

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Bachelorarbeit

**Elektromagnetische Auslegung, Modellierung und
dynamische Simulation einer
Reluktanzsynchronmaschine**

Alexander Maurice Wegener

Laboratory for Mechatronic and Renewable Energy Systems (LMRES)
Munich University of Applied Sciences

Prof. Dr.-Ing. Christoph Hackl

Lothstr. 64, 80335 München

Tel.: 089/1265 3417

Fax: 089/1265 3403

Email: christoph.hackl@hm.edu.de

Bachelorarbeit Nr.: 2247

Author : Alexander Wegener
* 01.03.1998
Luisenstraße 55
80333 München

Course of studies : Electrical engineering
Focus elektromobility

Titel : Elektromagnetische Auslegung, Modellierung und
dynamische Simulation einer Reluktanzsynchronmaschine

Title : Electromagnetic design, modeling and dynamic simulation
of a reluctance synchronous machine

Supervisor : Niklas Monzen

Begin : 15.06.2022
End : 13.09.2022

Final presentation : 14.09.2022

Prof. Dr.-Ing. Christoph Hackl

Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist die elektromagnetische Auslegung und Modellbildung einer Reluktanzsynchronmaschine (RSM) für den Einsatz an einem Maschinenprüfstand zur Untersuchung regelungstechnischer Konzepte. Die Maschinenauslegung basiert auf der Finite-Elemente-Methode (FEM), weshalb im Rahmen dieser Arbeit eine Software zur Erstellung und Ansteuerung eines entsprechenden FEM-Modells entwickelt wurde. Um die Anzahl der notwendigen Berechnungen zu minimieren und somit Rechenzeit einzusparen, wurde zunächst eine analytische Vorauslegung der Maschine durchgeführt. Anschließend wurden die für das Maschinenverhalten relevanten Parameter durch eine Sensitivitätsanalyse identifiziert und mithilfe eines „one-factor-at-a-time“-Vorgehens die optimale Parameterkombination gesucht.

Des Weiteren wurde ein Simulationsmodell entwickelt, welches das dynamische, statorstromabhängig nichtlineare und rotorwinkelabhängige Verhalten der Maschine nachbildet, ohne dass zeitgleich FEM-Berechnungen durchgeführt werden. Für dieses Modell wurde zunächst eine mathematisch generische Beschreibung der RSM erarbeitet. Für das maschinenspezifische nichtlineare Verhalten wurde ein Parametersatz der FEM-Maschine durch Lookup-Tabellen in das Modell eingebunden. Für die Erstellung dieses Parametersatzes wurde eine vollständig automatisierte Toolchain zur simulativen Parameteridentifikation entwickelt.

Zuletzt wurde die entwickelte Maschine gegen ihre Anforderungen getestet und abschließend die Ergebnisse des Simulationsmodells mit denen der FEM-Rechnung verglichen.

Abstract

The goal of this thesis is the electromagnetic design and modelling of a reluctance synchronous machine (RSM) for use on a machine test bench to investigate control engineering concepts. The machine design is based on the Finite Element Method (FEM), which is why software for creating and controlling a corresponding FEM model was developed as part of this elaboration. In order to minimise the number of necessary calculations and thus save computing time, an analytical pre-dimensioning of the machine was first carried out. Subsequently, the parameters critical for the machine behaviour were identified by a sensitivity analysis and the optimal parameter combination was searched for with the help of a „one-factor-at-a-time“ approach.

Furthermore, a simulation model was developed which simulates the dynamic, stator current-dependent non-linear and rotor angle-dependent behaviour of the machine without simultaneously performing FEM calculations. First, a mathematically generic description of the RSM was developed for the model. For the machine specific nonlinear behaviour, a parameter set of the FEM machine was integrated into the model by means of lookup tables. For the creation of this parameter set, a fully automated toolchain for simulative parameter identification was developed.

Finally, the machine was first tested against its requirements and then the results of the simulation model were compared with those of the FEM calculation.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	x
Tabellenverzeichnis	xi
1 Einführung	1
1.1 Motivation der Arbeit	2
1.2 Zielsetzung	2
1.3 Vorgehensweise	3
1.4 Stand der Technik	3
1.4.1 Elektromagnetische Grundlagen	4
1.4.2 Elektrische Maschinen	6
1.4.3 Verluste	9
1.4.4 Reluktanzsynchronmaschine	11
2 Schnittstellen und Anforderungen	15
2.1 Systemstruktur	15
2.2 Liste aller Anforderungen	16
3 Nichtlineares Maschinenmodell	20
3.1 Gesamtmodell	20
3.2 Teilsystem: Verlustleistung	22
3.3 Teilsystem: Elektromagnetik	24
3.4 Teilsystem: Mechanik	24
4 Elektromagnetisches Design	31
4.1 Numerische Feldberechnung	32
4.2 Analytische Vorauslegung	36
4.3 Sensitivitätsanalyse	40
4.3.1 Stator	42
4.3.2 Rotor	48
4.4 Parameter-Optimierung	52
4.4.1 Optimierungsalgorithmus	53
4.4.2 Optimierung nach Drehmomentwelligkeit	55
4.4.3 Optimierung nach Leistungsfaktor	55
4.4.4 Optimierung nach Drehmomentwelligkeit & Leistungsfaktor	56
4.4.5 Gegenüberstellung und Auswahl	58

5	Verifizierung und Bewertung	59
5.1	Simulative Maschinenparameteridentifikation	59
5.2	Testumgebung Simulationsmodell	61
5.3	Verifizierung Maschinenentwurf	61
5.4	Bewertung Simulationsmodell	65
6	Fazit	77
A	Anhang	83
A.1	Rechenbeispiel Koenergie	84
A.2	Zusammenfassung mathematisches Modell	85
A.3	Modellimplementierung	86
A.4	Finale Motorparameter	89

Abbildungsverzeichnis

1.1	Magnetischer Kreis bestehend aus Spule und Eisenkern.	4
1.2	Feldlinien- und Luftspaltflussdichteverlauf einer einpoligen Anordnung. . .	7
1.3	Beispielhafte Hysteresekurve eines Elektroblechs.	10
1.4	Beispielhafte Rotordarstellung einer vierpoligen Reluktanzsynchronmaschine. .	12
2.1	Grundlegender Prüfstandsaufbau.	16
3.1	Simulationsmodell als Blackbox mit den geforderten Ein- und Ausgangs- größen.	21
3.2	Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine in dq-Koordinaten.	22
3.3	Mögliche Implementierung des Verlustleistungsteilsystems.	23
3.4	Mögliche Implementierung des elektromagnetischen Teilsystems.	25
3.5	Prinzipieller Zusammenhang magnetische Energie und Koenergie.	26
3.6	FEM-Berechneter Verlauf der Flussverkettung über den Statorstrom in d- und q-Richtung.	28
3.7	Mögliche Implementierung des mechanischen Teilsystems.	30
4.1	Grundlegender Ablauf des Maschinenentwurfs.	32
4.2	Software Grundstruktur zur Ansteuerung des FEM-Programms.	33
4.3	Vektorendefinition RSM.	35
4.4	Wicklungsschema einer Drehfeldmaschine mit verteilter Wicklung.	37
4.5	Beispielhafter Trajektorienverlauf der EE-Methode.	41
4.6	Ergebnisse der EE-Analyse für die Statorparameter.	43
4.7	Ergebnisse der globalen Statorsensitivitätsanalyse.	44
4.8	Einfluss der Jochrückenhöhe auf den Leistungsfaktor und die Drehmoment- welligkeit.	45
4.9	Einfluss der Zahnbreite auf den Leistungsfaktor und die Drehmomentwel- ligkeit.	46
4.10	Einfluss der Eisenlänge und Nutwindungszahl auf den notwendigen Span- nungsbetrag bei Maximalstrom.	47
4.11	Geometrische Rotorparameter einer vierpoligen RSM mit drei Flussbarrieren. .	48
4.12	Ergebnisse der EE-Analyse für die Rotorparameter.	50
4.13	Ergebnisse der globalen Rotorsensitivitätsanalyse.	51
4.14	Einfluss der Barrierenanzahl auf das Systemverhalten.	52
4.15	Ablaufdiagramm des verwendeten Optimierungsvorgehens.	54
4.16	Optimierungsergebnisse für eine minimale Drehmomentwelligkeit.	55
4.17	Optimierungsergebnisse für einen maximalen Leistungsfaktor.	56

4.18	Optimierungsergebnisse für maximalen Leistungsfaktor und minimale Drehmomentwelligkeit	57
5.1	Prinzipieller Ablauf der entwickelten Parameteridentifikations-Toolchain. .	60
5.2	Implementierte Stromreglung für Simulationsmodellabgleich.	62
5.3	Drehzahl-Drehmoment Zusammenhang der entwickelten Maschine.	63
5.4	Finales Maschinenverhalten bei Nennbetrieb.	64
5.5	Finales Maschinenverhalten bei Maximalbetrieb.	65
5.6	Testaufbau für elektromagnetisches Teilsystem.	66
5.7	Leistungsfaktorabgleich zwischen Simulationsmodell und FEM-Daten. . .	67
5.8	Vergleich analytisch und FEM berechnetes Drehmoment.	68
5.9	Testaufbau für das mechanische Teilsystem.	68
5.10	Vergleich simulierter und FEM-berechneter Drehmomentverlauf im Nennpunkt.	69
5.11	Vergleich simulierter und FEM-berechneter Drehmomentverlauf im Maximalpunkt.	70
5.12	Testaufbau des Verlustleistungsteilsystems.	70
5.13	Verlustleistungsverlauf bei $n = 4.000 \text{ U/min}$ und $I = 35 \text{ A}_{rms}$ für (links) finalen Maschinenentwurf (rechts) Vergleichsentwurf.	71
5.14	Simulativer Testaufbau für Gesamtsystem mit Strom- und Drehzahlregler. .	72
5.15	Vergleich Drehmoment- und Eisenverlustverlauf zwischen Simulationsmodell und FEM-Daten, sowie simulierter Winkelgeschwindigkeitsverlauf für finale Maschinenparameter.	73
5.16	Vergleich Drehmoment- und Eisenverlustverlauf zwischen Simulationsmodell und FEM-Daten, sowie simulierter Winkelgeschwindigkeitsverlauf für Vergleichsmaschinenparameter.	74
5.17	Abgleich Simulationsmodell und FEM-Daten bei einem vorgegebenen Lastzyklus für die finale Maschine.	74
5.18	Abgleich Simulationsmodell und FEM-Daten bei einem vorgegebenen Lastzyklus für die Vergleichsmaschine.	76
5.19	Prozentuale Drehmomentabweichung des Simulationsmodells von den FEM-Daten für den finalen Entwurf und den Vergleichsentwurf.	76
A.2	Modellimplementierung RSM-Gesamtmodell.	86
A.3	Modellimplementierung mechanisches Teilsystem.	86
A.4	Modellimplementierung Drehmomentgleichung.	87
A.5	Modellimplementierung elektromagnetisches Teilsystem.	87
A.6	Modellimplementierung Verlustleistungsteilsystem.	88
A.7	Wicklungsschema des finalen Maschinenentwurfs.	89
A.8	Geometrische Abmaße des finalen Statorblechs.	90
A.9	Geometrische Abmaße des finalen Rotorblechs.	90

Tabellenverzeichnis

2.1	Tabelle aller Anforderungen.	16
2.2	Definition der zu erfüllenden Arbeitspunkte.	19
4.1	Wicklungsfaktoren für unterschiedliche Lochzahlen.	37
4.2	Ergebnisse der analytischen Maschinenvorauslegung.	39
4.3	Eingangswerte und Parameter der Statorsensitivitätsanalyse.	42
4.4	Einfluss Jochrückenhöhe auf Flussdichte.	46
4.5	Einfluss Statorzahnbreite auf Flussdichte.	46
4.6	Ergebnisse der Detailauslegung des Stators.	48
4.7	Eingangswerte und Parameter der Rotorsensitivitätsanalyse.	49
4.8	Ergebnisse der Detailauslegung des Rotors.	51
4.9	Eingangsparameter für Maschinenoptimierung.	52
4.10	Leistungsparameter des initialen Maschinenentwurfs.	53
4.11	Ergebnisse für Optimierung nach minimaler Drehmomentwelligkeit.	56
4.12	Ergebnisse für Optimierung nach maximalem Leistungsfaktor.	57
4.13	Ergebnisse für Optimierung nach minimaler Drehmomentwelligkeit und maximalem Leistungsfaktor.	58
4.14	Leistungsparametervergleich der entwickelten Maschinenentwürfe.	58
5.1	Vergleich der geforderten Arbeitspunkte mit Maschinenleistungsparametern.	63
5.2	Alternativer Arbeitspunkt für Spitzendrehmoment.	64
A.1	Parameter der finalen Maschinenwicklung.	89

Kapitel 1

Einführung

Die Geschichte des Elektromotors begann im Jahre 1820 mit der Entdeckung der magnetischen Wirkung von stromdurchflossenen Leitern durch den dänischen Physiker Hans Christian Ørsted. Bereits im darauf folgenden Jahre nutzte der englische Physiker Michael Faraday die Erkenntnisse Ørstedes, um mithilfe eines Permanentmagneten einen stromdurchflossenen Leiter um die eigene Achse rotieren zu lassen. Der von ihm entwickelte Versuchsaufbau wird heute häufig als der erste Elektromotor bezeichnet. Trotz intensiver Bemühungen auf den Gebieten des Elektromagnetismus und der elektromechanischen Energiewandlung, konnte erst 1856 durch den von Werner Siemens entwickelten Doppel-T-Anker der Grundstein für die heutigen elektrischen Maschinen gesetzt werden. Aufgrund der verfügbaren Mittel, ließ sich bis in die 1980er Jahre sowohl die Stromwechselrichtung, als auch die Maschinenregelung nur sehr aufwendig gestalten. Daher wurden zu dieser Zeit fast ausschließlich Gleichstrommaschinen eingesetzt, da diese keinen Wechselrichter benötigen und sich einfacher regeln lassen als andere Maschinentypen. Der mechanische Kommutator einer Gleichstrommaschine führt allerdings zu einem erhöhten Wartungsaufwand, eingeschränkten Drehzahlbereich und zusätzlichen Verlusten. Die Erfolge in der Halbleitertechnik in den 1980er Jahren ermöglichten zum einen die kostengünstigere und einfachere Herstellung von Wechselrichtern als auch die Umsetzung rechenaufwändiger Regelsysteme. Die Gleichstrommaschine wurde daher für Leistungsbereiche $> 1 \text{ kW}$ schnell durch die effizienteren, großteils geregelten Drehfeldmaschinen fast vollständig ersetzt. Obwohl dieser Umschwung bereits einen deutlichen Fortschritt der Energieeffizienz darstellte, führen das in den letzten Jahren gestiegene Umweltbewusstsein und wirtschaftliche Effizienznotwendigkeiten zu neuen Herausforderungen im Bereich der Energiewandlung. Ein möglicher Ansatzpunkt zu deren Lösung stellen konstruktive Maßnahmen bei der Entwicklung elektrischer Maschinen dar. Dabei beschränkt sich die Weiterentwicklung keineswegs nur auf bereits etablierte Maschinentypen, sondern es wird auch nach Alternativen gesucht. Neben konstruktiven Maßnahmen kann die Energieeffizienz elektrischer Maschinen ebenso durch ihre Regelung weiter gesteigert werden. Aus diesem Grund ist der Bedarf an verlustoptimalen Regelungsstrategien und Betriebsführungen in den letzten Jahren stark gestiegen.

1.1 Motivation der Arbeit

Das Labor für mechatronische und regenerative Energiesysteme (LMRES) der Hochschule München beschäftigt sich unter anderem mit der Entwicklung energieeffizienter und optimaler Regelungsstrategien für elektrische Maschinen [8]. Im Rahmen dieser Bemühungen stellt die Regelung von Reluktanzsynchronmaschinen (RSMn) ein wichtiges Teilgebiet dar. Die Reluktanzsynchronmaschine (RSM) zeichnet sich unter anderem durch ihren robusten Aufbau, ihre effiziente Energiewandlung und ihre kostengünstige Herstellung aus und kann daher als Alternative zu den weiter verbreiteten ASM oder PMSM betrachtet werden [21], [38]. Den Vorteilen der RSM stehen vor allem ihr stromabhängig nichtlineares Verhalten der Flussverkettung und das stark rotorwinkelabhängige und somit ebenfalls nichtlineare Maschinendrehmoment gegenüber. Die verlustoptimale Maschinenregelung wird durch die genannten Nachteile der RSM erschwert, weshalb das LMRES einen Maschinenprüfstand zur konzeptionellen Untersuchung und Bewertung der von ihnen entwickelten Regelungskonzepten aufbaut. Da der Prüfstand rein für Konzeptuntersuchungen dienen wird, werden nur Niedervoltkomponenten eingesetzt, um den zusätzlich notwendigen Arbeitssicherheitsaufwand von Hochvoltkomponenten zu vermeiden. Somit soll eine schnelle und unkomplizierte Verwendung des Prüfstandes ermöglicht werden. Zu dem Zeitpunkt dieser Arbeit ist die RSM allerdings vorwiegend im mittleren Leistungsbereich vertreten, weshalb keine für den Prüfstand passende Maschine kommerziell erworben werden konnte. Aus diesem Grund soll die RSM für den Prüfstand durch das LMRES selber entwickelt werden.

1.2 Zielsetzung

Das grundlegende Ziel dieser Arbeit ist die elektromagnetische Auslegung einer RSM zur Erprobung von Regelungskonzepten an einem Maschinenprüfstand.

Für den Maschinenentwurf soll basierend auf der Finite-Elemente-Methode (FEM) ein Modell entwickelt werden, welches das nichtlineare Maschinenverhalten in Abhängigkeit des Statorstroms und Rotorwinkels abbildet. Das Hauptauslegungsziel der Maschine wird dabei eine minimierte Drehmomentwelligkeit und ein maximierter Leistungsfaktor sein.

Des Weiteren gilt es ein Simulationsmodell zu entwickeln, welches das nichtlineare Verhalten des FEM-Modells abbildet, ohne dass dieses zeitgleich gelöst werden muss. Dafür soll die RSM durch ein generisch mathematisches Modell beschrieben und das nichtlineare Verhalten durch im Vorfeld ermittelte FEM-Daten abgebildet werden. Der Gedanke dabei ist, dass die Maschine nach ihrer Fertigung vermessen wird und die Ergebnisse mit denen des FEM-Modells verglichen werden können. Das FEM-Modell kann bei Abweichung von den realen Messdaten entsprechend angepasst und anschließend daraus ein neuer Datensatz für das Simulationsmodell erzeugt werden. Um Prozessfehler zu vermeiden und aufgrund der unter Umständen langen Rechenzeit für die Erzeugung des Datensatzes, soll eine vollständig automatisierte Toolchain zur simulativen Identifikation von Maschinenparametern entwickelt werden.

Zum Abschluss dieser Arbeit sollen folgende Ergebnistypen vorliegen:

- die geometrische Beschreibung und Zusammensetzung der elektromagnetisch wirksamen Maschinenbestandteile

- das FEM-Modell, sowie die Software zu dessen Ansteuerung und der simulativen Parameteridentifikation
- das Simulationsmodell mit dem Parameterdatensatz der finalen Maschine

1.3 Vorgehensweise

Für das nötige Verständnis wird diese Arbeit mit einigen Grundlagen der Elektromagnetik und generellen Funktionsweise elektrischer Maschinen begonnen, und anschließend näher auf die RSM eingegangen. Um die Entscheidungsfindung während der Entwicklung besser nachvollziehen zu können, wird die Systemstruktur des Prüfstandes näher erläutert und anschließend die Anforderungen an die Maschine und das Simulationsmodell abgeleitet. Für das Simulationsmodell werden Daten aus den FEM-Berechnungen benötigt; die Entwicklungsarbeit soll daher mit der mathematischen Formulierung der Maschinensystemgleichungen begonnen werden. Somit sind die für das Simulationsmodell notwendigen Parameter bekannt und können während den FEM-Berechnungen aufgezeichnet werden. Das Modell selbst wird zunächst in den drei Teilsystemen Elektromagnetik, Mechanik und Verlustleistung separat entwickelt, und wird anschließend durch Verknüpfung der Ein- und Ausgangsgrößen zu einem übersichtlichen Gesamtsystem aufgebaut.

Der Grundgedanke des in dieser Arbeit gestalteten Entwicklungsprozesses liegt in der Reduktion von FEM-Berechnungen. Daher wird die Maschine zunächst mithilfe analytischer Gleichungen und Abschätzungen ausgelegt, und anschließend eine Sensitivitätsanalyse für Stator und Rotor zur Identifikation der relevanten Maschinenparameter durchgeführt. Aus dem deutlich reduzierten Parameterraum wird schlussendlich mithilfe eines Optimierungsvorgehens der finale Maschinenentwurf erarbeitet.

Nach Abschluss der Auslegung soll die Entwicklungsarbeit gegen ihre Anforderungen getestet werden. Hierfür wird zunächst die Toolchain zur simulativen Identifikation der Maschinenparameter, sowie eine Testumgebung für das Simulationsmodell vorgestellt. Anschließend wird der Maschinenentwurf verifiziert und die Ergebnisse des Simulationsmodells mit den Ergebnissen der FEM-Berechnung verglichen.

Zuletzt wird ein Fazit über die geleistete Arbeit gezogen und ein kurzer Ausblick zu dem möglichen weiteren Vorgehen vorgestellt.

1.4 Stand der Technik

Obwohl die RSM ein nichtlineares magnetisches Verhalten aufweist und ein effizienter Entwurf mit analytischen Betrachtungen aufwendig ist, lässt sich dennoch das Betriebsverhalten über einige wenige grundsätzliche Zusammenhänge abschätzen. Es wird daher mit den physikalischen Grundgesetzen der Elektromagnetik begonnen, welche für das Verständnis elektrischer Maschinen notwendig sind. Anschließend werden diese Grundgesetze auf die elektrischen Maschinen übertragen, wobei hier nur Drehfeldmaschinen betrachtet werden, da die RSM zu dieser Maschinengruppe gehört. Für einen effizienten Maschinenentwurf ist es wichtig, die Ursache und Entstehung von Verlusten zu verstehen, um genau diese vermeiden zu können. Es soll daher im folgenden auf die Verluste in elektrischen Maschinen eingegangen werden, wobei sich auf Kupfer- und Eisenverluste beschränkt wird.

Nach Klärung der allgemeinen Zusammenhänge wird schlussendlich die Funktionsweise der RSM selber vorgestellt.

1.4.1 Elektromagnetische Grundlagen

Für die Erläuterung der grundlegenden elektromagnetischen Gesetze soll der linke magnetische Kreis aus Abb. 1.1 herangezogen werden. Fließt in den N_s Windungen der Spule ein Strom I_s , so erzeugen die bewegenden Ladungsträger ein magnetisches Feld mit der Feldstärke $\vec{H}$ (in A/m). Der Zusammenhang

$$\Theta = \oint_C \vec{H} d\vec{s} = N_s \sum I_s \quad (1.1)$$

wird auch als *Durchflutungsgesetz* bezeichnet. Die *elektrische Durchflutung* Θ (in A) ergibt sich, wenn über die Feldstärke das Linienintegral mit einer geschlossenen Feldlinie C gebildet wird. Die Durchflutung kann ebenso als die Summe der in dem Integral befindlichen Ströme betrachtet werden. Wird das Feldstärkeintegral abschnittsweise gebildet, beispielsweise über den Luftspalt δ , so nennt sich dies magnetischer Spannungsabfall V (in A).

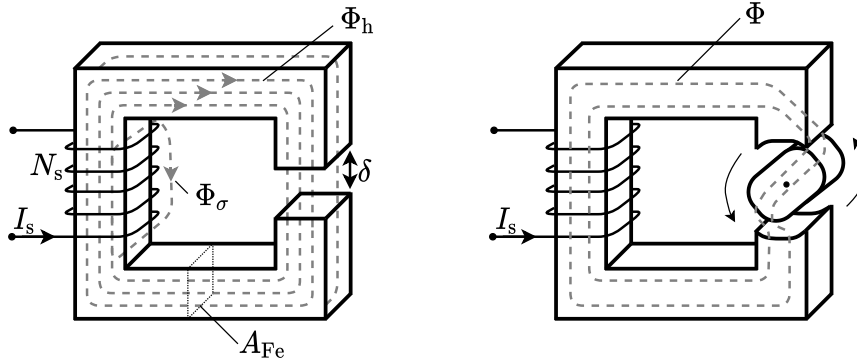


Abbildung 1.1: Magnetischer Kreis bestehend aus Spule und Eisenkern mit (links) Luftspaltöffnung (rechts) drehbargelagertem Eisenkern.

In Anlehnung an elektrische Netzwerke kann die Durchflutung als Gesamtspannung betrachtet werden, welche über den magnetischen Gesamtwiderstand $R_{m,ges}$ (in A/Vs) den magnetischen Fluss Φ (in Vs) erzeugt. Der Zusammenhang

$$R_{m,ges} = \frac{\Theta}{\Phi} \quad (1.2)$$

kann dabei ähnlich wie das Ohmsche Gesetz aufgefasst werden. Physikalisch bedingt können keine Monopole auftreten, der Fluss muss daher immer in sich geschlossen sein und wird als quellenfrei bezeichnet. Der magnetische Widerstand, auch als *Reluktanz* bezeichnet, ergibt sich im homogenen Material mit der relativen Permeabilität μ_r (in Vs/Am), in der Längenausdehnung l_{Fe} in Feldrichtung und in dem flussdurchsetzten Querschnitt A_{Fe} durch den Zusammenhang

$$R_m = \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_r A_{Fe}}. \quad (1.3)$$

Die relative Permeabilität beschreibt die magnetische Leitfähigkeit eines Materials, wobei für Vakuum und Luft $\mu_r = 1$ gilt. Aufgrund ihrer geringen Reluktanz ist der Einsatz von ferromagnetischen Stoffen mit $\mu_r \gg 1$ in elektrischen Maschinen von großer Bedeutung. Wird der Fluss auf den Querschnitt A_{Fe} bezogen, ergibt sich die *Flussdichte* $\vec{B}$ (in Vs/m²=T). Diese kann ebenso durch den Feldstärkezusammenhang

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0 \mu_r} \quad (1.4)$$

beschrieben werden, welcher den Materialeinfluss des feldumgebenden Mediums mit einbezieht. (1.4) zeigt auf, dass der Magnetisierungsbedarf durch Einsatz von hoch permeablem Material bei gleicher Flussdichte gesenkt werden kann und somit ein geringerer Magnetisierungsstrom notwendig wird. Dabei ist die Permeabilität eine stark nichtlineare Funktion der Feldstärke und nimmt nach Überschreiten der Sättigungsgrenze schnell ab [12]. Durch den Einsatz von ferromagnetischen Konstruktionsteilen kann der mit den Windungen verkettete magnetische Fluss, auch als *Hauptfluss* Φ_h bezeichnet, gezielt geführt werden. Bedingt durch die endliche Permeabilität schließt sich allerdings ein Teil des Flusses außerhalb seiner Führung und wird als *Streufuss* Φ_σ (in Vs) bezeichnet. Der Energiebedarf des Gesamtflusses

$$\Phi = \Phi_h + \Phi_\sigma \quad (1.5)$$

wird durch den Magnetisierungsstrom gedeckt. Da bei elektrischen Maschinen allerdings nur der Hauptfluss zur gewünschten Energiewandlung beiträgt, stellt der Streufuss einen Verlustanteil dar und sollte soweit wie möglich reduziert werden.

Das *Induktionsgesetz*

$$u_i(t) = N_s \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (1.6)$$

besagt, dass jegliche Änderung eines mit einer Leiterschleife verketteten Flusses Φ eine induzierte Spannung u_i (in V) erzeugt. Die Verkettung des Flusses Φ mit der Windungszahl N_s nennt sich *Flussverkettung* ψ (in Vs). Eine Änderung des Spulenstroms führt zu einer Flussänderung und somit zu der Entstehung einer entgegengesetzten induzierten Spannung. Dieser Effekt nennt sich *Selbstinduktion* und wird durch die *Induktivität*

$$L = \frac{\psi(t)}{i(t)} = \frac{N_s^2}{R_m} \quad (1.7)$$

(in H) beschrieben. Wie bereits angeführt, wird zwischen Hauptfluss und Streufuss unterschieden. Daher ergibt sich für die Gesamtinduktivität L ebenso der Zusammenhang

$$L = L_h + L_\sigma, \quad \text{mit} \quad L_h = \frac{d\psi_h}{di} \quad \text{und} \quad L_\sigma = \frac{d\psi_\sigma}{di} \quad (1.8)$$

mit der Hauptinduktivität L_h und Streuinduktivität L_σ .

Während die Drehmomentbildung der meisten elektrischen Maschinen auf der Wechselwirkung zweier Magnetfelder beruhen, nutzt die RSM die Kraftwirkung von Magnetfeldern auf ferromagnetisches Material, auch *Reluktanzkraft* genannt. Für dessen vereinfachte Herleitung wird der rechte magnetische Kreis aus Abb. 1.1 herangezogen, in dem sich ein magnetisch leitfähiges, drehbar gelagertes, rotationsunsymmetrisches Objekt befindet. Der Spulenstrom i_s führt zu der Flussverkettung ψ , wodurch seit dem Einschalten des Spulenstromes die magnetische Energie

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{\psi_0} i_s d\psi \quad (1.9)$$

(in W) in das System eingebracht wurde. Für (1.9) wird angenommen, dass das System zu Beginn vollständig entmagnetisiert war und das Material eine unendliche Permeabilität aufweist. Aufgrund dieser unendlichen Permeabilität fällt keine magnetische Spannung über das Material ab und somit ist die magnetische Energie rein im Luftspaltfeld zwischen Eisenkern und Rotationskörper gespeichert. Ändert sich der Winkel des Rotationskörpers, ändert sich ebenso, aufgrund der Form des Körpers, die Fläche des Luftspaltes und somit auch das Luftspaltfeld in dem die magnetische Energie gespeichert ist. Aus den Grundgesetzen der Mechanik folgt, dass diese Änderung der magnetischen Energie zu dem Drehmoment

$$m_{\text{mag}} = \frac{dW_{\text{mag}}}{d\phi} = \frac{d(I_s \psi)}{d\phi} = (I_s N)^2 \frac{d}{d\phi} \left(\frac{1}{R_m} \right) \quad (1.10)$$

(in Nm) führen muss. Nun soll zusätzlich angenommen werden, dass in der Spule der konstante Strom I_s fließt. Die magnetische Energie stellt daher nach (1.9) die Integration über eine Konstante dar und kann somit durch das Produkt aus Strom und Flussverkettung gebildet werden. (1.7) kann nach der Flussverkettung umgestellt und in (1.10) eingesetzt werden. Strom und Windungszahl sind nicht abhängig vom Winkel des Rotationskörpers und können somit aus der Ableitung herausgezogen werden. Nach (1.3) ist der magnetische Widerstand eine Funktion der felddurchsetzten Fläche und somit in dieser Betrachtung eine Funktion des Winkels. (1.10) kann schlussendlich derart interpretiert werden, dass das System ein Drehmoment zur Minimierung seines magnetischen Widerstandes aufbauen wird. (Vgl. [7, Kap. 1])

1.4.2 Elektrische Maschinen

Die RSM gehört als Synchronmaschine zu den Drehfeldmaschinen, weshalb sich im Folgenden auf diese konzentriert wird. Ausgangspunkt der Überlegungen soll die linke zweipolige Anordnung aus Abb. 1.2 sein, in welcher durch den Strom I_s in den N_s Windungen der Spule ein magnetischer Fluss erzeugt wird. Die Spule wird räumlich verteilt, da eine sinusförmige Luftspaltfeldverteilung zur Glättung des Drehmomentes und der Reduktion von Oberwellen beiträgt. Unter Annahme einer unendlich großen Permeabilität fällt keine magnetische Spannung am Eisen ab und das Feld wird vollständig im Luftspalt δ konzentriert. Aufgrund des Durchflutungsgesetzes (1.1) führt eine stromdurchflossene Spulenwindung zu einer magnetischen Durchflutung. Werden die Windungen der Spule nun gleichmäßig räumlich verteilt, erzeugen sie im Luftspalt die stufenförmige Flussdichteverteilung aus Abb. 1.2 rechts mit der Amplitude $\hat{B}_\delta$. Anhand dieser treppenförmigen Flussdichtevertei-

lung kann bereits eine Sinusform abgeschätzt werden. Für eine bessere Approximation der gewünschten Sinusform muss die Spule auf mehr Nuten verteilt werden.

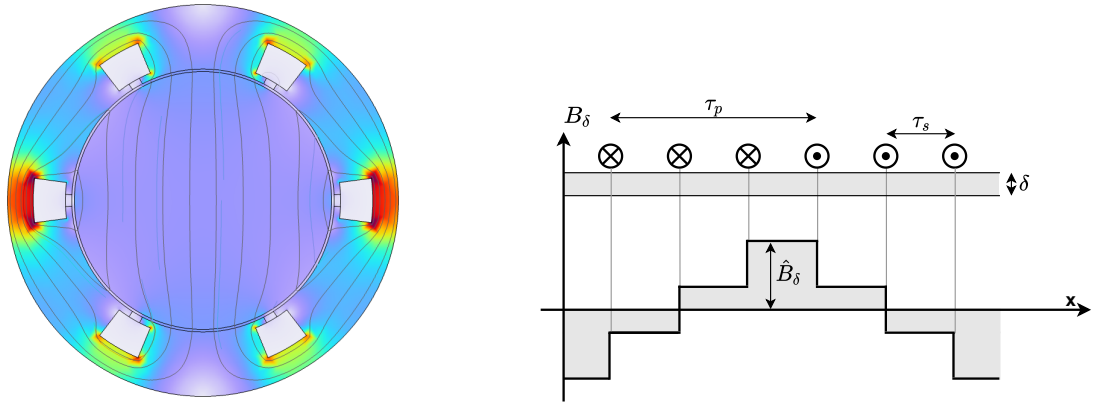


Abbildung 1.2: (links) Mittels FEM berechneter Feldlinien- und Flussdichteverlauf einer einpoligen Anordnung mit sechs Statornuten. (rechts) Schematische Darstellung des Flussdichteverlaufs im Luftspalt.

Wird der Gleichstrom in der Spule nun durch einen sinusförmigen Wechselstrom mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ ersetzt, so ändert sich die Flussdichteverteilung B_δ im Luftspalt ebenso zeitlich sinusförmig mit der Form

$$B_\delta(x, t) = B_\delta(x) \cos(\omega t). \quad (1.11)$$

Da die räumliche Verteilung gleich bleibt, entsteht ein zeitlich pulsierendes, räumlich stehendes Wechselfeld.

Um nun ein Drehfeld zu erzeugen, werden mehrere getrennte Spulen, auch *Stränge* genannt, räumlich zueinander versetzt am Bohrungsumfang verteilt und phasenversetzt bestromt. Jeder Strang bildet sein eigenständig pulsierendes stehendes Wechselfeld aus. Durch den Phasenversatz des Stromes pulsieren sie zeitversetzt zueinander und bilden somit eine sinusförmige Feldwelle im Luftspalt aus, welche als Drehfeld bezeichnet wird [32].

Die Anzahl der verteilten Stränge wird als *Strangzahl* m bezeichnet. Drehfelder können theoretisch mit einer beliebigen Strangzahl $m > 1$ erzeugt werden. Üblicherweise werden Maschinen dreisträngig ausgeführt, weshalb sich auf diese beschränkt werden soll. Konventionell wird der erste Strang einer Maschine als „Strang U“ bezeichnet, die anderen beiden Stränge als „V“ und „W“. Die Spulenseite mit positiver Stromrichtung in Strang U nennt sich „Zone +U“, und respektiv mit negativer Stromrichtung „Zone -U“. Die sechs aus diesem Schema resultierenden Zonen werden zu einem *Polpaar* n_p zusammengefasst und können in ihrer Reihenfolge beliebig oft wiederholt werden. Bei Polpaarzahlen $n_p > 1$ wiederholt sich die am Bohrungsumfang verteilte Feldtreppe in Abb. 1.2b entsprechend öfter, woraus sinngemäß eine höhere Statorfeldfrequenz folgt. Mithilfe der Polpaarzahl und dem Luftspaltdurchmesser d_δ lässt sich die Polteilung

$$\tau_p = \frac{d_\delta \pi}{2 n_p} \quad (1.12)$$

berechnen. Diese stellt die einem Pol zugeordnete Weglänge in Umfangsrichtung dar und wird in vielen geometrischen Betrachtungen verwendet. Die Anzahl der aufeinander folgenden Nuten in der sich die Spulenseiten einer Zone befinden, wird *Lochzahl* q genannt. Wie später gezeigt wird, können Oberwellen des Statorfeldes durch höhere Lochzahlen reduziert werden.

Wird die Spule eines Strangs über genau einen Statorzahn gewickelt, so wird von *konzentrierten Wicklungen* gesprochen. Bei *verteilten Wicklungen* hingegen befinden sich zwischen den beiden Seiten einer Spule die Seiten der anderen beiden Spulen. Der Abstand der Seiten einer Spule wird als *Spulenweite* W bezeichnet. Liegen in einer Nut die Windungen nur einer Spule, so ist dies eine *Einschichtwicklung* und die Gesamtnutzahl

$$Q = 2n_p m q \quad (1.13)$$

ergibt sich aus der Strangzahl m , der Polpaarzahl n_p und der Lochzahl q . Es wird von einer *Mehrschichtwicklung* gesprochen, wenn die Windungen mehrerer Spulen in einer Nut liegen. Nachteil dieser Wickeltechnik ist die zusätzliche Nutisolierung zwischen den Strängen, wodurch der Fertigungsaufwand steigt und die effektiv nutzbare Nutfläche sinkt. Allerdings kann dadurch die Überlappung der Leiter im Wickelkopf vermieden werden. Es ist aber noch wichtiger, dass die Spule geseht ausgeführt werden kann, wobei die Spulenweite gegenüber einer Polteilung verkürzt wird und somit die Feldtreppe besser an die gewünschte Sinusform angenähert werden kann.

Das Maschinenverhalten wird ausschließlich durch die in der Feldtreppe enthaltene sinusförmigen Grundwelle $B_{\delta,1}(x, t)$ der Flussdichte bestimmt. Die Luftspaltfeldverteilung ist eine periodische Welle und kann daher durch eine Fourier-Reihenentwicklung als Summe sinusförmiger Funktionen angenähert werden [7]. Die Feldverteilung ist Abszissen symmetrisch, weshalb in der Reihe nur ungerade Ordnungszahlen ν auftreten. Die Grundwelle $B_{\delta,1}$ einer dreisträngigen verteilten Wicklung kann durch

$$B_{\delta,1}(x, t) = \hat{B}_{\delta,1} \cos \left(\frac{x \pi}{\tau_p} - 2\pi f t \right) \quad (1.14)$$

in Abhängigkeit von Ort und Zeit dargestellt werden. Für andere Wicklungsanordnungen kann sich die Reihe ändern. Für die Berechnung der Grundwellen-Flussdichteamplitude

$$\hat{B}_{\delta,1} = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m}{p} N_s k_{w,1} i_{s,\text{eff}} \quad (1.15)$$

wird zunächst mit der Strangwindungszahl N_s und dem Strangeffektivstrom $i_{s,\text{eff}}$ das Durchflutungsgesetz (1.1) angewandt [7, Kap. 3]. Anschließend wird der magnetische Spannungsabfall über den Luftspalt δ berechnet. Durch die Multiplikation mit $\sqrt{2}$ wird von einem Effektivwert auf einen Amplitudenwert umgerechnet und anschließend die mehrphasige Anordnung durch die Multiplikation mit der Strangzahl m berücksichtigt. Um die diskrete Wicklungsverteilung zu berücksichtigen, wird der Wicklungsfaktor $k_{w,\nu}$ eingeführt. Dieser „transformiert“ mathematisch gesehen die am Bohrungsumfang verteilten Wicklungen in eine effektiv wirkende Wicklung mit $k_{w,\nu} \cdot N_s$ Windungen. Dadurch lässt sich wie bisher die Luftspaltflussdichte, erregt durch den Strangeffektivstrom $i_{s,\text{eff}}$, ermitteln. Der Wicklungsfaktor lässt sich für alle harmonischen Schwingungen berechnen und ermöglicht den Vergleich von unterschiedlichen Wicklungsanordnungen. Er setzt sich

dabei durch

$$k_{w,\nu} = k_{p,\nu} \cdot k_{d,\nu} \quad (1.16)$$

zusammen, wobei $k_{p,\nu}$ *Sehnungsfaktor* und $k_{d,\nu}$ *Zonenfaktor* genannt wird. Der Sehnungsfaktor

$$k_{p,\nu} = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{\nu \pi}{2}\right) \quad (1.17)$$

beschreibt den Einfluss der Sehnung bei Mehrschichtwicklungen. Bei Einschichtwicklungen gilt für ihn $k_{p,\nu} = 1$. Der Zonenfaktor

$$k_{d,\nu} = \frac{\sin\left(\frac{\nu\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\nu\pi}{2mq}\right)} \quad (1.18)$$

soll die Lochzahl mit einbeziehen. Die Lochzahl $q = 1$ führt zu $k_{d,\nu} = 1$.

