



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
WIEN



Masterarbeit mit dem Thema

# Modellierung und Simulation der elektrisch erregten Synchronmaschine als Sportwagenantrieb

Technische Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

**Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe**

vorgelegt von

**Sebastian Götze**

Mat. Nr.: 01608710

Wien, 14. November 2022

Betreuung: Univ.-Prof. Dr. phil. Dr. techn. habil. Harald Neudorfer

Dr. David Bauer

Johannes Wende



PORSCHE



## Sperrvermerk

Die vorliegende Abschlussarbeit enthält zum Teil Informationen, die nicht für die Öffentlichkeit bestimmt sind. Während einer Sperrzeit von 3 Jahren ab dem Abgabedatum liegt das alleinige Recht zur Verwertung, insbesondere zur Verbreitung der Abschlussarbeit, auch auf elektronischen Medien, bei der Dr. Ing. h.c. F. Porsche AG.

Während dieser Sperrzeit darf die Abschlussarbeit - sei es in Teilen oder als Ganzes - nur mit der ausdrücklichen schriftlichen Genehmigung der Dr. Ing. h.c. F. Porsche AG an Dritte weitergegeben werden.

Die vorliegende Abschlussarbeit ist zur Vorlage zur Anerkennung der Prüfungsleistung freigegeben.

Stuttgart, den

Unterschrift Abteilungsleiter/in

# Danksagung

Da die Erstellung dieser Arbeit ohne die Unterstützung der folgenden Personen so nicht möglich gewesen wäre, möchte ich mich hiermit bei ihnen bedanken.

Zuallererst ergeht mein Dank an Univ-Prof. Dr. phil Dr. techn. habil. Harald Neudorfer für die sowohl hervorragende, universitäre Betreuung seinerseits, als auch den regelmäßigen fachlichen Austausch. Durch sein umfassendes Wissen im Bereich der elektrischen Maschinen und deren Einsatz in unterschiedlichen Fahrzeugtypen konnte er mit seinen vielen, wertvollen Anregungen diese Arbeit bereichern.

Des Weiteren gilt mein Dank Dr. David Bauer und Johannes Wende, welche meine Betreuung seitens der Porsche AG übernommen haben. Ohne ihre immerwährende, tatkräftige Unterstützung auf sowohl fachlicher, als auch persönlicher Ebene wäre diese Arbeit niemals zu Stande gekommen. Bereits vor und während der Anfertigung der vorliegenden Arbeit haben sie stets ihr immenses Wissen mit mir geteilt und mich zu neuen Ideen angespornt. Ich kann allen, die selbst davor stehen eine Masterarbeit anzufertigen, nur wünschen, dass sie dabei Kollegen/Betreuer/Freunde wie Johannes und David zur Seite haben.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei meinen Kollegen Jens Hoffmann und Wolfgang Blaschke, welche über den gesamten Zeitraum dieser Arbeit sowohl mit ihrem fachlichen Rat, als auch ihrer humorvollen Art meine Arbeitstage bereichert haben.

Timijan Velic habe ich für seine Unterstützung und Erklärungen zu pulswechselrichterbedingten Zusatzverlusten zu danken, welche maßgeblich zu meinem Verständnis dieser beigetragen haben.

Zusätzlich bedanke ich mich bei meiner Familie und all meinen Freunden, welche im Laufe der letzten Jahre und während der Anfertigung dieser Arbeit sowohl meine Monologe über E-Maschinen, als auch mein Wehklagen über etwaige Probleme erdulden mussten. Um nur einige zu nennen, vielen Dank an Anne, Daniel, Linda, Lisa, Lisa, Marlene, Michael, Oliver, Philipp, Samuel, Theresa und Victor.

Zuletzt möchte ich noch den Menschen danken ohne deren Unterstützung ich es niemals auch nur gewagt hätte davon zu träumen dort zu sein wo ich heute bin, meinen Eltern Doris und Martin. Eure Liebe, Hingabe und euer Vertrauen sind jeden Tag aufs Neue ein Ansporn für mich mein Bestes zu geben. Zusätzlich gilt ein großer Dank meiner Stiefmutter Astrid, welche sich ebenfalls seit vielen

Jahren fürsorglich um mich kümmert, sowie auch um meinen Vater gekümmert hat.

Der letzte Absatz dieser Danksagung gebührt jedoch meinem Vater Martin ganz alleine, da er während der Anfertigung dieser Arbeit leider sein Leben lassen musste und somit ihre Fertigstellung nicht mehr miterleben kann. Worte sind nicht in der Lage zu beschreiben was für ein Vorbild du nicht nur mir, sondern allen Menschen denen du auf deinem Weg begegnet bist, warst. Ich werde die Weisheiten, welche du mir mitgegeben hast, immer in meinem Herzen tragen und dich niemals vergessen.

