 5.2.8 und Abschnitt 7.5 (Prototyp-FSM, Tabelle 5.5 und Tabelle 7.1) für BP1

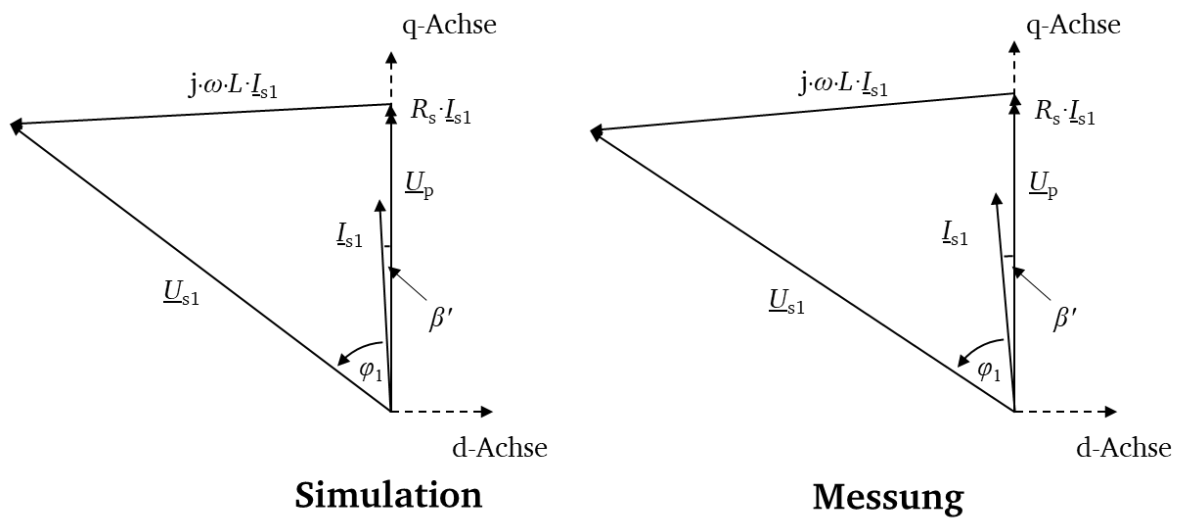
1 cm \triangleq 37 V1 cm \triangleq 37 A

Abbildung A.19: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 5.2.8 und Abschnitt 7.5 (Prototyp-FSM, Tabelle 5.5 und Tabelle 7.1) für BP1

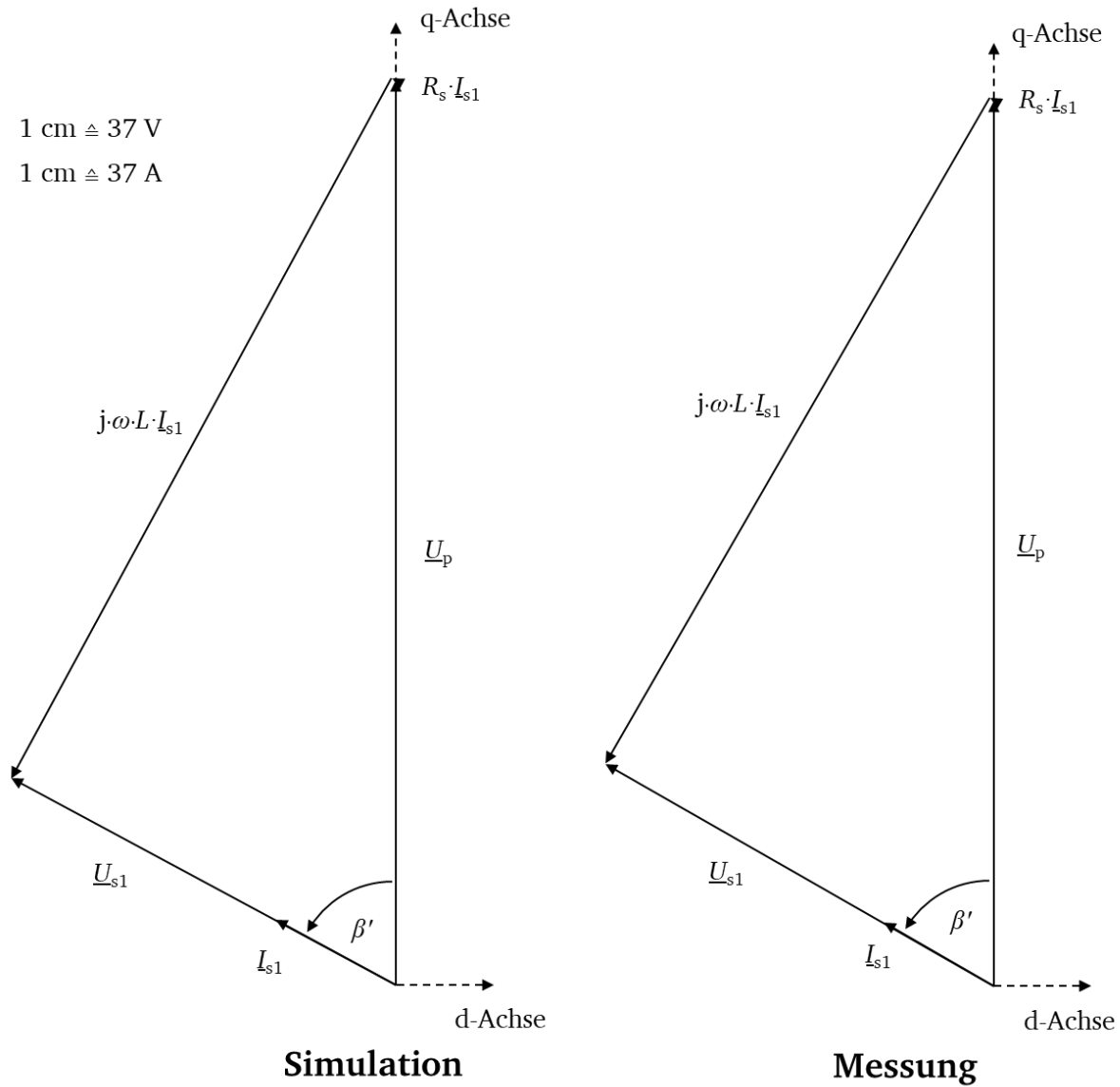
A.6.11. Zeigerdiagramme zu Abschnitt 5.2.8 und Abschnitt 7.5 (Prototyp-FSM, Tabelle 5.5 und Tabelle 7.1) für BP2