Durch die Reihenentwicklung lässt sich das Luftspaltfeld in Grund- & Oberwellen aufteilen. Da Oberwellen Abweichungen von der Sinusform bedeuten und somit zusätzliche Verluste erzeugen, sollen sie weitestgehend reduziert werden. Die Amplitude der Oberwellen nimmt mit $k_{w,\nu}/\nu$ ab, deren Umlaufgeschwindigkeit fällt mit $1/\nu$. Ein hoher Wicklungsfaktor ist also nicht nur für die Amplitude der Grundwelle wichtig, sondern auch für die Dämpfung der Oberwellen. (Vgl. [7, Kap. 2])

1.4.3 Verluste

Wie bei allen nicht-idealen Systemen geht auch bei elektrischen Maschinen ein Teil der aufgewendeten Leistung während der Wandlung verloren. Der Hauptteil der Gesamtverlustleistung

$$p_L = p_{s,Cu} + p_{s,Fe} \quad (1.19)$$

(in W) kann auf die *Kupferverluste* $p_{s,Cu}$ (in W) und *Eisenverluste* $p_{s,Fe}$ (in W) zurück geführt werden [7, Kap. 1]. Für die Verlustbetrachtung soll in dieser Arbeit die vereinfachende Annahme getroffen werden, dass der Rotor rein durch die Feldgrundwelle durchsetzt wird. Diese Vereinfachung basiert auf der Überlegung, dass die Feldoberwellen durch den magnetischen Widerstand des Luftspaltes soweit gedämpft werden, dass die resultierenden Verluste vernachlässigbar sind. Da der Rotor synchron zur Grundwelle des Statorfeldes läuft, findet in ihm keine Ummagnetisierung statt. Im Folgenden wird gezeigt, dass für $f_{mag} \approx 0$ keine Eisenverluste auftreten. Deshalb und aufgrund der Tatsache, dass die RSM keine Rotorwicklung trägt, werden die Verluste rein für den Stator betrachtet.

Kupferverluste ergeben sich durch den endlichen Leitwert der Spulen und können für jeden Strang mit dem Spulenstrom i_s und dem Spulenwiderstand R_s durch den Zusammenhang

$$p_{s,Cu} = R_s(\vartheta) i_s^2 \quad (1.20)$$

beschreiben werden. Aufgrund der quadratisch proportionalen Beziehung des Spulenstroms bezüglich der Kupferverluste sollte er wenn möglich reduziert werden [7, Kap.

1]. Der Widerstand ist eine Funktion der Spulentemperatur ϑ und kann durch ein entsprechendes Kühlsystem eingeschränkt werden.

Nach [2] können die Eisenverluste

$$p_{s,Fe} = p_{s,eddy} + p_{s,hys} + p_{s,exc} \quad (1.21)$$

in die drei eigenständigen Terme *Wirbelstromverluste* $p_{s,eddy}$, *Hystereseverluste* $p_{s,hys}$ und *Excessverluste* $p_{s,exc}$, aufgeteilt werden.

Das Wechselfeld des Stators führt durch (1.6) zu einer Spannungsinduktion in seinem Eisen, welche aufgrund der nicht-idealen Leitfähigkeit Wirbelströme verursacht. Für eine sinusförmige Magnetisierung lassen sich die Wirbelstromverluste durch

$$p_{s,eddy} = \sigma_{Fe} d_{Fe}^2 \frac{\pi^2}{6} \hat{B}_{Fe}^2 f_{mag}^2 \quad (1.22)$$

beschreiben und setzen sich aus der elektrischen Leitfähigkeit σ_{Fe} (in S/m) des Eisens, der Dicke d_{Fe} (in m) des Blechlamines, der Flussdichteamplitude $\hat{B}_{Fe}$ (in T) im Eisen und der Statorfeldfrequenz f_{mag} (in Hz) zusammen [2]. Um die Wirbelstromverluste zu reduzieren, wird das Eisenjoch aus vielen gegeneinander isolierten Bleeschichten aufgebaut. Allgemein gilt, je dünner die Blechlaminate, desto geringer die Wirbelstromverluste.

Die Hystereseverluste ergeben sich durch das Hystereseverhalten des ferromagnetischen Materials. Wird dieses mit einer ansteigenden Feldstärke aufmagnetisiert und anschließend wieder entmagnetisiert, beschreibt die Magnetisierungskennlinie wie in Abb. 1.3 dargestellt nicht den gleichen Verlauf.

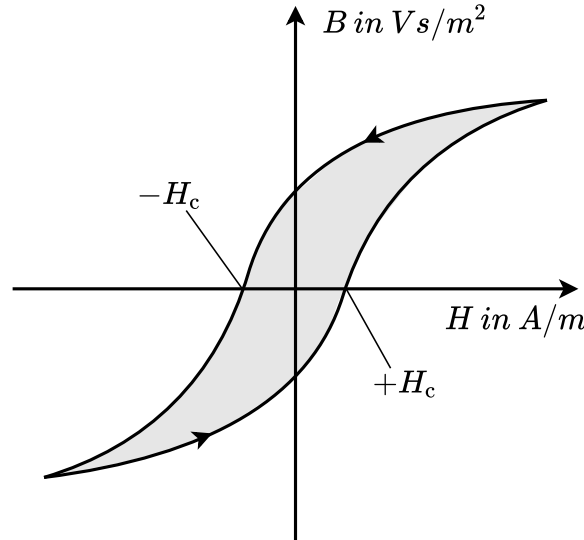


Abbildung 1.3: Beispielhafte Hysteresekurve eines Elektrolechs.

Der Flächeninhalt der Schleife beschreibt die Verluste pro Magnetisierungszyklus. Die Hystereseverluste lassen sich durch

$$p_{s,hyst} = k_H \frac{4 H_C}{\rho_{Fe}} \hat{B}_{mag} f_{Fe} \quad (1.23)$$

als Funktion des Formfaktors k_H nahe eins, der Koerzitivfeldstärke H_C (A/m), der Dichte ρ_{Fe} (kg m^{-3}) des verwendeten Bleches, sowie aus der Flussdichteamplitude $\hat{B}_{Fe}$ und Magnetisierungsfrequenz f_{mag} darstellen [3].

Die Excessverluste werden auf den Energiebedarf für die Verschiebung der sogenannten Bloch-Wände zurückgeführt [2]. Dieser ist abhängig von der Gefügestruktur des Materials und nach [3] ergeben sich die Excessverluste

$$p_{s,exc} = \frac{C_{exc}}{\rho_{Fe}} \hat{B}_{Fe}^{1.5} f_{mag}^{1.5} \quad (1.24)$$

durch den materialspezifischen Kennwert C_{exc} und erneut aus der Dichte ρ_{Fe} des Materials, der Flussdichteamplitude $\hat{B}_{Fe}$ und der Magnetisierungsfrequenz f_{mag} .

Die Verlustterme (1.22), (1.23) und (1.24) sind alle in einem gewissen Zusammenhang abhängig von der Flussdichteamplitude, der Statorfeldfrequenz und den Materialeigenschaften. Die Grundwellenfeldfrequenz kann in vielen Applikationen nicht frei gewählt werden, da sie im direkten Zusammenhang zur Maschinendrehzahl steht. Die Frequenzanteile der Oberwellen erzeugen allerdings ebenso Eisenverluste, weshalb die Reduktion der Oberwellen einen direkten Einfluss auf den Wirkungsgrad der Maschine hat. Die Flussdichte kann ebenso wenig beliebig gesenkt werden, da für eine hohe Ausnutzung des Motorvolumens ein entsprechender Fluss erzeugt werden muss. Durch eine gleichmäßige Flussführung kann allerdings ein lokales Sättigungsverhalten verhindert werden. Die gesättigten Stellen führen zu lokalen Flussdichteanstiegen und somit zu erhöhten Eisenverlusten. Des Weiteren können die Eisenverluste durch eine entsprechende Materialwahl reduziert und bereits während der Entwicklung abgeschätzt werden. Die Materialauswahl wird dabei häufig neben den physikalischen Eigenschaften durch Kostengründe eingeschränkt.

Werden die Materialeigenschaften im Vorfeld definiert, können moderne FEM-Programme die Eisenverluste berechnen. Klassischerweise werden dafür Berechnungen im Frequenzbereich durchgeführt und die Eisenverluste durch empirische Gleichungen wie der Steinmetzgleichung

$$p_{s,Fe} = k_h \left(\frac{f_{mag}}{1[\text{Hz}]} \right)^\alpha \left(\frac{|\hat{B}_{Fe}|}{1[\text{T}]} \right)^\beta \quad (1.25)$$

[36] abgeschätzt. Die Koeffizienten k_h , α und β können den Materialdaten des Herstellers entnommen werden und dienen der Angleichung der Eisenverluste an das Magnetisierungsverhalten. Die Koeffizienten können anhand der realen Maschine validiert und somit die Ergebnisse des FEM-Modell angeglichen werden.

1.4.4 Reluktanzsynchronmaschine

Der grundlegende Statoraufbau der RSM gleicht dem aller Drehfeldmaschinen, er unterscheidet sich daher nur durch das Wechselwirkungsprinzip mit dem Rotor. Der Rotor besteht zur Vermeidung von Wirbelströmen aus axial oder transversal laminierten Eisenblechen, wobei aus Fertigungsgründen die transversale Laminierung bevorzugt wird. Wie in Abb. 1.4 dargestellt, werden Ausschnitte in das Rotorblech geschnitten, welche mit Luft oder Harz gefüllt werden können. Zur Feldverstärkung können des Weiteren bei Mischtypen zwischen der RSM und PMSM in den Ausschnitten Permanentmagne-

te eingesetzt werden. Im Folgenden wird sich auf die reine RSM konzentriert. Um die mechanische Stabilität zu gewährleisten, werden die verbliebenen Eisensegmente durch radiale und/oder tangentielle Stützstrukturen verbunden. Die geringe Permeabilität in den Ausschnitten führt durch (1.3) zu einem deutlich höheren magnetischen Widerstand in Richtung der Ausschnitte gegenüber dem rein aus Eisen bestehenden Pfad. Erzeugt der Stator nun ein Magnetfeld, bildet sich aufgrund (1.2) ein deutlich geringerer magnetischer Fluss in Richtung Ausschnitte aus als in Richtung des Eisenpfades. Die Ausschnitte, auch *Flussbarrieren* genannt, erzeugen daher ein magnetisch asymmetrisches Verhalten und führen somit zu dem gewünschten Reluktanzmoment.

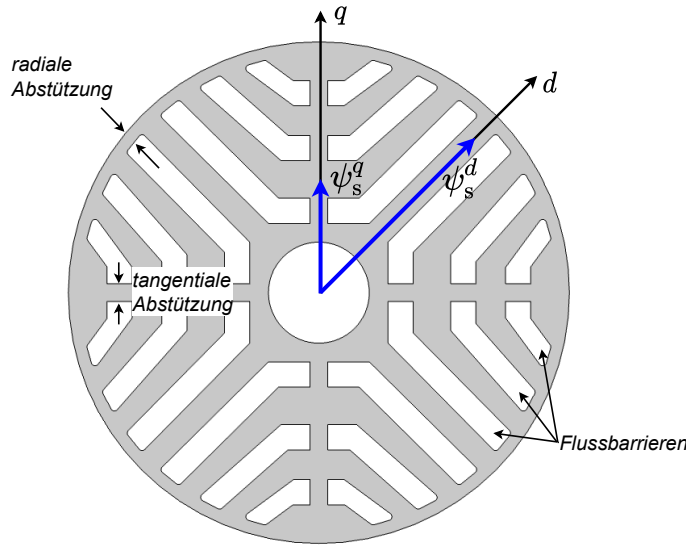


Abbildung 1.4: Beispielhafte Rotordarstellung einer vierpoligen Reluktanzsynchronmaschine.

Physikalisch gesehen wird jeder Strang einer Drehfeldmaschine einzeln bestromt und erzeugt somit sein eigenes magnetisches Feld. Daher kann der magnetische Fluss für jeden Strang einzelnen beschrieben werden. Diese Betrachtung führt allerdings zu einer komplizierten Darstellung des Maschinenverhaltens. Daher wird im Folgenden das symmetrische Drei-Phasen-System mittels der Clarke- und Parktransformation in ein rotorfestes dq-Koordinatensystem überführt [11]. Die transformierten dreiphasigen Größen lassen sich somit richtungsabhängig durch ihren d- bzw. q-Vektor beschreiben. Für die Rechnung mit den transformierten Größen muss der Faktor κ mit einbezogen werden, welcher für $\kappa = 2/3$ die amplituden-korrekte und für $\kappa = \sqrt{2/3}$ die leistungs-korrekte Clarke-Transformation beschreibt [11].

Wie in Abb. 1.4 dargestellt, wird konventionsgemäß die d-Achse in Flussrichtung definiert und die q-Achse respektiv in Richtung Flussbarrieren. Aus den transformierten Strömen und Flüssen können die Induktivitäten L_s^d und L_s^q gebildet werden, wobei es sich hier mehr um Rechengrößen als direkt physikalisch messbare Induktivitäten handelt. Durch (1.7) verhalten sich die richtungsabhängigen Induktivitäten umgekehrt proportional zur Reluktanz, weshalb $L_s^q \ll L_s^d$ angestrebt wird. Aus den Flüssen und Strömen, bzw. den resultierenden Induktivitäten kann durch

$$m_m = \frac{2 n_p}{3\kappa^2} \left(\psi_s^d i_s^q - \psi_s^q i_s^d \right) = \frac{2 n_p}{3\kappa^2} i_s^d i_s^q \left(L_s^d - L_s^q \right) \quad (1.26)$$

das mittlere Drehmoment m_m der RSM berechnet werden [32]. Dieser Zusammenhang verdeutlicht noch einmal die Notwendigkeit der magnetischen Asymmetrie. Das Produkt aus ψ_s^d und i_s^q erzeugt das gewünschte Drehmoment, während ψ_s^q und i_s^d diesem entgegen wirken. Der Strom i_s^d kann nicht, wie beispielsweise bei der PMSM, auf Null geregelt werden, da er den Fluss ψ_s^d erzeugt. i_s^d und i_s^q werden daher in der Regel in etwa gleich groß gewählt, während durch den Rotoraufbau versucht wird $\psi_s^d \gg \psi_s^q$ zu erzwingen.

Aufgrund ihres einfachen, kostengünstigen und robusten Aufbaus hat die RSM einige Vorteile gegenüber weiter verbreiteten Drehfeldmaschinen. Ein Nachteil dieses Maschinentyps ist allerdings der geringe erreichbare *Leistungsfaktor* $\cos(\phi)$, welcher sich negativ auf die Energie- und Kosteneffizienz des Gesamtsystems ausübt. Der Leistungsfaktor wird dabei als Phasenversatz zwischen Flussverkettung und Statorstrom durch

$$\cos(\phi) = \cos \left(\frac{\tan(\psi_s^d)}{\psi_s^q} \right) + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\arctan(i_s^d)}{i_s^q} \right) \stackrel{\phi_I=45^\circ}{=} \frac{L_{s,sek}^d/L_{s,sek}^q - 1}{L_{s,sek}^d/L_{s,sek}^q + 1} = \frac{\zeta - 1}{\zeta + 1} \quad (1.27)$$

gebildet und ist somit für $\phi_I = 45^\circ$ direkt abhängig von dem *Induktivitätenverhältnis* $\zeta := L_{s,sek}^d/L_{s,sek}^q$ [22]. Die an dieser Stelle verwendeten Induktivitäten werden durch $L_{s,sek}^d := \psi_s^d/i_s^d$ bzw. $L_{s,sek}^q := \psi_s^q/i_s^q$ gebildet und auch als Sekanteninduktivitäten bezeichnet. Die in (1.5) getroffene Aufteilung des Gesamtflusses in Haupt- und Streufluss, muss ebenso in den richtungsabhängigen Flüssen beachtet werden. Da der Streufluss in d- und q-Richtung gleichermaßen wirkt, hat er keinen Einfluss auf die Drehmomentgleichung. Werden sie allerdings in den Induktivitäten beachtet, so kann für

$$\zeta = \frac{L_{s,h}^d + L_{s,\sigma}}{L_{s,h}^q + L_{s,\sigma}} \quad (1.28)$$

erkannt werden, dass bei steigender Streuinduktivität das Induktivitätenverhältnis und somit der Leistungsfaktor sinkt. Für einen hohen Leistungsfaktor sollte daher die Streuinduktivität während des Maschinenentwurfs mithilfe konstruktiver Maßnahmen soweit wie möglich reduziert werden.

Ein weiterer Nachteil der RSM ist die hohe Drehmomentwelligkeit, welche negative Auswirkungen auf mechanisch mit der Maschine verbundene Systeme sowie die Geräuschentwicklung haben kann. Die Drehmomentwelligkeit wird durch

$$\Delta m_m = \frac{m_{m,max} - m_{m,min}}{\overline{m}_m} \quad (1.29)$$

definiert, wobei sie sich aus der Differenz des maximalen Drehmoments $m_{m,max}$ und minimalen Drehmoments $m_{m,min}$, dividiert durch das mittlere Drehmoment $\overline{m}_m$ über den Momentenverlauf, ergibt. Ursache der Welligkeit sind die diskret verteilten Statorspulen und Flussbarrieren. Steht einem Statorzahn ein Eisensegment des Rotors gegenüber, so kann sich der Fluss senkrecht über den Luftspalt und das Segment schließen. Ändert sich der Rotorwinkel, so steht dem Statorzahn eine Flussbarriere mit deutlich geringerer Permeabilität gegenüber. Daher schließt sich der Fluss nun nicht mehr senkrecht, die

magnetische Wegstrecke wird länger und somit die Reluktanz des Systems größer. Die höhere Reluktanz in Flussrichtung reduziert bei gleicher Durchflutung den Betrag des Flusses, wodurch das Drehmoment sinkt. Die periodische Änderung der Reluktanz wirkt sich entsprechend auf den Verlauf des Maschinenmoments aus.

Für die Auslegung und Bewertung der RSM sind möglichst genaue Modelle des magnetischen Verhaltens notwendig, wobei sich zwei verschiedene Ansätze bewährt haben [20]. Die FEM ist sicher am weitesten verbreitet, da sie zuverlässige Ergebnisse für komplexe und nichtlineare Strukturen bietet. Die lange Rechenzeit dieser Modelle gerade bei Variation vieler Parameter stellt allerdings einen großen Nachteil dar. Alternativ können schneller lösbare analytische Modelle entwickelt werden, die das Problem als Reluktanznetzwerk darstellen [4],[37]. Für geschaltete Reluktanzmaschinen (SRM) konnten mit solchen Modellen bereits gute Ergebnisse erzielt werden [13], [28]. Der analytische Ansatz erfordert allerdings vereinfachende Annahmen, die bei komplexen Strukturen zu nicht vernachlässigbaren Abweichungen von dem tatsächlichen Feldverlauf führen. Der Fluss, und somit das Maschinenverhalten, wird hauptsächlich durch die Geometrie der Flussbarrieren beeinflusst. Die meisten Arbeiten konzentrieren sich daher auf die Rotorgeometrie, wobei die Maximierung von Leistungsfaktor und Drehmoment [26], [39] bzw. Minimierung der Drehmomentwelligkeit [29] im Vordergrund stehen. Ob die Barrieren-Grundform dabei eckig, rund oder eine Kombination der beiden ist, ändert lediglich die Anzahl der geometrischen Freiheitsgrade. Aufgrund der hohen Parameteranzahl handelt es sich um ein multidimensionales Optimierungsproblem, welches häufig mit unterschiedlich komplexen Algorithmen gelöst werden soll [20].

Bei der Maximierung des Leistungsfaktors wird sich vorwiegend auf Form und Anzahl der Barrieren konzentriert, um somit das Induktivitätenverhältnis zu vergrößern. Dabei muss berücksichtigt werden, dass das Rotormaterial so wenig wie möglich in die Sättigung getrieben wird, da dies die Reluktanz in Flussrichtung erhöhen kann und somit den Fluss reduziert [39]. Ein weiterer wichtiger Gesichtspunkt bei der Optimierung des Leistungsfaktors sind die Verbindungsstege zwischen den Eisensegmenten. Sie erzeugen einen magnetisch leitfähigen Pfad zwischen der d- und q-Flussrichtung, über den sich ein erheblicher Streufluss schließen kann. Die Verbindungsstege sollten also, ohne die mechanische Integrität des Rotors zu gefährden, minimiert werden [30].

Die Form der Flussbarrieren kann ebenso zur Minimierung der Drehmomentwelligkeit genutzt werden. Ziel ist es den Rotor so zu gestalten, dass, wenn sich eine Barriere in Richtung Statorzahn bewegt, eine andere Barriere wegbewegt. Die resultierenden Welligkeiten sollen sich gegenseitig auslöschen, wodurch ein glatterer Momentenverlauf erreicht werden kann [23], [19]. Bei symmetrischen Rotorstrukturen ist dieses Vorgehen aufgrund geometrischer Einschränkungen nur bedingt möglich. Für eine weitere Reduktion der Drehmomentwelligkeit können die Flussbarrieren asymmetrisch ausgeführt werden. Die Barrieren sind dabei so geformt, dass sie abhängig von der Drehrichtung unterschiedliches Verhalten aufweisen [16]. Ist die Richtungsabhängigkeit unerwünscht, so können zwei unterschiedliche Rotorblechgeometrien verbaut werden, wodurch die Welligkeit unabhängig von der Drehrichtung besser kompensiert wird [6], [19]. Nachteil dessen ist allerdings die deutlich komplexere Auslegung sowie der erhöhte Fertigungsaufwand.

Kapitel 2

Schnittstellen und Anforderungen

Bevor die eigentliche Entwicklung begonnen werden kann, soll zunächst klar definiert werden, welche Anforderungen an die Maschine und das Simulationsmodell bestehen. Durch diese wird der mögliche Lösungsraum während der Entwicklung abgesteckt und deren Einhalten ermöglicht einen erfolgreichen Projektabschluss. Die hier entwickelte Maschine soll innerhalb einer bereits existierenden Prüfstandsumgebung integriert werden, daher ergeben sich ein Großteil der Anforderungen durch die angrenzenden Komponenten. Es wird daher zunächst die Systemstruktur vorgestellt und anschließend eine Liste aller Anforderungen an die Entwicklungsarbeit erstellt.

2.1 Systemstruktur

Der Prüfstand ist grundlegend aus der zu entwickelnden RSM, einer Lastmaschine sowie zwei Wechselrichtern aufgebaut. Die beiden Maschinen werden jeweils an eine selbst entwickelte Maschinenhalterung geflanscht, über einen Drehmomentensensor miteinander verbunden und auf einem Aluminiumprofil befestigt.

Als Lastmaschine wird die dreiphasige bürstenlose Gleichstrommaschine DB59C024035-A von Nanotec verwendet, welche im Nennbetrieb ein Drehmoment von 0,6 Nm und eine Drehzahl von 3.500 U/min abgibt.

Das Aluminiumprofil hat eine Breite von 100 mm und stellt die äußere geometrische Begrenzung der Maschine dar. Dabei muss beachtet werden, dass das Blechpaket der Maschine in einem Gehäuse sitzen soll, für welches mit einer maximalen Wandstärke von 2,5 mm gerechnet wird.

Ansteuerung, Strom- und Winkelmessung sowie Regelung der Maschinen sind Aufgabe der Wechselrichter. Dabei wurde sich bereits im Vorfeld für den dreiphasigen Wechselrichter STSPIN32G4 aus dem Hause ST entschieden, welcher für den Betrieb von bürstenlosen Gleichstrommaschinen im Niederspannungsbereich entwickelt wurde. Dieser kann in einem Spannungsbereich zwischen 10 - 75 V arbeiten und stellt bei Verwendung von Kühlkörpern einen Dauerstrom von bis zu 20 A_{rms} zur Verfügung, welcher kurzzeitig auf bis zu 35 A_{rms} erhöht werden kann.

Neben dem Betrieb des eigentlichen Prüfstandes soll des Weiteren die Möglichkeit bestehen, regelungstechnische Untersuchungen simulativ im Vorfeld betreiben zu können. Hierfür soll ein Simulationsmodell zur Verfügung stehen, welches das dynamische, strom-

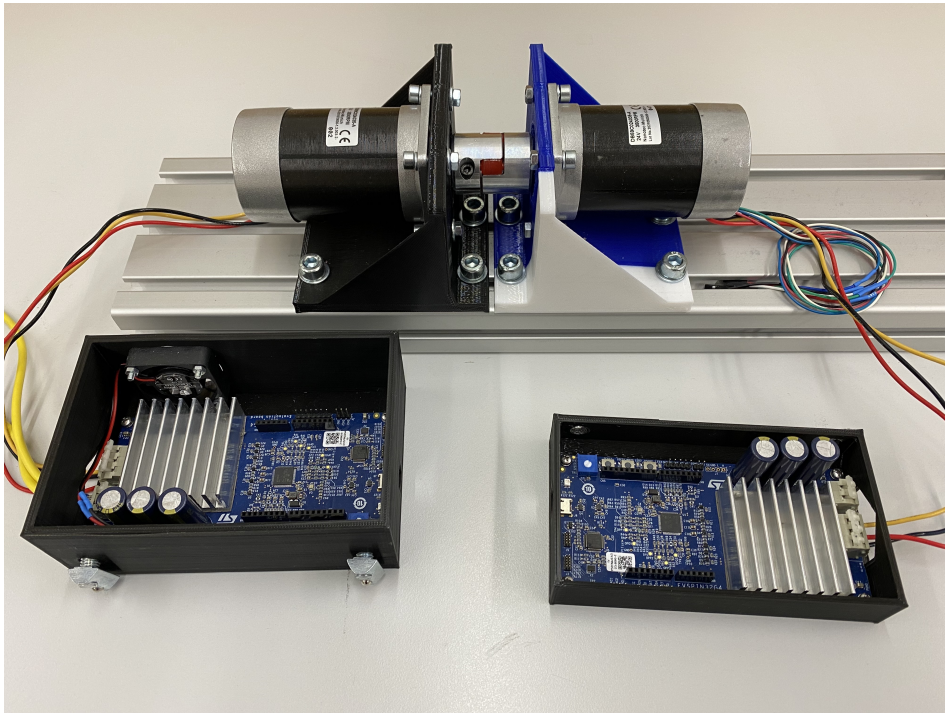


Abbildung 2.1: Prüfstands Aufbau mit zwei BLDC Motoren und jeweils einem Wechselrichter.

abhängig nichtlineare, rotorwinkelabhängige Verhalten der entwickelten RSM abbildet, ohne dass während der Simulation FEM-Berechnungen notwendig sind.

2.2 Liste aller Anforderungen

Im Folgenden werden die konkreten Anforderungen an die gestellte Aufgabe dargelegt. Zum einen leiten sich die in Tab. 2.1 formulierten Anforderungen aus der beschriebenen Prüfsumgebung ab. Die restlichen Anforderungen werden direkt vom Projektauftraggeber LMRES gestellt. Für eine übersichtliche Darstellung wird Tab. 2.1 in die Anforderungen an den Maschinenentwurf und diejenigen an das Simulationsmodell unterteilt.

Tabelle 2.1: Tabelle aller Anforderungen.

Anforderungen Maschinenentwurf		
A 1.1	Maschinentyp	Die Maschine soll als Reluktanzsynchronmaschine ausgeführt werden.
A 1.2	Abgrenzung	Es soll sich rein auf die elektromagnetische Auslegung der Maschine konzentriert werden.
A 1.3	Bewertung Maschinenverhalten	Das Maschinenverhalten soll mittels FEM-Berechnungen bewertet werden.

Nr.	Anforderung	Beschreibung
A 1.4	Verwendete FEM-Software	Für die numerische Feldberechnung soll die FEM-Software <i>Comsol 6.0</i> genutzt werden.
A 1.5	Bedienung FEM-Software	Die Bedienung der FEM-Software soll durch eine in der Entwicklungsumgebung MATLAB implementierte Ansteuerung ermöglicht werden.
A 1.6	Software Erweiterbarkeit	Die implementierte Ansteuerung der FEM-Software soll einfach um weitere Maschinentypen erweiterbar sein.
A 1.7	Arbeitspunkte	Die Maschine muss in den Arbeitspunkten AP1 - AP2 betrieben werden können.
A 1.8	Auslegungspunkt	Der Hauptauslegungspunkt der Maschine soll der in AP1 definierte Nennbetrieb sein.
A 1.9	Auslegungsziel	Die Maschinenauslegung soll für eine reduzierte Drehmomentwelligkeit und einen maximierten Leistungsfaktor erfolgen.
A 1.10	Zulässiger Bauraum	Der Außendurchmesser des Statorjochs darf maximal 95 mm betragen.
A 1.11	Motorwellendurchmesser	Der Rotor soll Platz für eine Welle mit Außendurchmesser 8 mm zur Drehmomentübertragung bieten.
A 1.12	Luftspalthöhe	Die Luftspalthöhe darf minimal 0,4 mm betragen.
A 1.13	Minimale Wandstärke	Der Rotor darf an keiner Stelle die minimale Wandstärke von 0,7 mm unterschreiten.
A 1.14	Barrierengeometrie	Bei der Auslegung der Flussbarrierengeometrie soll sich rein auf eckige Barrieren konzentriert werden.
A 1.15	Phasenanzahl	Die Maschine muss dreiphasig ausgeführt werden.
A 1.16	Spulenverschaltung	Die Spulen der Maschine müssen in Sternschaltung verschaltet werden.
A 1.17	Stromgrenze	Der maximale Phasenstrom beträgt $35 A_{\text{rms}}$.
A 1.18	Spannungsgrenze	Die maximale Klemmenspannung darf 24 V nicht überschreiten.
Anforderungen Simulationsmodell		
A 2.1	Entwicklungsumgebung	Das Simulationsmodell soll in der Entwicklungsumgebung MATLAB / Simulink entwickelt werden.
A 2.2	Maschinenparameter	Das Simulationsmodell soll auf Daten der FEM-Berechnung basieren.
A 2.3	Datenablage	Sämtliche Parameter zur Beschreibung der Maschine müssen in einem Maschinen-struct abgelegt sein.

Nr.	Anforderung	Beschreibung
A 2.4	Simulationsbeginn	Die Motorparameter müssen vor Beginn der Simulation aus einer externen Datei ausgelesen werden.
A 2.5	Modellabweichung	Das simulierte Drehmoment darf maximal um 1 % von dem FEM-Drehmoment abweichen.
A 2.6	Toolchain Maschinenparameterberechnung	Es soll eine Toolchain zur Berechnung der notwendigen Maschinenparameter ohne notwendige Nutzereingriffe während der Berechnung entwickelt werden.
A 2.7	Nichtlineare Flussverkettung	Das Simulationsmodell soll die nichtlineare Strom- und Winkelabhängigkeit der Flussverkettung nachbilden.
A 2.8	Nichtlinearer Drehmomentverlauf	Das Simulationsmodell soll die Strom-, Winkel- und Drehzahlabhängige Nichtlinearität des Drehmomentverlaufs abbilden.
A 2.9	Beschreibung	Das Modell soll im rotorfesten dq-Koordinatensystem entwickelt werden.
A 2.10	Modelleingänge	Das Modell soll über folgende Eingänge verfügen: • $\mathbf{u}_s^{dq}$ • m_l
A 2.11	Modellausgänge	Das Modell soll über folgende Ausgänge verfügen: • m_m • ω_m • ϕ_p • $\dot{\mathbf{i}}_s^{dq}$ • p_L • $p_{s,Fe}$ • $p_{s,Cu}$

Als Auslegungspunkt und Bewertungskriterium für das Maschinenverhalten sollen die in Tab. 2.2 definierten Arbeitspunkte dienen. Sie stellen dabei mehr Mindestanforderungen an den jeweiligen Betriebspunkt dar als fest zu erreichende Werte. Der Hauptbetrieb der Maschine soll später der Nennpunkt sein, daher wird dieser für den Großteil der Auslegungen herangezogen. Werden später FEM-Berechnungen für einen bestimmten Arbeitspunkt durchgeführt, so muss dem Modell ein fester Strombetrag vorgegeben werden. Die definierten Strombeträge in Tab. 2.2 werden daher ebenso fest definiert.

Tabelle 2.2: Definition der zu erfüllenden Arbeitspunkte.

Leistungsgröße	Nennpunkt	Spitzenmoment	Einheit
Strom	13,5	35	A_{rms}
Spannung	≤ 24	≤ 24	V
Drehmoment	$\geq 0,6$	$\geq 2,0$	Nm
Drehzahl	$\geq 3,500$	$\geq 2,000$	U/min
Drehmomentwelligkeit	≤ 15	≤ 18	%
Leistungsfaktor	$\geq 0,45$	$\geq 0,50$	-
Wirkungsgrad	≥ 85	≥ 80	%

Kapitel 3

Nichtlineares Maschinenmodell

Für die Entwicklung neuer Regelungskonzepte hat sich die mathematische Modellbildung der betrachteten physikalischen Systeme als äußerst vorteilhaft erwiesen. Anhand dieser Modelle kann das Regelungsverhalten während des Entwicklungsprozesses erprobt werden, ohne störende Nebeneffekte berücksichtigen zu müssen oder aufwendige Messtechnik einzusetzen. Um das Systemverhalten qualitativ bewerten zu können, muss das reale System so genau wie möglich abgebildet werden. Elektrische Maschinen, und insbesondere die RSM, weisen eine starke Nichtlinearität der Flussverkettung bezüglich des Statorstroms auf. Dieses sättigungsbedingte Verhalten spiegelt sich ebenfalls in den Induktivitäten und Kreuzkoppeleffekten wieder und muss daher in der Modellbildung berücksichtigt werden. In Abschnitt 1.4.4 wurde dargelegt, dass die RSM eine starke rotorwinkelabhängige Welligkeit des Maschinenmomentes aufweist. Dieses Verhalten kann reglungstechnisch unterdrückt werden und sollte daher ebenso durch das Modell abgebildet werden. Ein wichtiges Ziel der anhand dieser Maschine erprobten Regelungskonzepte wird die Verlustminimierung sein. Diese sind ebenso nichtlinear vom Statorstrom sowie der Maschinendrehzahl abhängig. Daher soll das Modell über eine dynamische Verlustleistungsbestimmung verfügen. Um Rechenzeit einzusparen und somit schnelle Erkenntnisse über das reglungstechnische Verhalten zu gewinnen, soll durch das Modell das Maschinenverhalten simuliert werden, ohne währenddessen FEM-Berechnungen durchzuführen. Im folgenden Kapitel wird daher ein mathematisches Modell entwickelt, welches das allgemeine Maschinenverhalten der RSM beschreibt. Für die Abbildung des spezifischen und nichtlinearen Verhaltens der Maschine wird ein Datensatz aus den FEM-Berechnungen zur Verfügung gestellt, auf welchen das Simulationsmodell während seines Betriebes zurückgreifen kann.

3.1 Gesamtmodell

Aus den Anforderungen in Tab. 2.1 geht hervor, dass das Simulationsmodell in der Entwicklungsumgebung MATLAB/Simulink entwickelt werden soll. Im Folgenden wird zunächst die mathematische Beschreibung der RSM vorgestellt, die schlussendliche Umsetzung kann A.3 entnommen werden. Die Beschreibung der Systemgleichungen soll in rotorfesten dq-Koordinaten erfolgen, wobei zur Abbildung des dynamischen Systems vorwiegend Differentialgleichungen eingesetzt werden. Vor der Simulation werden durch ein entsprechendes Initialisierungsskript alle für die Simulation notwendigen Daten geladen, inklusive den FEM-Daten für die Beschreibung der nichtlinearen Zusammenhänge. Das

Modell kann während des Simulationsbetriebs mithilfe von Lookup-Tabellen auf die Maschinenabhängigen Daten zugreifen. Ändern sich die Daten, so muss lediglich der neue Datensatz geladen werden, das Simulationsmodell bleibt dabei gleich. In Tab. 2.1 werden des Weiteren die geforderten Ein- und Ausgangsgrößen des Modells definiert und in Abb. 3.1 noch einmal grafisch dargestellt.

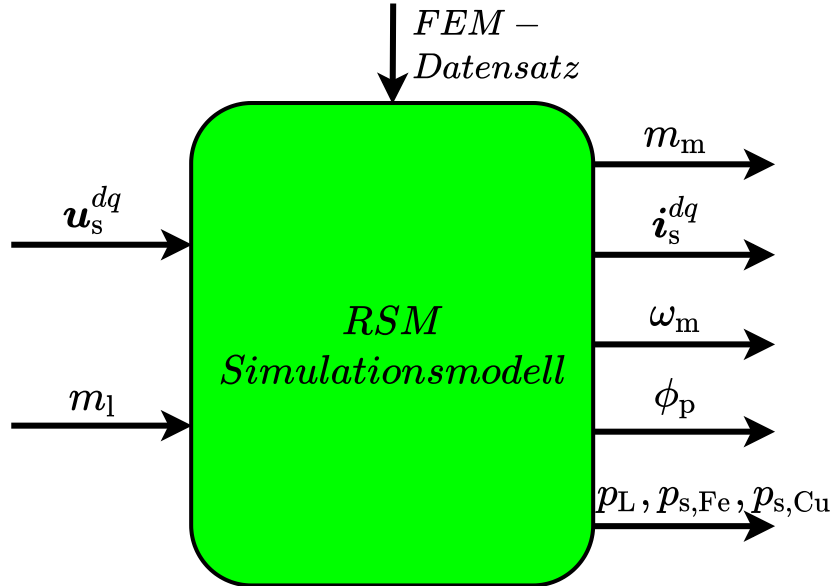


Abbildung 3.1: Simulationsmodell als Blackbox mit den geforderten Ein- und Ausgangsgrößen.

Für einen übersichtlichen Modellaufbau wird das Gesamtsystem in die drei Teilsysteme *Elektromagnetik*, *Mechanik* und *Verluste* unterteilt. Bei der Entwicklung der Systemgleichungen wird dabei auf das in dq-Koordinaten entwickelte Ersatzschaltbild aus Abb. 3.2 zurückgegriffen. Das Ersatzschaltbild sowie die zugrundeliegenden Überlegungen wurden [9] entnommen. Die linke Seite des Ersatzschaltbildes stellt das elektrische Verhalten des Statorkreises dar. In diesem wird die Statorspannung u_s^{dq} ins Verhältnis zu dem Spannungsabfall über den Ohmschen Widerstand $R_{s,Cu}^{dq}$ durch den Statorstrom i_s^{dq} , die von der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_p abhängige Kreuzkopplung der dq-Flusspfade ψ_s^{dq} mit der Drehmatrix $\mathbf{J} := \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, sowie die durch die Flussänderung bewirkte gegeneinduzierte Spannung $\frac{d}{dt}\psi_s^{dq}$ gesetzt.

Der Stator ist dabei transformatorisch mit dem rechts abgebildeten Eisenverlustkreis verbunden. Dieser wurde angelehnt an den Statorkreis entwickelt, wobei die Eisenverluste durch den Eisenwiderstand $R_{s,Fe}^{dq}$ und Eisenstrom $i_{s,Fe}^{dq}$ abgebildet werden. Aufgrund der Tatsache, dass die Spannung innerhalb des Eisenkreises rein durch die transformatorische Anbindung an den Statorkreis erzeugt wird, werden die Anschlussklemmen als kurzgeschlossen betrachtet. Für das Modell wird angenommen, dass die Flussverkettung sowie die elektrische Winkelgeschwindigkeit in beiden Kreisen gleich groß sind. Des Weiteren wird die vereinfachende Annahme getroffen, dass der Einfluss des Eisenstroms auf die Flussverkettung vernachlässigbar klein ist und demnach vernachlässigt wird.

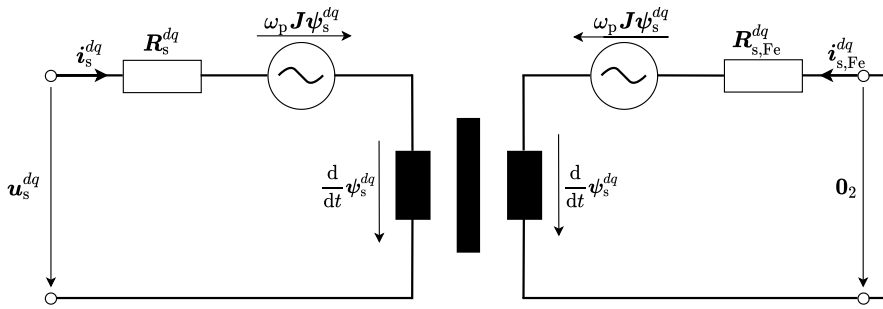


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine in rotorfesten dq-Koordinaten mit elektromagnetischem Statorkreis und transformatorisch gekoppeltem Eisenverlustkreis in Anlehnung an [9].

3.2 Teilsystem: Verlustleistung

In Abschnitt 1.4.3 werden die Gesamtverluste elektrischer Maschinen in *Kupferverluste* und *Eisenverluste* aufgeteilt und sollen hier zunächst separat modelliert werden. Dabei wird sich im Folgenden, wie in Abschnitt 1.4.3 bereits dargelegt, rein auf die Modellbildung der Statorverluste konzentriert.

Für die Nachbildung der Kupferverluste kann der allgemeine Ausdruck (1.20) auf drei-strängige Systeme im dq-Koordinatensystem zu

$$p_{s,Cu} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_s^{dq \top} \mathbf{R}_{s,Cu}^{dq}(\vartheta) \mathbf{i}_s^{dq} \quad (3.1)$$

übertragen werden [33, Kap. 7]. Für die weiteren Betrachtungen wird der Temperatureinfluss auf das Systemverhalten vernachlässigt.