*Danke Papa.*

Sebastian Götze

Wien, 14. November 2022

# Zusammenfassung

Die elektrisch erregte Synchronmaschine (EESM) wird bisher hauptsächlich zur Erzeugung elektrischer Energie in Kraftwerken oder als Antrieb für Pumpen bzw. Verdichter eingesetzt. Mit der Trendwende der Automobilindustrie hin zur Elektromobilität wird sie auch für Fahrzeuge im Straßenverkehr zunehmend interessant, aber wird bis heute erst von zwei großen Herstellern in Serienfahrzeugen eingesetzt. Diese Arbeit beleuchtet dahingehend, wie eine EESM zu berechnen und auszulegen ist, um als Sportwagenantrieb eingesetzt zu werden. Um Zeit und Entwicklungskosten zu sparen, sind dabei computerunterstützte Simulationsverfahren mittlerweile Stand der Technik. Diese werden innerhalb dieser Arbeit mit Optimierungsalgorithmen gekoppelt, um die gestellten Anforderungen bezüglich Drehmoment, Leistung, Effizienz, Akustik, usw. bestmöglich zu erfüllen. Dazu müssen während des Auslegungs- und Optimierungsprozesses eine Vielzahl an verschiedenen Designs einer Maschine ausgewertet werden. Der Inhalt dieser Arbeit zielt darauf ab, wie diese Vorgänge möglichst zeiteffizient durchgeführt werden können. Zu Beginn wird dabei das mathematische Modell der EESM hergeleitet und anschließend beschrieben, wie der Auslegungsprozess grundsätzlich zu erfolgen hat. Dabei wird die Optimierung des elektromagnetischen Designs mittels sogenannter Meta-Modelle vorgestellt, die in der Lage sind diesen Prozess drastisch zu beschleunigen. Dazu werden allerdings möglichst akkurate Vorhersagen über das Verhalten eines konkreten Maschinendesigns hinsichtlich der zu optimierenden Eigenschaften benötigt. Um diese schnellstmöglich für eine große Menge an Designs zu erhalten, wird in Kapitel 3 ein numerisch-analytisch gekoppeltes Berechnungsverfahren für die EESM präsentiert, welches in der Lage ist, durch Einsatz der Finite-Elemente-Methode (FEM), die Geometrie der Maschine genau zu berücksichtigen und über ein analytisches Post-Processing eine zeitsparende Ermittlung sämtlicher Maschinenkenndaten ermöglicht. Die Kombination von Meta-Modell basierter Optimierung und semi-analytischer Berechnung stellt hierbei ein wesentliches Herausstellungsmerkmal dieser Arbeit dar. Zusätzlich wird ein Verfahren zur schnellen Abschätzung des mittleren Drehmoments eines Maschinendesigns, sowie eine geometriebasierte, analytische Berechnung der Oberschwingungsverluste im Rotor, welche durch das Takten der Spannung durch den Pulswechselrichter (PWR) entstehen, entwickelt. Diese Abschätzung des maximalen Drehmoments erzielt bei der Evaluierung von 3400 Designs während einer Optimierung eine Reduktion der durchschnittlichen Rechenzeit um den Faktor 5. Anschließend wird die Genauigkeit der Berechnungsmethodik in einem Messabgleich mit einer ausgeführten EESM verifiziert. Abschließend wird ein fiktiver Prototyp als Antrieb für einen Sportwagen mit der in dieser Arbeit vorgestellten Methodik ausgelegt, um die Effektivität des Verfahrens zu zeigen.

# Abstract

Electrically excited synchronous machines (EESM) are widely used as electrical generators within power grids or as pump drives. Due to the shift of the automotive industry towards electric vehicles this machine type is becoming more and more attractive for manufacturers, because of its ecological properties and price. Currently, only two large Original Equipment Manufacturers (OEM's) use electrically excited synchronous machines within their vehicles. This thesis aims to describe how a EESM is sized and calculated to be utilized as a sports car drive. To save time and development costs this process is nowadays supported by computer simulation. Within this thesis these simulations will be coupled with a state-of-the-art optimization algorithm to fulfill the requirements of such a machine as well as possible. During an optimization process many different design variations of an EESM have to be evaluated. To speed up this process a key point of this thesis will be the time efficiency of the corresponding simulations. At first the mathematical model of the EESM will be developed, followed by a description of how a machine is properly sized. After that an optimization technique using, so called, meta- or surrogate models will be showcased, because it is able to rapidly speed up the process. To properly train these models a large set of accurate training data, containing information about the behaviour of the machine in response to different design parameters, is needed. To gather this information as quickly as possible the third chapter illustrates a semi-analytic calculation process, which combines the exact geometric representation and accuracy of numerical Finite-Element-Analysis (FEA) with a quick analytic post-processing to generate the required machine properties in a time-efficient manner. The coupling of this semi-analytic simulation approach with the optimization technique of meta models for simulating electrically excited synchronous machines is a novelty of this thesis. Additionally, a method to quickly estimate the maximum torque of a given design and an analytical, geometry-based approach for calculating inverter-induced harmonic losses within the rotor are developed. The torque estimation is able to reduce the average calculation time while evaluating 3400 designs during an optimization to one fifth. In the following chapter, the semi-analytic approach is validated against the measurements of a real-world prototype EESM. Finally, a hypothetical EESM is sized for a sportscar drive, using the techniques presented in this thesis to showcase the efficiency of these methods.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Danksagung</b>	<b>ii</b>
<b>Zusammenfassung</b>	<b>iv</b>
<b>Abstract</b>	<b>v</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>ix</b>
<b>Indexverzeichnis</b>	<b>xii</b>
<b>Mathematische Notation</b>	<b>xvi</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>xviii</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xix</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>xx</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Modellbildung</b>	<b>1</b>
1.1 Aufbau . . . . .	1
1.2 Mathematische Beschreibung . . . . .	3
1.3 Die EESM als Traktionsantrieb . . . . .	11
<b>2 Berechnungsgang und Optimierung</b>	<b>16</b>
2.1 Fahrzeugrandbedingungen . . . . .	16
2.2 Maschinenkonzept . . . . .	16
2.2.1 Skalierung einer vorhandenen Maschine . . . . .	18
2.2.2 Analytische Auslegung . . . . .	18
2.3 Designoptimierung . . . . .	24

<b>3</b>	<b>Zeiteffiziente, semi-analytische Berechnung</b>	<b>31</b>
3.1	Numerische Identifikation durch zeiteffiziente FEM-Berechnung . . . . .	32
3.1.1	Parameteridentifikation . . . . .	33
3.1.2	FEM-Berechnung . . . . .	35
3.1.3	Beschleunigte Abschätzung des maximalen Drehmoments . . . . .	36
3.2	Skalierung der identifizierten Größen . . . . .	39
3.3	Bestimmung der Induktivitäten . . . . .	39
3.3.1	Kopplungsinduktivität zwischen Erregerwicklung und Längsachse . . . . .	40
3.3.2	Längsinduktivität . . . . .	41
3.3.3	Querinduktivität . . . . .	41
3.3.4	Erregerinduktivität . . . . .	41
3.3.5	Wickelkopfstrominduktivität . . . . .	41
3.3.6	Differentielle Induktivitäten . . . . .	42
3.4	Verlustberechnung . . . . .	44
3.4.1	Wicklungsverluste . . . . .	44
3.4.2	Eisenverluste . . . . .	49
3.4.3	Bürstenübergangsverluste . . . . .	53
3.4.4	Wechselrichterbedingte Zusatzverluste . . . . .	53
3.4.5	Reibungsverluste . . . . .	59
3.5	Ermittlung von Kennlinien und Kennfeldern mit einer gewünschten Betriebsstrategie .	60
3.5.1	Leerlaufkennlinie . . . . .	63
3.5.2	Kurzschlusskennlinie . . . . .	63
3.5.3	Grenzkennlinie . . . . .	69
3.5.4	(Effizienz)Kennfeld . . . . .	71
<b>4</b>	<b>Verifikation der Berechnungsmethodik</b>	<b>76</b>
4.1	Verläufe der Kennlinien . . . . .	76
4.1.1	Leerlauf . . . . .	76
4.1.2	Kurzschluss . . . . .	78
4.1.3	Grenzkennlinie . . . . .	79
4.2	Verlustabgleich . . . . .	82
4.2.1	Leerlauf . . . . .	83
4.2.2	Kurzschluss . . . . .	85
4.2.3	Grenzkennlinie . . . . .	86
4.3	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	90