Abbildung A.20: Zeigerdiagramme zu Abschnitt 5.2.8 und Abschnitt 7.5 (Prototyp-FSM, Tabelle 5.5 und Tabelle 7.1) für BP2

A.7 Formelzeichen, Abkürzungen, Indizes

Formelzeichen

Tabelle A.7: Formelverzeichnis

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
A	A/cm	Strombelag
A	m ²	Fläche
$A \cdot J$	A/cm · A/mm ²	Thermische Ausnutzung
a	-	Anzahl paralleler Spulengruppen
a_i	-	Anzahl paralleler Teileiter
B	T	Magnetische Flussdichte
b	m	Breite
C	-	Regressionsparameter
C_d	-	Oberflächenreibungskoeffizient
c	Ws/(kg·K)	Spezifische Wärmekapazität
d	m	Durchmesser
d_H	m	Hydraulischer Durchmesser
E	N/m ²	Elastizitätsmodul
F	N	Kraft
f	Hz	Frequenz
f_s	Hz	Umrichter-Schaltfrequenz
f_{sav}	kN/m ²	Mittlerer Flächenschub
g	-	Ordnungszahl der Nutleitwertwellen
H	A/m	Magnetische Feldstärke
h	m	Höhe
I	A	Elektrische Stromstärke (Effektivwert)
i	A	Zeitlich veränderlicher elektrischer Strom
i	-	Getriebeübersetzungsverhältnis
J	A/mm ²	Elektrische Stromdichte
j	-	Imaginäre Einheit
k	-	Faktor
k_w	-	Wicklungsfaktor
k_{Ft}	-	Stromverdrängungsfaktor
k_Q	-	Nutfüllfaktor
L	H	Induktivität
l	m	Länge

Tabelle A.7: Fortsetzung von vorheriger Seite

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
M	Nm	Drehmoment
m	kg	Masse
m	-	Strangzahl
m'	-	Ordnung eines Eigenmodus
N_a	-	Anzahl Normalnuten
N_b	-	Anzahl Mischnuten
N_c	-	Spulenwindungszahl
N_s	-	Strangwindungszahl
Nu	-	<i>Nußelt</i> -Zahl
n	min ⁻¹	Drehzahl
P	W	Leistung
P_d	W	Verlustleistung
Pr	-	<i>Prandtl</i> -Zahl
p	-	Polpaarzahl
Q	-	Nutzahl
q	-	Lochzahl
R	Ω	Elektrischer Widerstand
Re	-	<i>Reynolds</i> -Zahl
r	m	Radius
r	-	Ordnung Kraftwelle
S	VA	Scheinleistung
s_Q	m	Nuttschlitzbreite
T	s	Dauer
Ta	-	<i>Taylor</i> -Zahl
t	s	Zeit
U	m	Umfang
U	V	Elektrische Spannung (Effektivwert)
U_s	V	Strangspannung (Effektivwert)
U_p	V	Polradspannung (Effektivwert)
u	V	Zeitlich veränderliche Spannung
V	A	Magnetische Spannung
V	m ³	Volumen
v	m/s	Geschwindigkeit
W	m	Spulenweite