Die Ursache der Eisenverluste wird in Abschnitt 1.4.3 auf die Wirbelstrom-, Hysteres- und Excessverluste zurück geführt [2], deren dynamisches Verhalten eine Funktion der Flussdichteverteilung, Statorfeldfrequenz und Materialeigenschaften ist. Die Summe der Einzelverluste ließe sich durch (1.25) beschreiben, würde allerdings das Modell bedeutend verkomplizieren. Da nur die Gesamteisenverluste nachgebildet werden sollen, wird das in Abb. 3.2 dargestellte Ersatzschaltbild für eine alternative Formulierung genutzt. In Analogie zu den Kupferverlusten bilden sich die Eisenverluste

$$p_{s,Fe} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq \top} \mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} \quad (3.2)$$

als Funktion des fiktiven Eisenstroms $\mathbf{i}_{s,Fe}^{dq}$ und dem Eisenwiderstand $\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq}$. Der Eisenstrom stellt keine messbare Größe dar und soll daher alternativ beschrieben werden. Wird die Maschenregel auf den Eisenkreis in Abb. 3.2 angewandt und das Resultat umgestellt, so ergibt sich für den Eisenstrom

$$\mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} = - \left(\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \right)^{-1} \left(\omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq} \right). \quad (3.3)$$

Dieser Ausdruck kann wiederum in (3.2) eingesetzt und ausmultipliziert werden. Daher lassen sich die Eisenverluste wie folgt

$$p_{s,Fe} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq} \right)^\top \left(\left(\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \right)^{-1} \right)^\top \left(\omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq} \right) \quad (3.4)$$

durch den Statorfluss ψ_s^{dq} und dessen zeitliche Änderung $\frac{d}{dt} \psi_s^{dq}$ sowie die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_p und den Eisenwiderstand $\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq}$ darstellen. Während der magnetische Fluss und die Winkelgeschwindigkeit physikalische Größen sind und demnach direkt aus der FEM entnommen werden können, muss der Eisenwiderstand als Rechengröße im Postprocessing erzeugt werden. Dafür wird (3.4) nach dem Eisenwiderstand umgestellt und die Eisenverluste $p_{s,Fe}$ durch $p_{s,Fe,FEM} \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$ ersetzt, welche für einen jeweiligen Betriebspunkt mithilfe des FEM-Modells ermittelt werden. Aufgrund der Tatsache, dass das Modell die Verlustleistung nur für diskrete Zeitpunkte berechnen kann, fallen die zeitlichen Ableitungen weg und der Eisenwiderstand ergibt sich zu

$$\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} = \underbrace{\frac{2}{3\kappa^2} \frac{\omega_p^2 \|\psi_s^{dq}\|^2}{p_{s,Fe,FEM}}}_{:= \mathbb{R}^{1 \times 1}} \mathbf{I}_2. \quad (3.5)$$

Da die Berechnung des Eisenwiderstandes aus skalaren Größen erfolgt, muss er mit der zwei-dimensionalen Einheitsmatrix $\mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ multipliziert werden.

Die Gesamtverluste ergeben sich somit als die Summe aus (3.1) und (3.4) zu

$$p_L = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq \top} \mathbf{R}_{s,Cu}^{dq}(\vartheta) \mathbf{i}_s^{dq} + \left(\omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq} \right)^\top \left(\left(\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \right)^{-1} \right)^\top \left(\omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq} \right) \right). \quad (3.6)$$

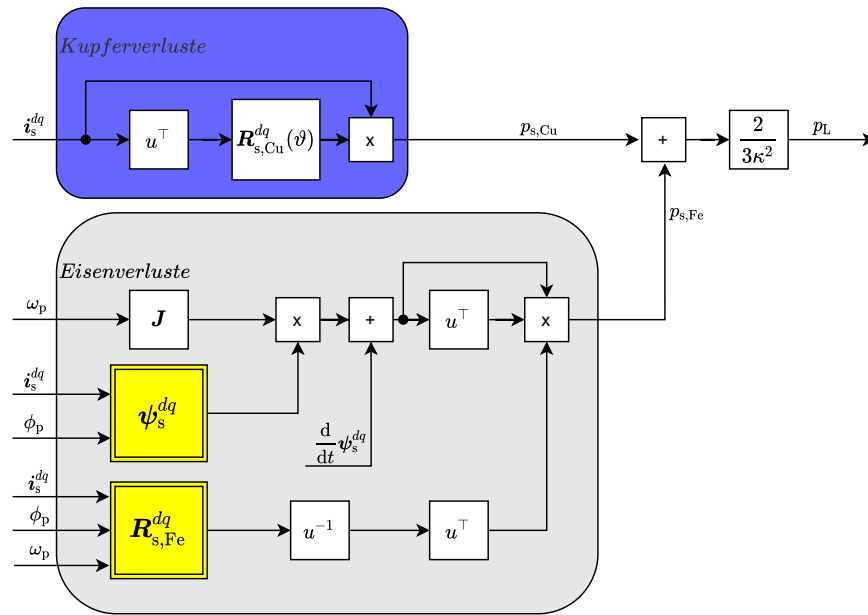


Abbildung 3.3: Mögliche Implementierung des Verlustleistungsteilsystems mit in gelb markierten Lookup-Tabellen.

3.3 Teilsystem: Elektromagnetik

Der elektromagnetische Teil kann ebenso anhand Abb. 3.2 abgeleitet werden. Wird die Maschenregel nun für den statorseitigen Kreis gebildet, so führt dies zu der allgemeinen Spannungsgleichung

$$\mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{R}_{s,Cu}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{d}{dt} \psi_s^{dq}. \quad (3.7)$$

Mit ihr wäre der elektromagnetische Teil bereits vollständig beschrieben, dies würde allerdings erfordern, dass die Statorströme in Abhängigkeit der Flussverkettung vorliegen. Um die physikalische Kausalitätskette einzuhalten, soll eine andere Formulierung gefunden werden. Die zeitliche Ableitung der Flussverkettung kann als das partielle Differential

$$\frac{d}{dt} \psi_s^{dq} = \frac{\partial \psi_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{\partial \psi_s^{dq}}{\partial \phi_p} \frac{d}{dt} \phi_p \quad (3.8)$$

dargestellt werden, da die Flussverkettung in dieser Arbeit als Funktion des Statorstroms und des Rotorwinkels betrachtet wird. Wird die Flussverkettung als Funktion weiterer Einflussgrößen, wie beispielsweise der Statortemperatur, betrachtet, so müssen diese ebenfalls in der partiellen Ableitung berücksichtigt werden. Die Ableitung $\frac{\partial \psi_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} := \mathbf{L}_s^{dq}$ wird als *differenzielle Induktivität* bezeichnet und bildet das stromabhängige nichtlineare Verhalten der Statorinduktivitäten ab. Wird die zeitliche Flussableitung (3.8) in (3.7) genutzt, so ergibt sich

$$\mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{R}_{s,Cu}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_p \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \mathbf{L}_s^{dq} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_p \frac{\partial \psi_s^{dq}}{\partial \phi_p} \quad (3.9)$$

für die Statorspannungsgleichung, wenn $\omega_p := \frac{d}{dt} \phi_p$ beachtet wird.

Für die Modellbildung bietet es sich an, die Systemgleichung nach der höchsten Ableitung der Modellausgangsgröße umzuformulieren, woraus die Statorstromdynamik

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq} = \left(\mathbf{L}_s^{dq} \right)^{-1} \left(\mathbf{u}_s^{dq} - \mathbf{R}_{s,Cu}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} - \omega_p \left(\mathbf{J} \psi_s^{dq} + \frac{\partial \psi_s^{dq}}{\partial \phi_p} \right) \right) \quad (3.10)$$

resultiert.

3.4 Teilsystem: Mechanik

Als Bindeglied zwischen dem elektromagnetischen Teilsystem und der Mechanik soll zunächst eine allgemeine Formulierung des Drehmomentes gefunden werden. Diese soll sowohl den nichtlinearen Zusammenhang von Statorstrom und Flussverkettung berücksichtigen als auch die Drehmomentwelligkeit bei Rotorwinkeländerung. Wird die Maschine selber als Blackbox betrachtet, so kann sie vollständig durch ihre Leistungsbilanz

$$p_{el} = p_m + p_L + p_{mag} \quad (3.11)$$

beschrieben werden. Für den motorischen Betrieb kann 3.11 so verstanden werden, dass dem System elektrische Leistung p_{el} zugeführt wird und diese in mechanische Leistung

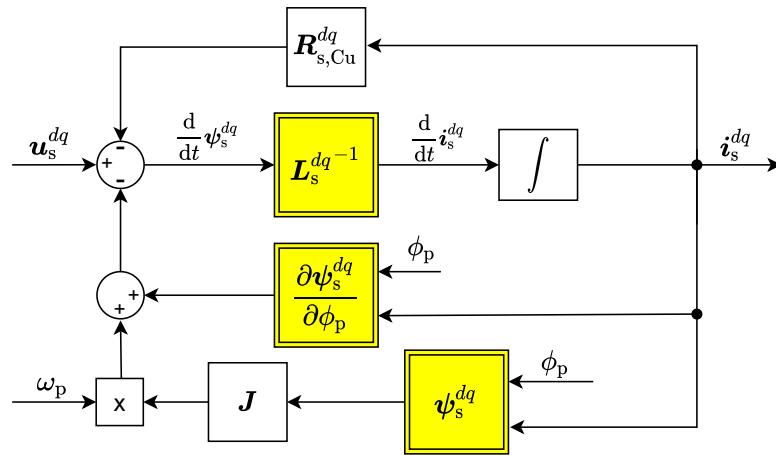


Abbildung 3.4: Mögliche Implementierung des elektromagnetischen Teilsystems mit in gelb markierten Lookup-Tabellen.

p_m , Verlustleistung p_L und magnetische Leistung p_{mag} aufgeteilt wird. Für die Erarbeitung der allgemeinen Drehmomentgleichung sollen die Teilleistungen näher betrachtet werden. Begonnen wird mit der elektrischen Leistung

$$p_{\text{el}} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{u}_s^{dq\top} \mathbf{i}_s^{dq} \quad (3.12)$$

welche durch das Produkt aus Statorspannung $\mathbf{u}_s^{dq}$ und Statorstrom $\mathbf{i}_s^{dq}$ beschrieben werden kann. In Abschnitt 3.3 wurde bereits die Statorspannung (3.7) definiert, womit sich für die elektrische Leistung der Zusammenhang

$$p_{\text{el}} = \frac{2}{3\kappa^2} (\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{R}_{s,\text{Cu}}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_p (\mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq})^\top \mathbf{i}_s^{dq} + (\frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq})^\top \mathbf{i}_s^{dq}) \quad (3.13)$$

ergibt. Die mechanische Leistung

$$p_m = m_m \omega_m = \frac{m_m}{n_p} \omega_p \quad (3.14)$$

setzt sich aus dem Drehmoment m_m und der mechanischen bzw., unter Berücksichtigung der Polpaarzahl n_p , elektrischen Winkelgeschwindigkeit zusammen.

In Abschnitt 3.2 wurde die Gesamtverlustleistung

$$p_L = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{R}_{s,\text{Cu}}^{dq}(\vartheta) \mathbf{i}_s^{dq} + \left(\omega_p \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right)^\top \left(\left(\mathbf{R}_{s,\text{Fe}}^{dq} \right)^{-1} \right)^\top \left(\omega_p \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right) \right), \quad (3.15)$$

aus den Kupfer- und Eisenverlusten gebildet und kann für die Drehmomentgleichung übernommen werden. Zuletzt bleibt noch die magnetische Leistung p_{mag} offen. Diese kann als zeitliche Ableitung

$$p_{\text{mag}} = \frac{d}{dt} W_{\text{mag}} \quad (3.16)$$

der magnetischen Energie betrachtet werden, welche seit Beginn der Magnetisierung in das System eingebracht wurde. In (1.9) wurde die magnetische Energie für ein einsträngiges System als Integral des Spulenstroms über die von ihm erzeugte Flussverkettung definiert. Die magnetische Energie lässt sich somit für jeden Strang einzeln berechnen und in ein rotorfestes dq-Koordinatensystem transformieren. Liegt der Verlauf des Statorstroms $\tilde{i}_s^{dq}$ in Abhängigkeit der Flussverkettung $\tilde{\psi}_s^{dq}$ vor, so lässt sich die magnetische Energie durch den Zusammenhang

$$W_{\text{mag}} = \frac{2}{3\kappa^2} \int_{\mathbf{0}_2}^{\psi_s^{dq}} \left(\tilde{i}_s^{dq}(\tilde{\psi}_s^{dq}) \right)^\top d\tilde{\psi}_s^{dq} \quad (3.17)$$

bilden. Zu beachten ist, dass für diesen Zusammenhang das System zu Beginn der Magnetisierung vollständig entmagnetisiert gewesen sein muss. Wie bereits für das elektromagnetische Modell in Abschnitt 3.3 wird auch in (3.17) der Spulenstrom als Funktion der Flussverkettung benötigt. Daher soll an dieser Stelle die magnetische Koenergie als Hilfsgröße eingeführt werden. In Abb. 3.5 wird der nichtlineare Zusammenhang zwischen Spulenstrom und Flussverkettung, sowie magnetischer Energie und Koenergie eines einsträngigen magnetischen Systems dargestellt.

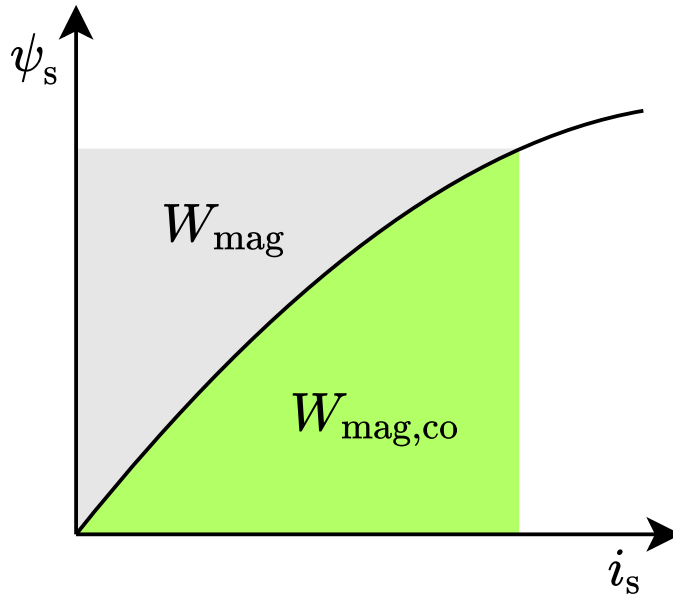


Abbildung 3.5: Prinzipdarstellung der magnetischen Energie und Koenergie eines einsträngigen magnetisch nichtlinearen Systems.

In Abb. 3.5 wird die magnetische Koenergie als die Fläche unterhalb der Kennlinie dargestellt und kann demnach als Integral der Flussverkettung über den Spulenstrom definiert werden [7, Kap. 10]. Wird die Koenergie, ebenso wie zuvor die magnetische Energie, für jeden Strang gebildet und in ein rotorfestes Koordinatensystem transformiert, so kann sie als das Integral des Verlaufs der Flussverkettung ψ_s^{dq} über den Statorstrom $\tilde{i}_s^{dq}$ dargestellt

werden. Da die Koenergie als Hilfsgröße zu der magnetischen Energie gebildet wurde, muss auch für die Koenergie das Integral von Beginn der Magnetisierung bis zu dem betrachteten Punkt gebildet werden. Für die praktische Anwendung in dem Simulationsmodell ist es aus Rechenzeitgründen allerdings zweckmäßig, zunächst die Koenergie zwischen zwei Rechenschritten zu ermitteln und anschließend das Ergebnis auf die bereits eingebrachte Gesamtkoenergie zu addieren. Somit ergibt sich der allgemeine Zusammenhang

$$W_{\text{mag,co}} = \frac{2}{3\kappa^2} \int_{\mathbf{i}_{s,x}^{dq}}^{\mathbf{i}_s^{dq}} (\boldsymbol{\psi}_s^{dq}(\tilde{\mathbf{i}}_s^{dq}))^\top d\tilde{\mathbf{i}}_s^{dq} + W_{\text{mag,co}}(\mathbf{i}_{s,x}^{dq}) \quad (3.18)$$

für die magnetische Koenergie. Dabei stellt $\mathbf{i}_{s,x}^{dq}$ den Statorstrom zum Zeitpunkt der letzten Berechnung der Koenergie dar, $\mathbf{i}_s^{dq}$ den Statorstrom am Zeitpunkt der aktuellen Berechnung und $W_{\text{mag,co}}(\mathbf{i}_{s,x}^{dq})$ die Gesamtkoenergie für den Rechenpunkt $\mathbf{i}_{s,x}^{dq}$ dar. Das magnetische Feld der RSM wird ausschließlich durch den Statorstrom gebildet, daher gilt zu Beginn der Magnetisierung $W_{\text{mag,co}}(\mathbf{i}_{s,x}^{dq} = \mathbf{0}_2) = 0$.

Die zweidimensionale Funktion (3.18) kann für ein besseres Verständnis der Berechnung der Koenergie ebenfalls durch die skalare Beschreibung

$$W_{\text{mag,co}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\int_{i_{s,x}^d}^{i_s^d} \psi_s^d(\tilde{i}_s^d) \Big|_{\tilde{i}_s^d = i_{s,x}^d} d\tilde{i}_s^d + \int_{i_{s,x}^q}^{i_s^q} \psi_s^q(\tilde{i}_s^q) \Big|_{\tilde{i}_s^q = i_s^d} d\tilde{i}_s^q \right) + W_{\text{mag,co}}(\mathbf{i}_{s,x}^{dq}) \quad (3.19)$$

dargestellt werden. Aus dieser Formulierung geht hervor, dass zunächst der Beitrag der Flussverkettung in d-Richtung an der Koenergie berechnet wird. Dafür wird der Fluss ψ_s^d zwischen $i_{s,x}^d$ und i_s^d integriert, wobei für den Strom $\tilde{i}_s^d = i_{s,x}^d$ angenommen wird. Anschließend wird das Integral der Flussverkettung ψ_s^q mit den Grenzen $i_{s,x}^q$ und i_s^q gebildet und somit der Beitrag der Flussverkettung in q-Richtung an der Koenergie berechnet. Im Gegensatz zu der Berechnung mit ψ_s^d wird für $\tilde{i}_s^d$ nun der neue Stromwert i_s^d angenommen. Die Berechnungsreihenfolge der beiden Anteile kann beliebig gewählt werden, es müssen lediglich die Integrationsstellen entsprechend gewählt werden. In Abb. 3.6 wird dieses Vorgehen graphisch dargestellt. Die hellgrauen Flächen stellen die zu berechnenden Koenergieanteile dar, die dunkelgrauen Flächen die bereits vor der Berechnung eingebrachte Koenergie. Für die folgenden Beschreibungen soll für $i_{s,x}^d = i_{s,x}^q = 0$ angenommen werden, wodurch $W_{\text{mag,co}}(\mathbf{i}_{s,x}^{dq})$ wegfällt. Das in Abb. 3.6 dargestellte Rechenbeispiel wird in A.1 noch einmal näher beschrieben.

Die Summe der magnetischen Energie und Koenergie

$$W_{\text{mag}} + W_{\text{mag,co}} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_s^{dq\top} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \quad (3.20)$$

lässt sich ebenso als das Produkt aus Flussverkettung und Strom darstellen [33, Kap. 7]. Wird (3.20) nach der magnetischen Energie umgestellt und abgeleitet, so stellt

$$p_{\text{mag}} = \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_s^{dq\top} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} - W_{\text{mag,co}} \right) \quad (3.21)$$

die magnetische Leistung dar. Soll der Ausdruck (3.21) aufgelöst werden, so muss die Produktregel für Differentiale beachtet werden. Da die Koenergie aus der Flussverket-

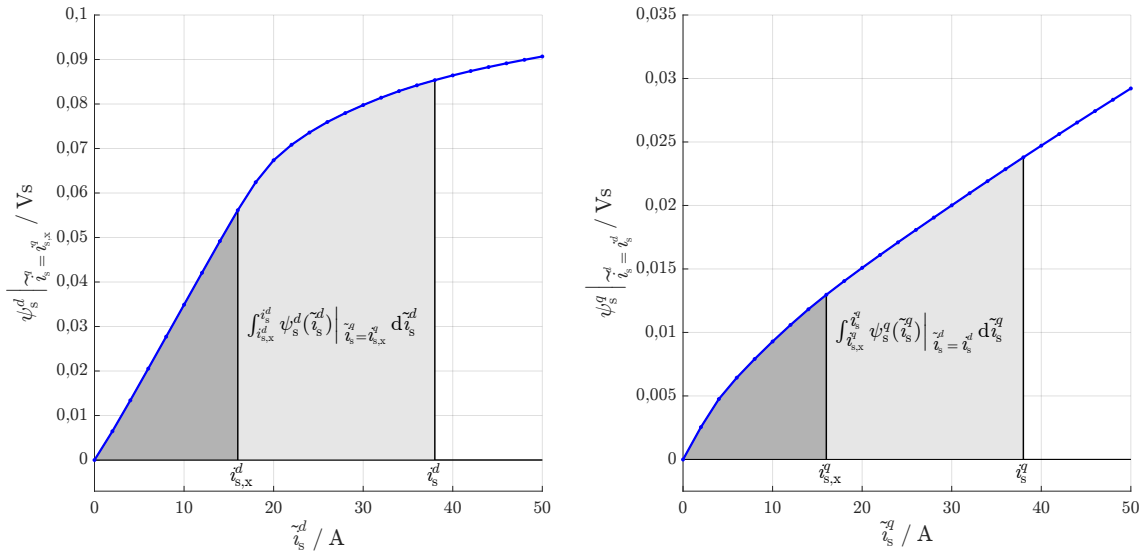


Abbildung 3.6: Aus FEM-Berechnungen der finalen Maschine entnommene Darstellung des Zusammenhangs zwischen Flussverkettung und Statorstrom in (links) d-Richtung (rechts) q-Richtung mit hellgrau hervorgehobener Koenergie zwischen den Grenzen $i_{s,x}^d$ und i_s^d bzw. $i_{s,x}^q$ bzw. i_s^q . Für eine nähere Beschreibung der Rechnung siehe A.1.

tung gebildet wird, welche eine winkelabhängige Größe ist, ist die Koenergie neben dem Strom ebenso vom Winkel abhängig. Durch die mehrdimensionale Abhängigkeit muss das partielle Differential gebildet werden, weshalb die magnetische Leistung durch den Zusammenhang

$$p_{\text{mag}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq\top} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \mathbf{i}_s^{dq\top} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right) - \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} - \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \phi_p} \frac{d\phi_p}{dt} \quad (3.22)$$

beschrieben werden kann. Die partielle Ableitung der Koenergie nach dem Strom führt unter Verwendung von (3.18) zu

$$\frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} = \frac{2}{3\kappa^2} \frac{\int_0^{\mathbf{i}_s^{dq}} \left(\boldsymbol{\psi}_s^{dq}(\tilde{\mathbf{i}}_s^{dq}) \right)^\top d\tilde{\mathbf{i}}_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right)^\top. \quad (3.23)$$

Mit $\omega_p := \frac{d}{dt} \phi_p$ ergibt sich die magnetische Leistung zu

$$p_{\text{mag}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq\top} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \mathbf{i}_s^{dq\top} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} - \boldsymbol{\psi}_s^{dq\top} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq} \right) - \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \phi_p} \omega_p, \quad (3.24)$$

wobei durch Kürzen der ursprünglich recht unhandliche Term der magnetischen Leistung zu

$$p_{\text{mag}} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_s^{dq\top} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} - \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \phi_p} \omega_p \quad (3.25)$$

wird. Damit sind nun alle Teilleistungen der Leistungsbilanz (3.11) näher ausformuliert und können zusammengeführt werden. Wird (3.11) zunächst nach der mechanischen Leistung umgestellt und anschließend ausmultipliziert, so ergibt sich für das Drehmoment

$$m_m = \begin{cases} n_p \left(\frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{J} \psi_s^{dq} \right) - \frac{p_{s,Fe}}{\omega_p} + \frac{\partial W_{mag,co}}{\partial \phi_p} \right) & \omega_p \neq 0 \\ n_p \left(\frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{J} \psi_s^{dq} \right) + \frac{\partial W_{mag,co}}{\partial \phi_p} \right) & \omega_p = 0. \end{cases} \quad (3.26)$$

Die formulierte Drehmomentgleichung setzt sich dabei aus drei Teilen zusammen. Hauptbestandteil stellt das elektromagnetische Moment dar, welches rein aus der Flussverketung und dem Statorstrom gebildet wird. Dieses Drehmoment wird in vielen Arbeiten als Gesamtdrehmoment betrachtet, da es betragsmäßig den größten Einfluss auf das Maschinenmoment hat. (3.26) weist auf, dass die Eisenverluste das Drehmoment reduzieren. Da der Energiebedarf der Eisenverluste gedeckt werden muss, ist dies eine direkte Folge aus dem Energieerhaltungssatz. Dabei muss für die mathematische Beschreibung beachtet werden, dass für den Fall $\omega_p = 0$ durch Null geteilt werden würde. Da dies nicht erlaubt ist, wird in (3.26) die Fallunterscheidung zwischen $\omega_p \neq 0$ und $\omega_p = 0$ durchgeführt. Physikalisch bleibt die Gleichung dennoch korrekt, da für $\omega_p = 0$ die Feldfrequenz ebenso Null wird und somit keine Eisenverluste auftreten. Der verbliebene Drehmomentterm, bestehend aus der Änderung des magnetischen Koenergie nach dem elektrischen Rotorwinkel, stellt letztendlich die in Abschnitt 1.4.4 thematisierte Drehmomentwelligkeit dar. Im Grunde wird kontinuierlich Energie im Magnetfeld gespeichert und wieder in Form von Drehmoment freigesetzt. Aufgrund dessen hat dieser Term keinen betragsmäßigen Einfluss auf das über eine Rotorumdrehung gemittelte Drehmoment. Die Drehmoment-schwankung kann sich dennoch negativ auf das Betriebsverhalten der Maschine auswirken und sollte daher nicht vernachlässigt werden.

Wirkt auf die Welle das in 3.26 beschriebene Moment, so erfährt sie die Winkelbeschleunigung

$$\frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{1}{\Theta_m} \left(m_m(t) - m_l(t) \right) \quad (3.27)$$

in Abhängigkeit ihrer Massenträgheit Θ_m und dem entgegenwirkenden Lastmoment m_l . Wird die Winkelbeschleunigung einfach integriert, so führt dies zu der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_m . Wird der mechanische Rotorwinkel ϕ_m benötigt, so muss die Winkelbeschleunigung zweifach integriert werden.

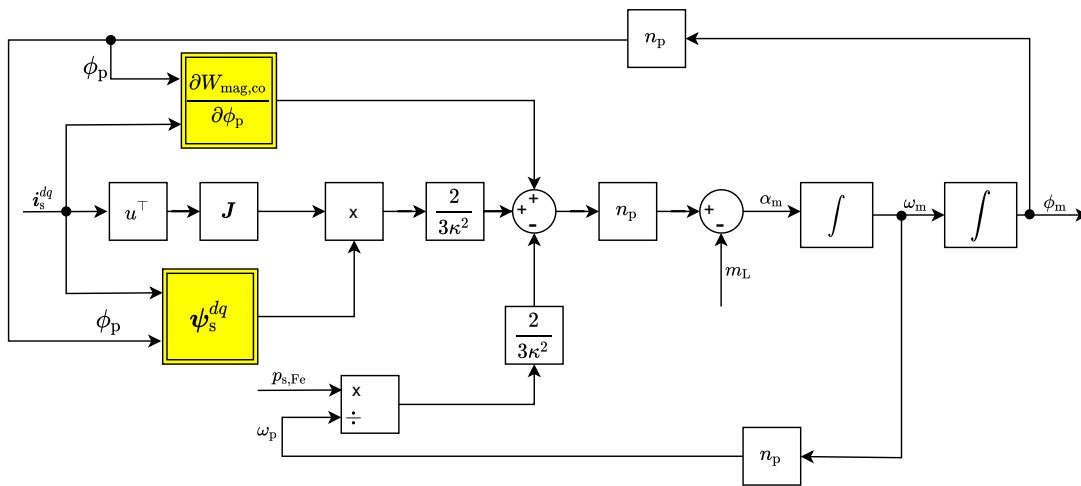


Abbildung 3.7: Mögliche Implementierung des mechanischen Teilsystems mit in gelb markierten Lookup-Tabellen.

Kapitel 4

Elektromagnetisches Design

Im folgenden Kapitel wird die Methodik zur Auslegung und Optimierung der elektromagnetisch wirksamen Maschinenbestandteile beschrieben. Ziel der Auslegung soll es sein, die Welligkeit des Maschinendrehmomentes zu minimieren und gleichzeitig den Leistungsfaktor für ein effizientes Gesamtsystem zu maximieren. Aufgrund der komplizierten Rotorstruktur ist der Flussverlauf schwer analytisch abzuschätzen und soll daher durch ein FEM-Modell nachgebildet werden. Für die folgenden Betrachtungen wird es notwendig sein, viele Berechnungen hintereinander in einem strukturierten Ablauf durchzuführen. Daher soll in diesem Kapitel die für diesen Zweck entwickelte Software zur Erzeugung und Ansteuerung des FEM-Modells vorgestellt werden.

Aufgrund der mitunter langen Lösungsdauern von FEM-Modellen sollte die Anzahl der notwendigen Berechnungen minimiert werden. Daher wird im folgenden damit begonnen, durch analytische Vorüberlegungen einen initialen Maschinenentwurf als Startpunkt für die FEM-Berechnungen zu entwickeln. Gerade aufgrund des komplizierten Feldverlaufs weist die RSM eine Vielzahl an Parametern auf, mit denen das Maschinenverhalten beeinflusst werden kann. Bei näherer Betrachtung kann allerdings festgestellt werden, dass sich der qualitative Einfluss verschiedener Parameter stark voneinander unterscheidet. Daher wird vor der Detailauslegung eine Sensitivitätsanalyse durchgeführt, um die tatsächlich kritischen Einflussgrößen zu identifizieren. Somit wird das Systemverständnis verbessert und gleichzeitig Rechenzeit eingespart.

Anschließend wird für die als sensitiv eingestuften Parameter ein optimaler Wert gesucht. Dabei kann festgestellt werden, dass die Betrachtung der individuellen Auswirkung auf das Systemverhalten eines jeden Parameters nicht zielführend ist, da die sie sich untereinander beeinflussen und einschränken. Daher soll in diesem Kapitel ein einfaches Optimierungsvorgehen vorgestellt werden, mithilfe dessen die Parameterwerte festgelegt werden. Unter Beachtung des Auslegungsziels und der in den Anforderungen definierten geometrischen Grenzen wird ein Entwurf für jeweils eine optimierte Drehmomentwelligkeit und einen optimierten Leistungsfaktor entwickelt. Des Weiteren wird ein Kompromiss aus diesen beiden Optimierungszielen gebildet und anschließend der finale Maschinenentwurf festgelegt. Der grundlegende Ablauf des Entwurfsgangs wird in Abb. 4.1 schematisch dargestellt.

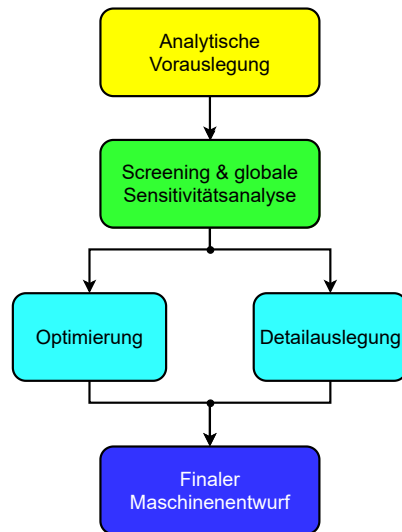


Abbildung 4.1: Grundlegender Ablauf des Maschinenentwurfs.

4.1 Numerische Feldberechnung

Im folgenden soll der Ablauf der Erstellung des FEM-Modells sowie die softwareseitige Ansteuerung vorgestellt werden. Dabei können die Grundlagen und Anwendungen von FEM-Modellen aus zahlreichen Werken zu Elektromotoren [7], [27] und Fachbüchern zur Maschinenberechnung entnommen werden [1], [5].

Der Prozess von FEM-Rechnungen gliedert sich im Allgemeinen in die drei Phasen *Pre-processing*, *Solution* und *Postprocessing* auf, welche nacheinander durchgeführt werden. Das Preprocessing ist für die gesamte Modellgenerierung zuständig, welches unter anderem auf den geometrischen Parametern, Definition der Materialeigenschaften, Vernetzung der Geometrie, Definition von Randbedingungen sowie der Verschaltung und Anordnung der Wicklungen basiert. Ziel ist es ein Modell zu entwickeln, welches möglichst identische, möglicherweise nichtlineare, Verhaltensweisen und Eigenschaften zu dem realen System aufweist. In der Solution, auch Lösung genannt, findet die Lastdefinition und eigentliche Berechnung statt. Die Lastdefinition beinhaltet dabei unter anderem die Definition der Ströme, Drehzahl und Rotorposition. Mit der definierten Last kann die Berechnung durchgeführt werden. Ob es sich dabei um eine stationäre, zeitabhängige oder transiente Rechnung handelt, muss im Vorfeld festgelegt werden. Nach der Berechnung werden im Postprocessing die Lösungsergebnisse ausgelesen. Häufig werden in diesem Schritt basierend auf den Ergebnissen noch weitere Berechnungen durchgeführt oder diese graphisch aufbereitet.

Der beschriebene Prozess kann über die Benutzeroberfläche des FEM-Programms manuell durchgeführt werden. In den später folgenden Untersuchungen werden allerdings viele Rechnungen hintereinander durchgeführt, weshalb der Ablauf mittels Software automatisiert werden soll. Das in dieser Arbeit verwendete FEM-Programm *Comsol* kann über eine TCP/IP Schnittstelle mit der Entwicklungsumgebung MATLAB verbunden werden, und so, unter Verwendung der für diesen Zweck vom Hersteller zur Verfügung gestellten Methoden, gesteuert werden. Die hier entwickelte Ansteuerung des FEM-Programms soll auch in Folgeprojekten einsetzbar sein können. Daraus ergibt sich das Teilziel, die Softwa-

re so zu strukturieren, dass andere Maschinentypen implementiert werden können, ohne den Grundablauf ändern zu müssen.

Für einen möglichst modularen Aufbau der Software lässt sich die Objektorientierte Programmierung (OOP) anwenden. Dabei wird die Problemstellung in mehrere voneinander weitgehend unabhängige Teilsysteme, oder auch Objekte, unterteilt. Abstrakt betrachtet wird die Ansteuerung, wie in Abb. 4.2 illustriert, in die Hauptklassen *Motor* und *Simulation* unterteilt. Die Motorklasse ist zuständig für das Preprocessing, die Simulationsklasse für Solution und Postprocessing. Diese Klassen erhalten von einer übergeordneten Steuerung Informationen für den jeweiligen Berechnungsvorgang und geben anschließend die aufbereiteten Daten zurück. Ob es sich bei der Steuerung um eine manuelle Rechnung oder innerhalb einer Schleife laufende Optimierung handelt ist unerheblich.

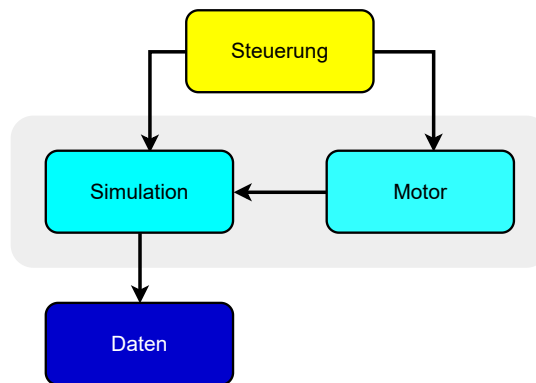


Abbildung 4.2: Software Grundstruktur zur Ansteuerung des FEM-Programms.

Grundgedanke der OOP ist es, reale Systeme durch ihre jeweiligen Eigenschaften und Daten darzustellen. Ein Motor kann in Stator, Rotor und die jeweiligen Materialeigenschaften unterteilt werden. Jeder dieser Teilbereiche wird durch seine eigene Klasse repräsentiert, die Motorklasse dient ihnen als Schnittstelle für übergreifende Eigenschaften und führt schlussendlich die einzelnen Klassen zu einem Gesamtsystem zusammen. Da die Möglichkeit bestehen soll, andere Motortypen einzubinden, werden die Teilbereiche in einer Vererbungshierarchie angeordnet. Der Rotor einer Maschine beispielsweise kann der einer RSM, ASM oder PMSM sein. Für die jeweiligen Rotortypen finden sich gemeinsame Eigenschaften, die in einer Oberklasse abstrahiert werden. Einige ihrer Eigenschaften unterscheiden sich allerdings auch signifikant voneinander, diese werden in Unterklassen implementiert. Durch nähere Betrachtung kann diese Unterteilung für jeden Rotortypen erneut durchgeführt werden. Wird ein neuer Motortyp benötigt, müssen nur seine spezifischen Eigenschaften in einer Unterklasse implementiert werden, das allgemeine Konstrukt bleibt dennoch gleich.

Für einen möglichst robusten und modularen Aufbau verwalten sich die Rotor- und Stator-Klasse großteils selber. Mit den von der Steuerung zur Verfügung gestellten Parametern errechnen sie sich alle restlichen notwendigen Informationen, erzeugen die jeweiligen Geometrien und führen die Elementzuweisung durch. Letzteres kennzeichnet die einzelnen Elemente derart, dass ihnen später Eigenschaften wie die Materialeigenschaften oder die Stromrichtung für die jeweilige Phase und Spulenseite zugewiesen werden können. Die Materialklasse führt anschließend die Materialzuweisung durch, wobei für die ferromagnetischen Bauteile vom Materialhersteller zur Verfügung gestellte nichtlineare Magnetisie-

rungskennlinien hinterlegt werden. Teilaufgabe der Motorklasse ist es, die beiden Objekte in ein Gesamtsystem zu vereinen, das allgemeine physikalische Verhalten zu definieren und dieses zu vernetzen. Da es sich in dieser Arbeit um eine Radialflussmaschine handelt, kann sie durch eine 2D-Simulation abgebildet werden. Vorteil dessen ist, dass die Anzahl der zu lösenden Differentialgleichungen deutlich geringer ist und somit der Rechenaufwand stark reduziert wird. Es sollte allerdings beachtet werden, dass es sich um eine gewisse Vereinfachung des Systems handelt und parasitäre Eigenschaften wie der Streufluss durch den Wickelkopf nicht abgebildet werden.

Bevor das Modell gelöst werden kann, muss die Berechnungsmethode festgelegt werden. Allgemein lassen sich stationäre, zeitabhängige und frequenzabhängige Berechnungen durchführen. Frequenzabhängige Rechnungen spielen bei der Verlustermittlung eine große Rolle, sind für die Feldberechnung allerdings nicht geeignet. Bei stationären Rechnungen wird genau eine Berechnung durchgeführt, in welcher das Systemverhalten zeitunabhängig betrachtet wird. Das dadurch vereinfachte Problem lässt sich mit weniger Rechenaufwand lösen. Während bereits Aussagen bezüglich Drehmoment und Leistungsfaktor sowie der Flussdichteverteilung getroffen werden können, wird das dynamische Verhalten der Maschine nicht abgedeckt. Die Maschine in dieser Arbeit soll als dynamisches System betrachtet werden, daher werden zeitabhängige Rechnungen durchgeführt. Vorteil der zeitabhängigen Rechnung ist, dass sich physikalische Größen wie der Rotorwinkel und Statorstrom über den Simulationsverlauf ändern. Ein Nachteil wiederum ist, dass das Modell für einen Durchlauf mehrfach gelöst werden muss und der Rechenaufwand entsprechend ansteigt. Die Charakterisierung der Maschine soll in Abhängigkeit des Rotorwinkels erfolgen, daher wird zu Beginn das zu betrachtende Winkelintervall und dessen Schrittweite festgelegt und mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit in das zu untersuchende Zeitintervall und die Zeitschrittweite umgerechnet. Da der Statorstrom ebenso zeitabhängig ist, werden die drei Phasenströme für jeden Zeitschritt unter Annahme einer perfekten Sinusform neu ausgerechnet. Dies stellt eine Idealisierung des Systemverhaltens dar, da in der Realität der Strom durch das Schaltverhalten des Umrichters keine perfekte Sinusform annehmen wird.

Für die Berechnung der Statorströme wird das Konzept der Feldorientierung genutzt [11], also der Strom entsprechend zur Rotorposition angepasst. Der Lastdefinition wird dabei die Stromamplitude $\hat{I}$ und der konstante Vorsteuerwinkel ϕ_I gegenüber der d-Achse übergeben. Der benötigte Rotorwinkel ϕ_p lässt sich im jeweiligen Zeitpunkt durch die Winkelgeschwindigkeit berechnen. Konventionsgemäß wird die d-Achse des rotorfesten dq-Koordinatensystems bezüglich der α -Achse des statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystems definiert. Die α -Achse liegt in Richtung des Flusses der U-Phase, welcher, wie in Abb. 4.3 dargestellt, zwischen der positiven und negativen Spulenseite der U-Phase liegt. Da die d-Achse zu Beginn nicht in Richtung der α -Achse ausgerichtet ist, muss der konstante Winkel ϕ_{offset} berücksichtigt werden.