---

<b>5</b>	<b>Auslegung für einen Sportwagenantrieb</b>	<b>93</b>
5.1	Randbedingungen durch das Fahrzeug . . . . .	94
5.2	Auslegungsprozess . . . . .	97
5.2.1	Skalierung der EM1 . . . . .	97
5.2.2	Optimierung . . . . .	98
5.3	Fiktiver Prototyp . . . . .	103
<b>6</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>109</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>112</b>
A.1	Begrenzung des zulässigen Wicklungsgebiets . . . . .	112

# Symbolverzeichnis

Symbol	Beschreibung	Einheit
$A$	Magnetisches Vektorpotential	T m
$A$	Strombelag	$A\ m^{-1}$
$A$	Fläche / Querschnitt	$m^2$
$a$	Anzahl paralleler Zweige	-
$a$	Beschleunigung	$m\ s^{-2}$
$a$	Abstand Wicklung zur Querachse	m
$B$	Magnetische Flussdichte	T
$b$	Breite	m
$b$	Polbogenbreite	m
$C$	Essonscher Ausnutzungsfaktor	$W\ min\ m^{-3}$
$C$	Kapazität	F
$c$	Zentrum	-
$D$	Diode	-
$D$	Durchmesser	m
$d$	Dicke	m
$E$	Elektrische Feldstärke	$V\ m^{-1}$
$e$	Kostenfunktional	-
$e$	Fehler	-
$F$	Erweiterte Stützstellenmatrix	-
$F$	Kraft	N
$F$	Rang	-
$f$	Frequenz	Hz
$f$	Funktion	-
$G$	Beliebige Stranggröße	-
$H$	Magnetische Feldstärke	$A\ m^{-1}$
$h$	Höhe	m
$I$	Strom	A
$I$	Stützstellenmatrix	-
$J$	Stromdichte	$A\ m^{-2}$
$k$	Korrektur-, Stapel-, Füll-, Widerstandserhöhungsfaktor	-
$L$	Induktivität	H
$l$	Länge	m

Symbol	Beschreibung	Einheit
$M$	Drehmoment	N m
$m$	Masse	kg
$m$	Strangzahl	-
$N$	Nutenzahl	-
$n$	Drehzahl	$\text{min}^{-1}$
$P$	Leistung	W
$P$	Population	-
$p$	Druck	$\text{N m}^{-2}$
$p$	Polpaarzahl	-
$q$	Lochzahl	-
$R$	Widerstand	$\Omega$
$r$	Radius	m
$S$	Schalter	-
$S$	Schicht	-
$S$	Schwerpunkt	-
$T$	Temperatur	K
$T$	Transformationsmatrix	-
$T$	Transistor	-
$t$	Zeit	s
$U$	Spannung	V
$V$	Volumen	$\text{m}^3$
$v$	Geschwindigkeit	$\text{m s}^{-1}$
$W$	Energie	J
$W$	Spulenweite	-
$w$	Gewichtungsmatrix	-
$w$	Leiter / Windungen	-
$w$	Strangwindungszahl	-
$X$	Reaktanz	$\Omega$
$x$	Parametervektor	-
$x$	x-Koordinate	m
$y$	Ergebnisvektor	-
$y$	y-Koordinate	m
$Z$	Impedanz	$\Omega$
$z$	Leiteranzahl	-
$\alpha$	Realteilachse statorfestes Koordinatensystem	-
$\alpha$	Polbedeckungsfaktor	-
$\alpha$	Temperaturkoeffizient	$\text{K}^{-1}$
$\beta$	Imaginärachse statorfestes Koordinatensystem	-
$\beta$	Reduzierte Leiterhöhe	m
$\gamma$	Winkel	°

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\delta$	Luftspalt	m
$\delta$	Tastverhältnis	%
$\eta$	Wirkungsgrad	%
$\theta$	Veränderlicher Winkel	°
$\vartheta$	Temperatur	°C
$\lambda$	Magnetischer Leitwert	V s A <sup>-1</sup>
$\mu$	Magnetische Permeabilität	V s A <sup>-1</sup> m <sup>-1</sup>
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante	V s A <sup>-1</sup> m <sup>-1</sup>
$\nu$	Wellenordnungszahl	-
$\xi$	Zonen-, Sehnungs-, Wicklungsfaktor	-
$\xi$	Region	-
$\rho$	Dichte	kg m <sup>-3</sup>
$\rho$	Spezifischer Widerstand	$\Omega$ m
$\sigma$	Eisenverlustkoeffizient	-
$\sigma$	Leitfähigkeit	$\Omega^{-1}$ m <sup>-1</sup>
$\sigma$	Normalspannung	N m <sup>-2</sup>
$\sigma$	Parameter der Gauss-Funktion	-
$\tau$	Teilung	m
$\tau$	Zeitkonstante	s
$\varphi$	Hilfsfunktion	-
$\Psi$	Magnetischer Fluss	V s
$\Psi$	Radiale Basisfunktion	-
$\Psi$	Hilfsfunktion	-
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\mathcal{D}$	Designraum	-
$\mathcal{L}$	Lösungsraum	-
$\mathcal{S}$	Rotorfestes Koordinatensystem	-
$\mathcal{R}$	Statorfestes Koordinatensystem	-
$\mathbb{R}$	Menge der reellen Zahlen	-