Tabelle A.7: Fortsetzung von vorheriger Seite

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
W_{mag}^*	Ws	Magnetische Koenergie
\hat{w}_m	-	Drehmomentwelligkeit
X	Ω	Reaktanz
x	m	Umfangskoordinate
Z	Ω	Impedanz

Griechische Symbole

Tabelle A.8: Griechische Symbole

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
α	W/(m ² ·K)	Wärmeübergangszahl
α	1/K	Temperaturkoeffizient
α	-	Bedeckungsfaktor
β'	°	Bestromungswinkel
γ	°	Mechanischer Drehwinkel
Δ	-	Differenz
δ	m	Luftspaltweite
η	-	Wirkungsgrad
η	N·s/m ²	Dynamische Viskosität
θ	A	Elektrische Durchflutung
ϑ	°C	Temperatur
κ	S/m	Elektrische Leitfähigkeit
λ	-	Leitwertkoeffizient
λ	W/(m·K)	Wärmeleitfähigkeit
μ	-	Ordnungszahl von Radialkraftwellen
μ	Vs/(Am)	Magnetische Permeabilität
μ_0	Vs/(Am)	Magnetische Permeabilität des Vakuums
ν	-	Ordnungszahl von Statorfeldwellen
ν	m ² /s	Kinematische Viskosität
ρ	kg·m ⁻³	Massendichte
ρ	$\Omega \cdot \text{m}$	Spezifischer elektrischer Widerstand
σ	N/m ²	Mechanische Spannung
σ	-	Streuziffer
τ_p	m	Polteilung

Tabelle A.8: Fortsetzung von vorheriger Seite

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
τ_Q	m	Nutteilung
Φ	Wb	Magnetischer Fluss
φ	°	Phasenwinkel
Ψ	Vs	Magnetische Flussverketzung
Ω	rad/s	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
ω	1/s	Kreisfrequenz

Abkürzungen

Tabelle A.9: Abkürzungen

Abkürzung	Beschreibung	Abkürzung	Beschreibung
BP	Betriebspunkt	CFK	Kohlenstofffaserverstärkter Kunststoff
DSM	Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine	FEM	Finite-Elemente-Methode
FRM	Flux-Reversal-Permanent-Magnet-Machine	FSM	Flux-Switching-Permanent-Magnet-Machine
ggT	größter gemeinsamer Teiler	HF	Hochfrequenz
i. A.	im Allgemeinen	IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MTPA	Maximum Torque per Ampère	NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
PM	Permanentmagnet	PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PMSM_OM	permanentmagneterregte Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten	PMSM_VM	permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten
u. a.	unter anderem	usw.	und so weiter
z. B.	zum Beispiel		

Indizes

Tabelle A.10: Indizes

Index	Beschreibung	Index	Beschreibung
1	Grundschwingung	a	außen
add	zusätzlich	Al	Aluminium
b	Wicklungsüberhang	Cu	Kupfer
d	Zahn	d	d-Komponente
DC	Gleichstrom / -spannung	e	elektromagnetisch

Tabelle A.10: Fortsetzung von vorheriger Seite

Index	Beschreibung	Index	Beschreibung
el	elektrisch	Fe	Eisen
fr	Reibung	Ft	<i>Foucault</i>
h	Haupt-	Hy	Hysterese
i	innen	in	Eingangs-
K	Kanal	k	Kurzschluss
m	mechanisch	Mag	Magnet
max	maximal	Mess	Messung
OM	Oberflächenmagnete	out	Ausgangs-
Q	Nut	q	q-Komponente
R	Remanenz	r	Rotor
s	Stator	Sim	Simulation
U, V, W	Phase	VM	vergrabene Magnete
y	Joch		