Nach Abschluss der Berechnung können die Ergebnisse für jeden Winkelschritt ausgelesen und anschließend die weiteren notwendigen Größen der Maschine wie der Leistungsfaktor, die Drehmomentwelligkeit oder der Wirkungsgrad berechnet werden. In dieser Arbeit wird aufgrund der 2D Modellierung der Maschine der Wickelkopf in der Feldberechnung nicht berücksichtigt, daher soll im Postprocessing eine Annäherung des Wickelkopf-Einflusses getroffen werden. Über eine geometrische Abschätzung kann die Drahtlänge

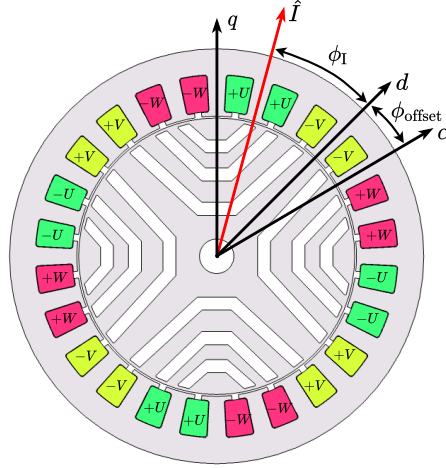


Abbildung 4.3: dreiphasige RSM mit Strängen U,V,W, eingezeichneter α -Achse in U-Flussrichtung, dq-Achsen mit konstantem Winkel ϕ_{offset} und mit dem Vorsteuerwinkel ϕ_I an der d-Achse ausgerichtetem Strombetragsvektor $\hat{I}$.

$$l_{\text{wk}} = \frac{3 h_Q}{2} + \frac{\pi}{2n_p} (d_{\text{si}} + 2h_Q + \tau_s) + 2l_{\text{ext}} + \frac{11\pi \tau_s}{32} \quad (4.1)$$

des Wickelkopfs angenähert werden [19]. Diese besteht zum einen aus einer ellipsenförmigen Annäherung der Wickelkopfbiegung, sowie dem fertigungsbedingten Wicklungsüberstand l_{ext} . In die Berechnung fließen der Bohrungsdurchmesser d_{si} , die Nuthöhe h_Q , sowie die Nutteilung τ_s und Polpaarzahl n_p mit ein. Über die Länge des Wickelkopfs kann mit dem spezifischen Leitwert σ_{Cu} des Kupferleiters, dessen Querschnitt A_{Cu} und der Strangwindungszahl N_s der Wickelkopf Widerstand

$$R_{\text{wk}} = \sigma_{\text{Cu}} \frac{l_{\text{wk}} N_s}{A_{\text{Cu}}} \quad (4.2)$$

berechnet werden. Dieser wird auf den Strangwiderstand des Stators addiert, um somit die Kupferverluste und den Gesamtspannungsabfall über die Spulen der Realität anzunähern. Weiterhin kann die Wickelkopf streuinduktivität durch den analytischen Zusammenhang

$$L_{\sigma, \text{wk}} = 2\mu_0 l_{\text{wk}} \lambda_{\text{wk}} \frac{N_s^2}{n_p^2} \quad (4.3)$$

abgeschätzt werden. Dieser setzt sich erneut aus der Drahtlänge l_{wk} des Wickelkopfs zusammen, sowie der magnetischen Feldkonstante μ_0 , der Strangwindungszahl N_s und der Polpaarzahl n_p . Außerdem bezieht der relative Wickelkopf streuleitwert λ_{wk} die Art der Wicklung und die Wickelkopfform mit ein. Basierend auf Anhaltswerten wird für $\lambda_{\text{wk}} = 0,3$ angenommen. [27, Kap. 7]

Neben der eigentlichen Feldberechnung kann durch eine Frequenzanalyse die Eisenverlustleistung berechnet werden. Nach Abschnitt 1.4.3 sind die Eisenverluste eine Funktion der Flussdichte, Feldfrequenz und Materialeigenschaften. Da die Verlustberechnung anschließend zu der Feldberechnung durchgeführt wird, ist die Flussdichteverteilung für jeden Knotenpunkt im FEM-Modell bekannt. Die Feldfrequenz wiederum ergibt sich aus der

betrachteten Maschinendrehzahl. Für die Verlustberechnung wird nun der Flussdichteverlauf über die Maschinengeometrie integriert und entsprechend mit der Feldfrequenz verrechnet. Sollen die Verluste für mehrere Drehzahlen ermittelt werden, so kann die Berechnung mehrfach hintereinander mit verschiedenen Frequenzen durchgeführt werden. Eine wiederholte Berechnung des Feldverlaufs ist dabei nicht notwendig. In dieser Arbeit wurde das bereits vorgestellte Verlustmodell von Steinmetz (1.25) verwendet, über dessen Koeffizienten der Einfluss von Frequenz und Flussdichte skaliert werden kann. Weichen die Verluste der Maschine nach ihrer Fertigung von den erwarteten Werten ab, so kann das FEM-Modell über die Koeffizienten angeglichen werden.

In dieser Arbeit wird sich hauptsächlich auf die geometrische Gestaltung der elektromagnetisch wirksamen Maschinenbestandteile konzentriert, daher soll das verwendete Elektroblech bereits an dieser Stelle festgelegt werden. Einerseits soll für einen effizienten Betrieb ein Blech mit geringen Eisenverlusten im erwarteten Frequenzbereich ausgewählt werden. Andererseits soll auf eine gute Verfügbarkeit des Materials geachtet werden, um somit Aufwand und Kosten bei der Fertigung einzusparen. Basierend auf diesen beiden Anforderungen wurde sich für das Blech *M235-35A* von *ThyssenKrupp* entschieden. Durch die Blechstärke von 0,35 mm werden die Wirbelstromverluste weitestgehend reduziert, ohne das eine Sonderblechstärke eingesetzt werden muss. Für die in Tab. 2.2 definierte Nenn-drehzahl beträgt die Ummagnetisierungsfrequenz $f_{\text{mag}} = 58.33 \text{ Hz}$. Bei $f_{\text{mag}} = 60 \text{ Hz}$ und einer Flussdichte von 1,5 T betragen die Eisenverluste laut Herstellerangaben 2,97 W/kg.

4.2 Analytische Vorauslegung

Zu Beginn der Auslegung soll für die Polpaarzahl $n_p = 2$ festgelegt werden, da der Bau-raum für mehr Pole nicht ausreicht und $n_p = 1$ zu großen Drehmomentschwankungen führen würde [23]. Der weitere Maschinenentwurfsgang soll auf geometrischen Richtwerten basieren und an dieser Stelle mit den Hauptabmessungen Bohrungsdurchmesser d_{si} und Eisenlänge l_{Fe} weitergeführt werden. Für den Zusammenhang zwischen der Bemessungsscheinleistung S_n und den Hauptabmessungen wird der *Ausnutzungsfaktor*

$$C_{\text{esson}} = \frac{S_n}{d_{\text{si}}^2 l_{\text{Fe}} n_n} \quad (4.4)$$

eingeführt, welcher ein Maß für die elektromagnetische Ausnutzung des Motorvolumens darstellt. Dieser Faktor ist abhängig von der Baugröße und dem Kühlungssystem der Maschine. Für Synchronmaschinen mit der gegebenen Scheinleistung und Nenndrehzahl n_n kann in etwa $C_{\text{esson}} = 1,3 \text{ kWmin} \cdot \text{m}^{-3}$ angenommen werden [27, Kap. 9]. Der Bohrungsdurchmesser kann mithilfe von (4.4) ermittelt werden, allerdings ist die Eisenlänge an diesem Punkt noch unbekannt. Daher wird sie durch das Verhältnis aus Eisenlänge zu Polteilung, der relativen Länge $\lambda_{\text{Fe}} = \frac{l_{\text{Fe}}}{\tau_p}$, ersetzt. Bei Synchronmaschinen ergibt $\lambda_{\text{Fe}} = 0,5 \dots 2,5$ sinnvolle Werte für dieses Verhältnis [27, Kap. 9]. Damit lässt sich nun (4.4) nach dem Bohrungsdurchmesser

$$d_{\text{si}} = \sqrt[3]{\frac{S_n 2n_p}{n_n C_{\text{esson}} \lambda_{\text{Fe}} \pi}} \quad (4.5)$$

umformulieren. Mit diesem Ergebnis kann die Polteilung durch (1.12) berechnet werden und somit, über die relative Länge λ_{Fe} , die Eisenlänge l_{Fe} .

Aufgrund der Tatsache, dass der Rotor der RSM kein eigenes Feld erzeugt, hängt das elektromagnetische Verhalten der Maschine maßgeblich von der Statorfeldverteilung und somit der Wicklungsanordnung ab. Es wird zur Reduktion von Oberwellen eine verteilte Wicklung eingesetzt, die für einen kompakten Maschinenentwurf als Einschichtwicklung ausgeführt wird. Eine Sehnung der Spulen ist daher nicht möglich, der Wicklungsfaktor (1.16) ist also rein vom Zonenfaktor (1.18) abhängig. In Tab. 4.1 werden die Wicklungsfaktoren für unterschiedliche Lochzahlen der beschriebenen Wicklungsanordnung bis zur Ordnungszahl $\nu = 15$ dargestellt. Anhand der Ordnungszahl zeigt sich, dass mit steigender Lochzahl die Oberwellen besser gedämpft werden können. Es wird sich trotz der besser erwarteten Dämpfung für $q = 3$ für die Lochzahl $q = 2$ entschieden, da der Stator sonst zu filigran werden würde. Die somit vollständig definierte Wicklungsanordnung wird in Abb. 4.4 schematisch dargestellt, und ergibt nach (1.13) eine Gesamtnutzahl von $Q = 24$.

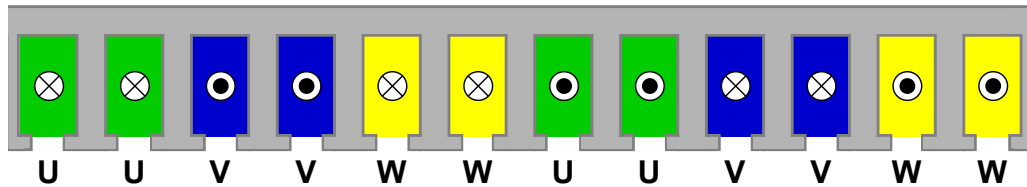


Abbildung 4.4: Wicklungsschema einer dreiphasigen Drehfeldmaschine mit verteilter Einschichtwicklung und Lochzahl = 2.

Tabelle 4.1: Wicklungsfaktoren einer ungesehnten dreisträngigen verteilten Wicklung für unterschiedliche Lochzahlen.

q	$\nu = 1$	$\nu = 3$	$\nu = 5$	$\nu = 7$	$\nu = 9$	$\nu = 11$	$\nu = 13$	$\nu = 15$
1	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
2	0,966	0,707	0,259	-0,259	-0,707	-0,966	-0,966	-0,707
3	0,960	0,667	0,218	-0,177	-0,333	-0,177	0,218	0,667

Die Wicklung wird aus parallel gezogene Runddrähten hergestellt, wobei die Spulen zur Reduktion des Wickelkopfs konzentrisch ausgeführt werden. Der Leiterquerschnitt kann mithilfe der Stromdichte J in jedem Leiter der Spule, festgelegt werden. Diese hat an sich keinen direkten Einfluss auf das elektromagnetische Verhalten, beeinflusst allerdings den Spulenwiderstand und wird somit durch das thermische Verhalten beschränkt. Da die Maschine im Nennpunkt thermisch stabil sein soll, wird die zulässige Stromdichte für diesen Arbeitspunkt festgelegt. Für passiv gekühlte Synchronmaschinen wird eine Stromdichte von $J = 5 \text{ A/mm}^2$ empfohlen [27]. Der effektiv wirkende Kupferquerschnitt

$$A_{Cu} = \frac{i_{nenn}}{J_{zul}} \quad (4.6)$$

ergibt sich demnach aus der für den Nennbetrieb zulässigen Stromdichte J_{zul} und dem Nennstrom i_{nenn} . Aus Fertigungsgründen darf der Leiterquerschnitt nicht zu klein gewählt

werden, andererseits ist ein kleiner Querschnitt wünschenswert für eine möglichst kleine Nutöffnung und kurzen Wickelkopf. Um den Querschnitt zu reduzieren ohne dabei die zulässige Stromdichte zu unterschreiten, können a parallele Leiter gezogen werden, die in Summe den geforderten Leiterquerschnitt aufweisen.

Für die Abschätzung der Strangwindungszahl soll eine mittlere Luftspaltflussdichte von $\bar{B}_{\delta,1} \approx 0.75 \text{ T}$ für die Grundwelle angenommen werden [19]. Aufgrund ihrer gewünschten Sinusform kann aus dem arithmetischen Mittelwert der Luftspaltflussdichte die Amplitude

$$\hat{B}_{\delta,1} = \frac{\bar{B}_{\delta,1} \pi}{2} \quad (4.7)$$

gebildet werden. Das homogene Luftspaltfeld wird allerdings durch die Nutöffnungen der Breite s_Q verzerrt, sodass die mittlere Flussdichte um den *Carter-Faktor*

$$k_c = \frac{\tau_s}{\tau_s - \delta \frac{4}{\pi} \left(\frac{s_Q}{2\delta} \arctan \left(\frac{s_Q}{2\delta} - \ln \left(1 + \left(\frac{s_Q}{2\delta} \right)^2 \right) \right) \right)} \quad (4.8)$$

geringer ist, als im ungestörten Homogenfeld [7, Kap. 3]. Um diese Verzerrung in der Abschätzung der Strangwindungszahl zu berücksichtigen, wird mit dem um den Carter-Faktor vergrößerten *effektiven Luftspalt*

$$\delta_{\text{eff}} = \delta k_c \quad (4.9)$$

gerechnet. Wird die Luftspaltflussdichteamplitude (1.15) nun entsprechend umgestellt, ergibt sich mit (4.7) die Strangwindungszahl N_s

$$N_s = \frac{\delta_{\text{eff}} \bar{B}_{\delta,1} \pi^2 n_p}{2 m \mu_0 k_{w,1} i_{\text{rms,nenn}}}. \quad (4.10)$$

Dabei muss beachtet werden, dass die Nutwindungszahl N_c , also die Anzahl der Windungen die in einer Nut liegen, ganzzahlig sein muss. Unter Beachtung der Polpaarzahl und Lochzahl muss die Strangwindungszahl N_s ein vielfaches der ganzzahligen Nutwindungszahl N_c sein und im Zweifel aufgerundet werden. Der benötigte Nutquerschnitt

$$A_Q = \frac{A_{\text{Cu}} N_c}{\lambda_{\text{Cu}}} \quad (4.11)$$

wird in Abhängigkeit des Kupferfüllfaktors λ_{Cu} , des Leiterquerschnitts A_{Cu} und der Nutwindungszahl N_c berechnet. Dabei bezieht der Kupferfüllfaktor die Summe der Leiterquerschnitte auf den Nutquerschnitt, da fertigungsbedingt die Nut nicht vollständig mit Leitern gefüllt werden kann. Die Höhe des Jochrückens wird durch den magnetischen Fluss

$$\Phi_r = \frac{\Phi_h}{2} = \frac{\bar{B}_{\delta,1} \tau_p l_{\text{Fe}}}{2} \quad (4.12)$$

bestimmt, den dieser tragen muss. Dies ist der halbe Hauptfluss Φ_h , da sich dieser beim Übergang in den Rücken aufteilt und jeweils zur Hälfte über eine Hemisphäre fließt. Die Rückenhöhe lässt sich mit der grundsätzlichen Forderung

$$A_r \geq \frac{\Phi_r}{B_{r,\text{max}}} \quad (4.13)$$

dimensionieren, sodass die zulässige Flussdichte $B_{r,\max}$ nicht überschritten wird. Bei Missachtung dieser Forderung wird das Eisen in die Sättigung getrieben und der magnetische Widerstand steigt stark an, woraus zusätzliche Eisenverluste resultieren und der Fluss reduziert wird. Die zulässige Flussdichte ist abhängig vom verwendeten Material, hier soll für $B_{r,\max} = 1,8 \text{ T}$ angenommen werden. Somit lässt sich nun die Rückenlänge h_r mit

$$h_r = \frac{\Phi_r}{l_{\text{Fe}} B_{r,\max}} \quad (4.14)$$

berechnen. Da sich der magnetische Fluss über den Jochrücken und die Statorzähne schließt, muss er aufgrund der Quellenfreiheit an jeder Stelle gleich groß sein. Um lokales Sättigungsverhalten zu vermeiden, wird für die Zahnweite einer Zone

$$b_d = \frac{h_r}{q} \quad (4.15)$$

angenommen. Aufgabe der Statornuten ist, die Wicklungen in sich aufzunehmen. Da durch die Zahnweite ebenso die Nutweite festgelegt ist, kann der notwendige Bauraum für die Wicklungen nur noch durch Anpassen der Nuthöhe erreicht werden. Für die hier verwendete Nutgeometrie ergibt sich die Nuthöhe durch den Zusammenhang

$$h_s = 0,5 \sqrt{\frac{A_Q Q 4 b_d}{\tau_s \pi}} + d_{\text{si}}^2 - d_{\text{si}} \quad (4.16)$$

und ist somit eine Funktion verschiedener geometrischer Maße. Bei Änderung einer dieser Maße muss die Nuthöhe entsprechend angepasst werden, um genügend Platz für die Wicklungen zur Verfügung zu stellen. Nachdem nun alle relevanten Parameter zur geometrischen Beschreibung der Maschine festgelegt wurden, lässt sich der Jochaußendurchmesser

$$d_J = d_{\text{si}} + 2(h_r + h_s) \quad (4.17)$$

als Summe des Bohrungsdurchmessers d_{si} , sowie der doppelten Jochrückenlänge h_r und Nuthöhe h_s berechnen. Die abschließenden Ergebnisse der analytischen Vorauslegung können Tab. 4.2 entnommen werden.

Tabelle 4.2: Ergebnisse der analytischen Maschinenvorauslegung.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
d_J	74 mm	m	3
l_{Fe}	80 mm	n_p	2
d_{si}	40 mm	q	3
h_r	6,5 mm	Q	24
h_s	8,9 mm	a	3
b_d	3,25 mm	N_s	48
d_{Cu}	1,1 mm	N_c	6

4.3 Sensitivitätsanalyse

Ziel der Sensitivitätsanalyse ist es, den Einfluss verschiedener Modellparameter auf eine Ausgangsgröße ihres Systems zu untersuchen. Das Modell wird dabei als „Blackbox“ betrachtet, die Modellparameter werden innerhalb eines definierten Bereichs variiert und die resultierende Auswirkung beobachtet. Eine Sensitivitätsanalyse dient der Verbesserung des Systemverständnisses sowie der Identifikation besonders wichtiger Parameter. Diese Art der Analyse findet in vielen Bereichen Anwendung, daher haben sich verschiedene mathematische Modelle und Methoden etabliert. Allgemein können sie in das *Screening* sowie die *lokale* und *globale Sensitivitätsanalyse* klassifiziert werden [18].

Screening werden einfache Verfahren genannt, die besonders sensitive Einflussgrößen ohne hohen Rechenaufwand identifizieren. Dabei steht mehr die Unterteilung in signifikant und nicht-signifikant im Vordergrund als der quantitative Einfluss.

Lokale Sensitivitätsanalysen bieten sich für lineare Systeme ohne starke Korrelationen der Parameter an. Dafür werden die Parameter nacheinander um einen Bezugspunkt variiert und anschließend das Differential des Ausgangsgrößenverlaufs gebildet.

Bei nichtlinearem Systemverhalten oder starker Beeinflussung der Parameter untereinander müssen globale Analysen eingesetzt werden. Hierzu werden die Parameter gleichzeitig in ihrem gesamten Definitionsbereich variiert, woraus für eine annehmbare Genauigkeit, gerade unter Verwendung von FEM-Modellen, ein hoher Rechenaufwand resultieren kann. Aufgrund des nichtlinearen Verhaltens der Maschine muss die Sensitivitätsanalyse global erfolgen, wobei im Vorfeld der Parameterraum durch ein Screening Vorgang reduziert werden soll. Die als sensitiv eingestuften Parameter werden in der folgenden Optimierung betrachtet, die restlichen werden mittels Detailbetrachtung festgelegt. Als Ausgangsgrößen dienen dabei das mittlere Drehmoment, die Drehmomentwelligkeit und der Leistungsfaktor. Rotor und Stator werden getrennt voneinander analysiert, um deren jeweiliges Verhalten bewerten zu können.

Das Screening wird mittels der *Elementary-Effekt-Methode* (EE-Methode), oder auch als *Morris-Methode* bezeichnet, durchgeführt [25]. Diese basiert auf der Überlegung, dass sich eine Ausgangsgröße y als Funktion seiner k Eingangsgrößen darstellen lässt. Für jede Eingangsgröße x wird eine untere und obere Schranke, sowie die Schrittweite Δ festgelegt. Anschließend wird in einem „one-factor-at-a-time“ (OAT) Vorgehen jeweils ein Parameter geändert und der jeweilige Elementare Effekt

$$E_i(x) = \frac{y(x + \Delta e_i) - y(x)}{\Delta_i} \quad (4.18)$$

dieser Änderung ermittelt. e_i stellt einen Einheitsvektor mit k Achsen dar, dessen i^{th} -Achse in Richtung des jeweilig betrachteten Parameters zeigt. Ein Durchlauf für alle k Parameter wird als Trajektorie bezeichnet, wobei durch Änderung der Parameterabfolge R Trajektorien aufgespannt werden können. Eine Trajektorie besteht aus $k + 1$ Schritten, der Gesamtvorgang benötigt daher $R(k + 1)$ Rechenvorgänge. Für die Bewertung der Sensitivität eines jeweiligen Parameters wird der durchschnittliche Elementare Effekt

$$\mu_i^* = \frac{\sum_{i=1}^R |E_i(x)|}{R} \quad (4.19)$$

berechnet. Mithilfe der Standardabweichung

$$\sigma_i = \frac{\sum_{i=1}^R (E_i(x) - \mu_i^*)^2}{R} \quad (4.20)$$

der Verteilung, kann nicht-lineares und/oder korrelierendes Verhalten der Parameter bewertet werden. μ_i^* und σ_i können für alle Parameter in einem kartesischen Koordinatensystem dargestellt werden und über die relative Lage zueinander bewertet werden. Dabei kann noch keine Aussage über die quantitative Sensitivität getroffen werden, sondern es findet rein eine Abschätzung statt, inwieweit ein Parameter sensibler ist als die anderen.

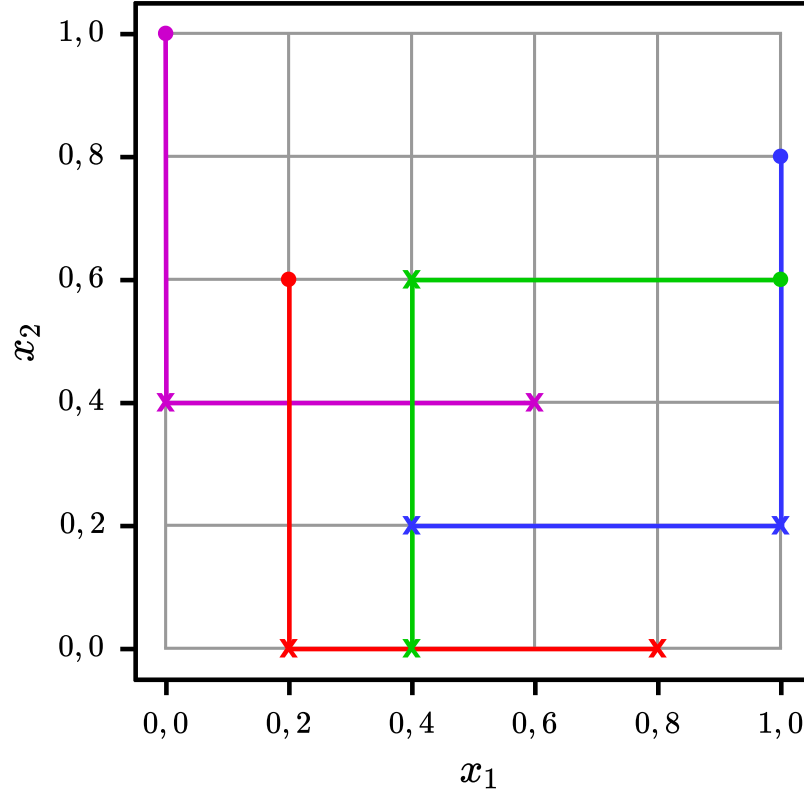


Abbildung 4.5: Beispielhafter Verlauf der EE-Methode mit vier Trajektorien in einem zweidimensionalen Parameterraum. Kreise stellen den jeweiligen Startpunkt dar, Kreuze die Berechnungspunkte.

Nach Einschränkung des Parameterraums soll mithilfe einer *varianzbasierten Sensitivitätsanalyse* der quantitative Einfluss der verbleibenden Parameter ermittelt werden. Dafür wird auch hier wieder eine Ausgangsgröße y als Funktion der Eingangsgrößen $x = (x_1, \dots, x_k)$ in der Form $y = f(x)$ abgebildet.

Die Sensitivitätsbewertung der jeweiligen Parameter erfolgt mithilfe der Sensitivitätsindizes von Sobol [35], die Eingangswerte werden über eine Form der Monte-Carlo-Methode [31] festgelegt und die Ausgangsgrößen mithilfe des FEM-Modells berechnet.

Anstatt die Parameterwerte zur Berechnung der Ausgangsgröße im Vorfeld fest vorzugeben, wird in [31] eine Wahrscheinlichkeitsverteilung vorgeschlagen, um Berechnungen einzusparen. Dafür wird für jeden Modellparameter eine Zufallszahl innerhalb der jeweiligen Definitionsbereiche generiert und damit die Ausgangsgröße berechnet. Die zu generierenden Zufallszahlen eines jeden Parameters werden auch *Sample Points* genannt, wobei zu

Beginn die Anzahl N der Sample Points festgelegt werden muss. Wird dieses Vorgehen beliebig oft durchgeführt, entsteht eine Reihe möglicher Kombinationen an Parameterwerten und resultierender Ausgangsgrößen. Je mehr Kombinationen erzeugt werden, desto besser wird der Parameterraum abgedeckt. Für eine Analyse sind $N(d+1)$ Berechnungen notwendig, wobei d für die Anzahl der untersuchten Parameter steht.

In [35] konnte bewiesen werden, dass für jeden Parameter x_i dessen *Teilvarianz* $D_{i_1 \dots i_s}$ ermittelt werden kann. Dabei gilt für $s = 1, \dots, k$ und wird auch als dessen Ordnung bezeichnet. Die Summe aller Teilvarianzen eines Parameters werden als dessen *Gesamtvarianz* D bezeichnet, die Verhältnisse aus Teilvarianzen und Gesamtvarianz ergeben die *globalen Sensitivitätsindizes*

$$S_{i_1 \dots i_s} = \frac{D_{i_1 \dots i_s}}{D}. \quad (4.21)$$

Die Summe aller globalen Sensitivitätsindizes eines Parameters darf nicht größer eins sein. Der Index für $i = 1$ wird als Hauptsensitivität bezeichnet und stellt den direkten Einfluss des Parameters auf die Ausgangsgröße dar. Indizes höherer Ordnung stellen die Sensitivität auf andere Parameter dar. Da für diese Analyse der gesamte Parameterraum betrachtet wird und durch die Indizes höherer Ordnung Korrelationsbeziehungen dargestellt werden können, handelt es sich um eine globale Sensitivitätsanalyse. Wie bereits die Elementary-Effekt-Methode kann auch in diesem Verfahren nur eine Ausgangsgröße betrachtet werden, es können allerdings mehrere unabhängige Analysen mit den gleichen Eingangs- und Ausgangsgrößen durchgeführt werden. Die hier beschriebenen Methoden der Sensitivitätsanalyse werden mithilfe der in Python implementierten Opensource-Software SALib durchgeführt [17], [14].

4.3.1 Stator

Die Parameter der Statorsensitivitätsanalyse können Tab. 4.3 entnommen werden. Die initialen Werte ergeben sich aus der analytischen Vorauslegung, der Definitionsbereich der Parameter wird durch geometrische Überlegungen und die Anforderungen begrenzt. Aufgrund der komplizierten Rotorstruktur, wurde für ihn keine analytische Vorbetrachtung durchgeführt. Der Rotor für die Statorsensitivitätsanalyse soll durch die in [29] vorgeschlagenen Auslegungsrichtlinien parametrisiert werden. Die in [29] dargelegten Richtlinien, wurden für eine minimale Drehmomentwelligkeit entwickelt, und sind daher sinnvoll für die hier folgenden Betrachtungen.

Tabelle 4.3: Eingangswerte und Parameter der Statorsensitivitätsanalyse.

Parameter	Initialer Wert	Von	Bis	Einheit
d_{si}	40	30	70	mm
h_r	6,2	4	8	mm
b_d	3,1	2	4	mm
s_Q	1,6	1,6	2,5	mm
l_{Fe}	80	60	130	mm
N_c	6	4	8	-

Wie in Abschnitt 4.3 beschrieben, soll zunächst der Parameterraum eingegrenzt werden. Hierfür wird die EE-Methode mit fünfzehn Trajektorien für alle drei Ausgangsgrößen durchgeführt. Für die Bewertung der Ergebnisse werden die durchschnittlichen Effekte μ_i^* und die Normalverteilung σ_i in kartesischen Koordinaten gegeneinander aufgetragen.

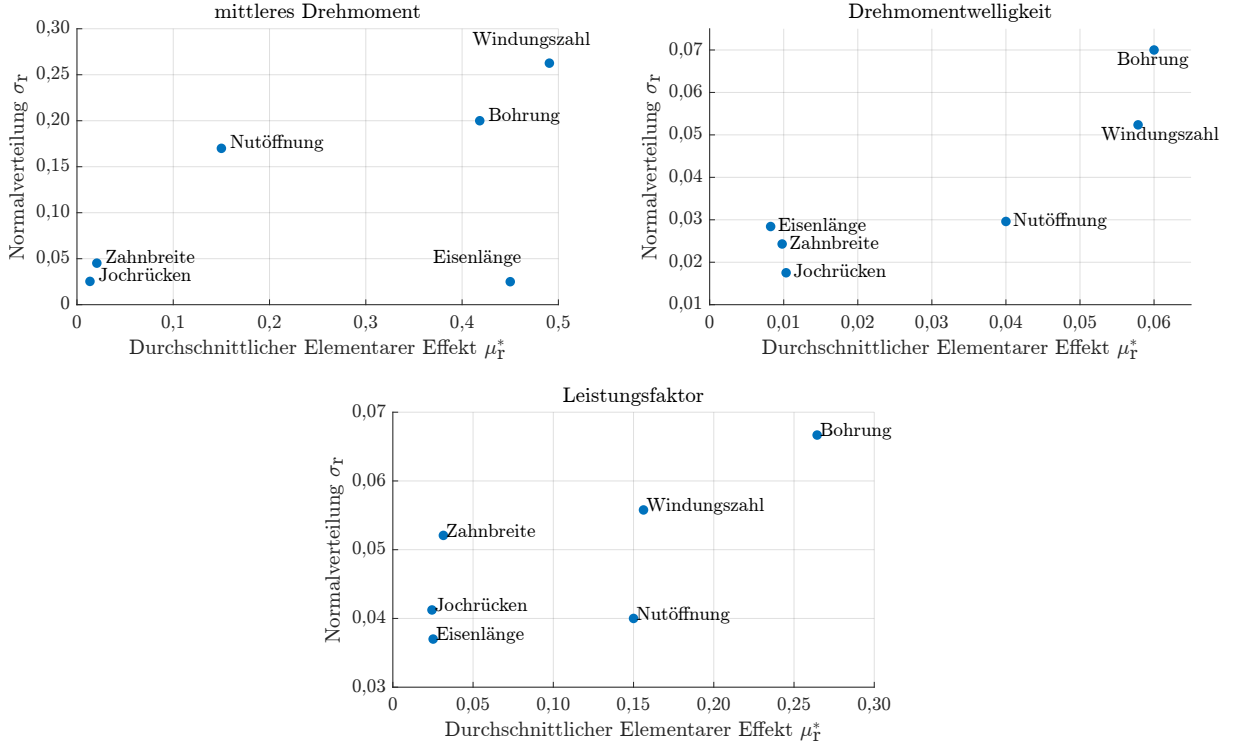


Abbildung 4.6: Ergebnisse der Elementary-Effekt-Methode für die Statorparameter mit sechs Parametern und fünfzehn berechnete Trajektorien.

Aus Abb. 4.6 geht hervor, dass der Bohrungsdurchmesser und die Windungszahl für alle Ausgangsgrößen stark sensitiv wirken. Wird der Bohrungsdurchmesser geändert, muss der Rotordurchmesser bei gleichbleibendem Luftspalt folgen. Der sich somit ändernde Angriffspunkt der magnetischen Kraft führt zu einer Änderung des Drehmomentes. Der Leistungsfaktor reagiert sensitiv, da bei Änderung des Rotordurchmessers die Wegstrecke und damit der magnetische Widerstand des Streuflusses geändert wird. Der Einfluss der Windungszahl wiederum ist recht offensichtlich mit dem Durchflutungsgesetz und der magnetischen Feldstärke verbunden. Ähnliches gilt für die Eisenlänge, wobei das FEM-Programm aufgrund der 2D Betrachtung annimmt, dass der Feldverlauf unabhängig von der Eisenlänge ist und somit nur das Drehmoment linear interpoliert. Daher hat die Eisenlänge keinen Einfluss auf den Leistungsfaktor oder die Drehmomentwelligkeit. In der Realität hat sie insoweit Einfluss auf die vernachlässigten beiden Größen, da mit steigender Eisenlänge das magnetische Gesamtfeld stärker und somit der Einfluss des Wickelkopfs geringer wird. Das Verhalten der Nutöffnung kann durch den Einfluss des Nutstreuflusses auf das Luftspaltfeld begründet und durch eine Änderung des Carter-Faktors beschrieben werden. Sie hat ebenso wie der Bohrungsdurchmesser und die Windungszahl Einfluss auf alle Ausgangsgrößen, wenn auch nicht so stark. Das die Zahnbreite und der Jochrücken ein nur sehr geringen Einfluss auf das Maschinenverhalten zu haben scheinen, lässt dar-

auf schließen, dass die Maschine im Nennpunkt für den Definitionsbereich der Parameter nicht in die Sättigung getrieben wird.

Aufgrund der Erkenntnisse des Screening-Vorgangs werden der Bohrungsdurchmesser und die Nutöffnung in die globale Sensitivitätsanalyse übernommen. Um in gewisser Form die Aussagekraft der EE-Methode validieren zu können, wird der Jochrücken ebenfalls mit betrachtet. Die Windungszahl und Eisenlänge werden dafür nicht in der Sensitivitätsanalyse berücksichtigt, da ihr Einfluss auf das Systemverhalten sehr offensichtlich ist und somit Rechenzeit gespart werden soll. Allerdings haben diese beiden Parameter einen besonderen Stellenwert, da durch sie das Verhältnis aus Strom und Spannung beeinflusst werden kann. Für die Nutwindungszahl können immer nur ganze Zahlen festgelegt werden, wodurch sie nicht beliebig frei gewählt werden kann. Im Folgenden soll daher der Einfluss der Windungszahl auf die benötigte Spannung detailliert betrachtet und anschließend ein Wert für sie festgelegt werden. Dabei gilt zu beachten, dass durch die folgenden Parameteränderungen ebenso der magnetische Widerstand des Systems geändert werden wird. Bei steigendem magnetischen Widerstand muss eine höhere Spannung aufgewendet werden, um den gleichen Strom in die Maschine einzuprägen. Da die Eisenlänge, im Gegensatz zur Windungszahl, praktisch frei gewählt werden kann, soll sie in der später folgenden Optimierung für die Spannungsanpassung genutzt werden. Dabei wird sie während der Optimierung derart skaliert, dass das System für den betrachteten Arbeitspunkt, bestehend aus eingepprägtem Strom und vorgegebener Drehzahl, genau an der Spannungsgrenze liegt. Somit soll gewährleistet werden, dass die zur Verfügung stehende elektrische Leistung vollständig ausgenutzt wird.

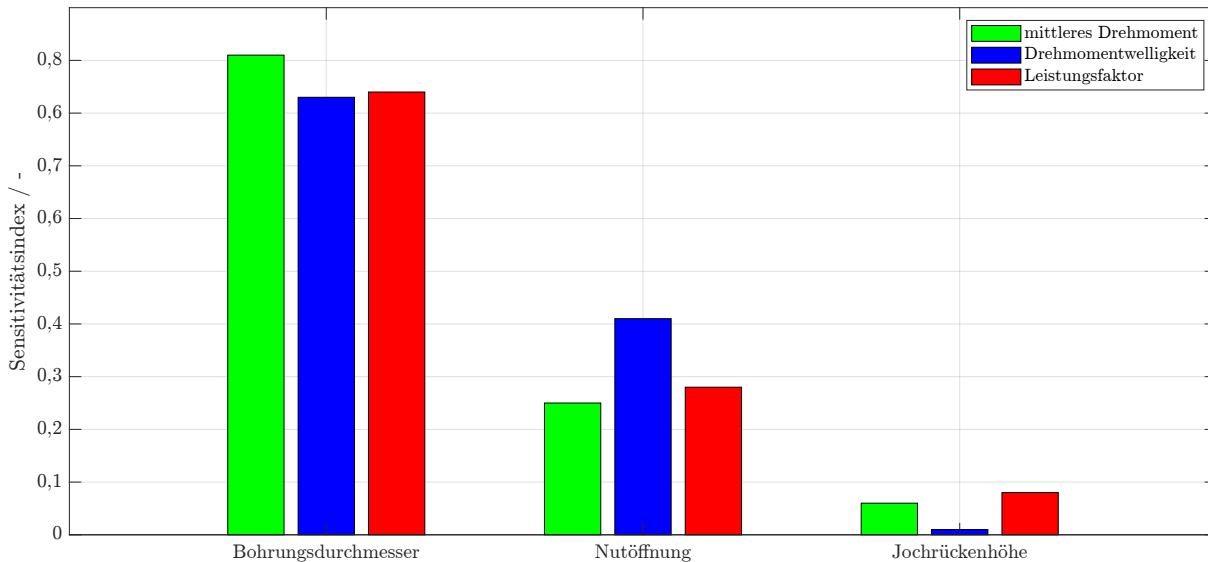


Abbildung 4.7: Aus 640 Berechnungen resultierende Sobol-Sensitivitätsindizes der globalen Statorsensitivitätsanalyse für drei Parameter.

Die globale Sensitivitätsanalyse der Statorparameter wird mit 128 Samples durchgeführt, wobei um Rechenzeit einzusparen nur die Sensitivität erster Ordnung betrachtet wird. Für den dreidimensionalen Parameterraum ergeben sich also 640 notwendige Berechnungen. Die in Abb. 4.7 dargestellten Ergebnisse der Analyse weisen ähnliches Verhalten wie be-

reits die EE-Methode auf. Den mit Abstand größten Einfluss der betrachteten Parameter, hat der Bohrungsdurchmesser. Da die Summe der Sensitivitätsindizes nicht größer als eins werden darf, lassen sich die hohen Werte der Sensitivität erster Ordnung auf eine geringe Wechselwirkung mit anderen Parametern zurückführen. Der Einfluss der Nutöffnung ist zwar deutlich geringer, dennoch gerade im Bezug auf die Drehmomentwelligkeit nicht vernachlässigbar. Wie bereits in der EE-Methode ist der Einfluss des Jochrückens vernachlässigbar klein gegenüber anderen Parametern. Dies kann besonders gut anhand der Auswirkung auf die Drehmomentwelligkeit beobachtet werden. Solange der Jochrücken nicht in die Sättigung getrieben wird, erzeugt er keine nennenswerten Reluktanzunterschiede und somit auch keinen Einfluss auf die Welligkeit.

Aufgrund ihres identifizierten Einflusses werden der Bohrungsdurchmesser, die Nutöffnung und die Eisenlänge Teil der später folgenden Optimierung. Da die verbleibenden Parameter einen sehr geringen Einfluss auf das Systemverhalten aufweisen, sollen sie bereits hier mittels Detailbetrachtung final festgelegt werden. Dafür werden für alle Parameter die in Tab. 4.3 festgelegten initialen Werte angenommen und nur der zu untersuchende Parameter innerhalb seiner Grenzen variiert.

Die Hauptaufgabe des Jochrückens und der Statorzähne ist die Führung des magnetischen Flusses, wobei der Fluss für einen effizienten Betrieb durch die beiden Bauteile nicht eingeschränkt werden sollte. Dabei können sie allerdings nicht beliebig groß dimensioniert werden, da, wie in den meisten Anwendungen auch in dieser Arbeit, geometrische Grenzen für die Maschine vorgegeben wurden. Der Jochrücken und die Statorzähne sollten daher so gestaltet sein, dass die Forderung (4.13) bei maximalem Fluss gerade noch erfüllt wird. Für die Detailauslegung dieser beiden Parameter wird daher der maximale Phasenstrom für eine entsprechende Flussdichteverteilung vorgegeben und anschließend der betrachtete Parameter innerhalb seiner Grenzen variiert. Für die Bewertung der Parameterauswirkungen wird die Drehmomentwelligkeit und der Leistungsfaktor herangezogen sowie die maximale Flussdichte in dem jeweiligen Bauteil.

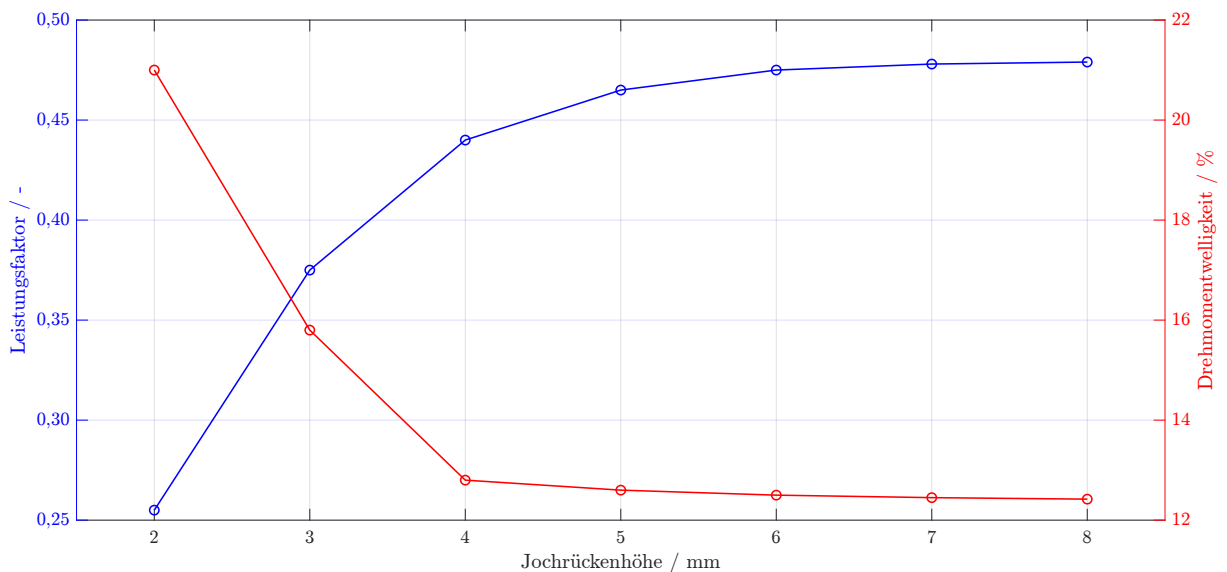


Abbildung 4.8: Einfluss der Jochrückenhöhe auf den Leistungsfaktor und die Drehmomentwelligkeit.