# Indexverzeichnis

Index	Beschreibung
0	Initial-, Startwert
0	Nullsystem
1	Grundwelle
1	Stator
2	Rotor
1, 2	Rotor- & Statorfest
<i>A</i>	Außen
<i>a</i>	Axial
<i>AC</i>	Alternating Current (dt. Wechselstrom)
<i>akt</i>	Aktivteil
<i>al</i>	Außenleiter
<i>B</i>	Bürste
<i>Cu</i>	Kupfer
<i>CP</i>	Clarke-Park
<i>d</i>	Längsrichtung
<i>DC</i>	Direct Current (dt. Gleichstrom)
<i>dd</i>	Kopplung Längs- zu Längsachse
<i>de</i>	Kopplung Erreger- zu Längsachse
<i>dq</i>	Kopplung Quer- zu Längsachse
<i>dq</i>	Rotorfestes Koordinatensystem
<i>Dr</i>	Draht
<i>e</i>	Erreger
<i>ee</i>	Kopplung Erreger- zu Erregerachse
<i>el</i>	Elektrisch
<i>EM</i>	E-Maschine
<i>EM1</i>	Referenzmaschine
<i>EM2</i>	Neu ausgelegte Maschine
<i>F</i>	Freilauf
<i>FE</i>	Eisen
<i>FEM</i>	Finite Elemente Methode
<i>fm</i>	Beschleunigte Simulation
<i>g</i>	Gegen

<b>Index</b>	<b>Beschreibung</b>
<i>grid</i>	Stützstellen
<i>h</i>	Haupt
<i>hys</i>	Hysterese
<i>I</i>	Innen
<i>i</i>	Ideel
<i>i</i>	Induziert
<i>i</i>	Inner
<i>i</i>	Laufvariable
<i>J</i>	Joch
<i>j</i>	Laufvariable
<i>k</i>	Kontakt
<i>KS</i>	Kurzschluss
<i>L</i>	Last
<i>L</i>	Leiter
<i>La</i>	Lager
<i>LL</i>	Leerlauf
<i>L – L</i>	Leiter zu Leiter
<i>L – S</i>	Leiter zu Sternpunkt
<i>Lu</i>	Luft
<i>m</i>	Mitte
<i>max</i>	Maximal
<i>me</i>	Mechanisch
<i>mess</i>	Messung
<i>min</i>	Minimal
<i>N</i>	Nut
<i>N</i>	Nenn
<i>nmax</i>	Drehzahlmaximum
<i>NS</i>	Nutschlitz
<i>0S</i>	Oberschwingung
<i>P</i>	Pol
<i>PK</i>	Polkern
<i>PKPS</i>	Polkern zu Polschuh
<i>pp</i>	Spitze-Spitze
<i>PS</i>	Polschuh
<i>q</i>	Querrichtung
<i>qd</i>	Kopplung Längs- zu Querachse
<i>qe</i>	Kopplung Erreger- zu Querachse
<i>qq</i>	Kopplung Quer- zu Querachse
<i>r</i>	Radial
<i>Reib</i>	Reibung

<b>Index</b>	<b>Beschreibung</b>
<i>rel</i>	Reluktanz
<i>RJ</i>	Rotorjoch
<i>RMS</i>	Root Mean Square
<i>s</i>	Selbst
<i>s</i>	Spulenmitte
<i>s</i>	Sehnung
<i>s</i>	Schicht
<i>sim</i>	Simulation
<i>skal</i>	Skaliert
<i>soll</i>	Sollgröße
<i>sp</i>	Spule
<i>str</i>	Strang
<i>syn</i>	Synchron
<i>T</i>	Takt
<i>u</i>	Strangachse U
<i>ue</i>	Kopplung Erreger zu Strang U
<i>uu</i>	Kopplung Strang U zu U
<i>uv</i>	Kopplung Strang V zu U
<i>uw</i>	Kopplung Strang W zu U
<i>V</i>	Viskosität
<i>v</i>	Verluste
<i>v</i>	Strangachse V
<i>ve</i>	Kopplung Erreger zu Strang V
<i>vu</i>	Kopplung Strang U zu V
<i>vv</i>	Kopplung Strang V zu V
<i>vw</i>	Kopplung Strang W zu V
<i>W</i>	Wicklung
<i>w</i>	Strangachse W
<i>we</i>	Kopplung Erreger zu Strang W
<i>wu</i>	Kopplung Strang U zu W
<i>wv</i>	Kopplung Strang V zu W
<i>ww</i>	Kopplung Strang W zu W
<i>wb</i>	Wirbelstrom
<i>wk</i>	Wickelkopf
<i>Z</i>	Zahn
<i>z</i>	Zonen
<i>ZK</i>	Zwischenkreis
<i>zus</i>	Zusatz
<i>zw</i>	Zweig
$\alpha\beta$	Statporfestes Koordinatensystem

Index	Beschreibung
$\delta$	Luftspalt
$\theta$	Verdrehwinkel
$\nu$	Ordnungszahl
$\sigma$	Streuung

# Mathematische Notation

Index	Beschreibung
$G$	Skalar
$\mathbf{G}$	Vektor / Matrix
$\hat{G}$	Spitzenwert
$\overline{G}$	Mittelwert
$\dot{G}$	Differentiell
$G'$	Transient
$G''$	Subtransient

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Stator einer Innenrotor-EESM . . . . .	2
1.2	Rotorarten der EESM . . . . .	3
1.3	Ersatzschaltbild eines bürstenlosen Übertragungssystems [52] . . . . .	4
1.4	Koordinaten- und Bezugssysteme der EESM [11] . . . . .	5
1.5	Überblick Koordinatensysteme . . . . .	8
1.6	Aufbau eines elektrischen Antriebssystems . . . . .	11
1.7	Preisindex Praseodymium Neodymium (Praseodymium Neodymium (PrNd)) von 01.2010 bis 10.2022 [63] . . . . .	15
2.1	Überblick des Auslegungsvorgangs einer EESM . . . . .	17
2.2	Latin square für z.B. $N = 4$ . . . . .	27
2.3	Unterschiedliche radiale Basisfunktionen . . . . .	28
2.4	Beispiel einer Schätzfunktion $\hat{f}(\mathbf{x})$ anhand bekannter Datenpunkte . . . . .	29
3.1	Visualisierung des Vernetzungsprozesses anhand eines Pols einer EESM . . . . .	32
3.2	Visualisierung der diskreten Stützstellen innerhalb des Parameterraums . . . . .	34
3.3	Feldverhältnisse innerhalb einer EESM für den Leerlauffall $I_e > 0$ für einen mechanischen Verdrehwinkel $\theta_{FEM}(t) = 15^\circ$ . . . . .	36
3.4	Kleinste symmetrische Einheiten einer EESM inkl. Parameter . . . . .	37
3.5	Zeitverläufe verschiedener FEM-Größen . . . . .	38
3.6	Zur Berechnung der Windungslänge des Rotors $l_L$ . . . . .	48
3.7	Zur Berechnung des Flächenschwerpunkts der Erregerwicklung mittels FEM-Netz . . . . .	49
3.8	BH-Kurve . . . . .	51
3.9	Zur Berechnung der Wirbelstromverluste [48] . . . . .	52
3.10	SPSM Rotor inkl. geometrischer Parameter . . . . .	56
3.11	Ersatzschaltbild der Erregerwicklung mit Tiefsetzsteller . . . . .	57
3.12	Verlauf der Erregerspannung inkl. Fourier-Transformation . . . . .	58
3.13	Verlauf des Erregerstroms inkl. Fourier-Transformation . . . . .	58
3.14	Genereller Ablauf zur Bestimmung des Betriebsverhaltens der EESM . . . . .	61
3.15	Verfahren zur Bestimmung der Leerlaufkennlinie . . . . .	64