A.8 Betreute studentische Arbeiten

- [a] A. Bawer, „Theoretischer Vergleich verschiedener elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator“, Literaturproseminar, TU Darmstadt, 2014.
- [b] X. Gastinne, A. Dowlatyari, „Electromagnetic design of a Doubly-Salient-Permanent-Magnet-Machine based on Finite-Element-Method“, Advanced Design Project, TU Darmstadt, 2014.
- [c] H. Mende, „Elektromagnetische Auslegung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten als High-Torque-Antrieb“, Bachelorarbeit, TU Darmstadt, 2014.
- [d] A. Bawer, „Elektromagnetische Auslegung und parametrische Modellierung einer Flux-Reversal-Maschine“, Bachelorarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [e] S. Neusüs, „Auslegung und parametrische Modellierung einer synchronen Reluktanzmaschine“, Masterarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [f] V. Lizenberg, „Auslegung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten als High-Torque-Antrieb“, Bachelorarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [g] D. Woog, „Auslegung, Konstruktion und Inbetriebnahme einer permanentmagneterregten Axialflussmaschine“, Masterarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [h] A. Möller, „Auslegung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit versenkten Magneten als High-Torque-Antrieb“, Bachelorarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [i] J. Liebhart, „Vergleich verschiedener Rotorkonzepte einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für den Einsatz in einem Elektrofahrzeug“, Masterarbeit, TU Darmstadt, 2015.
- [j] M. Maurer, „Einsatz von Kobalt-Bleichen in elektrischen Maschinen zur Steigerung der Leistungsdichte“, Literaturproseminar, TU Darmstadt, 2016.
- [k] D. Dietz, „Vergleich verschiedener Konzepte der Flux-Switching-Maschine zur Einsparung von Magnetmaterial für den Einsatz in einem Industrieantrieb“, Masterarbeit, TU Darmstadt, 2016.
- [l] J. Rosas, „Design of a permanent magnet Flux-Switching-Machine for an electric vehicle“, Masterarbeit, TU Darmstadt, 2017.
- [m] T. Strampe, „Auslegung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für den Einsatz in einem Elektrofahrzeug“, Bachelorarbeit, TU Darmstadt, 2017.
- [n] T. Chamonin, S. Frei, J. Radzey, M. Wahl, „Auslegung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für den Einsatz in einem Formula Student Fahrzeug“, Projektseminar, TU Darmstadt, 2018.

A.9 Eigene Publikationen

- [A] T. Knopik, A. Binder, M. Lehr, „Auslotung maximal erreichbarer Wirkungsgrade von vierpoligen Käfigläufer-Normasynchronmotoren im Leistungsbereich von 15 kW“, *Konferenzband des ETG Kongresses* (Berlin, Deutschland, 2013, Seiten 1058-1065).
- [B] K. Reis, M. Lehr, A. Binder, „Comparison of axial-flux and radial-flux-machines for use in wheel-hub-drives“, präsentiert auf der Advanced E-Motor Technology Conference, Frankfurt, Deutschland, 2014.
- [C] B. Deusinger, M. Lehr, A. Binder, „Determination of efficiency of permanent magnet synchronous machines from summation of losses“, *Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM* (Ischia, Italien, 2014, Seiten 619-624).
- [D] M. Lehr, K. Reis, A. Binder, „Comparison of axial flux and radial flux machines for use in wheel hub drives“, *Elektrotechnik und Informationstechnik (e&i)*, Band 132, Nr. 2, Seiten 25-32, 2015.
- [E] S. Neusüs, M. Lehr, A. Binder, „Design and parametric modelling of a synchronous reluctance machine“, präsentiert auf der JMAG Users Conference, Frankfurt, Deutschland, 2015.
- [F] M. Lehr, A. Binder, „Vergleich verschiedener elektrischer Maschinen mit Permanentmagneten im Stator zum Einsatz als Industrieantrieb“, präsentiert auf dem VEM Technischen Tag, Wernigerode, Deutschland, 2015.
- [G] M. Lehr, A. Binder, „Auslegung einer permanentmagneterregten Flux-Switching-Maschine als Industrieantrieb“, *Konferenzband der VDE/ETG-Tagung Antriebssysteme* (Aachen, Deutschland, 2015, Seiten 179-194).
- [G] M. Lehr, D. Woog, A. Binder, „Design and measurements of a prototype axial flux machine“, präsentiert auf dem Powersys User Group Meeting, Aix-en-Provence, Frankreich, 2016.
- [I] M. Lehr, D. Woog, A. Binder, „Design, construction and measurements of a permanent magnet axial flux machine“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Lausanne, Schweiz, 2016, Seiten 1604-1610).
- [J] M. Lehr, A. Binder, E. Ohl, „Design and Construction of a permanent magnet excited Flux-Switching-Machine“, *Proceedings of the Electric Drives Production Conference E|DPC* (Nürnberg, Deutschland, 2016, Seiten 112-117).
- [K] M. Lehr, A. Binder, „Design and measurements of a permanent magnet Flux-Switching-Machine for industrial applications“, *Elektrotechnik und Informationstechnik (e&i)*, Band 134, Nr. 2, Seiten 177-184, 2017.
* ausgezeichnet mit ETG-Literaturpreis 2018
- [L] M. Lehr, A. Binder, „Design and measurements of a permanent magnet Flux-Switching-Machine for industrial applications“, präsentiert auf der more drive, Wien, Österreich, 2017.
- [M] M. Lehr, A. Binder, „Electromagnetic design of a permanent magnet Flux-Switching-Machine as a direct-driven 3 MW wind power generator“, *Proceedings of the*

International Conference on Industrial Technology ICIT (Lyon, Frankreich, 2018, Seiten 383-388).

- [N] M. Lehr, A. Binder, „Comparison of different synchronous machines with stator-side permanent magnets for industrial drive application”, *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Machines and Drives PEMD* (Liverpool, UK, 2018, CD-ROM, 6 Seiten).