Tabelle 4.4: Durchschnittliche Flussdichte im Jochrücken für unterschiedliche Jochrückenhöhen.

Jochrücken in mm	2	3	4	5	6	7	8
Flussdichte in T	2,03	1,89	1,78	1,47	1,28	1,14	0,90

Der Einfluss auf die betrachteten Ausgangsgrößen bei Änderung des Jochrückens wird in Abb. 4.8 dargestellt. Wie für die analytische Auslegung des Jochrückens bereits festgelegt wurde, sollte eine maximale Flussdichte $B_{r,\max} = 1,8 \text{ T}$ nicht überschritten werden. Die Auswirkung bei Missachten dieser Forderung kann nun vor allem anhand des Leistungsfaktorverlaufs erkannt werden. Aus Tab. 4.4 geht hervor, dass eine Jochrückenhöhe $h_r < 4 \text{ mm}$ zu $B_{r,\max} > 1,8 \text{ T}$ führt, daher der Leistungsfaktor stark abfällt und die Drehmomentwelligkeit entsprechend ansteigt. Ab $h_r \geq 5 \text{ mm}$ ist die Flussdichte entsprechend gesunken, sodass das Material kein Sättigungsverhalten mehr aufweist und sich die betrachteten Ausgangsgrößen nicht weiter ändern. Trotz der Tatsache, dass ein höherer Leistungsfaktor für 5 mm erreicht werden könnte, wird sich an dieser Stelle für $h_r = 4 \text{ mm}$ entschieden. Dabei wird akzeptiert, dass der Leistungsfaktor bei Maximalstrom etwas schlechter ist, mit dem Ziel anderen sensitiveren Parametern, wie dem Bohrungsdurchmesser, mehr Platz zu verschaffen und somit gesamtheitlich bessere Ergebnisse zu erzielen.

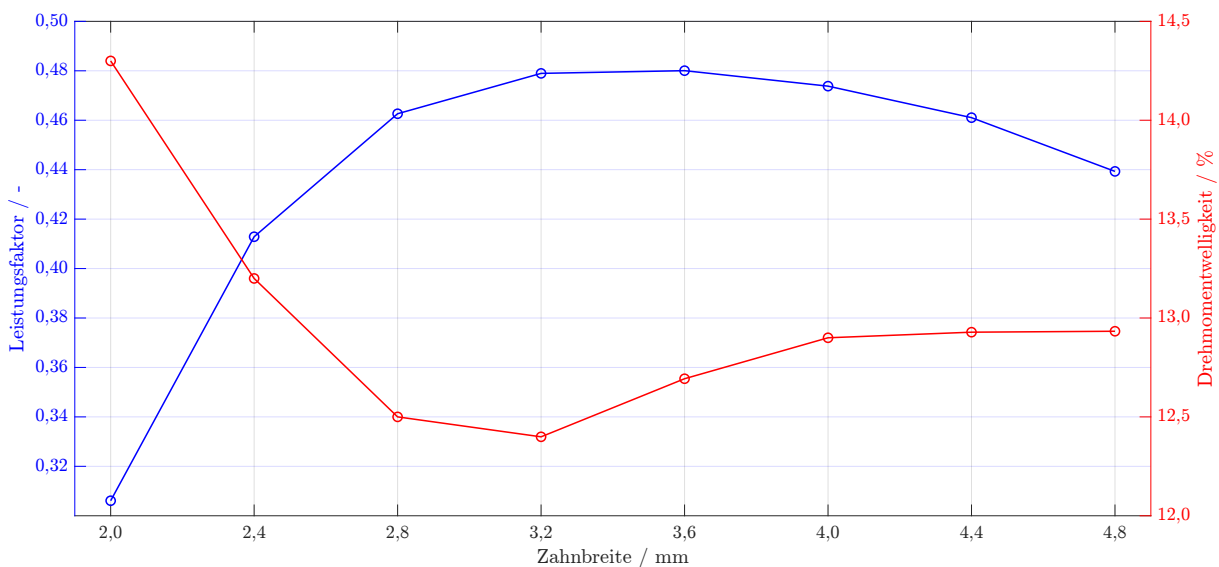


Abbildung 4.9: Einfluss der Zahnbreite auf den Leistungsfaktor und die Drehmomentwelligkeit.

Tabelle 4.5: Durchschnittliche Flussdichte im Statorzahn für unterschiedliche Zahnbreiten.

Zahnbreite in mm	2,0	2,4	2,8	3,2	3,6	4,0	4,4	4,8
Flussdichte in T	2,07	1,88	1,78	1,65	1,59	1,40	1,14	1,08

Der Verlauf der betrachteten Ausgangsgrößen ist bei Änderung der Statorzahnbreite komplizierter. Abb. 4.9 stellt dar, dass beide Verläufe zunächst steigen. Dieses Verhalten ist

erneut auf das Sättigungsverhalten innerhalb des Statorzahns zurück zu führen. Trotz der Tatsache, dass die Flussdichte, dargestellt in Tab. 4.5, kontinuierlich sinkt und somit die Sättigung reduziert, beginnt der Leistungsfaktor für $b_d > 3,6$ mm wieder zu fallen. Dieses im ersten Moment widersprüchliche Verhalten kann darauf zurück geführt werden, dass für den Anstieg der Zahnbreite die Nutbreite geringer werden muss. Um den Spulen genügend Platz zur Verfügung stellen zu können, wird die Nut erhöht, wodurch der Statorzahn länger wird. Dadurch steigt der magnetische Widerstand an und das Systemverhalten wird wieder schlechter. Im folgenden soll für die Zahnbreite $b_d = 3,2$ mm angenommen werden.

Nach dem Durchflutungsgesetz (1.1) kann bei gleichem Strom eine höhere Durchflutung und somit ein höherer Fluss erreicht werden, wenn die Windungszahl gesteigert wird. Da aus diesem Zusammenhang ein besserer Leistungsfaktor und ein höheres Drehmoment resultieren, ist eine hohe Windungszahl wünschenswert. Aufgrund des Induktionsgesetzes (1.6) muss bei einem höheren Fluss allerdings auch eine höhere Spannung für den gleichen Strom aufgewendet werden. Somit muss bei der Wahl der Windungszahl vor allem die zur Verfügung stehende Spannung beachtet werden. Wie bereits erwähnt, hat die Eisenlänge ebenso einen Einfluss auf die benötigte Spannung, wobei sie freier gewählt werden kann als die Windungszahl. In Abb. 4.10 wird der Einfluss der Eisenlänge auf die notwendige Spannung für verschiedene Windungszahlen dargestellt. Die Werte wurden dabei für den Arbeitspunkt Spitzenmoment berechnet, da für diesen der höchste Statorstrom notwendig ist und somit der größte Spannungsbedarf erwartet wird.

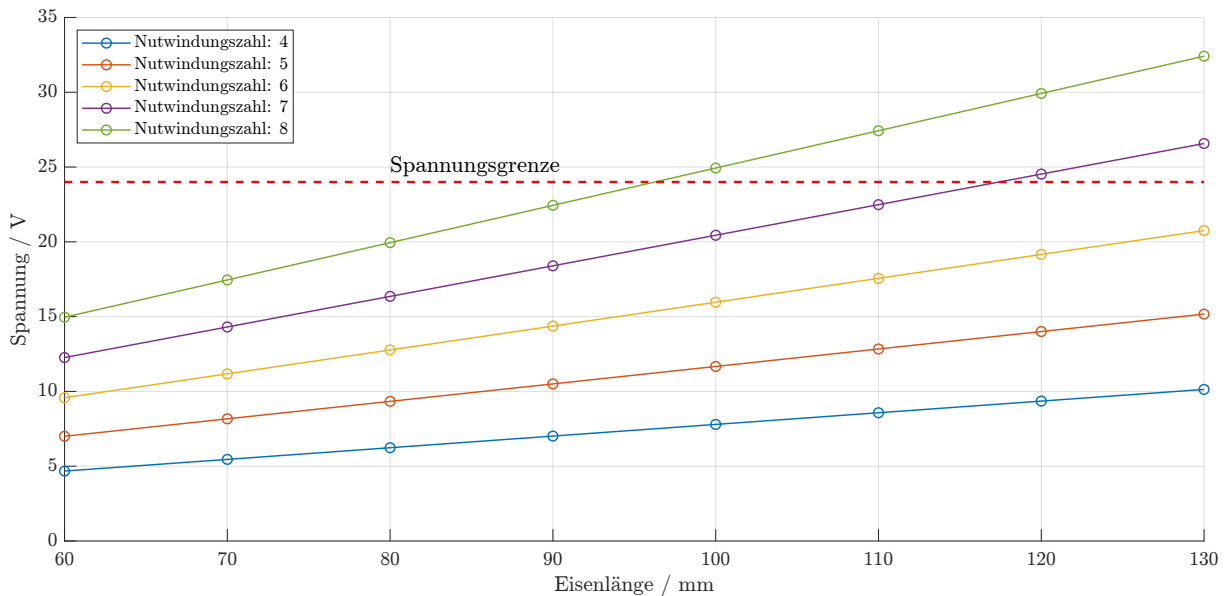


Abbildung 4.10: Einfluss der Eisenlänge und Nutwindungszahl auf den notwendigen Spannungsbetrag bei Maximalstrom.

Aus Abb. 4.10 wird ersichtlich, dass grundlegend für alle betrachteten Windungszahlen die Spannungsgrenze eingehalten werden könnte. Allerdings sollte die Eisenlänge nicht zu kurz gewählt werden, um das Verhältnis aus Hauptfluss und Wickelkopfstreuf Fluss gering zu halten. Außerdem sollte beachtet werden, dass bei gleichem Strom eine höhere Spannung notwendig werden wird, wenn die Systemreluktanz steigt. Um bei einem hohen Spannungsbedarf die Eisenlänge nicht zu gering wählen zu müssen, sollte an diesem Punkt der

Auslegung eine Spannungsreserve eingeplant werden. Eine Nutwindungszahl von $N_c = 6$ bietet einen guten Kompromiss aus Spannungsreserve, und hoher Windungszahl. Im folgenden wird daher für $N_c = 6$ angenommen und mit einer Eisenlänge $l_{Fe} = 130 \text{ mm}$ begonnen.

Tabelle 4.6: Ergebnisse der Detailauslegung des Stators.

Parameter	Finaler Wert
h_r	4 mm
b_d	3,2 mm
l_{Fe}	130 mm
N_c	6

4.3.2 Rotor

In den Anforderungen wurde definiert, dass sich bei der Auslegung des Rotors rein auf eckige Flussbarrieren konzentriert werden soll. Hintergrund dieser Forderung ist, dass in einem parallel laufenden Forschungsprojekt bereits andere Barrierengeometrien untersucht werden. Die in dieser Arbeit verwendete geometrische Beschreibung der Flussbarrieren wurde [26] entnommen und wird in Abb. 4.11 abgebildet. Sie bietet dabei einen hohen Freiheitsgrad bei der Barrierengestaltung, ohne dass sich die Parameter geometrisch gegenseitig stark beeinflussen.

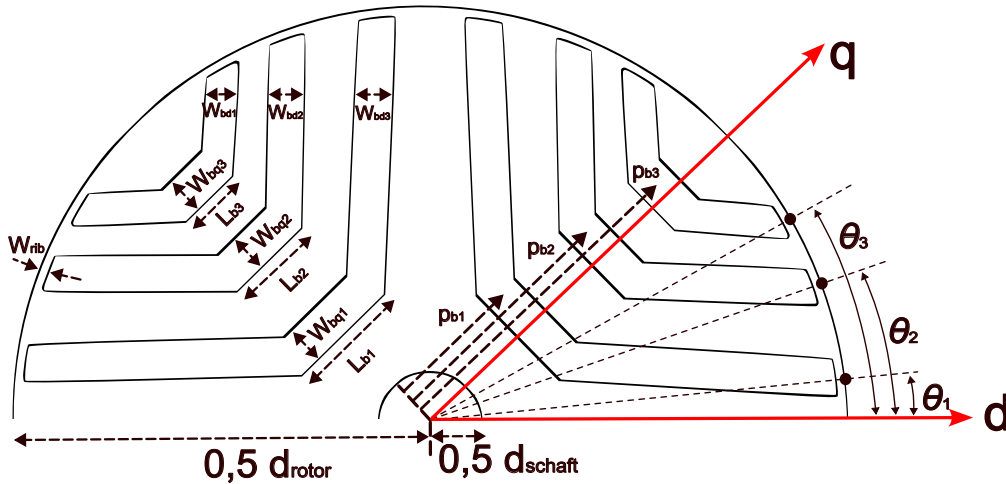


Abbildung 4.11: Geometrische Rotorparameter einer vierpoligen RSM mit drei Flussbarrieren.

Die Barrierenenden werden verrundet ausgeführt, da scharfkantige Übergänge zu hohen Kerbspannungen führen und dadurch die mechanische Integrität des Rotors gefährdet werden könnte. Außerdem erzeugen scharfe Kanten Anstiege der lokalen Flussdichte, und führen somit zu zusätzlichen Eisenverlusten. Wie in Abschnitt 1.4.4 dargelegt, stellen die Verbindungsstege der Eisensegmente einen zusätzlichen Flusspfad zwischen dem d- und q-Pfad dar und sollten soweit wie möglich reduziert werden [30]. Für den hier entwickelten

Rotor wurde sich daher für eine rein radiale Abstützung der Segmente entschieden, wobei neben den mechanischen Anforderungen dessen Wandstärke fertigungsbedingt beschränkt wird. Deswegen und unter Berücksichtigung von Erfahrungswerten aus vorherigen Projekten wird die Wandstärke $W_{\text{rib}} = 0,7 \text{ mm}$ für die radialen Abstützungen festgelegt. Für die Verbesserung des Leistungsfaktors muss das Flussverhältnis in d- und q-Richtung entsprechend maximiert werden. Für den Fall, dass keine Sättigung vorliegt, wird der d-Fluss hauptsächlich durch den Luftspalt begrenzt. Aus diesem Grund ist es für die RSM besonders wichtig, den Luftspalt zu minimieren. Durch Toleranzunterschiede, Unwucht im Rotor und temperaturbedingte Ausdehnung kann der Luftspalt allerdings nicht unendlich klein gewählt werden. Daher wird ebenso fertigungsbedingt für den Luftspalt $\delta = 0,4 \text{ mm}$ angesetzt.

Im Folgenden soll nun die Sensitivitätsanalyse für die Rotorparameter durchgeführt werden. Gerade bei mehreren Barrieren führt der hohe Freiheitsgrad zu einer Vielzahl notwendiger Parametern, die miteinander interagieren und das Systemverhalten schwerer nachvollziehbar machen. Daher soll zu Beginn das Verhalten von nur einer Barriere untersucht werden, und erst anschließend mehrere Barrieren mit einbezogen werden.

Die Parameter für die Sensitivitätsanalyse mit nur einer Barriere und deren Definitionsbereich können Tab. 4.7 entnommen werden. Wie bereits beim Stator, wird auch diesmal der Parameterraum zunächst durch ein Screening-Vorgang reduziert und anschließend der konkrete Einfluss mittels globaler Sensitivitätsanalyse ermittelt.

Tabelle 4.7: Eingangswerte und Parameter der Rotorsensitivitätsanalyse mit einer Flussbarriere.

Parameter	Initialer Wert	Von	Bis	Einheit
θ_1	20	7	30	mm
W_{bq1}	1	1	6	mm
W_{bd1}	1	1	6	mm
p_{b1}	17	14	24	mm
L_{b1}	10	4	20	mm

Das Screening wird mit 15 Trajektorien durchgeführt, durch den fünf-dimensionalen Parameterraum ergeben sich somit 90 notwendige Berechnungen. Die in Abb. 4.12 dargestellten Ergebnisse weisen darauf hin, dass der Einfluss der Barrierenbreite L_{b1} sowie die Position in q-Richtung p_{b1} deutlich geringer ist als der der anderen Parameter. Die Barrieren werden im folgenden in gleichmäßigen Abständen zueinander in Richtung q-Achse angeordnet, damit zwischen ihnen kein ungleichmäßiges Sättigungsverhalten auftreten kann. Die Weiten der Barrieren in d- und q-Richtung scheinen ein zueinander ähnlichen Einfluss auf das Systemverhalten zu haben. Allerdings ist auffällig, dass die Barriere in q-Richtung stets ein weniger nichtlineares Verhalten, dargestellt durch σ_i , aufzuweisen scheint als die in d-Richtung. Der Grund hierfür ist, dass die Weite der Barriere in d-Richtung nicht nur das Isolationsverhältnis beeinflusst, sondern auch mit den diskret verteilten Spulen und Nutöffnungen interagiert. Zuletzt kann mit relativer Eindeutigkeit gesagt werden, dass der Barrierenwinkel den größten Einfluss auf die Ausgangsgrößen hat. Letzteres deckt sich mit den Erkenntnissen aus [6], [23], [26].

Die Erkenntnisse aus Abb. 4.12 führen dazu, dass in der globalen Sensitivitätsanalyse nur

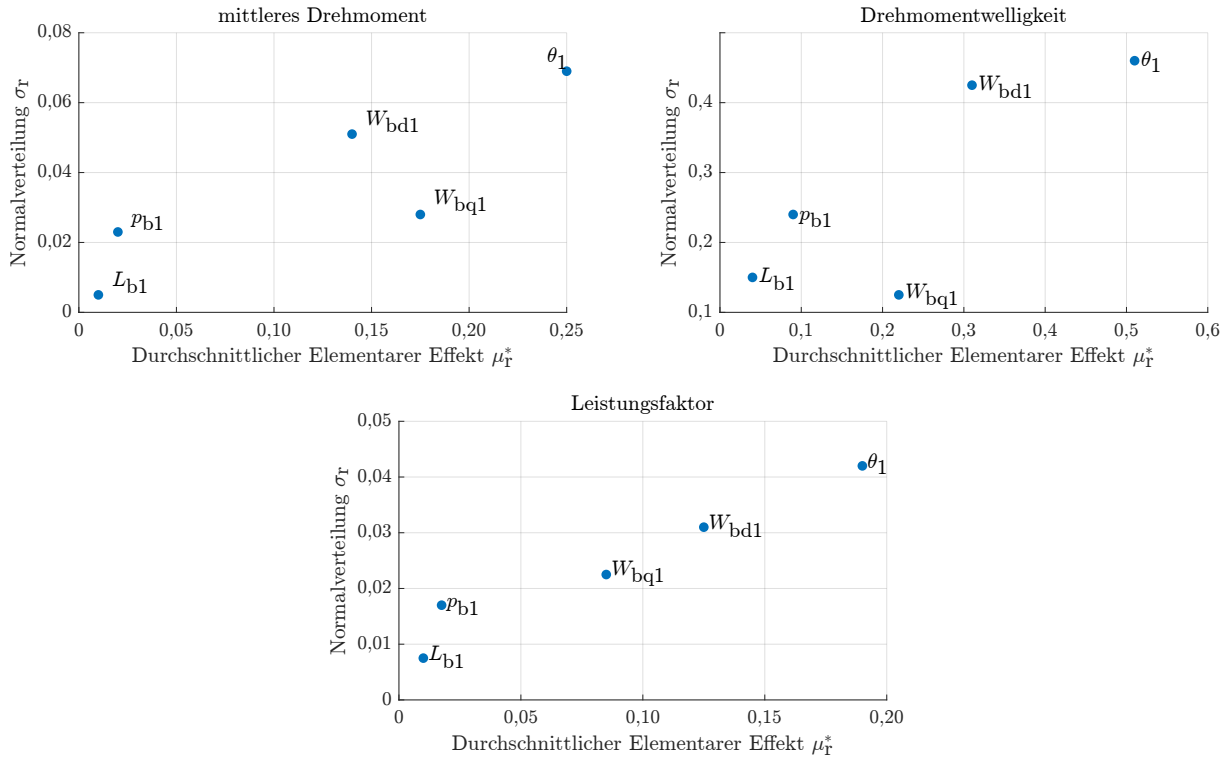


Abbildung 4.12: Ergebnisse der Elementary-Effekt-Analyse für die Rotorparameter mit einer Flussbarriere mit fünf Parametern und fünfzehn berechnete Trajektorien.

noch die beiden Barrierenweiten sowie deren Winkel betrachtet werden. Für die globale Sensitivitätsanalyse werden 128 Samples genutzt, weshalb 640 Berechnungen durchgeführt werden müssen. Die in Abb. 4.13 dargestellten Ergebnisse bestätigen, dass der Barrierenwinkel durchaus auf alle drei Ausgangsgrößen den größten Einfluss hat. Seine Sensitivitätsindizes für die Drehmomentwelligkeit und den Leistungsfaktor liegen nahe eins und kennzeichnen den Winkel als höchst sensitiven Parameter. Im Allgemeinen decken sich die Screening Ergebnisse aus Abb. 4.12 mit denen der globalen Sensitivitätsanalyse aus Abb. 4.13. Aufgrund der hohen Sensitivitätsindizes werden alle drei Parameter in der später folgenden Optimierung berücksichtigt.

Ziel der Flussbarrieren ist es, den Fluss innerhalb des Rotors zu führen und somit die gewünschte magnetisch anisotrope Charakteristik zu erzwingen. Wird nur eine Barriere verwendet, so stehen wenige Möglichkeiten zur Verfügung den Fluss und somit das Maschinenverhalten zu beeinflussen. Daher werden mehrere Barrieren pro Pol eingesetzt, welche, wie in Abb. 4.11 dargestellt, individuell parametrisiert werden können. Um den Einfluss der Barrierenanzahl zu untersuchen, wird sie Schrittweise erhöht und die resultierenden Ausgangsgrößen beobachtet. Für unterschiedliche Barrierenanzahlen müssen die Parameter entsprechend angepasst werden. Um nicht für jeden Durchlauf erneut die optimalen Motorparameter manuell suchen zu müssen, werden die in [29] angeführten Gleichungen zur Parametrisierung von eckigen RSMn-Barrieren verwendet. Teil der Überlegung in [29] ist, dass die Winkel zueinander den gleichen Anstellwinkel haben sollen, um das Sättigungsverhalten in den Eisensegmenten gleichmäßig zu halten. Die Barrieren werden des Weiteren gleichmäßig in q-Richtung auf dem Rotor verteilt, und haben alle die gleiche

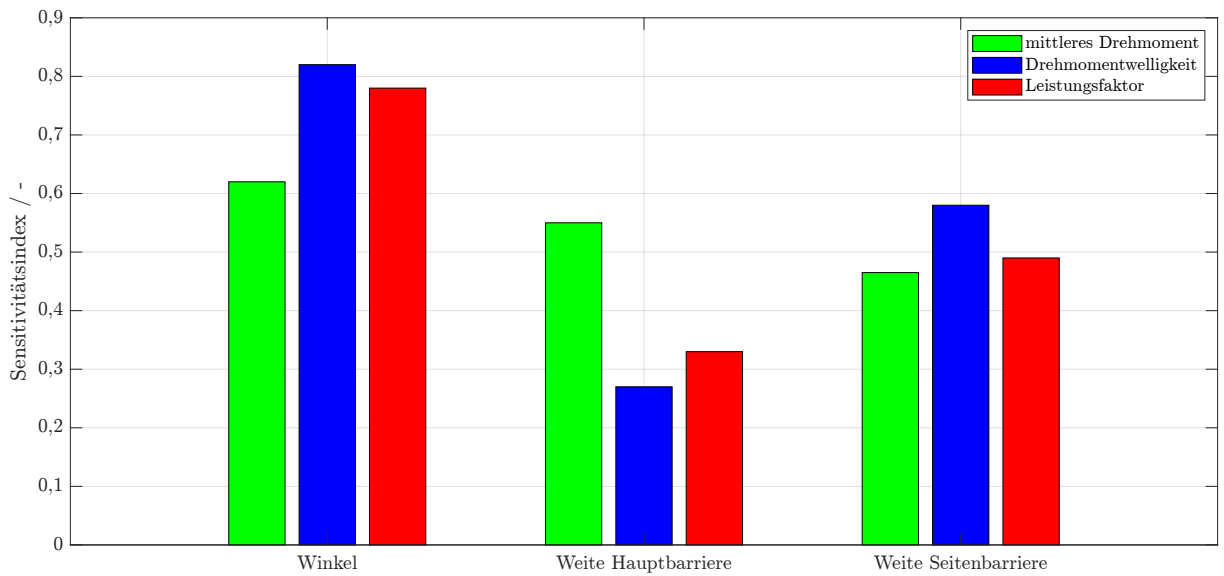


Abbildung 4.13: Aus 640 Berechnungen resultierende Sobol-Sensitivitätsindizes der globalen Rotorsensitivitätsanalyse für drei Parameter.

Weite. Für eine gewisse Vergleichbarkeit zwischen den Berechnungen, wird das in [24] vorgestellte Verhältnis der Weite von Eisenpfad zu Flussbarriere genutzt. Die Weite der einzelnen Barrieren variiert zwischen den Rechnungen, der Gesamtanteil magnetisch isolierenden gegenüber leitfähigem Materials bleibt jedoch gleich.

Der Verlauf der Ausgangsgrößen bei Änderung der Barrierenanzahl kann Abb. 4.14 entnommen werden. Aus diesem geht hervor, dass für die ersten fünf Barrieren eine steigende Barrierenanzahl das Maschinenverhalten verbessert. Für die sechste Barriere beginnt der Verlauf einzubrechen und das Verhalten wird wieder schlechter. Grund dafür ist, dass das Verhältnis von magnetisch leitfähigem zu isolierendem Material zwar gleich bleibt, die Eisenstege für sich alleine betrachtet dennoch dünner werden. Bereits zwischen der vierten und fünften Barriere kann keine große Änderung mehr beobachtet werden, da die Eisenstege langsam anfangen zu sättigen. Ab der sechsten Barriere wird nun der Querschnitt des Segments so dünn, dass die Sättigung zu groß wird und somit den Fluss reduziert. Die Untersuchung wurde dabei für den Nennpunkt durchgeführt, es kann also davon ausgegangen werden, dass das beschriebene Sättigungsverhalten für den Maximalstrom noch stärker ausgeprägt sein wird. Deshalb, und da für weniger Barrieren auch weniger Parameter festzulegen sind, soll im folgenden mit vier Barrieren gearbeitet werden.

Tabelle 4.8: Ergebnisse der Detailauslegung des Rotors.

Parameter	Finaler Wert	Parameter	Finaler Wert
W_{rib}	0,7 mm	δ	0,4 mm
p_{b1}	5,86 mm	p_{b2}	9,59 mm
p_{b3}	13,31 mm	p_{b4}	17,04 mm
L_{b1}	8 mm	L_{b2}	6 mm
L_{b3}	4 mm	L_{b4}	3 mm

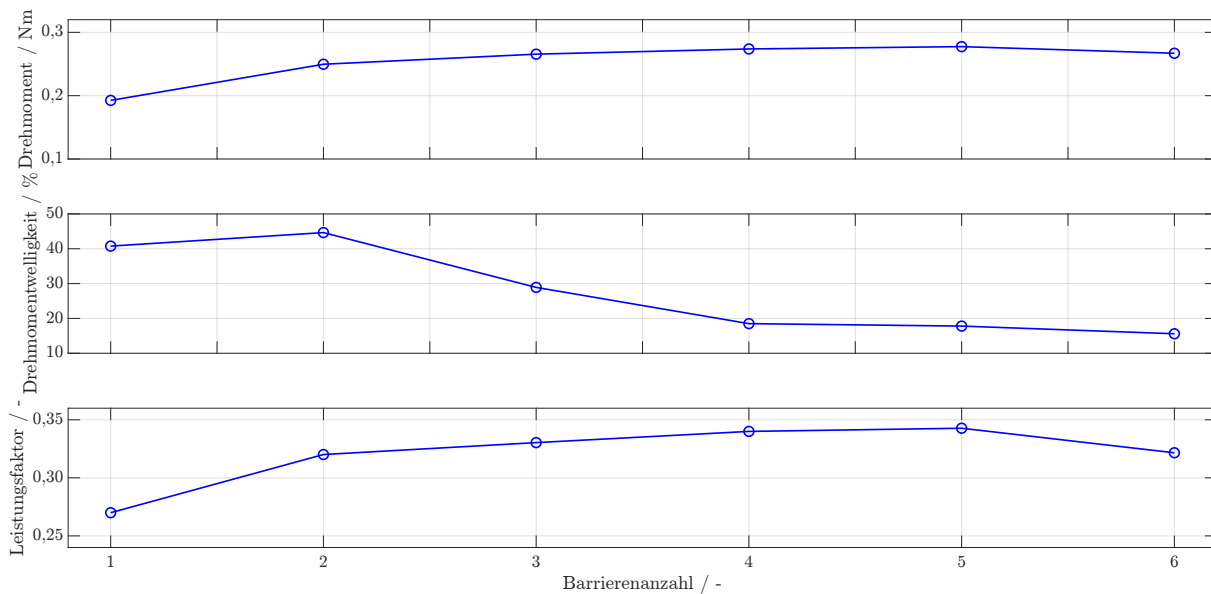


Abbildung 4.14: Einfluss der Barrierenanzahl auf das mittlere Drehmoment, die Drehmomentwelligkeit und den Leistungsfaktor.

4.4 Parameter-Optimierung

Nachdem nun der Einfluss der Parameter und deren Sensitivität identifiziert wurden, müssen für die sensitiven Parameter konkrete Werte festgelegt werden. Daher soll im folgenden ein systematisches „one-factor-at-a-time“ Vorgehen vorgestellt werden, welches unter Berücksichtigung eines vorgegebenen Optimierungsziels nach einer optimalen Parameterkombination sucht. Dessen Ergebnisse werden anschließend anhand einer Paretofront graphisch dargestellt.

Im folgenden soll nach einem Maschinenentwurf für optimale Drehmomentwelligkeit und optimalen Leistungsfaktor gesucht sowie ein Kompromiss zwischen den beiden Zielen gefunden werden. Die Maschine soll dabei im Nennpunkt optimiert werden, da sie großteils in diesem Betriebsbereich arbeiten soll. Aus den Ergebnissen der drei Optimierungen wird zuletzt der finale Maschinenentwurf ausgewählt.

Tabelle 4.9: Eingangsparameter, initiale Werte und Definitionsbereich für Maschinenoptimierung.

Parameter	Initialer Wert	Von	Bis	Einheit
d_{si}	40	30	70	mm
s_Q	1,8	1,6	2,0	mm
$\alpha_1, \dots, \alpha_4$	-	-	-	mm
$W_{bq,1}, \dots, W_{bq,4}$	2	1	4	mm
$W_{bd,1}, \dots, W_{bd,4}$	2	1	4	mm

Die zu optimierenden Eingangsparameter, sowie ihr Gültigkeitsbereich können Tab. 4.9 entnommen werden. Um die Qualität des Optimierungsvorgangs bewerten und den Rechenaufwand rechtfertigen zu können, wird das Modell zunächst mit den initialen Parame-

tern berechnet. Die Ergebnisse dessen sind in Tab. 4.10 dargestellt. Die initialen Parameter dienen der Optimierung als Startpunkt, somit ist eine Verbesserung des Maschinenverhaltens als direkte Konsequenz des Optimierungsvorgehens zu betrachten.

Tabelle 4.10: Leistungsparameter für Nenn- und Maximalstrom des initialen Maschinenentwurfs.

Leistungsparameter	Nennstrom	Maximalstrom	Einheit
Drehmoment	0,45	3,58	Nm
Drehmomentwelligkeit	17,92	17,65	%
Leistungsfaktor	0,34	0,49	-
Wirkungsgrad	88,7	75,7	%

4.4.1 Optimierungsalgorithmus

Ziel des hier genutzten Optimierungsverfahren ist, durch ein einfach zu implementierendes und nachvollziehbares Vorgehen eine optimale Parameterkombination zu finden [15]. Wie in Abb. 4.15 dargestellt, wird zuerst ein initialer Parametersatz, der Parametervektor $x := (x_1, \dots, x_i, \dots, x_k)^\top \in \mathbb{R}^k$, zwei zu optimierende Ausgangsgrößen γ_1 und γ_2 , sowie der Gewichtungsfaktor $\lambda \in [0; 1]$ festgelegt. Des Weiteren muss für jeden Parameter das Intervall $x_i \in [x_{i,1}, x_{i,r}]$ definiert werden, in welchem er sich befinden darf, sowie seine Schrittweite Δ .

Um den optimalen Wert eines Parameters x_i zu finden, wird der Eintrag des Vektors zwischen den Grenzen seines Intervalls iteriert, wofür r Berechnungen durchgeführt werden müssen. Da es sich um ein OAT-Vorgehen handelt, werden währenddessen alle anderen Parameter konstant gehalten. Nach Abschluss der Berechnungen ergibt sich für die zu optimierenden Ausgangsgrößen der Verlauf $\gamma_1(x_i)$ und $\gamma_2(x_i)$ als Funktion der Eingangsgröße x_i . Für den weiteren Verlauf müssen $\gamma_1(x_i)$ und $\gamma_2(x_i)$ miteinander verglichen werden können, daher sollen sie zunächst auf ihren jeweiligen Maximalwert normiert werden. Die Verläufe $\gamma_{1,\text{norm}}(x_i), \gamma_{2,\text{norm}}(x_i) \in [0; 1]$ ergeben sich nach Normierung der berechneten Werte an den diskreten Stützstellen des Parameterintervalls. Da sich das Optimum auch zwischen diesen Stützstellen befinden kann, wird mithilfe der stückweise kubischen Methode „pchip“ von MATLAB interpoliert. Anschließend soll mithilfe der beiden Verläufe der optimale Parameterwert gefunden werden. Dafür wird die gewichtete Summe

$$y = \lambda \cdot \gamma_{1,\text{norm}}(x_i) + (1 - \lambda) \cdot \gamma_{2,\text{norm}}(x_i) \quad (4.22)$$

gebildet, wobei das Maximum der Funktion $y(x_i)$ für den optimalen Parameter $x_{i,\text{opt}}$ auftritt. Mithilfe des Gewichtungsfaktors λ kann der Fokus der Optimierung vorgegeben werden. Der resultierende optimale Parameterwert wird für den betrachteten Parameter übernommen und der Vorgang für den nächsten Parameter x_{i+1} durchgeführt. Die geometrische Änderung eines Parameters kann dazu führen, dass andere Parameter mehr oder weniger Platz haben und somit ihre Intervallgrenzen geändert werden müssen. Damit für das gesuchte Optimum ein möglichst breites Parameterspektrum betrachtet wird, werden die Intervallgrenzen eines jeden Parameters nach Abschluss einer Betrachtung neu

berechnet. Nachdem alle Parameter innerhalb des Parametervektors x optimiert wurden, kann das Programm beendet oder erneut mit dem ersten Eintrag des Vektors begonnen werden. Da die Parametergrenzen fortlaufend geändert werden und somit die Möglichkeit besteht, eine bessere Kombination zu finden, sollten mehrere Iterationen des Optimierungsvorgangs für einen Parametervektor durchgeführt werden.

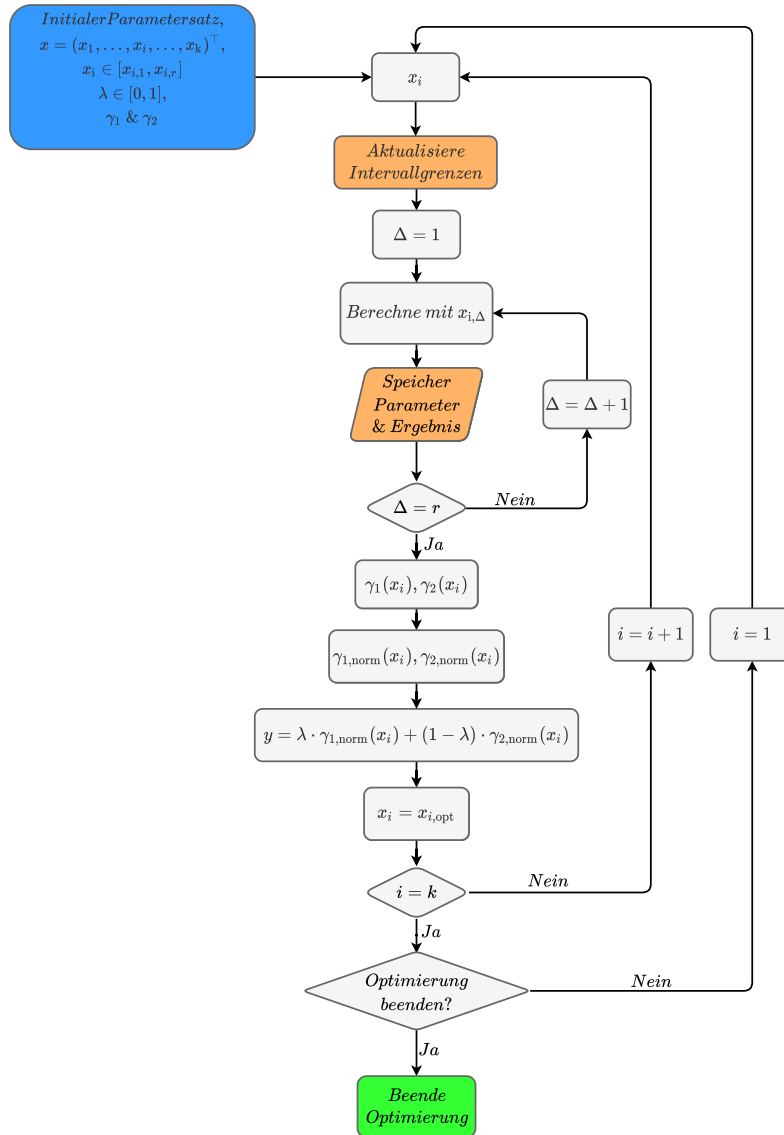


Abbildung 4.15: Ablaufdiagramm des verwendeten Optimierungsvorgehens.

Während des Optimierungsvorgangs wird jeder Berechnung eine eindeutige Kennziffer zugewiesen sowie die jeweiligen Parameterwerte und Berechnungsergebnisse gespeichert werden. Nach Abschluss des Vorgangs können die Ergebnisse für jede Berechnung ausgelesen und die Pareto-Optimalen Werte identifiziert werden. Ein Punkt wird als Pareto-Optimal bezeichnet, wenn eine seiner Eigenschaften nicht weiter verbessert werden kann, ohne dass eine andere Eigenschaft dadurch verschlechtert wird [34]. Zur Bewertung des Optimierungsvorgangs und Auswahl eines Maschinenentwurfs werden die Berechnungen graphisch dargestellt. Die Pareto-Optimalen Punkte werden dabei farblich gekennzeichnet.

net, wodurch die sogenannte Paretofront entsteht.

4.4.2 Optimierung nach Drehmomentwelligkeit

Der oben beschriebene Optimierungsvorgang soll nun für unterschiedliche Kriterien durchgeführt werden. Im folgenden wird für $\gamma_1(x_i)$ der invertierte Drehmomentwelligkeitsverlauf angenommen und für $\gamma_2(x_i)$ der Leistungsfaktorverlauf. Da für die Welligkeit das Minimum gesucht wird, das Vorgehen allerdings nach dem Maximum der gewichteten Funktion sucht, muss der Drehmomentwelligkeitsverlauf invertiert werden. Um die Maschine rein nach der Drehmomentwelligkeit zu optimieren, wird für den Gewichtungsfaktor $\lambda = 1$ angenommen. Die Ergebnisse sowie die Paretofront für diese Optimierung sind in Abb. 4.16 dargestellt. Der Parametervektor setzt sich aus den in Tab. 4.9 aufgelisteten Parametern zusammen, wobei vier Iterationen dieses Vektors durchgeführt wurden.

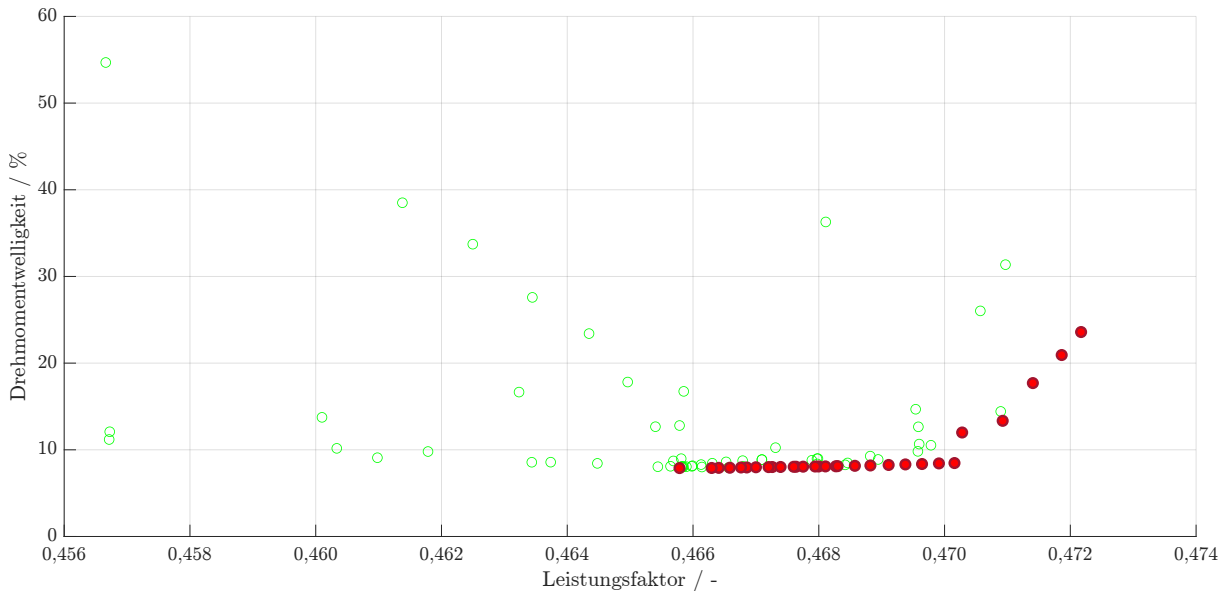


Abbildung 4.16: Berechnungsergebnisse bei Optimierung nach minimaler Drehmomentwelligkeit, (grün) Drehmomentwelligkeit und Leistungsfaktor der berechneten Parameterkombinationen, (rot) resultierende Paretofront.