3.16	Beispiel einer Leerlaufkennlinie . . . . .	65
3.17	Beispiel einer Kurzschlusskennlinie . . . . .	66
3.18	Verfahren zur Bestimmung der Kurzschlusskennlinie . . . . .	67
3.19	Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms bei einem dreiphasigen Kurzschluss [16] . . . . .	68
3.20	Zulässige Betriebspunkte im Grunddrehzahlbereich durch die Strombegrenzungen aus Gleichung (3.78) . . . . .	69
3.21	Verfahren zur Bestimmung der Grenzkennlinie . . . . .	70
3.22	Beispiel einer Grenzkennlinie . . . . .	71
3.23	Verfahren zur Bestimmung des Effizienzkennefelds . . . . .	72
3.24	Hüllkurven für verschiedene Drehmomentwerte . . . . .	74
3.25	Beispiel eines Effizienzkennefelds . . . . .	75
4.1	Verlauf der gemessenen und simulierten Leerlaufkennlinie von EM1 . . . . .	77
4.2	Verlauf der gemessenen und simulierten Kurzschlusskennlinie von EM1 . . . . .	78
4.3	Abgleich Grenzkennlinie bei $I_e = 0.1667$ p.u. von EM1 . . . . .	79
4.4	Abgleich Grenzkennlinie bei $I_e = 0.5$ p.u. von EM1 . . . . .	80
4.5	Abgleich Grenzkennlinie bei $I_e = 0.833$ p.u. von EM1 . . . . .	81
4.6	Abgleich der Leerlaufverluste bei verschiedenen Erregerströmen $I_e$ . . . . .	84
4.7	Abgleich der Kurzschlussverluste bei verschiedenen Erregerströmen $I_e$ . . . . .	86
4.8	Abgleich der Verluste an der Grenzkennlinie bei verschiedenen Erregerströmen $I_e$ . . . . .	87
4.9	Abgleich der Verluste im Kennefeld bei Drehzahlen von $n = 0.059 - 0.294$ p.u. und Drehmomenten $M$ mit $I_e = 0.167$ p.u. . . . .	88
4.10	Abgleich der Verluste im Kennefeld bei Drehzahlen von $n = 0.53 - 1$ p.u. und Drehmomenten $M$ mit $I_e = 0.167$ p.u. . . . .	89
4.11	Oszilloskop Messung von Erregerstrom und eines Strangstroms der EM1 . . . . .	92
5.1	Optimierungsergebnisse unterschiedlicher Ziel- und Eingangsgrößen . . . . .	101
5.2	Optimierungsergebnisse unterschiedlicher Ziel- und Eingangsgrößen gefiltert nach den Nebenbedingungen . . . . .	103
5.3	Kurzschlusskennlinie der EM2 bei $I_2 = I_{2,max}$ bezogen auf $I_{1,max}$ und $n_{max}$ der EM2 . . . . .	105
5.4	Grenzkennlinie der EM2 bezogen auf $n_{max}$ , $M_{max}$ und $P_{max}$ der EM2 . . . . .	106
5.5	Effizienzkennefeld der EM2 bezogen auf $n_{max}$ und $M_{max}$ der EM2 . . . . .	107
5.6	Erregerverlustkennefeld der EM2 . . . . .	108
A.1	Skizze zur Berechnung der erlaubten Grenzen des Wicklungsgebiets . . . . .	114

# Tabellenverzeichnis

1.1	Vor- und Nachteile verschiedener Typen von E-Maschinen [22, 37, 49] . . . . .	13
2.1	Referenzwerte für die Flussdichte $B$ in unterschiedlichen Gebieten [48] . . . . .	22
2.2	Richtwerte für den Nutfüllfaktor der Statorwicklung nach [48] für Nieder- und Hochspannung ( $\geq 1$ kV) . . . . .	23
3.1	Während einer FEM-Berechnung identifizierte Größen . . . . .	34
3.2	Vergleich normale vs.beschleunigte FEM-Berechnung . . . . .	39
3.3	Skalierungsbedingungen . . . . .	40
3.4	Spezifische Widerstände $\rho_{el}$ & Temperaturkoeffizienten $\alpha$ unterschiedlicher Materialien [41] . . . . .	45
3.5	Übersicht über Kontaktspannungen verschiedener Bürstenmaterialien [48] . . . . .	53
3.6	Randbedingungen für die Bestimmung der Kennlinien und -felder . . . . .	62
3.7	Verschiedene Betriebsstrategien inkl. Zielfunktion . . . . .	73
5.1	Anforderungen der EM2 im Verhältnis zur EM1 . . . . .	96
5.2	Anforderungen für Dauerleistung, Akustik und Effizienz der EM2 . . . . .	97
5.3	Einstellungen für die Strom- bzw. Drehwinkelstützstellen, sowie für die beschleunigte Abschätzung des maximalen Drehmoments . . . . .	100
5.4	Eigenschaften der EM2 inkl. zugehöriger Anforderungen . . . . .	104