Literaturverzeichnis

- [1] K. Reis, *Hochausgenutzte kompakte E-Maschinen zum Einsatz in Radnabenantrieben*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Deutschland, 2017.
- [2] C. Z. Deák, *Modular Permanent-Magnet Synchronous Motors with high Electromagnetic Utilization*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Deutschland, 2011.
- [3] H. Neudorfer, *Weiterentwicklung von elektrischen Antriebssystemen für Elektro- und Hybridstraßenfahrzeuge*. Habilitation, Technische Universität Darmstadt, Deutschland, 2010.
- [4] VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG, „Selten-Erd-Dauermagnete VACODYM und VACOMAX“, [online], Juli 2019, https://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/Medienbibliothek_2010/Downloads/DM/VACODYM-VACOMAX-dt_12112014.pdf
- [5] A. Binder, „Großgeneratoren und Hochleistungsantriebe“, Vorlesungsskript, Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektrische Energiewandlung, Deutschland, 2018.
- [6] BVI Magnet GmbH, „NdFeB-Magnete (Neodymmagnete)“, [online], Juli 2019, <https://www.bvi-magnete.de/neodym-eisen-bor-magnete.php>
- [7] VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG, „VACODYM“, [online], Juli 2019, <https://www.vacuumschmelze.de/de/produkte/dauermagnet-systeme/dauermagnete/nd-fe-b/vacodym.html>
- [8] O. Gutfleisch, „Nachhaltige Magnete - Forschung zum Ersatz wertvoller seltener Erden“, [online], Juli 2019, https://www.tu-darmstadt.de/universitaet/aktuelles_meldungen/archiv_2/2014/einzelansicht_86080.de.jsp
- [9] Shanghai Metals Market Information & Technology, „Rare Earth“, [online], Juli 2019, <https://price.metal.com/Rare-Earth>
- [10] J. D. Widmer, R. Martin, M. Kimiabeigi, „Electric vehicle traction motors without rare earth magnets“, [online], Juli 2019, https://www.researchgate.net/publication/273791124_Electric_vehicle_traction_motors_without_rare_earth_magnets
- [11] Kitco Metals Inc., „STRATEGIC METALS“, [online], Juli 2019, <https://www.kitco.com/strategic-metals>
- [12] K. A. Gschneidner, Jr., L. Eyring, *Handbook on the Physics and Chemistry of Rare Earths*. Amsterdam, Niederlande: Elsevier, 1999.
- [13] C. Deák, A. Binder, K. Magyari, „Magnet Loss Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Concentrated Windings“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Kreta, Griechenland, 2006, CD-ROM, 6 Seiten).

- [14] M. Mirzaei, A. Binder, C. Deák, „3D Analysis of Circumferential and Axial Segmentation Effect on Permanent Magnet Eddy Current Loss in Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated Windings”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Vilamoura, Portugal, 2008, CD-ROM, 6 Seiten).
- [15] S. E. Rauch, L. J. Johnson, „Design Principles of Flux-Switch Alternators”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, Band 74, Nr. 3, Seiten 1261-1268, 1955.
- [16] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang, W. Zhao, “Overview of Stator-Permanent Magnet Brushless Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 58, Nr. 11, Seiten 5087-5101, 2011.
- [17] W. Hua, Z. Q. Zhu, M. Cheng, Y. Pang, D. Howe, “Comparison of Flux-Switching and Doubly-Salient Permanent Magnet Brushless Machines”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Nanjing, China, 2005, Seiten 165-170).
- [18] Z. Q. Zhu, “Switched Flux Permanent Magnet Machines – Innovation Continues”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Peking, China, 2011, Seiten 35-44).
- [19] D. J. Evans, Z. Q. Zhu, H. L. Zhan, Z. Z. Wu, X. Ge, „Flux-Weakening Control Performance of Partitioned Stator-Switched Flux PM Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 52, Nr. 3, Seiten 2350-2359, 2016.
- [20] A. Lindner, I. Hahn, „Experimental Verification of a Passively Cooled Large Air-Gap 6/8-Flux-Switching Permanent Magnet Machine Including Manufacturing”, *Proceedings of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON* (Washington DC, USA, 2018, Seiten 508-513).
- [21] Z. Q. Zhu, Y. Pang, J. T. Chen, R. L. Owen, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, A. Pride, „Analysis and Reduction of Magnet Eddy Current Loss in Flux-Switching Permanent Magnet Machines”, *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Machines and Drives PEMD* (York, Großbritannien, 2008, Seiten 120-124).
- [22] A. S. Thomas, Z. Q. Zhu, G. J. Li, „Electromagnetic loss investigation and mitigation in switched flux permanent magnet machines”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Berlin, Deutschland, 2014, Seiten 1146-1152).
- [23] A. Lindner, I. Hahn, „Simulation of a permanent magnet flux-switching machine with reduced outer stator leakage flux”, *Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM* (Ischia, Italien, 2014, Seiten 12-17).
- [24] C. Ditmanson, P. Hein, S. Kolb, J. Mölck, S. Bernet, „A new modular flux-switching permanent magnet drive for large wind turbines”, *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (Denver, USA, 2013, CD-ROM, 8 Seiten).
- [25] X. Liu, Z. Yuan, S. Li, Z. Q. Zhu, „Field Excitation Optimization in Hybrid Excited Switched Flux Permanent Magnet Machine for Maximum Output Power“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Harbin, China, 2019, Seiten 2791-2796).