Abb. 4.16 stellt in grün die resultierenden Drehmomentwelligkeiten und Leistungsfaktoren für alle berechneten Parameterkombinationen dar. Die rot markierten Punkte stellen die resultierende Paretofront aus den Ergebnissen dar. Mithilfe der Optimierung konnte eine minimale Drehmomentwelligkeit von 7,8% erreicht werden, und daher eine Verbesserung von 10,1% gegenüber dem initialen Maschinenentwurf. Die Leistungsparameter des optimierten Maschinenentwurfs für Nenn- und Maximalstrom werden in Tab. 4.11 dargestellt.

4.4.3 Optimierung nach Leistungsfaktor

Für einen optimalen Leistungsfaktor wird der Gewichtungsfaktor $\lambda = 0$ angenommen, und anschließend erneut mit vier Iterationen des Parametervektors gerechnet. Die Ergebnisse aus Abb. 4.17 zeigen auf, dass durch diesen Optimierungsdurchlauf ein optimaler Leistungsfaktor von 0,54 erreicht werden kann. Dies entspricht einer Verbesserung von

Tabelle 4.11: Leistungsparameter bei Nenn- und Maximalstrom für Maschinenentwurf mit minimal erreichter Drehmomentwelligkeit.

Leistungsparameter	Nennstrom	Maximalstrom	Einheit
Drehmoment	0,82	4,87	Nm
Drehmomentwelligkeit	7,80	9,54	%
Leistungsfaktor	0,47	0,57	-
Wirkungsgrad	88,8	80,1	%

0,20 gegenüber dem initialen Entwurf. Anzumerken ist allerdings, dass mit steigendem Leistungsfaktor die Drehmomentwelligkeit vergrößert wird.

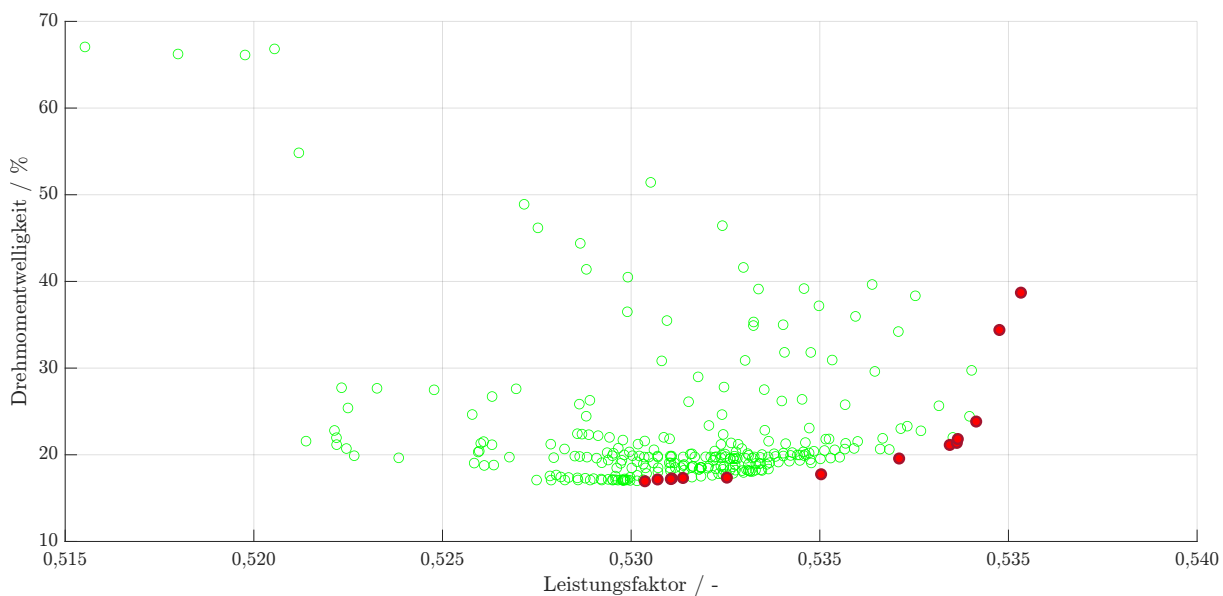


Abbildung 4.17: Berechnungsergebnisse bei Optimierung nach maximalem Leistungsfaktor, (grün) Drehmomentwelligkeit und Leistungsfaktor der berechneten Parameterkombinationen, (rot) resultierende Paretofront.

4.4.4 Optimierung nach Drehmomentwelligkeit & Leistungsfaktor

Da für die vorangegangenen Optimierungen jeweils nur eine Ausgangsgröße betrachtet wurden, die Maschinenauslegung allerdings für sowohl die Maximierung des Leistungsfaktors als auch die Minimierung der Drehmomentwelligkeit erfolgen soll, wird die Optimierung nun für beide Größen gleichzeitig durchgeführt. Für den Gewichtungsfaktor wird $\lambda = 0,5$ angenommen und mit den gleichen Eingangsparametern, sowie vier Iterationen des Parametervektors gerechnet. Ersichtlich wird, dass die Ausgangsgrößen in Abb. 4.18 für sich alleine betrachtet tendenziell schlechtere Werte als in den vorherigen Betrachtungen aufweisen. Das Ziel dieser Optimierung ist insoweit erfüllt, dass für die Betrachtung beider Ausgangsgrößen ein besseres Gesamtsystem gebildet werden kann.

Tabelle 4.12: Leistungsparameter bei Nenn- und Maximalstrom für Maschinenentwurf mit maximal erreichtem Leistungsfaktor.

Leistungsparameter	Nennstrom	Maximalstrom	Einheit
Drehmoment	0,94	4,91	Nm
Drehmomentwelligkeit	38,58	38,58	%
Leistungsfaktor	0,55	0,61	-
Wirkungsgrad	90,2	80,0	%

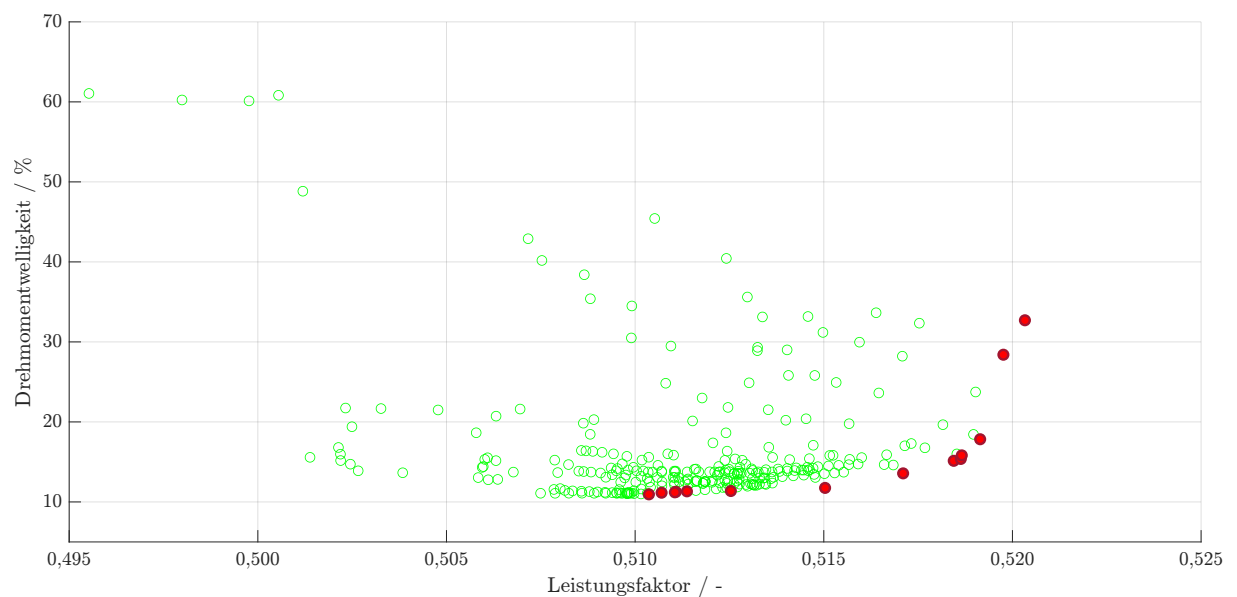


Abbildung 4.18: Berechnungsergebnisse bei Optimierung nach maximalem Leistungsfaktor und minimaler Drehmomentwelligkeit, (grün) Drehmomentwelligkeit und Leistungsfaktor der berechneten Parameterkombinationen, (rot) resultierende Paretofront.

Als Ergebnis dieser Optimierung wird ein Punkt auf der Paretofront gewählt, welcher sowohl eine geringe Drehmomentwelligkeit als auch ein hohen Leistungsfaktor aufweist. Die Leistungsparameter für diese Parameterkombination können Tab. 4.13 entnommen werden. Im Vergleich zu dem initialen Maschinenentwurf konnte eine Verbesserung der Drehmomentwelligkeit von 7,22 % und eine Verbesserung des Leistungsfaktors von 0,17 erreicht werden.

Tabelle 4.13: Leistungsparameter bei Nenn- und Maximalstrom für Maschinenentwurf mit minimaler Drehmomentwelligkeit bei maximalem Leistungsfaktor.

Leistungsparameter	Nennstrom	Maximalstrom	Einheit
Drehmoment	0,93	5,28	Nm
Drehmomentwelligkeit	10,70	14,98	%
Leistungsfaktor	0,51	0,58	-
Wirkungsgrad	94,3	89,5	%

4.4.5 Gegenüberstellung und Auswahl

In den vorangegangenen Abschnitten wurden drei Maschinenentwürfe mit unterschiedlichen Optimierungszielen erarbeitet. Deren Leistungsparameter sowie die des initialen Maschinenentwurfs werden für den Nennpunkt noch einmal in Tab. 4.14 zusammengefasst dargestellt. Der initiale Maschinenentwurf galt als Startpunkt der jeweiligen Berechnungsvorgänge; aus Tab. 4.14 geht hervor, dass das Maschinenverhalten für den jeweils betrachteten Leistungsparameter verbessert werden konnte.

Die für $\lambda = 0$ erarbeitete Maschine kommt für den finalen Entwurf nicht in Frage, da sie die Anforderung einer maximalen Drehmomentwelligkeit von $\leq 15\%$ im Nennbetrieb nicht erfüllt. Die Entwürfe für $\lambda = 1$ und $\lambda = 0,5$ erfüllen beide die gegebenen Anforderungen und könnten als finalen Maschinenentwurf verwendet werden. Aufgrund des höheren Leistungsfaktors und Maschinenwirkungsgrades kann mit dem Entwurf für $\lambda = 0,5$ ein effizienteres Gesamtsystem realisiert werden. Die aus $\lambda = 0,5$ resultierende Parameterkombination wird daher als finaler Maschinenentwurf festgelegt. Die Abmaße und Kennwerte dieses Entwurfes kann A.4 entnommen werden.

Tabelle 4.14: Vergleich der Leistungsparameter im Nennbetrieb der entwickelten Maschinenentwürfe mit unterschiedlichen Optimierungskriterien.

Leistungsparameter	Initialwerte	$\lambda = 1$	$\lambda = 0$	$\lambda = 0,5$	Einheit
Drehmoment	0,45	0,82	0,94	0,93	Nm
Drehmomentwelligkeit	17,92	7,80	38,58	10,70	%
Leistungsfaktor	0,34	0,47	0,55	0,51	-
Wirkungsgrad	88,7	88,8	90,2	94,3	%

Kapitel 5

Verifizierung und Bewertung

Im Folgenden Kapitel soll die bisherige Entwicklungsleistung bewertet und gegen die Anforderungen aus Kapitel 2 getestet werden. Um das Simulationsmodell mit der FEM-Maschine vergleichen zu können, muss zunächst die Identifikation der Maschinenparameter durchgeführt werden. Hierfür wird, wie in der ursprünglichen Zielsetzung definiert, eine automatisierte Toolchain entwickelt und deren grundsätzlicher Ablauf in Abschnitt 5.1 vorgestellt. Um das dynamische Systemverhalten des Simulationsmodells bewerten zu können, wird für dieses eine Testumgebung entwickelt. Sie besteht zum einen aus einem Stromregler, durch welchen vorgegebene Ströme in dem Modell eingeregelt werden und anschließend die Systemantwort mit der des FEM-Modells verglichen wird. Zum anderen beinhaltet sie einen Drehzahlregler, welcher als Lastmoment dem Maschinenmoment entgegenwirkt und somit die vorgegebene Maschinendrehzahl eingestellt werden kann. Anschließend wird die für den späteren Betrieb notwendige grundlegende Funktionsweise der Maschine und die des Simulationsmodells validiert. Zunächst wird das Maschinenverhalten mit den gegebenen Arbeitspunkten verglichen und geprüft inwieweit diese eingehalten werden konnten. Anschließend wird das Verhalten der entwickelten Maschine mit dem des Simulationsmodells verglichen. Um aufzuweisen, dass das Simulationsmodell nicht nur für einen Maschinenparametersatz gültig ist, sondern auch für andere, wird das Simulationsmodell ebenso mit einer zweiten Maschine verglichen. Hierfür wird die in Abschnitt 4.4.3 erarbeitete Maschine für einen optimalen Leistungsfaktor herangezogen, da sie eine hohe Drehmomentwelligkeit aufweist und sich daher signifikant von der finalen Maschine unterscheidet.

5.1 Simulative Maschinenparameteridentifikation

Damit das Simulationsmodell das gleiche Verhalten wie die in der FEM entwickelten Maschine aufweist, müssen dem Modell Informationen über das Maschinenverhalten für den gesamten Arbeitsbereich zur Verfügung gestellt werden. Da die Berechnung der Maschinenparameter unter Umständen viel Zeit beanspruchen kann, wird eine Toolchain zur automatisierten Maschinenparameteridentifikation entwickelt.

Die für das Simulationsmodell benötigten Parameter ergeben sich aus dem in Kapitel 3 entwickelten mathematischen Modell, und werden in Abb. 5.1 gesammelt als Ausgang des Postprocessings dargestellt. Damit das Simulationsmodell auf die Daten zugreifen kann, werden diese in einer gleichbleibenden Struktur geordnet zusammengefasst und

nach Abschluss der Identifikation in einer gewünschten Datei abgelegt.

Zu Beginn der Identifikation muss der Toolchain das betrachtete FEM-Modell übergeben werden, welches das Preprocessing bereits durchlaufen hat und für das nur noch die jeweilige Lastdefinition durchgeführt werden muss. Hierfür wird zunächst der maximale Strombetrag des Identifikationsbereichs festgelegt und anschließend für jeden Identifikationspunkt der Statorstrom in dq-Koordinaten bestimmt. Dafür wird ein entsprechendes Koordinatensystem in äquidistante Stützstellen unterteilt, wobei der Abstand der jeweiligen Stützstellen im Vorfeld festgelegt werden muss. Das Simulationsmodell soll die Winkelabhängigkeit des Maschinenverhaltens abbilden können, daher müssen die FEM-Daten ebenso winkelabhängig berechnet werden. Das Drehmoment weist einen periodischen Verlauf über eine vollständige mechanische Umdrehung auf, weshalb in Abhängigkeit der Polpaarzahl nur eine Teilumdrehung berechnet werden muss. Des Weiteren muss die Winkelgenauigkeit festgelegt werden, wobei die Auflösung einen direkten Einfluss auf die Qualität der Modellergebnisse hat und daher nicht zu gering gewählt werden sollte. Für die Berechnung des Eisenwiderstandes soll zuletzt die Verlustleistung berechnet werden, wofür der betrachtete Drehzahlbereich der Maschine festgelegt werden muss.

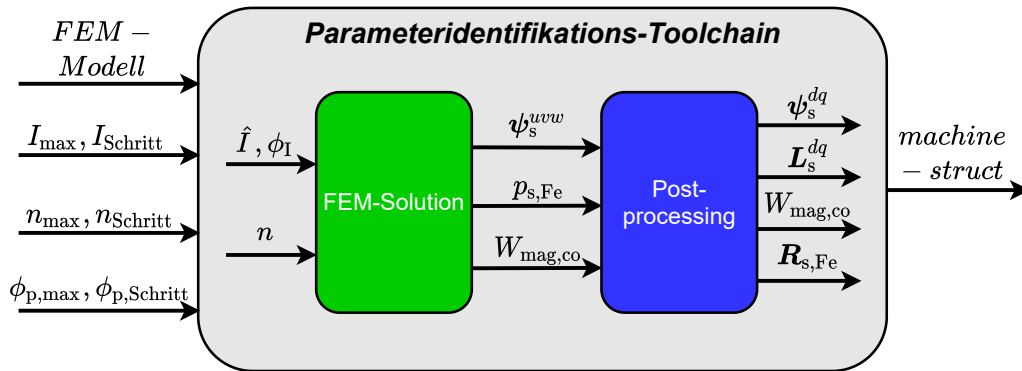


Abbildung 5.1: Prinzipieller Ablauf der entwickelten Parameteridentifikations-Toolchain.

Wurde der Vermessungsbereich festgelegt, so werden die dq-Ströme der jeweiligen Stützstellen in ihren Betrag und Winkel umgerechnet und die Feldberechnung für die entsprechenden Ströme ausgeführt. Mit dem vorliegenden Flussdichteverlauf, kann anschließend die Eisenverlustleistung für alle geforderten Drehzahlen berechnet werden.

Die Ergebnisse eines Berechnungsvorgangs werden in Abb. 5.1 als Ausgangs der FEM-Solution dargestellt und zunächst für jede Stützstelle gespeichert. Anschließend werden sie im Rahmen des Postprocessings weiter verarbeitet und aus ihnen alle notwendigen Informationen für die Parametrisierung des Modells berechnet. Der resultierende Datensatz besteht anschließend zum einen aus den winkelabhängigen Berechnungsergebnissen wie dem Flussverlauf und den differentiellen Induktivitäten, zum anderen aus statischen Größen wie der Polpaarzahl und dem Spulenwiderstand. Indem diese Parameter für jede Maschine in ihrem Datensatz festgelegt werden, und nicht als konstante Größen des Simulationsmodells definiert werden, kann eine vollständig unterschiedliche RSM ausgelegt und mit dem Modell simuliert werden, ohne dass dieses angepasst werden muss.

5.2 Testumgebung Simulationsmodell

Um das dynamische Verhalten des Simulationsmodells bewerten zu können, soll dieses in einer Testumgebung eingebunden werden. Anhand des Maschinenmodells wird eine Stromregelung entworfen. Um eine definierte Drehzahl halten zu können, wird der Ausgang eines Drehzahlreglers als Lastmoment genutzt.

Da das Modell bereits in dq-Koordinaten aufgebaut ist, bietet es sich an, die Stromregelung feldorientiert zu realisieren. Für ein schnelles Einschwingverhalten wird der Regler nach dem Betragsoptimum ausgelegt, wobei die großen Zeitkonstanten der d- und q-Richtung kompensiert werden sollen. Da das Modell eine nichtlineare Stromdynamik abbildet, sollte diese ebenso bei der Reglerauslegung berücksichtigt werden. Um dies zu erreichen, werden die Parameter des Reglers in Abhängigkeit des jeweiligen Arbeitspunktes während der Simulation nachgeführt. Die Parameter können dabei aus den differentiellen Induktivitäten der Maschine berechnet werden. Diese kommen ebenso im elektromagnetischen Teilsystem zum Einsatz, wurden daher bereits aus den FEM-Daten ermittelt und können in Lookup-Tabellen hinterlegt werden. Grundsätzlich werden der d- und q-Pfad durch separate PI-Regler geregelt. Wie aus (3.10) hervor geht, sind die beiden Pfade allerdings drehzahlabhängig miteinander gekoppelt und müssen daher durch eine Störgrößenaufschaltung voneinander entkoppelt werden. Des Weiteren kann die Dynamik des Regelverhaltens aufgrund der limitiert zur Verfügung stehenden Spannungsstellgröße verschlechtert werden. Für den Fall, dass der Reglerausgang durch seine Stellgrößenbegrenzung eingeschränkt wird, integriert sich der PI-Regler aufgrund seines integralen Bestandteils langsam in das Unendliche auf. Dieser Effekt wird auch als „Windup“-Effekt bezeichnet, und soll durch ein „Anti-Windup“ verhindert werden. Dafür wird der Betrag der beiden Spannungsreferenzen mit der Zwischenkreisspannung verglichen. Für den Fall, dass die Zwischenkreisspannung niedriger als der Betrag der Referenzspannungen ist, wird der Eingang des Integrators auf Null gesetzt, wodurch sein Ausgang konstant gehalten wird. Die vorgestellten Überlegungen sowie der Aufbau des Stromreglers und seiner Teilsysteme wurden [10] entnommen. Der Regler wird für die reale Anwendung auf einem Mikrocontroller laufen und kann durch die begrenzte Rechenzeit und Messfrequenz der Regelgrößen kein zeitkontinuierliches Verhalten aufweisen. Daher werden die PI-Regler durch zeitdiskrete Integratoren aufgebaut und alle Teilsysteme des Reglers mit einer gegenüber dem Maschinenmodell reduzierten Taktfrequenz ausgeführt. Der grundlegende Aufbau des Stromreglers wird in Abb. 5.2 dargestellt.

Für ein gutes Störverhalten und um eine stationäre Genauigkeit zu erzielen, wird der Drehzahlregler ebenso aus einem PI-Regler aufgebaut und für ein möglichst stabiles Regelverhalten nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt [11]. Wie bereits der Stromregler, soll auch der Drehzahlregler mittels Anti-Windup implementiert werden, wobei für die Stellgrößenbeschränkung das doppelte maximale Drehmoment der eigentlichen Maschine gewählt wird.

5.3 Verifizierung Maschinenentwurf

Für die Validierung des Maschinenverhaltens werden die in Kapitel 2 aufgestellten Anforderungen an die beiden Arbeitspunkte mit den tatsächlich erreichten Leistungsparametern verglichen und in Tab. 5.1 dargestellt. Dieser ist zu entnehmen, dass für den Nennpunkt al-

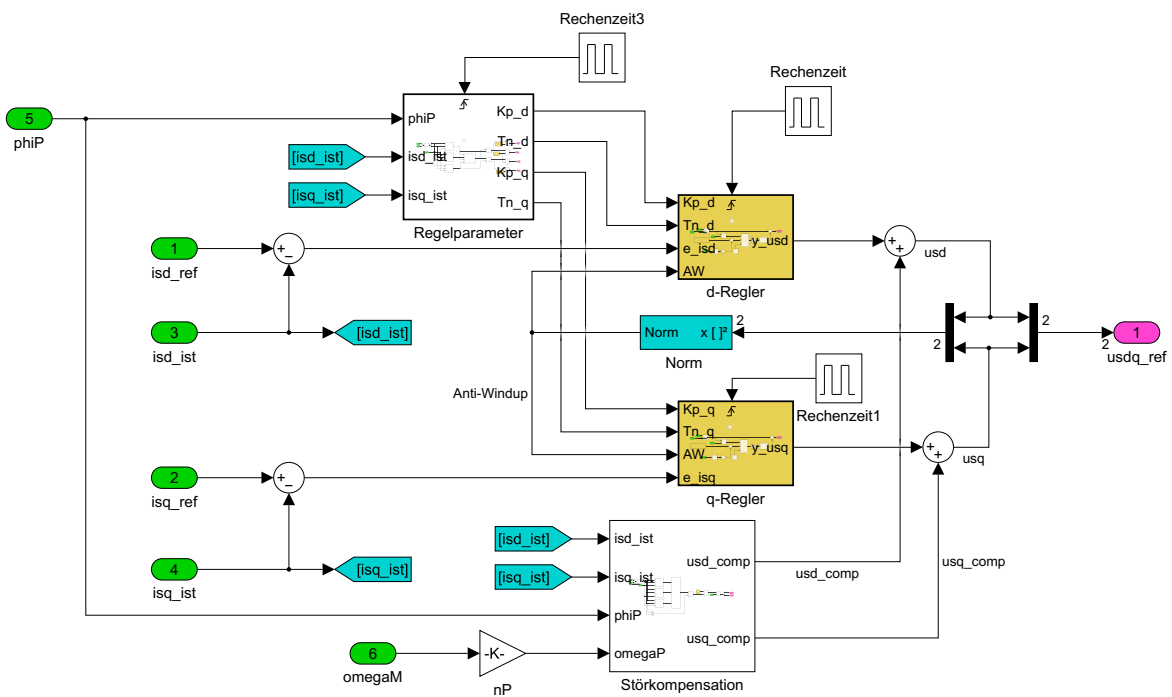


Abbildung 5.2: Implementierte Stromregelung bestehend aus einem PI-Regler für jeweils den q- und d-Pfad, arbeitspunktabhängigen Nachführung der Reglerparameter, Anti-Windup und Störkompensationsaufschaltung.

le Anforderungen erfüllt werden konnten. Für das Spitzendrehmoment wiederum kann bei maximalem Statorstrom und unter Berücksichtigung der Spannungsgrenze die geforderte Drehzahl nicht erreicht werden.

Tabelle 5.1: Vergleich der geforderten Arbeitspunkte mit Maschinenleistungsparametern.

Leistungsgröße	Nennpunkt		Spitzenmoment		Einheit
Statorstrom	13,5	13,5	35	35	A_{rms}
Spannung	≤ 24	23,7	≤ 24	23,5	V
Drehmoment	$\geq 0,6$	0,92	$\geq 2,0$	5,24	Nm
Drehzahl	≥ 3.500	3.500	≥ 2.000	1.680	U/min
Momentenwelligkeit	≤ 15	10,70	≤ 18	15,03	%
Leistungsfaktor	$\geq 0,45$	0,51	$\geq 0,5$	0,58	-
Wirkungsgrad	≥ 85	94,3	≥ 80	89,5	%

Die Anforderung, bei maximalem Maschinenmoment 2.000 U/min zu erreichen, ist daher formal nicht erfüllt. Konstruktiv könnte dieser Umstand geändert werden, indem die Maschinenlänge und somit die Spulenlänge reduziert wird. Dies würde allerdings ebenso das Verhalten im Nennpunkt ändern. Da dieser als Hauptbetriebspunkt definiert wurde und bereits alle an ihn gestellten Anforderungen erfüllt, soll an dem Maschinenentwurf nichts geändert werden. Aus Tab. 5.1 geht des Weiteren hervor, dass das erreichte Drehmoment bei maximalem Statorstrom größer ist, als das geforderte Drehmoment. Der in Abb. 5.3 dargestellte Drehzahl-Drehmoment Zusammenhang der entwickelten Maschine weist wiederum auf, dass für die geforderte Drehzahl von 2.000 U/min ein maximales Drehmoment von 4.0 Nm erreicht werden kann. Somit kann ein Arbeitspunkt eingestellt werden, für den das Moment bei der geforderten Drehzahl zwar nicht maximal wird, dennoch aber die Anforderungen gegenüber dem Drehmoment erfüllt.

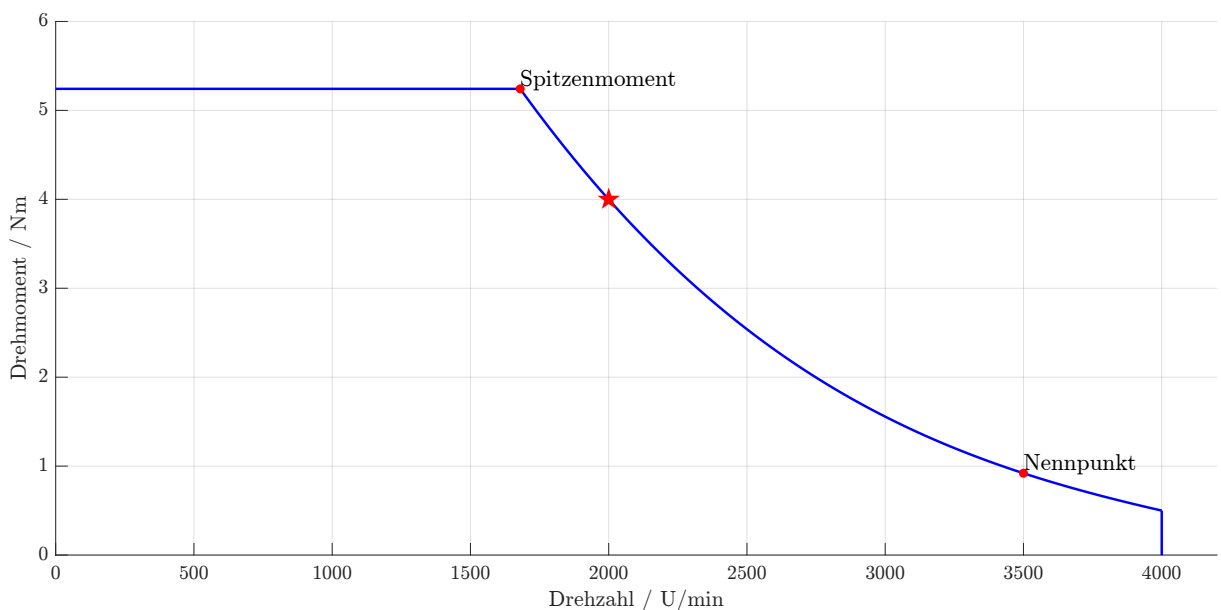


Abbildung 5.3: Drehzahl-Drehmoment Zusammenhang der entwickelten Maschine.

Es werden daher die Leistungsparameter für den in Abb. 5.3 mit einem Stern gekennzeichneten Arbeitspunkt berechnet und in Tab. 5.2 mit den Anforderungen verglichen. Anhand dessen kann gezeigt werden, dass durch reduzieren des Statorstromes der Arbeitspunkt „Spitzendrehmoment“ erfüllt werden kann.

Somit wurde gezeigt, dass für beide definierten Arbeitspunkte die Anforderungen erfüllt werden können und somit alle an den Betrieb der Maschine gestellten Anforderungen erfüllt sind.

Tabelle 5.2: Alternativer Arbeitspunkt für Spitzendrehmoment.

Leistungsgröße	Alternative		Einheit
Statorstrom	35	23,9	A_{rms}
Spannung	≤ 24	23,8	V
Drehmoment	$\geq 2,0$	4,0	Nm
Drehzahl	≥ 2.000	2.000	U/min
Momentenwelligkeit	≤ 18	12,28	%
Leistungsfaktor	$\geq 0,5$	0,59	-
Wirkungsgrad	≥ 80	89,5	%

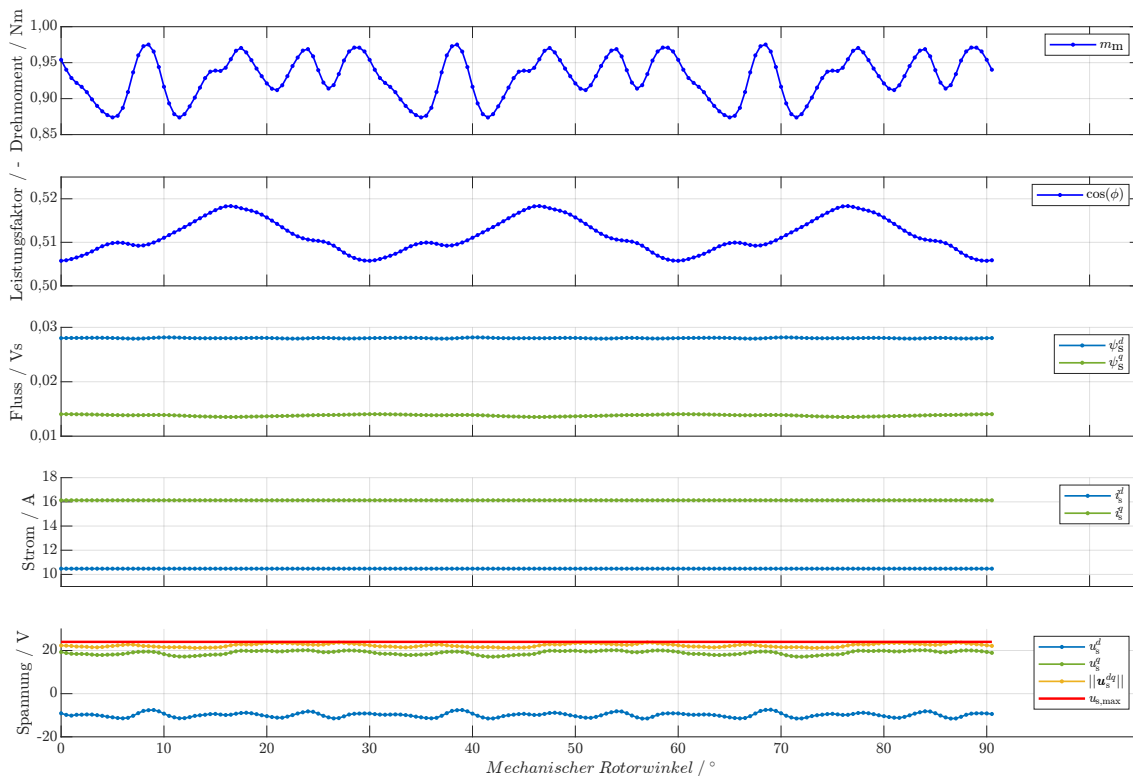


Abbildung 5.4: Drehmoment-, Leistungsfaktor-, Flussverkettungs- und Spannungsverlauf über den Rotorwinkel der entwickelten Maschine für Nennbetrieb.

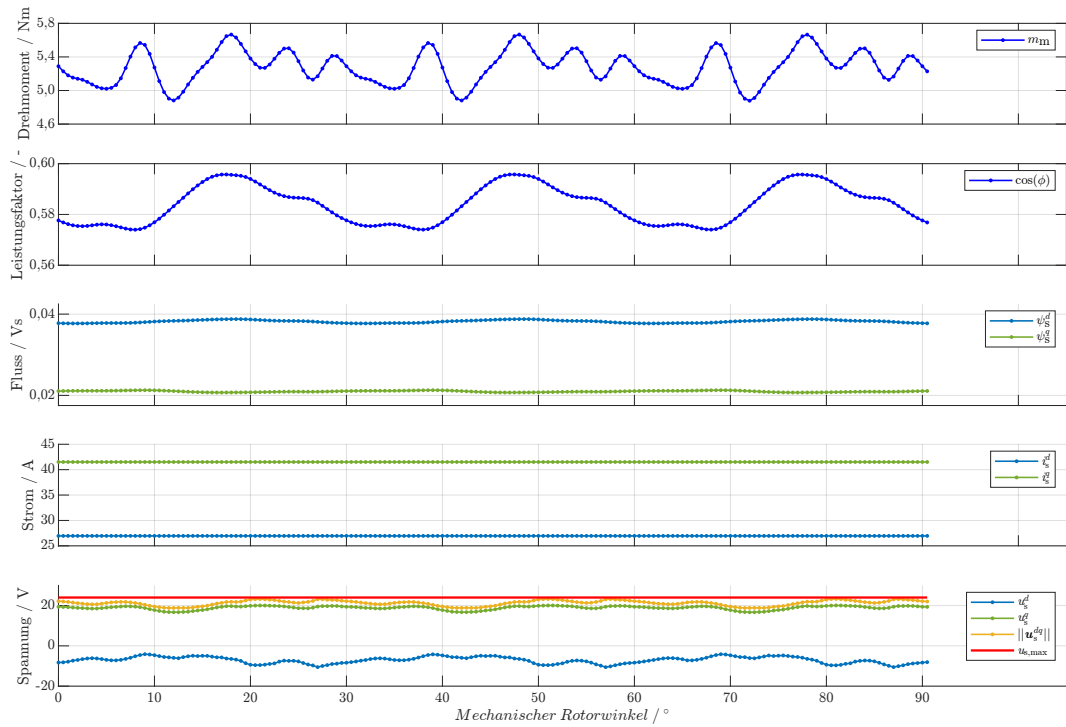


Abbildung 5.5: Drehmoment-, Leistungsfaktor-, Flussverkettungs- und Spannungsverlauf über den Rotorwinkel der entwickelten Maschine für Maximalbetrieb.

5.4 Bewertung Simulationsmodell

Aufgrund der Rückkopplung der Teilsysteme ist es oftmals schwer, die Ursache für Abweichungen des Simulationsmodells von dem erwarteten Verhalten zu erklären. Grund dafür ist, dass die Abweichung eines Teilsystems über die Rückkopplung auf alle anderen Teilsysteme übertragen wird. Häufig beginnt das System dadurch zu schwingen oder nimmt unzulässige Werte an. Um dieses Verhalten zu verhindern, sollen im folgenden zunächst die einzelnen Teilsysteme getestet und mit den FEM-Daten verglichen werden. Erst nachdem die Funktionalität der Teilsysteme geprüft wurde, werden sie zusammen als Gesamtsystem betrachtet. Dabei wird das Verhalten des Simulationsmodells sowohl mit dem finalen Maschinenentwurf verglichen, als auch mit dem in Abschnitt 4.4.3 entwickelten Entwurf für einen optimalen Leistungsfaktor. Es wurde sich gerade für diesen Entwurf entschieden, da seine hohe Drehmomentwelligkeit ein schwer zu modellierendes Verhalten aufweist.

Zunächst soll das elektromagnetische Teilsystem betrachtet werden. Dessen Eingang ist die Statorspannung $\mathbf{u}_s^{dq}$, sowie der elektrische Winkel ϕ_p bzw. die Winkelgeschwindigkeit ω_p . Dabei beschreibt das elektromagnetische Teilsystem vorwiegend den Verlauf der Flussverkettung ψ_s^{dq} , sowie den des Statorstroms $\mathbf{i}_s^{dq}$ in Abhängigkeit der differentiellen Induktivitäten und des ohmschen Widerstandes.

Der Leistungsfaktor ist rein durch das Verhältnis aus Strom und Flussverkettung definiert und kann daher bereits aus den Ergebnissen des elektromagnetischen Teilsystems berechnet werden. Aufgrund der hohen Relevanz des Leistungsfaktors während der Ma-

schinenauslegung wird er im Postprocessing der Parameteridentifikation berechnet und kann daher als Vergleichsmaß zwischen FEM-Daten und dem Simulationsmodell genutzt werden. Um einen definierten Verlauf des Leistungsfaktors zu erhalten, wird der Strom durch den oben beschriebenen Stromregler eingestellt. Da kein mechanisches Teilsystem vorhanden ist, welches die Drehzahl vorgeben könnte, wird manuell eine konstante Winkelgeschwindigkeit vorgegeben und durch dessen Integration der Rotorwinkel berechnet.

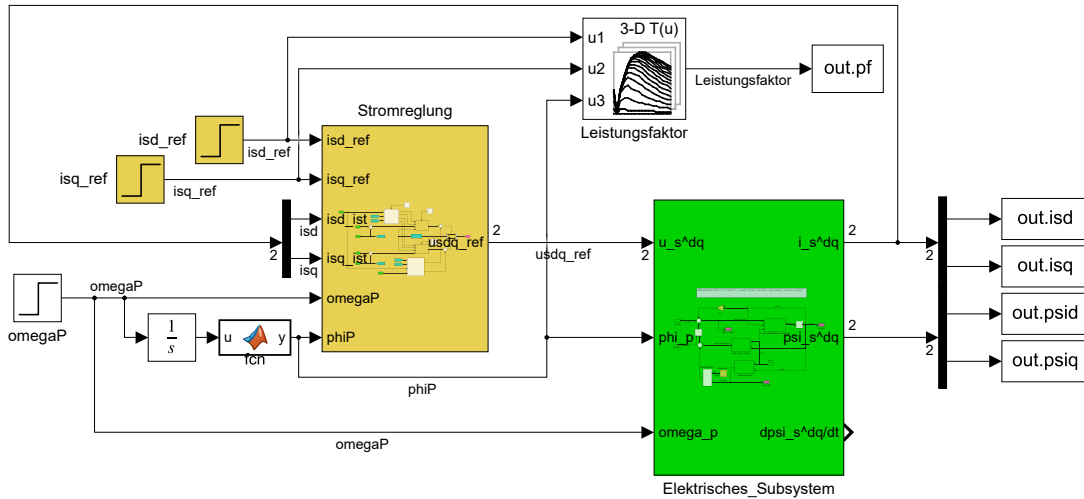


Abbildung 5.6: Testaufbau für das elektromagnetische Teilsystem mit vorgeschaltetem Stromregler und in einer Lookup-Tabelle hinterlegtem FEM-Leistungsfaktor.

Für die in Abb. 5.7 dargestellten Ergebnisse wurden der Nennstrom mit einem Stromvorsteuerwinkel von $\phi_I = 45^\circ$ und die Nenndrehzahl vorgegeben. Anschließend wurde der resultierende Stromausgang sowie die Flussverkettung gespeichert und in den Leistungsfaktor umgerechnet. Dieses Vorgehen wurde für beide Maschinenentwürfe durchgeführt. Anhand Abb. 5.7 kann gezeigt werden, dass die FEM-Daten mit dem Simulationsmodell für beide Maschinenentwürfe übereinstimmen.