# Abkürzungsverzeichnis

<b>ASM</b> Asynchronmaschine . . . . .	11
<b>CAD</b> Computer Aided Design . . . . .	76
<b>EESM</b> elektrisch erregte Synchronmaschine . . . . .	iv
<b>FEM</b> Finite-Elemente-Methode . . . . .	iv
<b>FFT</b> Fast Fourier Transformation . . . . .	54
<b>HRE</b> Heavy Rare Earth . . . . .	14
<b>HV</b> Hochvolt . . . . .	95
<b>LHS</b> Latin Hypercube Sampling . . . . .	100
<b>MOEA</b> multiobjective evolutionary algorithms . . . . .	29
<b>MTPA</b> Maximum torque per ampere . . . . .	73
<b>NSGA-II</b> Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II . . . . .	29
<b>NVH</b> Noise, Vibration, Harshness . . . . .	14
<b>OEM</b> Original Equipment Manufacturer . . . . .	v
<b>PK</b> Polkern . . . . .	22
<b>PrNd</b> Praseodymium Neodymium . . . . .	xvii
<b>PSM</b> Permanentmagnet Synchronmaschine . . . . .	11
<b>PWM</b> Pulsweitenmodulation . . . . .	57
<b>PWR</b> Pulswechselrichter . . . . .	iv
<b>RBF</b> Radiale Basisfunktion . . . . .	27
<b>RJ</b> Rotorjoch . . . . .	22
<b>SJ</b> Statorjoch . . . . .	22
<b>SPSM</b> Schenkelpolsynchronmaschine . . . . .	3
<b>SVM</b> Space-Vector-Modulation . . . . .	11
<b>VPSM</b> Vollpolsynchronmaschine . . . . .	1
<b>WLTP</b> Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure . . . . .	95
<b>Z</b> Zahn . . . . .	22

# Literaturverzeichnis

1. auto-motor-und-sport.de. *NEUER VERBRAUCHSTEST WLTP UND RDE FÜR EURO 6C, 6D* Online; Zugegriffen am 19.09.2022. <https://www.auto-motor-und-sport.de/news/verbrauchstest-wltp-messzyklus-rde-fuer-euro-6c-6d-temp-neuzulassung/>.
2. Bauer, D. *Verlustanalyse Bei Elektrischen Maschinen Für Elektro- und Hybridfahrzeuge Zur Weiterverarbeitung in Thermischen Netzwerkmodellen* ger. Diss. (Wiesbaden, 2018). ISBN: 365824271X.
3. Bertotti, G. Space-time correlation properties of the magnetization process and eddy current losses: Applications. I. Fine wall spacing. *Journal of Applied Physics* **55**, 4339–4347 (Juni 1984).
4. Bertotti, G. Space-time correlation properties of the magnetization process and eddy current losses: Theory. *Journal of Applied Physics* **54**, 5293–5305. eprint: <https://doi.org/10.1063/1.332705>. <https://doi.org/10.1063/1.332705> (1983).
5. Berweiler, B. & Ponick, B. *Current and Average Temperature Calculation for Electrically Excited Synchronous Machines in Case of Contactless Energy Supply in 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* **1** (2020), 1730–1735.
6. Binder, A. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten* 2. Aufl. 2017. ger ; eng. ISBN: 3662532409 (Springer Berlin / Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2018).
7. BMW AG. *Pressemitteilung 07/2020: Der erste BMW iX3* Online; Zugegriffen am 29.08.2022. <https://www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/attachment/T0310696DE/464224>.
8. Boldea, I. & Nasar, S. A. *The induction machines design handbook* ISBN: 9781315222592 (CRC press, 2018).
9. Boldea, I., Tutulea, L. N., Parsa, L. & Dorrell, D. Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **61**, 5696–5711 (2014).
10. Brune, A., Dempewolf, K.-H. & Ponick, B. *Modelling and FE parameter identification of permanent magnet synchronous machines in consideration of spatial harmonics in The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010* (2010), 1–6.
11. Brune, A., Ponick, B. & und Wissen GmbH, T. .-. T. *Elektrisch erregte Synchronmaschinen als Fahrtriebe* ISBN: 9783959002417. <https://books.google.hr/books?id=i7hhwAEACAAJ> (TEWISS Verlag, 2018).
12. Brune, A., Dück, P., Ponick, B., Kock, A. & Gröninger, M. *Evaluation of an efficiency-optimized calculation of PM synchronous machines' operating range using time-saving numerical and analytical coupling in 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (2012), 32–35.

13. Chai, S.-H., Kim, J.-H., Kim, S. & Hong, J. Extrapolating B-H Curve Data using Common Electrical Steel Characteristics for High Magnetic Saturation Applications. *Journal of Magnetics* **20**, 258–264 (Sep. 2015).
14. Chu, W. Q. *u. a.* Investigation on Operational Envelops and Efficiency Maps of Electrically Excited Machines for Electrical Vehicle Applications. *IEEE Transactions on Magnetics* **51**, 1–10 (2015).
15. Clarke, E. *Circuit Analysis of A-C Power Systems...* [https://books.google.de/books?id=PU0%5C\\_AAAAIAAJ](https://books.google.de/books?id=PU0%5C_AAAAIAAJ) (J. Wiley & sons, Incorporated, 1943).
16. Clauer, M. *Untersuchung des transienten Kurzschlussstromverhaltens und dessen Auswirkung auf eine mögliche Entmagnetisierung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für Elektro- und Hybridfahrzeuge* Magisterarb. (RWTH Aachen, Aachen, 2020).
17. Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S. & Meyarivan, T. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* **6**, 182–197 (2002).
18. De Santiago, J. *u. a.* Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **61**, 475–484 (2012).
19. Dorrell, D. G. *Are wound-rotor synchronous motors suitable for use in high efficiency torque-dense automotive drives?* in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (2012), 4880–4885.
20. Estenlund, S., Alaküla, M. & Reinap, A. *PM-less machine topologies for EV traction: A literature review* in *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)* (2016), 1–6.
21. Finken, T. *Fahrzyklusgerechte Auslegung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge* ger. Diss. (2011). ISBN: 978-3-8440-0607-0.
22. Finken, T., Felden, M. & Hameyer, K. *Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles* in *2008 18th International Conference on Electrical Machines* (2008), 1–5.
23. Frias, A. *u. a.* Rotor and stator shape optimization of a synchronous machine to reduce iron losses and acoustic noise in *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (2012), 98–103.
24. Garbe, E., Helmer, R. & Ponick, B. *Modelling and fast calculating the characteristics of synchronous machines with the finite element method* in *2008 18th International Conference on Electrical Machines* (2008), 1–6.
25. Graffeo, F. *u. a.* *Cylindrical Wound-Rotor Synchronous Machines for Traction Applications* in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* **1** (2020), 1736–1742.
26. Grune, R. *Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen* Doctoral Thesis (Technische Universität Berlin, Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik, Berlin, 2013). <http://dx.doi.org/10.14279/depositonce-3485>.