-
- [26] U. B. Akuru, M. J. Kamper, „Novel Experimentation of a 10 kW Geared Medium-Speed Wound-Field Flux Switching Wind Generator Drive“, *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (Portland, USA, 2018, Seiten 6492-6498).
- [27] U. B. Akuru, M. J. Kamper, „Performance comparison of optimum wound-field and ferrite PM flux switching machines for wind energy applications“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Lausanne, Schweiz, 2016, Seiten 2478-2485).
- [28] J. Zhang, M. Cheng, Z. Chen, W. Hua, „Comparison of Stator-Mounted Permanent-Magnet Machines Based on a General Power Equation“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 24, Nr. 4, Seiten 826-834, 2009.
- [29] E. Hoang, A. H. Ben Ahmed, J. Lucidarme, „Switching Flux Permanent Magnet Polyphased Synchronous Machines“, *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE* (Trondheim, Norwegen, 1997, Seiten 3903-3908).
- [30] A. Fasolo, L. Alberti, N. Bianchi, „Performance comparison between switching-flux and IPM machine with rare earth and ferrite PMs“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Marseille, Frankreich, 2012, Seiten 731-737).
- [31] R. Cao, C. Mi, M. Cheng, „Quantitative Comparison of Flux-Switching Permanent-Magnet Motors With Interior Permanent Magnet Motor for EV, HEV, and PHEV Applications“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 48, Nr. 8, Seiten 2374-2384, 2012.
- [32] Z. Q. Zhu, J. T. Chen, „Advanced Flux-Switching Permanent Magnet Brushless Machines“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 46, Nr. 6, Seiten 1447-1453, 2010.
- [33] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, „Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 25, Nr. 2, Seiten 293-302, 2010.
- [34] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, D. Howe, „Optimal combination of stator and rotor pole numbers in flux-switching PM brushless AC machines“, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Wuhan, China, 2008, Seiten 2905-2910).
- [35] W. Hua, „Analysis and Optimization of Back EMF Waveform of a Flux-Switching Permanent Magnet Motor“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 23, Nr. 3, Seiten 727-733, 2008.
- [36] Y. Tang, J. J. H. Paulides, E. A. Lomonova, „Topologies of Flux-Switching Machines for In-Wheel Traction“, *Proceedings of the International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies EVER* (Monte Carlo, Monaco, 2013, Seiten 83-88).
- [37] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, „Comparison of All and Alternate Poles Wound Flux-Switching PM Machines Having Different Stator and Rotor Pole Numbers“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 46, Nr. 4, Seiten 1406-1415, 2010.
- [38] Z. Q. Zhu, J.T. Chen, W. Hua, „Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 25, Nr. 2, Seiten 293-302, 2010.

- [39] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe – Grundlagen, Betriebsverhalten*, 2. Auflage. Heidelberg, Deutschland: Springer Verlag, 2017.
- [40] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki, R. Deodhar, „A novel E-core flux-switching PM brushless AC machine”, *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (Atlanta, USA, 2010, Seiten 3811-3818).
- [41] Z. Q. Zhu, M. Al-Ani, B. Lee, X. Liu, „Comparative study of the electromagnetic performance of switched flux permanent magnet machines”, *IET Electric Power Applications*, Band 9, Nr. 4, Seiten 297-306, 2015.
- [42] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki, R. Deodhar, „Influence of slot opening on optimal stator and rotor pole combination and electromagnetic performance of flux-switching PM brushless AC machines”, *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (Atlanta, USA, 2010, Seiten 3478-3485).
- [43] Y. Li, W. Xu, „Optimization and performance analysis of E-core and C-core flux-switching permanent-magnet machines for electric vehicle applications”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Hangzhou, China, 2014, Seiten 53-59).
- [44] I. A. A. Afinowi, Z. Q. Zhu, D. Wu, Y. Guan, J. C. Mipo, P. Farah, „Flux-weakening performance comparison of conventional and E-core switched-flux permanent magnet machines”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Hangzhou, China, 2014, Seiten 522-528).
- [45] C. X. Wang, I. Boldea, S. A. Nasar, „Characterization of three phase flux reversal machine as an automotive generator”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Band 16, Nr. 1, Seiten 74-80, 2001.
- [46] R. P. Deodhar, S. Andersson, I. Boldea, T. J. E. Miller, „The flux-reversal machine: A new brushless doubly-salient permanent-magnet machine”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 33, Nr. 4, Seiten 925-934, 1997.
- [47] M. Lin, M. Cheng, E. Zhou, „Design and performance analysis of new 12/8-pole doubly salient permanent-magnet motor”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS* (Peking, China, 2003, Seiten 21-25).
- [48] Y. Liao, F. Liang, T. A. Lipo, „A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Band 31, Nr. 5, Seiten 1069-1078, 1995.
- [49] Y. Tang, E. Ilhan, J. J. H. Paulides, E. A. Lomonova, „Design considerations of flux-switching machines with permanent magnet or dc excitation”, *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE* (Lille, Frankreich, 2013, CD-ROM, 7 Seiten).
- [50] J. Kolbe, *Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen*. Dissertation, Hochschule der Bundeswehr Hamburg, Deutschland, 1983.
- [51] H. Kurtović, I. Hahn, „Analytical Time Domain Flux-MMF Model for the Flux Switching Machine”, *Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM* (Amalfi, Italien, 2018, Seiten 1321-1326).