Da das mechanische Modell größtenteils auf der in Abschnitt 3.4 entwickelten Drehmomentgleichung (3.26) basiert, sollen zunächst die Ergebnisse der Gleichung mit dem FEM-Drehmoment verglichen werden. Hierfür wird das winkelabhängige Drehmoment für konstanten Nennstrom und Nenndrehzahl mit den FEM-Daten in der MATLAB Skriptumgebung berechnet. Anschließend werden die einzelnen Drehmomentanteile, deren Summe und das FEM-Drehmoment in Abb. 5.8 über den elektrischen Winkel dargestellt. Aus dieser Darstellung wird ersichtlich, dass der Drehmomentanteil bestehend aus dem Produkt von Strom und Flussverkettung den größten Anteil am Drehmoment hat. Dieser Drehmomentanteil wurde in (1.26) bereits als mittleres Drehmoment definiert und weist, wie in Abb. 5.8 dargestellt, kaum winkelabhängiges Verhalten auf. Die eigentliche Drehmomentwelligkeit kommt erst durch die Winkeländerung der magnetischen Koenergie zustande, wie sich durch den in Abb. 5.8 dargestellten Verlauf zeigen lässt. Die Amplitude des Koenergie-Drehmomentanteils der Vergleichsmaschine ist deutlich höher als die des finalen Maschinenentwurfs, woraus eine entsprechend höhere Drehmomentwelligkeit resultiert. Wie in Abschnitt 1.4 bereits erläutert, schwingt dieser Drehmomentanteil um den

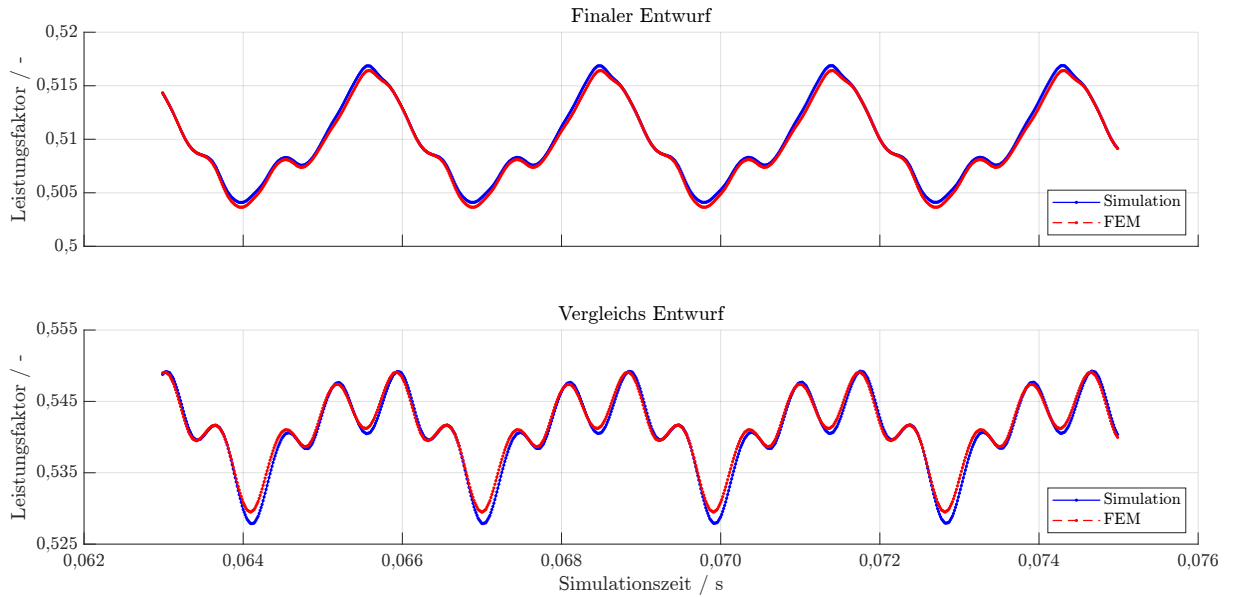


Abbildung 5.7: Vergleich zwischen FEM-berechnetem und simuliertem Leistungsfaktorverlauf im Nennbetrieb.

Nullpunkt herum und liefert daher keinen Beitrag zu dem über eine Rotorumdrehung gemittelten Drehmoment. Da dieser Anteil dennoch Auswirkungen auf mechanisch mit der Maschine verbundene Systeme hat, sollte er nicht vernachlässigt werden. Aufgrund der geringen Eisenverluste der Maschine haben sie kaum Einfluss auf das Maschinenmoment. Bei hochdrehenden Maschinen werden die Eisenverluste allerdings deutlich ansteigen und somit einen entsprechend höheren Einfluss auf das Drehmoment darstellen.

Für das mechanische Teilsystem wird nun als Eingangsgrößen der Strom $\dot{i}_s^{dq}$, die Flussverkettung ψ_s^{dq} sowie die Eisenverluste $p_{s,Fe}$ benötigt. Des Weiteren kann das Lastmoment m_l vorgegeben werden, welches dem Maschinenmoment entgegen wirkt. Als Modellausgang sollen die elektrische Winkelgeschwindigkeit, der elektrische Winkel und das Maschinenmoment zur Verfügung stehen. Wie in Abb. 5.9 dargestellt, wird diesmal der Strom manuell vorgegeben, der Fluss und die Eisenverluste lassen sich aus den FEM-Daten in Abhängigkeit des Stromes und des elektrischen Winkels bzw. der Winkelgeschwindigkeit durch Lookup-Tabellen darstellen. Für den Vergleich mit den FEM-Daten wird das FEM-Drehmoment in einer Lookup-Tabelle hinterlegt und mit dem modellierten Maschinenmoment verglichen.

Die Drehzahl des mechanischen Modells weist durch (3.27) ein integrierendes Verhalten auf. Damit sich die Drehzahl nicht unkontrolliert aufintegriert, wird der Ausgang des Drehzahlreglers als Lastmoment verwendet.

In Abb. 5.10 wird der Drehmomentverlauf für die finale Maschine sowie die Vergleichsmaschine dargestellt. Hierfür wurde der Nennstrom mit einem Stromvorsteuerwinkel von $\phi_I = 45^\circ$ vorgegeben. Für den finalen Maschinenentwurf beträgt die maximale Abweichung des simulierten Drehmoments von dem FEM-Drehmoment 0,006 Nm. Für den Vergleichsentwurf beträgt die Abweichung 0,021 Nm.

Um sicherzustellen, dass das in Abb. 5.10 dargestellte Verhalten für mehrere Betriebspunkte eintritt, wird der Vergleich ebenso für den Maximalstrom und gleichen Stromvor-

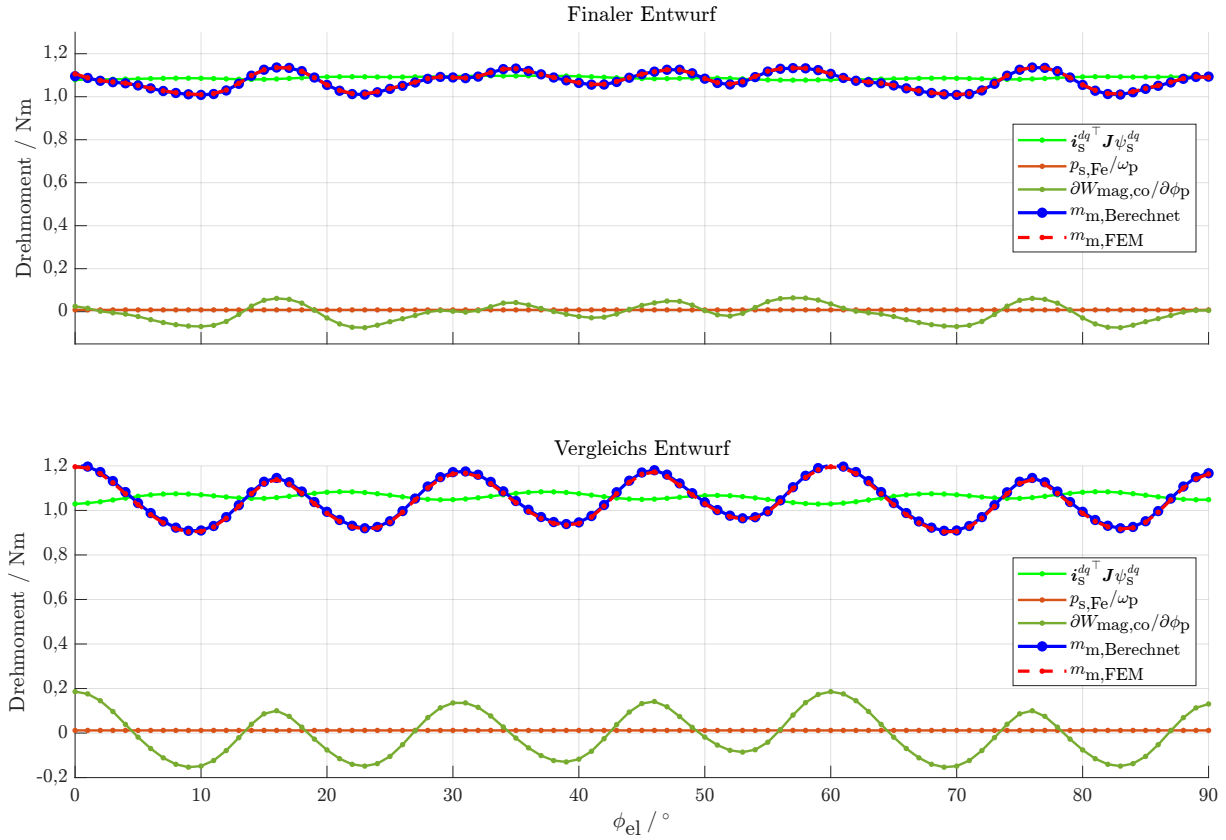


Abbildung 5.8: Zusammensetzung winkelabhängiges Maschinendrehmoment und Vergleich mit FEM-berechnetem Maschinendrehmoment.

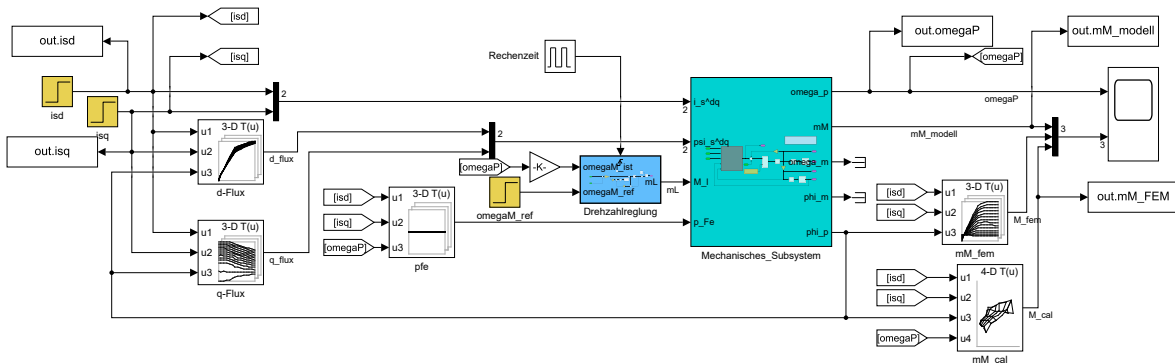


Abbildung 5.9: Testaufbau für das mechanische Teilsystem mit in Lookup-Tabellen hinterlegter Flussverkettung ψ_s^{dq} , Eisenverluste und FEM-Drehmoment, sowie einem Lastmomentstörspung.

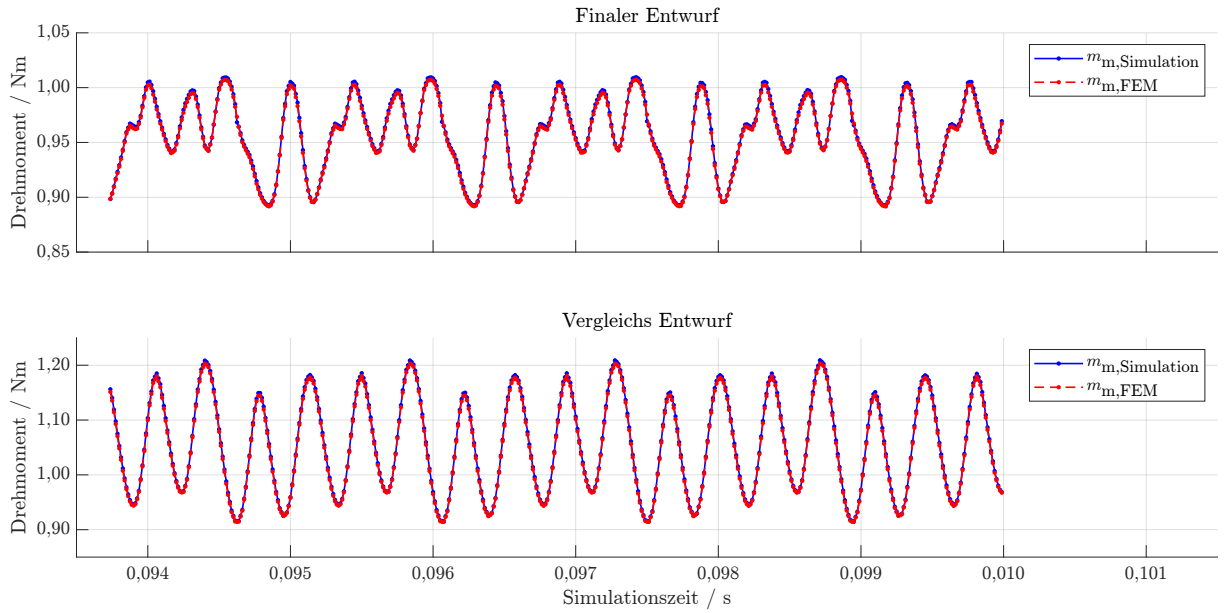


Abbildung 5.10: Simulierter und FEM-berechneter Drehmomentverlauf bei konstantem Nennstrom und Nenndrehzahl für den finalen Maschinenentwurf und die Vergleichsmaschine.

steuerwinkel durchgeführt. Der Vergleich des simulierten Drehmomentes mit dem FEM-Drehmoment für diesen Betriebspunkt wird in Abb. 5.11 dargestellt. Die maximale Abweichung des finalen Entwurfs beträgt 0.04 Nm und für den Vergleichsentwurf 0.08 Nm.

Für das Verlustleistungsmodell werden der Statorstrom i_s^{dq} , die Flussverkettung ψ_s^{dq} , dessen zeitliche Ableitung, sowie der elektrische Winkel ϕ_p und die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_p benötigt. Die Ströme werden erneut konstant vorgegeben, die Flussverkettung ergibt sich aus den FEM-Daten, welche in Lookup-Tabellen hinterlegt werden. Der Testaufbau wird in Abb. 5.12 dargestellt.

Um das Verlustmodell möglichst gut bewerten zu können, sollen die Verluste für ihr Maximum simuliert werden. Dabei ergibt sich die Problematik, dass die Eisenverluste bei hohen Drehzahlen maximal werden, während die Kupferverluste rein von dem Statorstrom abhängig sind. Obwohl dieser Arbeitspunkt aufgrund der Spannungsbegrenzung nicht zulässig ist, wird sowohl die maximale Drehzahl von 4.000 U/min als auch der maximale Statorstrombetrag von 35 A_{rms} für diese Betrachtung angenommen. Somit wird für beide Verlustteile ihr maximaler Betrag dargestellt.

Die Ergebnisse dieser Simulation werden für beide Maschinenentwürfe in Abb. 5.13 dargestellt. Dabei wird ersichtlich, dass die Kupferverluste einen konstanten Wert annehmen. Grund dessen ist, dass sie rein von den Statorströmen abhängen, welche wiederum konstant vorgegeben werden. Des Weiteren ist der große Unterschied zwischen den Kupferverlusten und Eisenverlusten erkennbar. Dieser Unterschied verdeutlicht, wie wichtig die Minimierung des Statorstroms für einen effizienten Betrieb ist.

Die FEM-Eisenverluste weisen im Gegensatz zu den simulierten Eisenverlusten einen konstanten Verlauf auf. Grund hierfür ist, dass die Eisenverluste von dem FEM-Programm über eine Rotorumdrehung gemittelt berechnet werden. Aus diesem Grund können sie

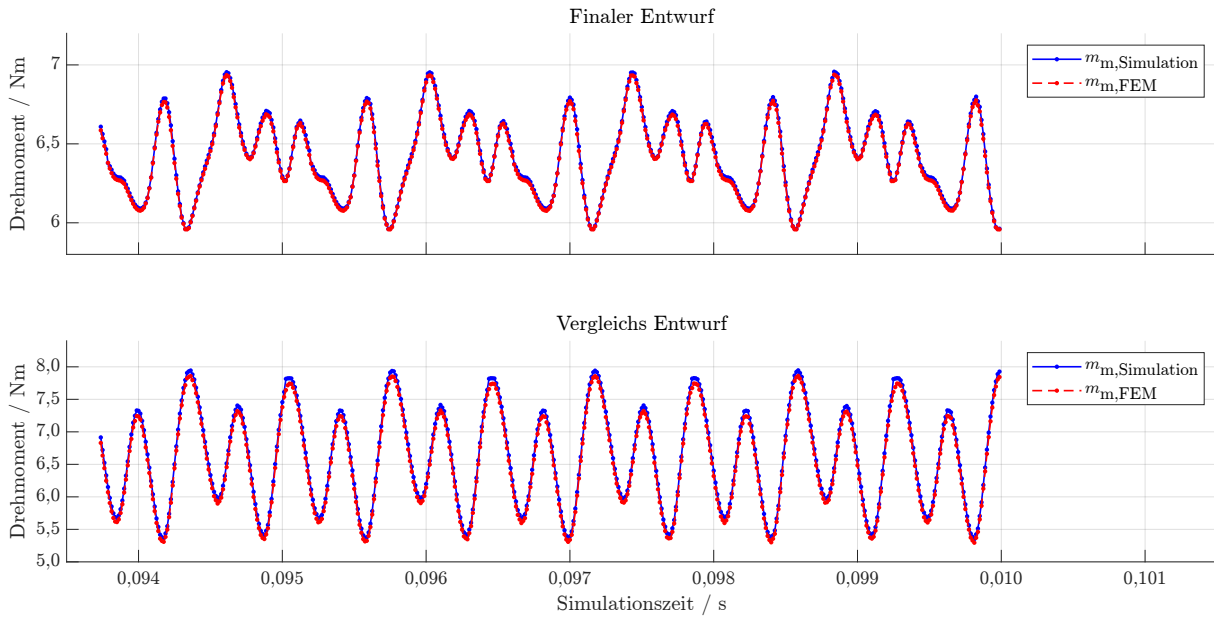


Abbildung 5.11: Simulierter und FEM-berechneter Drehmomentverlauf bei konstantem Maximalstrom und $n = 1.600$ U/min für den finalen Maschinenentwurf und die Vergleichsmaschine.

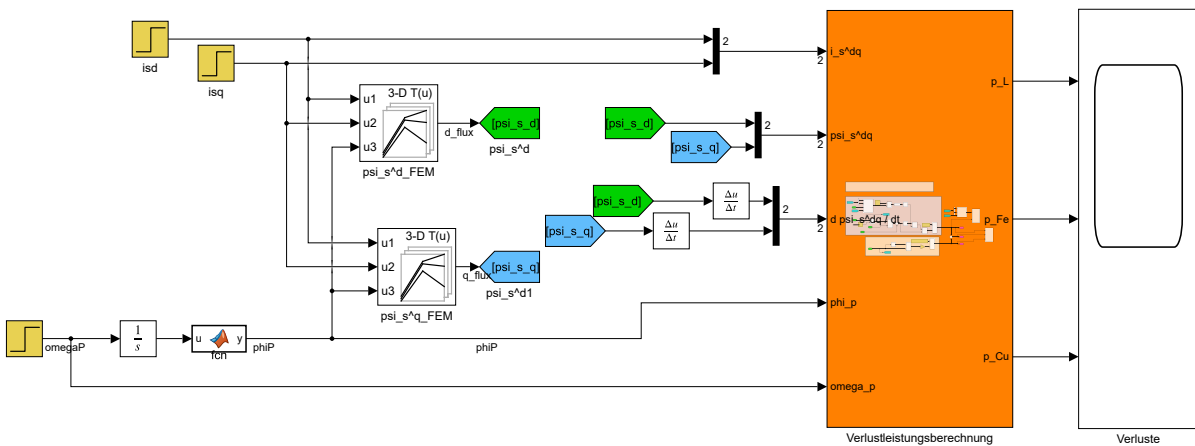


Abbildung 5.12: Testaufbau des Verlustleistungsteilsystems mit Strom- und Drehzahlvorgabe, sowie in Lookup-Tabellen hinterlegter Flussverkettung ψ_s^{dq} .

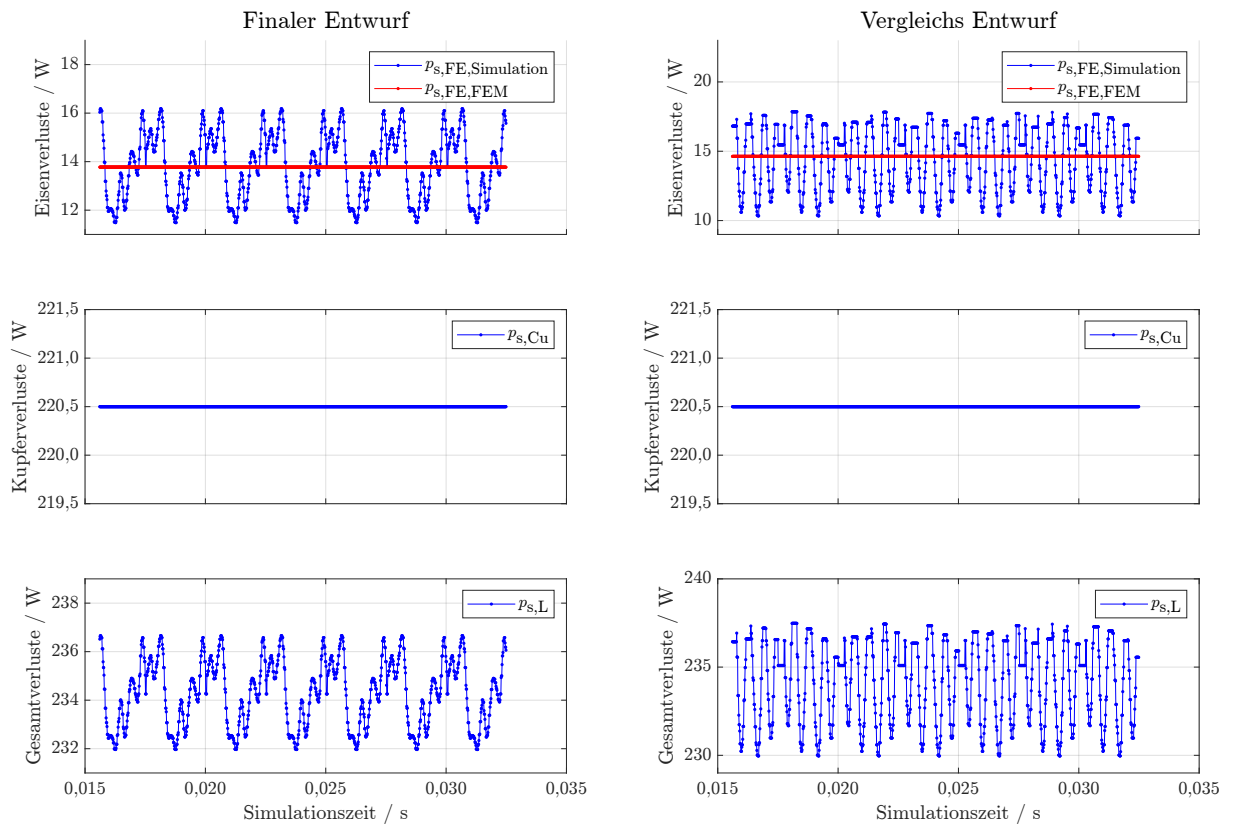


Abbildung 5.13: Verlustleistungsverlauf bei $n = 4.000 \text{ U/min}$ und $I = 35 \text{ A}_{rms}$ für (links) finalen Maschinenentwurf (rechts) Vergleichsentwurf.

nicht in Abhängigkeit des Rotorwinkels dargestellt werden. Die simulierten Eisenverluste wiederum sind nach (1.21) eine Funktion des dynamischen Verhaltens der Flussverketung und somit durchaus rotorwinkelabhängig. Es lässt sich allerdings erkennen, dass die simulierten Eisenverluste um die FEM-berechneten Eisenverluste schwingen. Für den betrachteten Zeitabschnitt weichen die Eisenverluste der finalen Maschine um 0,026 W von den FEM-Ergebnissen ab, für die Vergleichsmaschine beträgt die mittlere Abweichung 0,091 W. Die Gesamtverluste ergeben sich als Summe der beiden Teilverluste. An dieser Stelle soll angemerkt werden, dass sie aus den oben genannten Gründen für einen unzulässigen Betriebspunkt simuliert wurden und daher in der Realität kleiner erwartet werden.

Nachdem alle Teilsysteme einzeln betrachtet wurden, sollen sie zu einem Gesamtsystem zusammengeführt werden. Dafür wird das Simulationsmodell der RSM als reine Blackbox angesehen und nur über seine definierten Ausgangsgrößen bewertet. Für die Bewertung des Gesamtsystems wird der Strom durch den Stromregler eingeregelt und die Drehzahl durch den Drehzahlregler über das Lastmoment eingestellt.

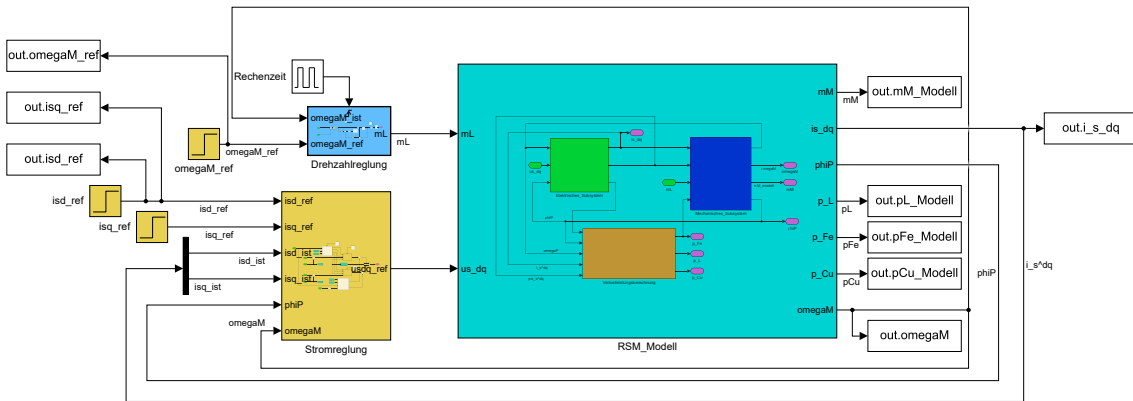


Abbildung 5.14: Simulativer Testaufbau für Gesamtsystem mit Strom- und Drehzahlregler.

Zunächst soll getestet werden, ob die Teilsysteme korrekt zusammen arbeiten und welchen Einfluss das Zusammenspiel hat. Dafür wird erneut auf einen konstanten Strom geregelt und für den eingeschwungenen Zustand die Ausgangsgrößen mit den FEM-Daten verglichen. In Abb. 5.15 werden die Ergebnisse dieses Vorgehens für den finalen Entwurf im Nennpunkt und mit einem Stromvorsteuerwinkel von $\phi_I = 45^\circ$ dargestellt. Es lässt sich beobachten, dass das modellierte Drehmoment praktisch deckungsgleich mit dem Drehmoment des FEM-Modells ist. Die Drehmomentwelligkeit der Maschine spiegelt sich ebenso in ihrer Drehzahl wieder, wobei die Drehzahländerung durch die Massenträgheit des Rotors begrenzt wird. Waren die FEM-Eisenverluste bei der vorherigen Betrachtung stationär, so ist dies für das Gesamtmodell nicht mehr der Fall. Ursache des wellenförmigen Verlaufs ist die nun leicht schwankende Drehzahl sowie der nicht perfekt eingeregelter Statorstrom. Bereits an diesem Beispiel kann demonstriert werden, inwieweit die Kopplung der einzelnen Teilsysteme Auswirkung aufeinander und auf das Gesamtsystem hat.

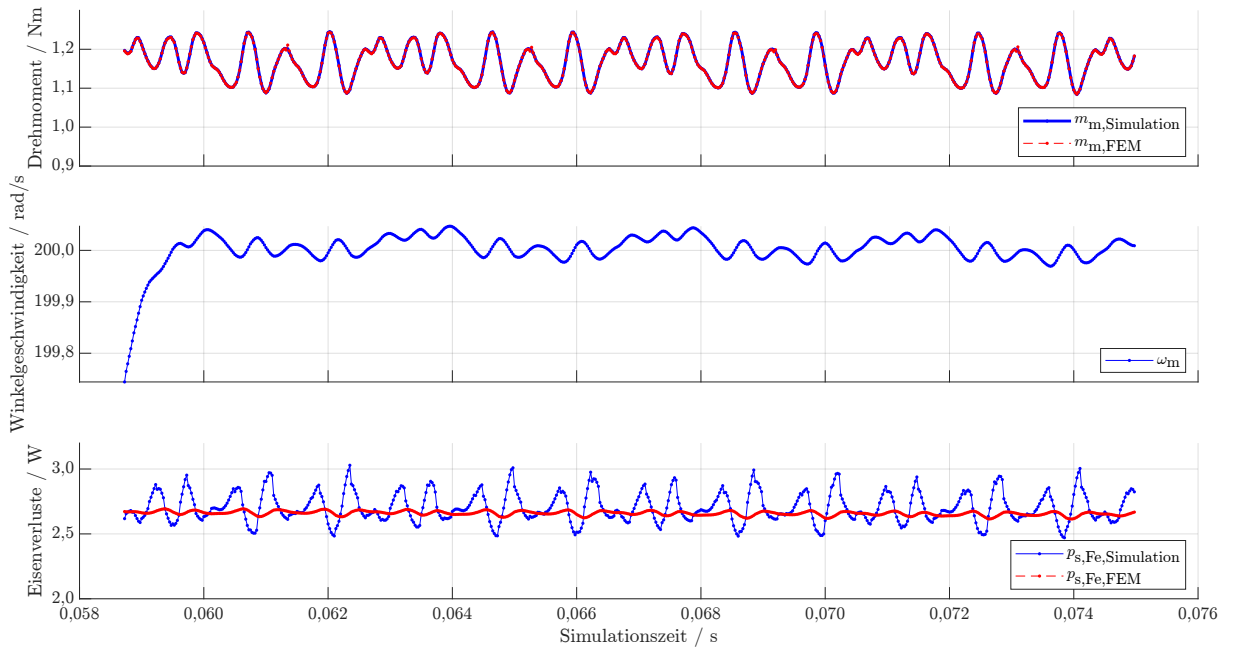


Abbildung 5.15: Vergleich Drehmoment- und Eisenverlustverlauf zwischen Simulationsmodell und FEM-Daten, sowie simulierter Winkelgeschwindigkeitsverlauf für finale Maschinenparameter.

Ebenso wie die Teilsysteme soll auch das Gesamtsystem mit der Vergleichsmaschine getestet werden. Es wird daher der gleiche Ablauf erneut mit den Parametern der Vergleichsmaschine durchgeführt, die Ergebnisse dessen sind in Abb. 5.16 dargestellt. Anhand dieser Abbildung lässt sich nun die deutlich größere Drehmomentwelligkeit der Vergleichsmaschine erkennen, welche ebenso zu einer größeren Welligkeit der Drehzahl führt. Wie bereits für den finalen Entwurf deckt sich auch für die Vergleichsmaschine das simulierte Drehmoment mit dem FEM-Drehmoment.

Zuletzt soll das dynamische Modellverhalten anhand der Reaktion auf ein vorgegebenes Lastprofil bewertet werden. Zu Beginn wird die Winkelgeschwindigkeit $\omega_m = 0 \text{ rad/s}$ eingeregelt und erst der d-Strom und anschließend der q-Strom rampenförmig auf i_s^d bzw. $i_s^q = 20 \text{ A}$ erhöht. Ziel dabei ist, den Drehmomentverlauf ohne den Einfluss der Winkeländerung bewerten zu können. Anschließend wird die Drehzahl sprunghaft auf $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$ erhöht, und die Reaktion des Drehmomentes und der Eisenverluste beobachtet. Nachdem sich das System eingeschwungen hat, werden beide Strompfade sprunghaft erst auf 10 A und anschließend auf 0 A geregelt. Die Drehzahl wird währenddessen auf $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$ belassen. Bei der Bewertung des Lastprofils soll beachtet werden, dass weniger die Regelgüte, sondern der Vergleich zwischen den FEM-Daten und dem Modell im Vordergrund steht.

Abb. 5.17 stellt den Verlauf des beschriebenen Lastprofils für den finalen Maschinenentwurf dar. Für den Zeitpunkt $0 \text{ s} < t \leq 0,02 \text{ s}$ wird nur der d-Strom geändert, wobei kein Einfluss auf das Drehmoment zu beobachten ist. Grund dessen ist, dass durch den zu Null geregelten q-Strom kein q-Fluss erzeugt wird. Aus (1.26) folgt daher, dass kein Drehmoment aufgebaut werden kann. Wird der q-Strom für $0,02 \text{ s} < t \leq 0,04 \text{ s}$ ebenso erhöht, so ändert sich erwartungsgemäß das Drehmoment. Aufgrund der Winkelgeschwindigkeit

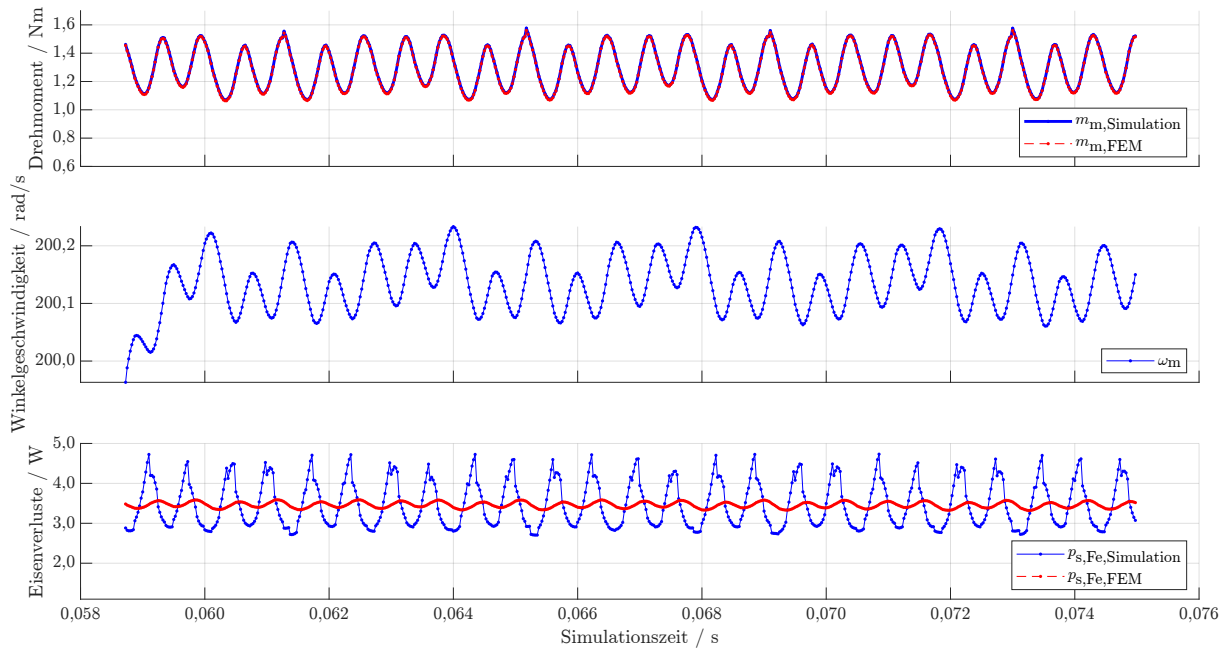


Abbildung 5.16: Vergleich Drehmoment- und Eisenverlustverlauf zwischen Simulationsmodell und FEM-Daten, sowie simulierter Winkelgeschwindigkeitsverlauf für Vergleichsmaschinenparameter.

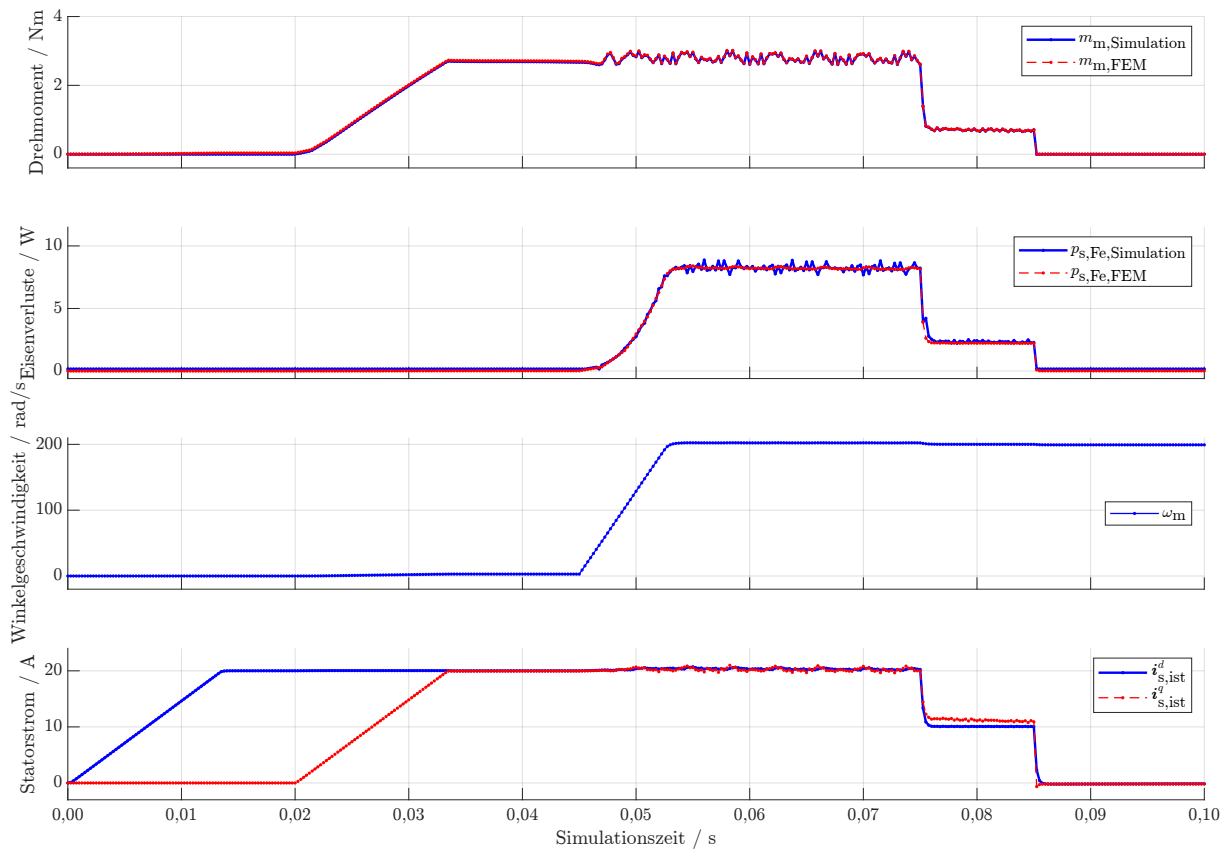


Abbildung 5.17: Abgleich Simulationsmodell und FEM-Daten bei einem vorgegebenen Lastzyklus für die finale Maschine.

$\omega_m = 0 \text{ rad/s}$ bleibt die Koenergie konstant, wodurch das Drehmoment rein durch das Produkt aus Statorstrom und Flussverkettung gebildet wird und somit keine Drehmomentwellen aufweist. Steigt die Drehzahl ab $t = 0,045 \text{ s}$ an, ändert sich der Rotorwinkel und mit ihm die Koenergie, wodurch das Drehmoment nun eine Wellenform annimmt. Neben der Auswirkung auf das Drehmoment hat die Drehzahl ebenso Einfluss auf die Eisenverluste, welche quadratisch proportional mit der Drehzahl steigen. Bei $t = 0,075 \text{ s}$ werden beide Strompfade auf 10 A geregelt, wodurch das Moment entsprechend einbricht. Dabei ist zu beobachten, dass das FEM-Moment und das simulierte Drehmoment deckungsgleich verlaufen. Zuletzt wird der Strom auf $i_s^d = i_s^q = 0 \text{ A}$ geregelt, während die Drehzahl bei $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$ belassen wird. Es kann beobachtet werden, dass trotz Winkeländerung keine Drehmomentwellen auftreten. Daraus muss geschlossen werden, dass bei $i_s^d = i_s^q = 0 \text{ A}$ keine magnetische Energie bzw. Koenergie in der Maschine gespeichert wird. Dies deckt sich mit dem physikalischen Verhalten. Aufgrund des fehlenden Statorstroms wird kein magnetisches Feld aufgebaut, und somit kann keine Wandlung zwischen magnetischer und elektrischer Energie stattfinden. Dieses Verhalten unterscheidet sich von dem der PMSM, welche durch die permanente magnetische Erregung des Rotors auch für unbestromte Spulen ein Nutrastrmoment aufbaut. Wird die Welle der PMSM bei unbestromten Spulen extern beschleunigt, so wirkt sich das Nutrastrmoment als wellenförmiges Gegenmoment aus.

In Abb. 5.18 wird der Verlauf des gleichen Lastzyklus mit den Parametern der Vergleichsmaschine dargestellt. Wie bereits für den finalen Maschinenentwurf deckt sich auch diesmal das simulierte Drehmoment mit den FEM-Ergebnissen.

Aus Abb. 5.17 und Abb. 5.18 kann geschlossen werden, dass das Verhalten des Simulationsmodells rein von den hinterlegten FEM-Parametern abhängt. Die Anforderung, ein generisches Modell zu entwickeln, dessen Verhalten rein von dem hinterlegten Parametersatz abhängt, wird somit als erfüllt betrachtet.

Des Weiteren wurde in den Anforderungen definiert, dass das simulierte Drehmoment maximal um 1% von dem FEM-Drehmoment abweichen darf. Daher wurde zuletzt für den beschriebenen Lastzyklus die prozentuale Abweichung berechnet und für beide Maschinen in Abb. 5.19 dargestellt. Anhand dessen kann gezeigt werden, dass die maximale prozentuale Modellabweichung des finalen Maschinenentwurfs $0,035\%$ beträgt. Die Abweichung der Vergleichsmaschine beträgt maximal $0,075\%$, womit für beide Entwürfe die Anforderungen erfüllt werden konnten.