27. Harris, T. & Kotzalas, M. *Essential Concepts of Bearing Technology* ISBN: 9781420006599. <https://books.google.de/books?id=gdTLBQAAQBAJ> (CRC Press, 2006).
28. Helmer, R. *Kopplung numerischer und analytischer Verfahren zur Berechnung des Betriebsverhaltens von Synchronmaschinen* ISBN: 9783183401215. <https://books.google.de/books?id=yN9xMwEACAAJ> (VDI-Verlag, 2012).
29. Hilpert, H. G., Kröger, A. u. a. Chinesisches Monopol bei Seltenen Erden: Risiko für die Hochtechnologie. *DIW Wochenbericht* **78**, 2–9. [https://www.diw.de/de/diw\\_01.c.455495.de/publikationen/wochenberichte/2011\\_19\\_1/chinesisches\\_monopol\\_bei\\_seltenen\\_erden\\_risiko\\_fuer\\_die\\_hochtechnologie.html](https://www.diw.de/de/diw_01.c.455495.de/publikationen/wochenberichte/2011_19_1/chinesisches_monopol_bei_seltenen_erden_risiko_fuer_die_hochtechnologie.html) (2011).
30. Hruska, K., Kindl, V. & Pechanek, R. *Design and FEM analyses of an electrically excited automotive synchronous motor in 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)* (2012), LS2e.2-1-LS2e.2-7.
31. Huang, L., Zhu, Z. & Chu, W. *Optimization of electrically excited synchronous machine for electrical vehicle applications in 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)* (2016), 1–6.
32. Illiano, E. M. *Design of a highly efficient brushless current excited synchronous motor for automotive purposes* Doctoral Thesis (Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Zürich, 2014).
33. Jordan, H. Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder. *Elektr. Nach. Techn* **1** (1924).
34. Jung, M. & Langer, U. *Methode der finiten Elemente für Ingenieure : Eine Einführung in die numerischen Grundlagen und Computersimulation 2.*, überarb. u. erw. Aufl. 2013. ger. ISBN: 3658011017. 10 . 1007 / 978 - 3 - 658 - 01101 - 7 (Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2013).
35. Junginger, C. *Untersuchung der Stromverdrängung im Ständer hoch ausgenutzter elektrischer Maschinen* Diss. (2017). ISBN: 978-3-658-17007-3.
36. Jürgens, J., Brune, A. & Ponick, B. *Electromagnetic design and analysis of a salient-pole synchronous machine with tooth-coil windings for use as a wheel hub motor in an electric vehicle in 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2014), 744–750.
37. Jürgens, J., Mertens, A., Ponick, B., Huth, G. & und Wissen GmbH, T. .-. T. *Elektrisch erregte Synchronmaschinen für unterschiedliche Antriebskonzepte in Elektrofahrzeugen: Electrically excited synchronous machines for different drivetrain topologies in electrical vehicles* ISBN: 9783959004664. <https://books.google.de/books?id=04DRzQEACAAJ> (TEWISS Verlag, 2020).
38. Juris, P., Brune, A. & Ponick, B. *A coupled thermal-electromagnetic energy consumption calculation for an electric vehicle with wheel hub drive considering different driving cycles in 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (2012), 28–31.
39. Korolova, O., Dück, P., Brune, A., Jürgens, J. & Ponick, B. *Prediction of efficiency-optimized salient-pole synchronous machines' operating range using a coupled numerical-analytical method in 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2014), 871–876.

40. Krings, A. *Iron Losses in Electrical Machines - Influence of Material Properties, Manufacturing Processes, and Inverter Operation* QC 20140516. Diss. (KTH, Electrical Energy Conversion, 2014), ix, 167. ISBN: 978-91-7595-099-0.
41. Lide, D. R. *CRC handbook of chemistry and physics* (CRC press, 2004).
42. MAHLE GmbH. *Pressemitteilung 05/2021: MAHLE entwickelt hocheffizienten magnetfreien E-Motor* Online; Zugegriffen am 28.10.2022. [https://www.mahle.com/global/media/global\\_news/2021/05-magnet-free-hv-motor/20210505\\_pressemitteilung\\_magnetfreier-hv-motor.pdf](https://www.mahle.com/global/media/global_news/2021/05-magnet-free-hv-motor/20210505_pressemitteilung_magnetfreier-hv-motor.pdf).
43. Märgner, M. & Hackmann, W. *Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application in 2010 Emobility - Electrical Power Train* (2010), 1–6.
44. Martens, M. & König-Petermaier, K. *Influence of rotor current on noise excitation in electrically-excited synchronous machines in 2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)* (2020), 1–5.
45. Mitschke, M. & Wallentowitz, H. *Dynamik der Kraftfahrzeuge* ger ; eng. ISBN: 3658050675 (Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, Wiesbaden, 2015).
46. Müller, G. & Ponick, B. *Grundlagen elektrischer Maschinen* (John Wiley & Sons, 2012).
47. Müller, G. & Ponick, B. *Theorie elektrischer Maschinen* 6., völlig neu bearb. Aufl. ger. ISBN: 3527405267 (Wiley-VCH, Weinheim, 2009).
48. Müller, G., Ponick, B. & Vogt, K. *Berechnung elektrischer Maschinen* 6. Aufl. ger ; eng. ISBN: 3527405259 (Wiley-VCH, Weinheim, 2009).
49. Neudorfer, H. *Weiterentwicklung von elektrischen Antriebssystemen für Elektro-und Hybridstraßenfahrzeuge* (Österr. Verb. für Elektrotechnik, 2010).
50. Park, M.-R., Kim, D.-M., Jung, Y.-H., Lim, M.-S. & Hong, J.-P. *Modeling, Design and Control of Wound-Field Synchronous Motor for High Energy Efficiency of Electric Vehicle in 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2019), 3960–3967.
51. Park, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* **48**, 716–727 (1929).
52. Raminosa, T. & Wiles, R. *Contactless Rotor Excitation for Traction Motors in 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2018), 6448–6453.
53. Redlich, J., Juergens, J., Brune, K. & Ponick, B. *Synchronous machines with very high torque density for automotive traction applications in 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)* (2017), 1–8.
54. El-Refaie, A. u. a. *Comparison of traction motors that reduce or eliminate rare-earth materials in 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2016), 1–8.
55. Renault Deutschland AG. *Pressemitteilung: NEUER ELEKTROMOTOR FÜR DEN RENAULT ZOE* Online; Zugegriffen am 29.08.2022. <https://www.press.bmwgroup.com/deutschland/article/attachment/T0310696DE/464224>.