-
- [52] D. Zarko, D. Ban, T.A. Lipo, „Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 42, Nr. 7, Seiten 1828-1837, 2006.
- [53] Z. Z. Wu, Z. Q. Zhu, „Analysis of Air-Gap Field Modulation and Magnetic Gearing Effects in Switched Flux Permanent Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 51, Nr. 5, Seiten 1-12, 2015.
- [54] A. Binder, „Energy Converters – CAD and System Dynamics“, Vorlesungsskript, Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektrische Energiewandlung, Deutschland, 2018.
- [55] A. Binder, K. Reichert, *Elektrische Maschinen und Antriebe – Auswahl, Auslegung und Dimensionierung*. Frankfurt am Main, Deutschland: VDE-Seminare, 2007.
- [56] *DIN EN 60034-1: Drehende elektrische Maschinen - Teil 1: Bemessung und Betriebsverhalten*. Berlin, Deutschland: Beuth Verlag GmbH, 2015.
- [57] D. Dietz, A. Binder, „Critical review on the benefits of C- and E-Core Flux-Switching-PM-Machines”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Drives and Power Electronics EDPE* (Dubrovnik, Kroatien, 2017, Seiten 226-234).
- [58] A. Lindner, I. Hahn, „Design of an e-core flux-switching permanent magnet machine with large air-gap”, *Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference IEMDC* (Coeur d'Alene, USA, 2015, Seiten 1580-1585).
- [59] H. Ding, M. Liu, W. Sixel, B. Sarlioglu, „Performance Analysis of C-Core and E-Core Flux Switching Permanent Magnet Machine with Airfoil-Shaped Rotor”, *Proceedings of the Transportation Electrification Conference and Expo ITEC* (Long Beach, USA, 2018, Seiten 815-820).
- [60] B. S. Lee, N. Pothi, M. M. J. Al-Ani, Z. Q. Zhu, „Experimental Study of Torque and Flux Weakening Performance of Alternative Switched Flux PM Machines”, *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Machines and Drives PEMD* (Manchester, Großbritannien, 2014, Seiten 449-454).
- [61] VENPOWER GmbH, „Das PERMAVENT-Prinzip“, [online], Juli 2019, <http://www.venpower.com/pdf/PERMAVENT-Prinzip.pdf>
- [62] A. Chen, R. Nilssen, A. Nysveen, „Investigation of a Three-Phase Flux-Switching Permanent Magnet Machine for Downhole Applications”, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM* (Rom, Italien, 2010, Seiten 707-711).
- [63] Y. Li, D. Bobba, E. Schubert, H. Ding, C. Morris, B. Sarlioglu, „A Novel Flux-Switching Permanent Magnet Motor-Compressor with Integrated Airfoil-Shaped Rotor Design”, *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (Milwaukee, USA 2016, Seiten 615-622).
- [64] A. S. Selema, D. S. Osheba, M. M. El-Shanawany, S. M. Tahoun, „Design and Analysis of a Brushless Three Phase Flux Switching Generator for Aircraft Auxiliary Power Unit”, *Proceedings of the International Middle East Power Systems Conference MEPCON* (Kairo, Ägypten, 2018, Seiten 198-202).
- [65] DELO Industrie Klebstoffe GmbH & Co. KGaA, „DELO-ML 5327“, [online], Juli 2019, https://www.delo.de/fileadmin/datasheet/DELO-ML_5327_%28TIDB-D%29.pdf
-