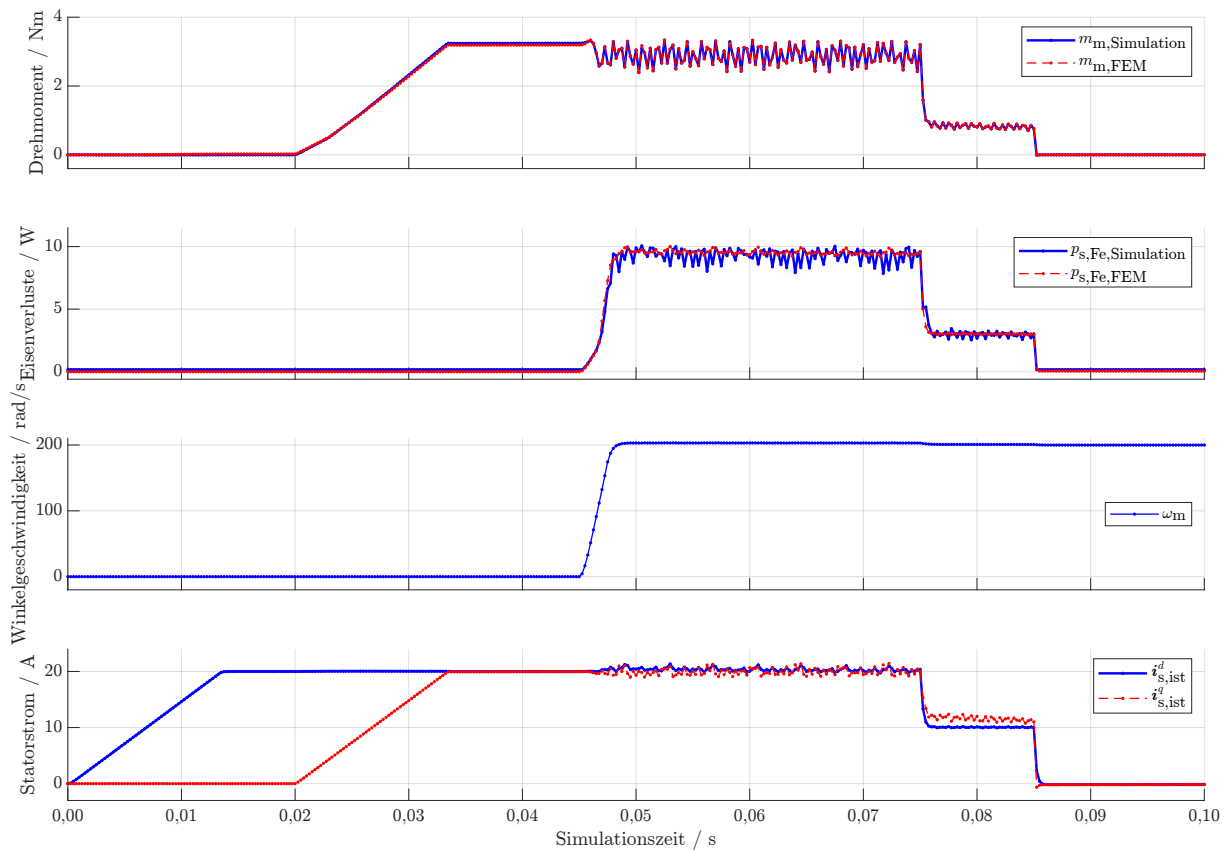


Abbildung 5.18: Abgleich Simulationsmodell und FEM-Daten bei einem vorgegebenen Lastzyklus für die Vergleichsmaschine.

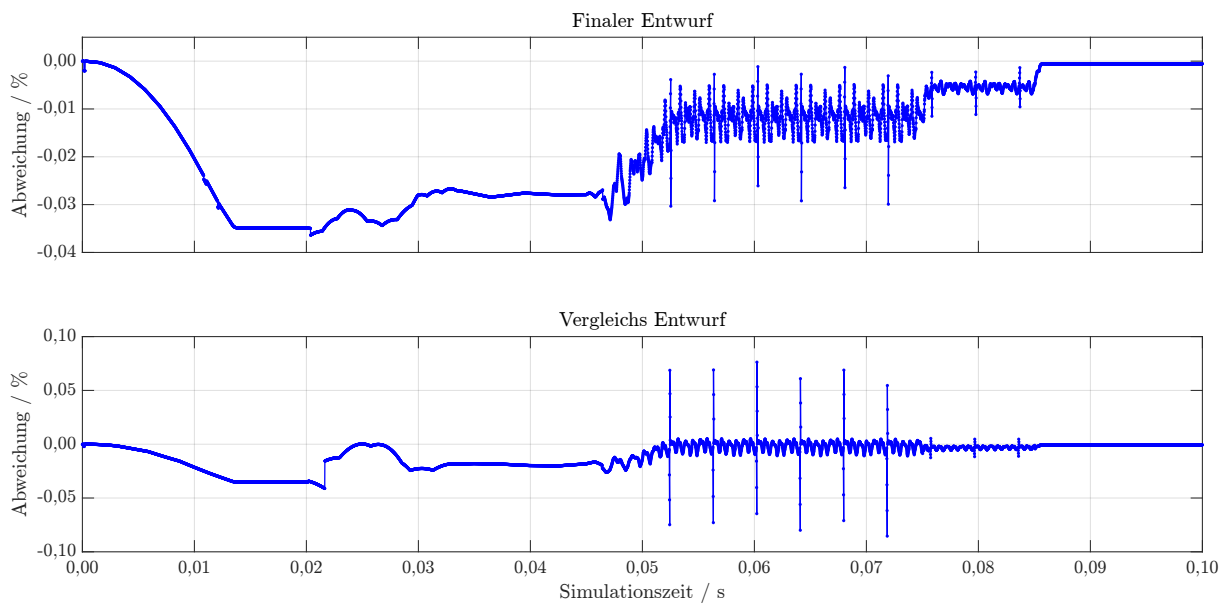


Abbildung 5.19: Prozentuale Drehmomentabweichung des Simulationsmodells von den FEM-Daten für den finalen Entwurf und den Vergleichsentwurf.

Kapitel 6

Fazit

Ziel dieser Arbeit war zum einen die elektromagnetische Auslegung einer RSM, zum anderen die Entwicklung eines Simulationsmodells. Letztes sollte in der Lage sein, basierend auf im Vorfeld ermittelten FEM-Daten das dynamische, stromabhängig nichtlineare, rotorwinkelabhängige Verhalten der entwickelten Maschine abzubilden. Abschließend wurde das Resultat der Entwicklungsleistung gegen die Anforderungen getestet. Das Ergebnis dieses Tests ist, dass alle zu Beginn gestellten Anforderungen eingehalten werden konnten.

Das Hauptziel bei der Maschinenauslegung war die Minimierung der Drehmomentwelligkeit und die Maximierung des Leistungsfaktors. Die Auslegung basierte dabei auf FEM-Berechnungen, wobei die Modellgenerierung und Steuerung durch eine im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Software realisiert wurde. Während des Auslegungsprozesses wurde, aufgrund der langen Lösungsdauer des FEM-Modells, versucht, die Anzahl der notwendigen Berechnungen zu minimieren. Begonnen wurde daher mit einer analytischen Vorauslegung, dessen Ergebnis als initialer Maschinenentwurf für die weiterführenden Berechnungen dienen sollte. Anschließend wurden mithilfe einer globalen Sensitivitätsanalyse die für das Maschinenverhalten kritischen Parameter identifiziert. Die als nicht-sensitiv eingestuften Parameter wurden anschließend durch Detailbetrachtung festgelegt, für die sensitiven Parameter wurde eine „one-factor-at-a-time“ Optimierung erarbeitet. Mithilfe dieser konnten anschließend Entwürfe für eine optimale Drehmomentwelligkeit, einen optimalen Leistungsfaktor sowie eine Kombination aus den beiden Optimierungszielen entwickelt werden. Schlussendlich wurde sich für die Kombination der beiden Optimierungsziele als finaler Maschinenentwurf entschieden, welche im Nennpunkt ein Drehmoment von 0,92 Nm, eine Drehmomentwelligkeit von 10,68 % und einen Leistungsfaktor von 0,51 erreicht.

Das Simulationsmodell sollte durch ein generisch mathematisches Modell das dynamische, stromabhängig nichtlineare und winkelabhängige Verhalten der entwickelten Maschine, sowie ihre Verlustleistung nachbilden. Dabei sollte die Simulation während des Betriebs ohne zeitgleich zu lösende FEM-Berechnungen durchgeführt werden können. Für eine übersichtliche Modellbildung wurde das Gesamtsystem in die drei Teilsysteme Elektromagnetik, Mechanik und Verluste unterteilt. Die Modellbildung wurde mit der Entwicklung eines generischen mathematischen Modells der jeweiligen Teilsysteme begonnen, welche zusammen das Gesamtsystem beschreiben. Um das maschinenspezifische rotorwinkel-

und stromabhängige nichtlineare Verhalten der Maschine abbilden zu können, werden im Vorfeld berechnete FEM-Daten durch Lookup-Tabellen im Simulationsmodell hinterlegt. Durch die hinterlegten Parameter kann die Maschine vollständig beschrieben werden. Liegen die entsprechenden Maschinenparameter vor, so kann mithilfe des Simulationsmodells das Verhalten einer beliebigen RSM abgebildet werden. Für die simulative Identifikation der FEM-Maschinenparameter wurde eine vollständig automatisierte Toolchain erstellt. Um das Simulationsmodell mit den FEM-Daten vergleichen zu können, wurde eine Testumgebung für dieses bestehend aus einem nichtlinearen Stromregler und einem Drehzahlregler entwickelt. Der Abgleich von FEM-Daten zum Simulationsmodell wurde für zwei unterschiedliche Maschinen durchgeführt, wobei bestätigt werden konnte, dass das Simulationsmodell mit einer maximalen prozentualen Abweichung von 0.075 % mit den FEM-Daten übereinstimmt.

Nach Abschluss dieser Arbeit können eine Reihe von Folgeprojekten an das Resultat anknüpfen. Zum einen sollte, vor ihrer Fertigung, das thermische und mechanische Verhalten der Maschine genauer betrachtet werden. Neben dem elektromagnetischen Verhalten spielen sie eine wichtige Rolle bei der Maschinenentwicklung und dürfen für einen sicheren und zuverlässigen Betrieb nicht vernachlässigt werden.

Des Weiteren wurden während der Entwicklung des FEM-Modells teilweise notwendige Vereinfachungen getroffen, weshalb das reale Maschinenverhalten nicht vollständig von dem Modell abgedeckt werden kann. Daher wird es notwendig sein, die Maschine zu vermessen und anschließend das FEM-Modell an die reale Maschine anzupassen.

Literaturverzeichnis

- [1] ASCHENDORF, B. : *FEM bei elektrischen Maschinen*. 1. Springer, 2014 (1). – ISBN 978–3–8348–0574–4
- [2] BERTOTTI, G. : General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 24 (1988), Nr. 1, S. 621–630. <http://dx.doi.org/10.1109/20.43994>. – DOI 10.1109/20.43994
- [3] BERTOTTI, G. : *Hysteresis in Magnetism*. Academic Press, Inc, 1998. – ISBN 9780120932702
- [4] BIANCHI, H. M. N.: Eccentricity in Synchronous Reluctance Motors—Part II: Different Rotor Geometry and Stator Windings. In: *IEEE Transactions on energy conversion* 30 (2015), Jun., Nr. 2, S. 7
- [5] BIANCHI, N. : *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. 1. Taylor & Francis, 2005. – ISBN 0–8493–3399–7
- [6] BIANCHI, N. ; BOLOGNANI, S. ; BON, D. ; PRE, M. D.: Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors. In: *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting* Bd. 3, 2006, S. 1193–1200
- [7] BINDER, A. : *Elektrische Maschinen und Antriebe*. 2018
- [8] HACKL, C. M.: *Website LMRES*. abgerufen am 07.09.2022. <https://lmres.ee.hm.edu/>. – <https://lmres.ee.hm.edu/>
- [9] HACKL, C. M. ; KULLICK, J. ; MONZEN, N. : Generic loss minimization for nonlinear synchronous machines by analytical computation of optimal reference currents considering copper and iron losses. In: *2021 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, IEEE, mar 2021
- [10] HACKL, C. ; KULLICK, J. ; LANDSMANN, P. : Nichtlineare Stromregelverfahren für Reluktanz-Synchronmaschinen. In: BÖCKER, J. (Hrsg.) ; GRIEPENTROG, G. (Hrsg.): *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 2020
- [11] HACKL, C. M.: *Elektrische Antriebe*. 2018. – Vorlesungsskriptum
- [12] HAGL, P. D.-I. R.: *Elektrische Antriebstechnik*. 3. Carl Hanser Verlag München, 2021. – ISBN 978–3–446–46572–5

- [13] HARLEY, S. L. S. Z. J. D. T. G. H. R. G.: Calculating the Unsaturated Inductance of 4/2 Switched Reluctance Motors at Arbitrary Rotor Positions Based on Partial Differential Equations of Magnetic Potentials. In: *North American Power Symposium* (2015), November
- [14] HERMAN, J. ; USHER, W. : SALib: An open-source Python library for Sensitivity Analysis. In: *The Journal of Open Source Software* 2 (2017), Jan., Nr. 9. <http://dx.doi.org/10.21105/joss.00097>. – DOI 10.21105/joss.00097
- [15] HOWARD, E. ; KAMPER, M. J.: Weighted factor multi-objective design optimisation of a reluctance synchronous machine. In: *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, S. 1781–1789
- [16] HOWARD, E. ; KAMPER, M. J. ; GERBER, S. : Asymmetric Flux Barrier and Skew Design Optimization of Reluctance Synchronous Machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51 (2015), Nr. 5, S. 3751–3760
- [17] IWANAGA, T. ; USHER, W. ; HERMAN, J. : Toward SALib 2.0: Advancing the accessibility and interpretability of global sensitivity analyses. In: *Socio-Environmental Systems Modelling* 4 (2022), Mai, 18155. <http://dx.doi.org/10.18174/sesmo.18155>. – DOI 10.18174/sesmo.18155
- [18] KAUSCHE, M. : *Wirtschaftlichkeit schwimmender Offshore Windenergieanlagen*. Springer Gabler, 2018. – ISBN 978-3-658-19580-9
- [19] LANGE, T. : *Oberwellenbasierte Modellierung, Regelung und Auslegung von Permanentmagnet- und Reluktanz-Synchronmaschinen*, RWTH Aachen, phdthesis, 2020. – 181 S.
- [20] LI, H. S. C. Z. T. G. H. S.: Multi-Objective Design Optimization of Synchronous Reluctance Machines Based on the Analytical Model and the Evolutionary Algorithms. In: *IEEE* (2019)
- [21] LIPO, T. A.: Synchronous Reluctance Machines – A Viable Alternative for AC Drives? In: *Electric Machines & Power Systems* 19 (1991), Nr. 6, S. 659–671. <http://dx.doi.org/10.1080/07313569108909556>. – DOI 10.1080/07313569108909556
- [22] MOGHADDAM, R. : *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications*, Royal Institute of Technology, Diss., 2011
- [23] MOGHADDAM, R. R.: *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design*, KTH Electrical Engineering, Diplomarbeit, 2007
- [24] MOGHADDAM, R.-R. ; GYLLENSTEN, F. : Novel High-Performance SynRM Design Method: An Easy Approach for A Complicated Rotor Topology. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61 (2014), Nr. 9, S. 5058–5065. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2013.2271601>. – DOI 10.1109/TIE.2013.2271601
- [25] MORRIS, M. D.: Factorial Sampling Plans for Preliminary Computational Experiments. In: *American Statistical Association and American Society for Quality Control* 33 (1991), Mai, Nr. 2, S. 161–174

- [26] NAGRIAL, T. A. H. M.: Design optimisation of flux barrier synchronous reluctance machines. In: *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics*, 2015
- [27] PONIK, G. M. K. V. B.: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Weinheim WILEY-VCH Verlag, 2008. – ISBN 3-527-40525-9
- [28] RADUN, A. : Analytical Calculation of the Switched Reluctance Motor's Unaligned Inductance. In: *IEEE Transactions on magnetics* 35 (1999), Nov., Nr. 6, S. 9
- [29] RASHAD, M. N. F. I. P. S. E.: Simple Design Approach for Low Torque Ripple and High Output Torque Synchronous Reluctance Motors. In: *Energies* 9 (2016), Nr. 11. – ISSN 1996-1073
- [30] R.K., P. S. K.: Reduced Rib Synchronous Reluctance Motor for Traction Applications. In: *Adv. Electr. Comput. Eng.* 19 (2019), Nr. 4, S. 83-90
- [31] SALTELLI, A. : Making best use of model evaluations to compute sensitivity indices. In: *Computer Physics Communications* 145 (2002), S. 280-297
- [32] SCHRÖDER, D. (Hrsg.) ; BÖCKER, J. (Hrsg.): *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Springer Berlin Heidelberg, 2020. <http://dx.doi.org/10.1007/978-s^b3-s^b662-s^b62700-s^b6>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-s^b3-s^b662-s^b62700-s^b6>
- [33] SCHRÖDER, D. ; KENNEL, R. : *Elektrische Antriebe – Grundlagen*. 7. Springer Berlin Heidelberg, 2021. <http://dx.doi.org/10.1007/978-s^b3-s^b662-s^b63101-s^b0>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-s^b3-s^b662-s^b63101-s^b0>. – ISBN 978-3-662-63100-3
- [34] SMITH, S. ; SOUTHERBY, M. ; SETINIYAZ, S. ; APSIMON, R. ; BURT, G. : Multiobjective optimization and Pareto front visualization techniques applied to normal conducting rf accelerating structures. In: *PHYSICAL REVIEW ACCELERATORS AND BEAMS* (2022), Nr. 25. <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevAccelBeams.25.062002>. – DOI 10.1103/PhysRevAccelBeams.25.062002
- [35] SOBOL, I. : Global sensitivity indices for nonlinear mathematical models and their Monte Carlo estimates. In: *Mathematics and Computers in Simulation* 55 (2001), S. 271-280
- [36] STEINMETZ, C. P.: On the Law of Hysteresis. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* IX (1892), Jan., Nr. 1, S. 1-64. <http://dx.doi.org/10.1109/T-s^bAIEE.1892.5570437>. – DOI 10.1109/T-AIEE.1892.5570437. – ISSN 0096-3860
- [37] TESSAROLO, A. : Modeling and Analysis of Synchronous Reluctance Machines With Circular Flux Barriers Through Conformal Mapping. In: *IEEE Transactions on magnetics* 51 (2015), Apr., Nr. 4, S. 11

- [38] VAGATI, A. : The synchronous reluctance solution: A new alternative in AC drives. In: *Proceedings of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*. Bologna, Italy : Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1994, S. 1–13
- [39] WANG, Y. ; IONEL, D. ; DORRELL, D. G. ; STRETZ, S. : Establishing the Power Factor Limitations for Synchronous Reluctance Machines. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), Nr. 11, S. 1–4

Anhang A

Anhang

A.1 Rechenbeispiel Koenergie

In Abschnitt 3.4 wurde die magnetische Koenergie durch ihre skalaren Größen mit dem Zusammenhang

$$W_{\text{mag,co}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\int_{i_{s,x}^d}^{i_s^d} \psi_s^d(\tilde{i}_s^d) \Big|_{\tilde{i}_s^q = i_{s,x}^q} d\tilde{i}_s^d + \int_{i_{s,x}^q}^{i_s^q} \psi_s^q(\tilde{i}_s^q) \Big|_{\tilde{i}_s^d = i_s^d} d\tilde{i}_s^q \right) + W_{\text{mag,co}}(i_{s,x}^{dq})$$

beschrieben. Der in Abb. 3.6 dargestellte Verlauf der magnetischen Flussverkettung wurde mithilfe des FEM-Modells des finalen Maschinenentwurfs berechnet. Als Startpunkt wurde $i_{s,x}^d = i_{s,x}^q = 16 \text{ A}$ gewählt und für die Rechnung der Rotorwinkel $\phi_p = 0^\circ$ angenommen. Aufgrund der Vormagnetisierung der Maschine durch $i_{s,x}^d \neq 0 \text{ A}$ und $i_{s,x}^q \neq 0 \text{ A}$ wurde vor der Betrachtung Energie im Magnetfeld der Maschine gespeichert. Für $W_{\text{mag,co}}(i_{s,x}^d = 16 \text{ A}, i_{s,x}^q = 16 \text{ A}, \phi_p = 0^\circ)$ ergeben sich $0,9322 \text{ W}$. Für die Berechnung der Koenergie im betrachteten Strombereich wird mit dem d-Pfad begonnen. Wie in Abb. 3.6 links dargestellt, wird der Fluss ψ_s^d an der Stelle $\tilde{i}_s^q = 16 \text{ A}$ zwischen $i_{s,x}^d = 16 \text{ A}$ und $i_s^d = 38 \text{ A}$ integriert. Es ergibt sich für $W_{\text{mag,co}}(i_{s,x}^d = 38 \text{ A}, \tilde{i}_s^q = 16 \text{ A}, \phi_p = 0^\circ) = 3,3294 \text{ W}$, die in dem System gespeicherte Koenergie ist daher um $2,3972 \text{ W}$ angestiegen. Dargestellt in Abb. 3.6 rechts wird anschließend der Fluss ψ_s^q zwischen den Grenzen $i_{s,x}^q = 16 \text{ A}$ und $i_s^q = 38 \text{ A}$ integriert, diesmal allerdings an der Stelle $\tilde{i}_s^d = 38 \text{ A}$. Für die magnetische Koenergie resultiert $W_{\text{mag,co}}(\tilde{i}_s^d = 38 \text{ A}, i_{s,x}^q = 38 \text{ A}, \phi_p = 0^\circ) = 3,9402 \text{ W}$, der q-Pfad trägt demnach $0,6108 \text{ W}$ zu der Koenergie in dem betrachteten Stromintervall bei. Werden die Beiträge zur Koenergie der beiden Flusspfade miteinander verglichen, kann erkannt werden, dass der d-Anteil fast viermal größer ist als der q-Anteil. Dies lässt sich auf den deutlich größeren Eisenanteil im d-Flussrichtung zurückführen, in welchem magnetische Energie gespeichert werden kann. Insgesamt wurde in dem betrachteten Bereich zwischen $W_{\text{mag,co}}(i_{s,x}^d, i_{s,x}^q, \phi_p)$ und $W_{\text{mag,co}}(i_s^d, i_s^q, \phi_p)$ $3,0080 \text{ W}$ magnetischer Koenergie gespeichert.

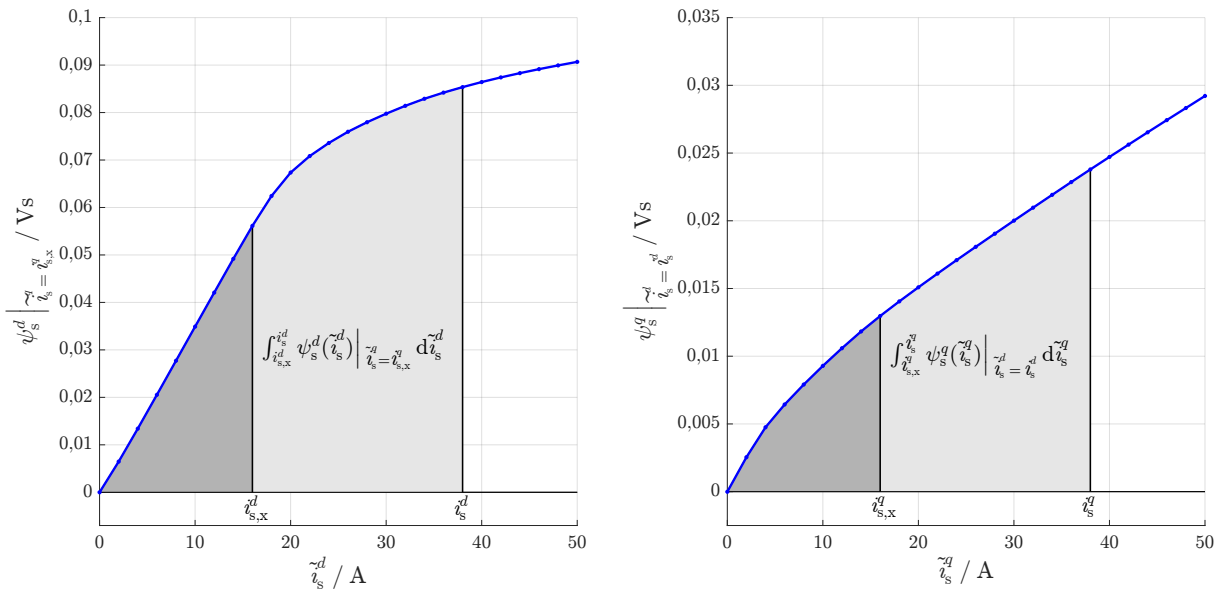


Abbildung A.1: Abschnitt 3.4 entnommener Zusammenhang zwischen Flussverkettung und Statorstrom in d- und q-Richtung.

A.2 Zusammenfassung mathematisches Modell

Teilsystem: Elektromagnetik

$$\begin{aligned}
\text{Statorkreis} \quad & \mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{R}_{s,\text{Cu}}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_p \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \\
\text{Flussverkettung} \quad & \boldsymbol{\psi}_s^{dq} = \boldsymbol{\psi}_s^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \phi_p) \\
\text{Flussdynamik} \quad & \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_s^{dq}}{\partial \phi_p} \frac{d\phi_p}{dt} \\
\text{Statorstromdynamik} \quad & \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{dq} = \left(\mathbf{L}_s^{dq} \right)^{-1} \left(\mathbf{u}_s^{dq} - \mathbf{R}_{s,\text{Cu}}^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} - \omega_p \left(\mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_s^{dq}}{\partial \phi_p} \right) \right)
\end{aligned}$$

Teilsystem: Mechanik

$$\begin{aligned}
\text{Drehmoment} \quad & m_m = \begin{cases} n_p \left(\frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right) - \frac{p_{s,\text{Fe}}}{\omega_p} + \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \phi_p} \right) & \omega_p \neq 0 \\ n_p \left(\frac{2}{3\kappa^2} \left(\mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right) + \frac{\partial W_{\text{mag,co}}}{\partial \phi_p} \right) & \omega_p = 0 \end{cases} \\
\text{Winkelbeschleunigung} \quad & \frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{1}{\Theta_m} \left(m_m(t) - m_l(t) \right)
\end{aligned}$$

Teilsystem: Verlustleistung

$$\begin{aligned}
\text{Kuperverluste} \quad & p_{s,\text{Cu}} = \frac{2}{3\kappa^2} \mathbf{i}_s^{dq\top} \mathbf{R}_{s,\text{Cu}}^{dq}(\vartheta) \mathbf{i}_s^{dq} \\
\text{Eisenverluste} \quad & p_{s,\text{Fe}} = \frac{2}{3\kappa^2} \left(\omega_p \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right)^\top \left(\left(\mathbf{R}_{s,\text{Fe}}^{dq} \right)^{-1} \right)^\top \left(\omega_p \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \right) \\
\text{Eisenwiderstand} \quad & \mathbf{R}_{s,\text{Fe}}^{dq} = \frac{2}{3\kappa^2} \frac{\omega_p^2 \|\boldsymbol{\psi}_s^{dq}\|^2}{p_{s,\text{Fe},\text{FEM}}} \mathbf{I}_2
\end{aligned}$$

A.3 Modellimplementierung

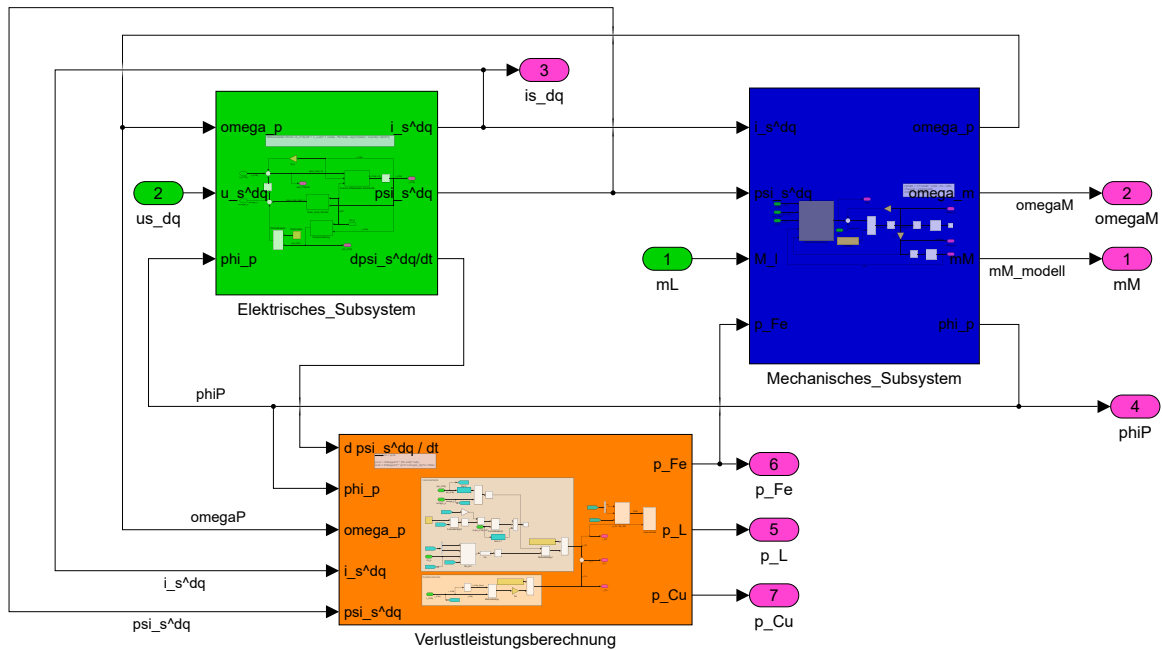


Abbildung A.2: Modellimplementierung RSM-Gesamtmodell.

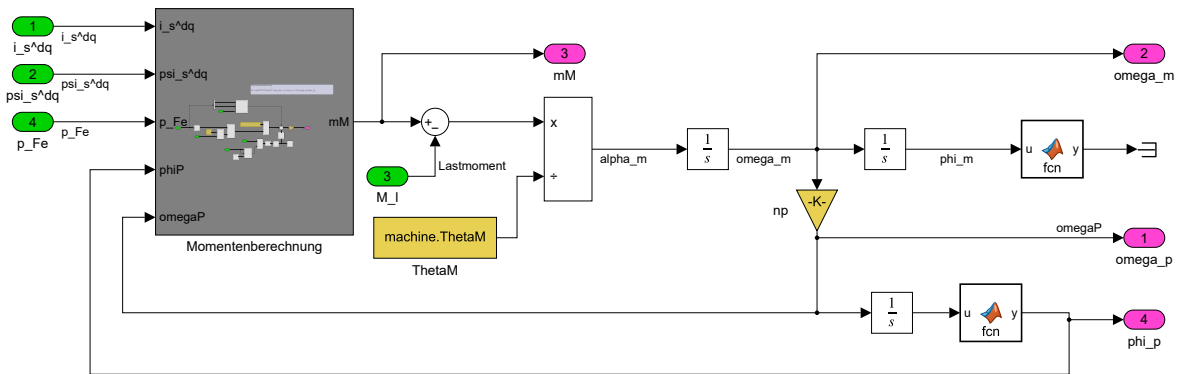


Abbildung A.3: Modellimplementierung mechanisches Teilsystem.



$$p_L = p_{s,Cu} + p_{s,Fe}$$

$$p_{s,Cu} = \frac{2}{3} \kappa^2 * (R_s(i_s^{dq})^T i_s^{dq})$$

$$p_{s,Fe} = \frac{2}{3} \kappa^2 * ((w_p^* J^* \psi_s^{dq} + \text{ddt} \psi_s^{dq})^T * ((R_{s,Fe}^{dq})^{-1})^T * (w_p^* J^* \psi_s^{dq} + \text{ddt} \psi_s^{dq}))$$

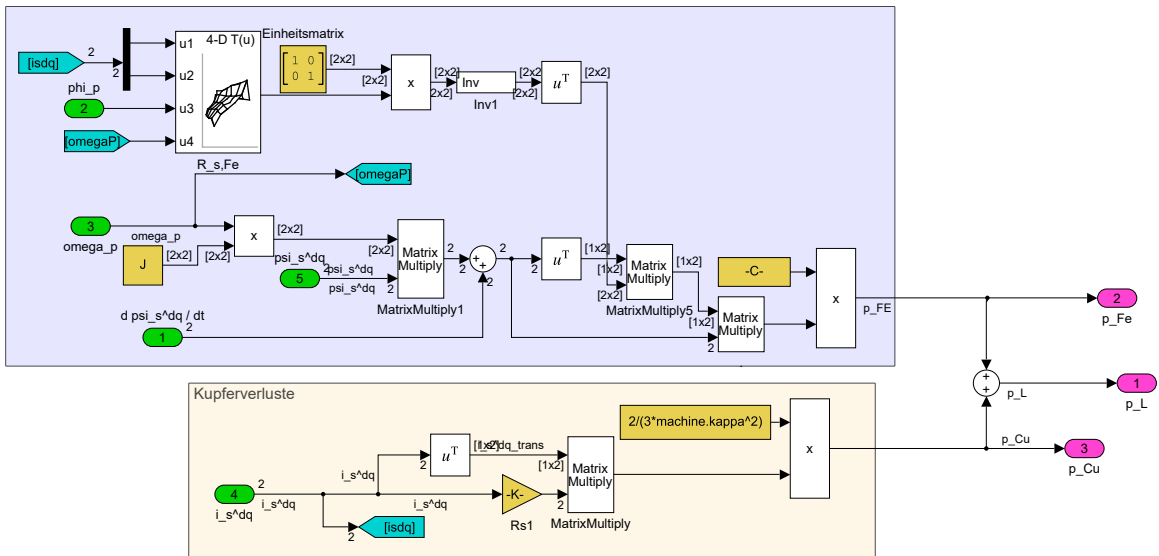


Abbildung A.6: Modellimplementierung Verlustleistungsteilsystem.

A.4 Finale Motorparameter

Tabelle A.1: Parameter der finalen Maschinenwicklung.

Parameter	Wert	Einheit
Strangzahl	3	/
Lochzahl	2	/
Nutanzahl	24	/
Effektiv wirkende Strangwindungszahl	48	/
Parallele Leiter	3	/
Strangwindungszahl	144	/
Nutwindungszahl	18	/
Leiter Durchmesser	1,1	mm
Stromdichte Nennpunkt	5	A/mm ²
Eisenlänge	120	mm

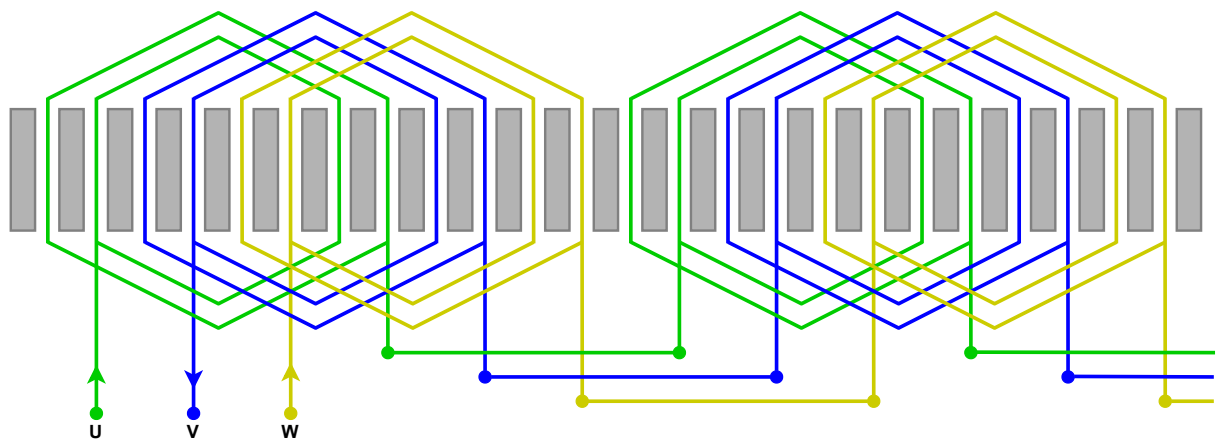


Abbildung A.7: Wicklungsschema des finalen Maschinenentwurfs.

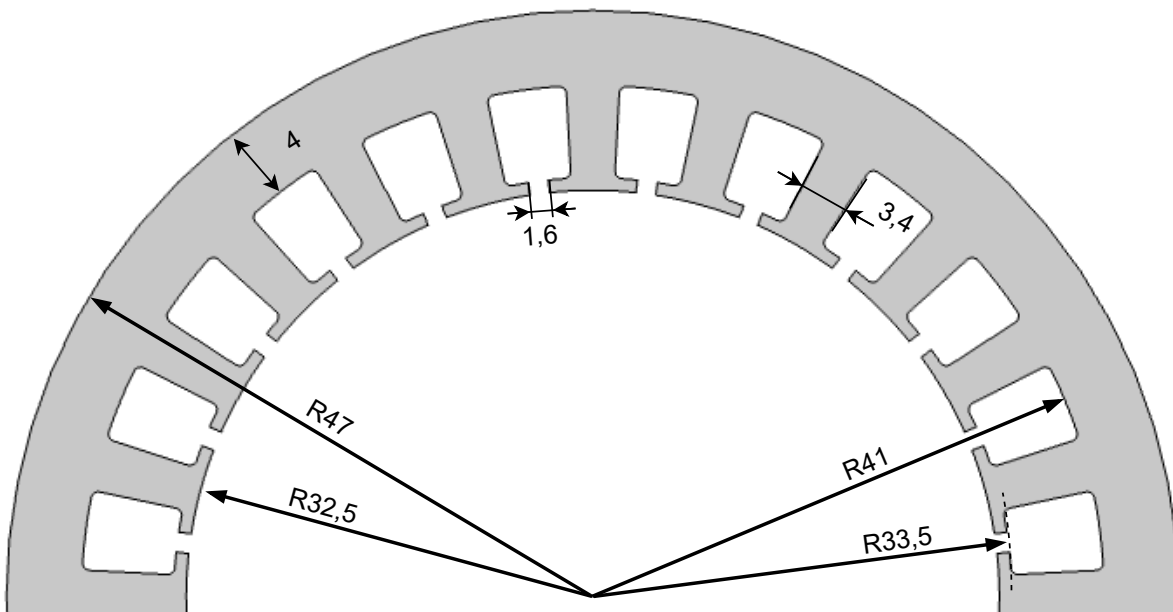


Abbildung A.8: Geometrische Abmaße des finalen Statorblechs. Alle Maße in mm.

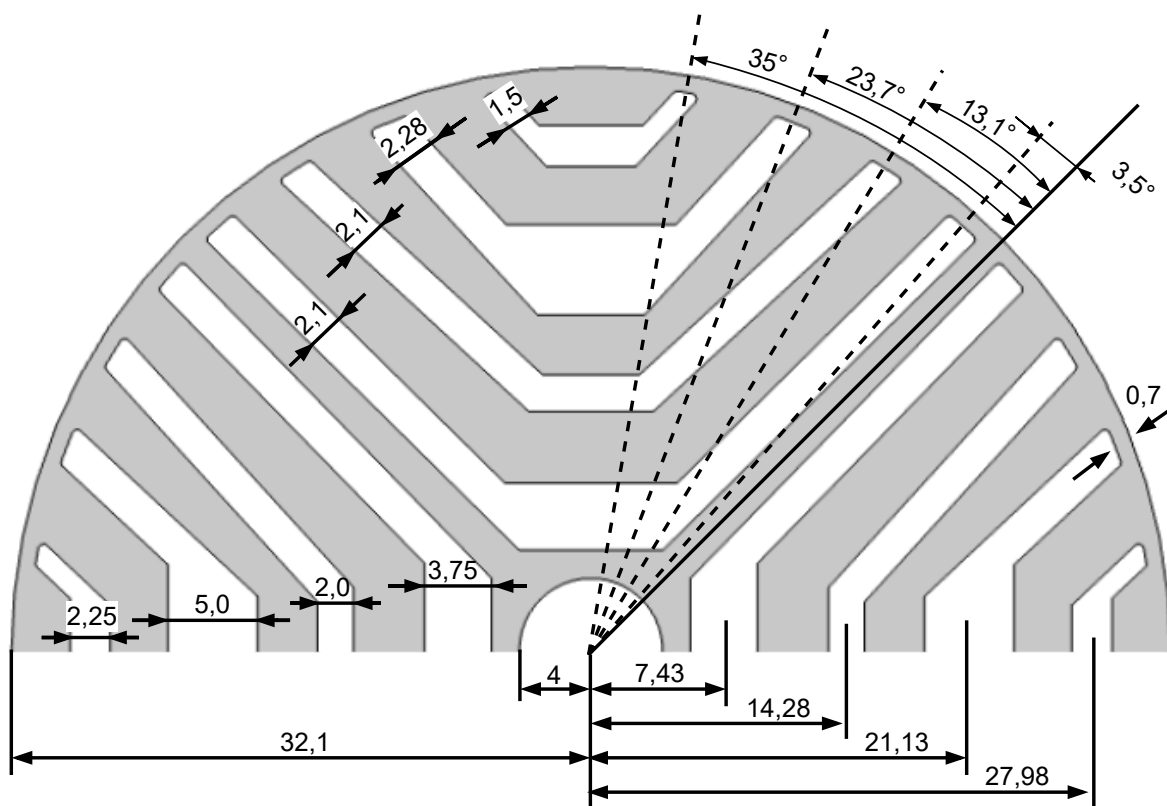


Abbildung A.9: Geometrische Abmaße des finalen Rotorblechs. Alle Maße in mm.