- [66] G. Müller, K. Vogt, B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Auflage. Weinheim, Deutschland: WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2008.
- [67] F. Emde, „Über einseitige Stromverdrängung“, *Elektrotechnik und Maschinenbau*, Nr. 26, Seiten 301-304, 1922.
- [68] A. B. Field, „Eddy Currents in Large Slot-Wound Conductors“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Band 24, Seiten 761-788, 1905.
- [69] R. L. Russell, K. H. Norsworthy, „Eddy Currents and Wall Losses in Screened-Rotor Induction Motors“, *Proceedings of the IEE – Part A: Power Engineering*, Band 105, Nr. 20, Seiten 163-175, 1958.
- [70] Y. Pang, Z. Zhu, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, A. Pride, „Eddy current loss in the frame of a flux switching permanent magnet machine“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Band 42, Nr. 10, Seiten 3413–3415, 2006.
- [71] J. E. Vrancik, „Prediction of windage power loss in alternators“, NASA Technical Note, National Aeronautics and Space Administration (NASA), Lewis Research Centre, Cleveland, USA, 1971.
- [72] G. Gotter, *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen*. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Deutschland: Springer Verlag, 1954.
- [73] W. Benecke, „Temperaturfeld und Wärmefluss bei kleineren oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigläufer“, *Elektrotechnische Zeitschrift ETZ-A*, Band 87, Nr. 13, Seiten 455-459, 1966.
- [74] J. O. Fiedler, K. A. Kasper, R. W. De Doncker, „Acoustic Noise in Switched Reluctance Drives: An Aerodynamic Problem?“, *Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference IEMDC* (San Antonio, USA, 2005, Seiten 1275-1280).
- [75] Y. Mao, G. Liu, W. Zhao, J. Ji, Z. Wang, „Low-noise design of fault-tolerant flux switching permanent-magnet machines“, *IET Electric Power Applications*, Band 12, Nr. 6, Seiten 747-756, 2018.
- [76] H. Jordan, *Der geräuscharme Elektromotor*. Essen, Deutschland: Verlag W. Girardet, 1950.
- [77] K. C. Maliti, *Modelling and Analysis of Magnetic Noise in Squirrel-Cage Induction Motors*. Dissertation, Königliche Technische Hochschule Stockholm, Schweden, 2000.
- [78] Henkel AG & Co. KGaA, „LOCTITE 648“, [online], Juli 2019, [https://tdsna.henkel.com/NA/UT/HNAUTTDS.nsf/web/1716575D28E43176882571870000D860/\\$File/648-EN.pdf](https://tdsna.henkel.com/NA/UT/HNAUTTDS.nsf/web/1716575D28E43176882571870000D860/$File/648-EN.pdf)
- [79] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova, J. Pyrhönen, „Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Band 61, Nr. 11, Seiten 5966-5973, 2014.
- [80] M. A. Darmani, S. M. Mirimani, F. Marignetti, „Effects of Dynamic Eccentricity in Flux Switching Permanent Magnet Machines“, *Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM* (Capri, Italien, 2016, Seiten 388-393).

- [81] *DIN IEC 60034-2-3: Drehende elektrische Maschinen - Teil 2-3: Besondere Verfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades von umrichter gespeisten Wechselstrommotoren*. Berlin, Deutschland: Beuth Verlag GmbH, 2016.
- [82] M. Doppelbauer, „Interpolation Procedures for the Determination of Losses and Energy Efficiency of Electrical Machines”, *Proceedings of the International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems EEMODS* (Helsinki, Finnland, 2015, Seiten 144-156).
- [83] *DIN EN ISO 3744: Akustik - Bestimmung der Schalleistungs- und Schallenergiepegel von Geräuschquellen aus Schalldruckmessungen - Hüllflächenverfahren der Genauigkeitsklasse 2 für ein im Wesentlichen freies Schallfeld über einer reflektierenden Ebene*. Berlin, Deutschland: Beuth Verlag GmbH, 2010.
- [84] Cogent Power Limited, „SURA® M270-35A”, [online], Juli 2019, https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m270-35a_1.pdf

Curriculum Vitae

Persönliche Daten

Name: **Marcel Lehr**

Anschrift: Im Weizenschlag 3
65611 Brechen

Telefon: 0170 9642051
E-Mail: marcel.lehr@gmx.net

Geburtsdatum: 14. September 1987
Geburtsort: Limburg an der Lahn
Nationalität: deutsch

Ausbildung & Beruflicher Werdegang

Seit 01/2019 **Entwicklungsingenieur**
Harmonic Drive AG, Limburg an der Lahn, Deutschland

08/2013 - 12/2018 **Wissenschaftlicher Mitarbeiter**
Institut für Elektrische Energiewandlung
Leitung: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. A. Binder
Fachbereich 18 Elektro- und Informationstechnik
Technische Universität Darmstadt, Deutschland

10/2007 - 05/2013 **Studium**
Bachelor- und Masterstudiengang Elektro- und Informationstechnik
Vertiefung: Elektrische Energietechnik
Technische Universität Darmstadt, Deutschland

09/1998 - 06/2007 **Schulische Ausbildung**
Abitur / Gymnasium
Tilemannschule Limburg an der Lahn, Deutschland

Brechen,
Juli, 2019

Marcel Lehr, M.Sc.