56. Renault Deutschland AG. *Pressemitteilung: RENAULT TWINGO ELECTRIC: E-AUTO MIT BIS ZU 250 KILOMETER REICHWEITE* Online; Zugegriffen am 29.08.2022. <https://blog.renault.de/twingo-z-e-e-auto-fuer-die-city/>.
57. Richter, R. *Ankerwicklungen für Gleich- und Wechselstrommaschinen: Ein Lehrbuch* ISBN: 9783642921582. <https://books.google.de/books?id=FZ6jBgAAQBAJ> (Springer Berlin Heidelberg, 1920).
58. Richter, R. *Elektrische Maschinen: Erster Band Allgemeine Berechnungselemente Die Gleichstrommaschine* ISBN: 9783034840668 (J. Springer. In-8° (240 x 160), fig. [Acq. 295604] -IVa-VIc, 1930).
59. Richter, R. *Elektrische Maschinen: Zweiter Band Synchronmaschinen und Einankerumformer* ISBN: 978-3034840651 (Springer-Verlag, 1963).
60. Rossi, C., Casadei, D., Pilati, A. & Marano, M. *Wound Rotor Salient Pole Synchronous Machine Drive for Electric Traction in Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting* **3** (2006), 1235–1241.
61. Salameh, M., Spillman, T., Krishnamurthy, M., Brown, I. P. & Ludois, D. C. *Wound Field Synchronous Machine with Segmented Rotor Laminations and Die Compressed Field Winding in 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2019), 1739–1746.
62. Schröder, D. *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung* (Springer-Verlag, 2012).
63. SDM Magnetics Co. *Preisindex Praseodymium Neodymium* Online; Zugegriffen am 31.08.2022. <https://www.magnet-sdm.com/prnd-price-trend/>.
64. Simpson, T. W., Poplinski, J., Koch, P. N. & Allen, J. K. Metamodels for computer-based engineering design: survey and recommendations. *Engineering with computers* **17**, 129–150 (2001).
65. SKF GmbH. *Das SKF Verfahren zur Berechnung des Reibungsmoments* Online; Zugegriffen am 21.06.2022. [https://www.skf.com/binaries/pub41/Images/0901d196809bc183-17-0707-DE---17000-w-Apendix-1---SKF-friction-model\\_tcm\\_41-299767.pdf](https://www.skf.com/binaries/pub41/Images/0901d196809bc183-17-0707-DE---17000-w-Apendix-1---SKF-friction-model_tcm_41-299767.pdf).
66. Sobester, A., Forrester, A. & Keane, A. *Engineering Design via Surrogate Modelling: A Practical Guide* ISBN: 9780470770795. <https://books.google.de/books?id=ulMHmeMnRCcC> (Wiley, 2008).
67. Steinmetz, C. P. On the law of hysteresis. *Proceedings of the IEEE* **72**, 197–221 (1984).
68. Tang, N., Sossong, D. & Brown, I. P. *Design and Metamodel-Based Optimization of a High Power Density Wound Field Traction Motor in 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2021), 4267–4274.
69. Tian, Y., Wang, H., Zhang, X. & Jin, Y. Effectiveness and efficiency of non-dominated sorting for evolutionary multi-and many-objective optimization. *Complex & Intelligent Systems* **3**, 247–263 (2017).
70. Udem, S. & Fräger, C. *Rotary Transformer for Contactless Excitation of Synchronous Machines Fed Through Neutral Conductor in 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)* (2019), 1724–1730.

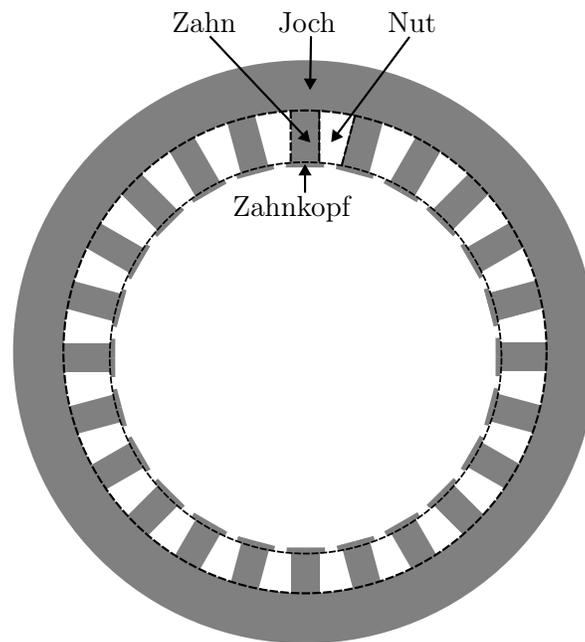
71. Velic, T. *Verfahren zur Ermittlung von verlustoptimalen Taktfrequenzen für den Betrieb von Leistungsumrichtern in elektrischen Antriebssystemen* Magisterarb. (Hochschule Reutlingen, Reutlingen, 2020).
72. Velic, T. u. a. *Efficiency Optimization of Electric Drives with Full Variable Switching Frequency and Optimal Modulation Methods in 2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)* (2021), 1–6.
73. Vitesco Technologies GmbH. *Pressemitteilung 06/2022: VITESCO TECHNOLOGIES GIBT AUSBLICK AUF INNOVATIONEN FÜR DIE ELEKTROMOBILITÄT* Online; Zugegriffen am 29.08.2022. [https://www.vitesco-technologies.com/getmedia/e0b9a58e-c3fb-4e9c-b06e-4d512cd1047e/220609-VT\\_PR\\_EVS-Symposium\\_DE.pdf](https://www.vitesco-technologies.com/getmedia/e0b9a58e-c3fb-4e9c-b06e-4d512cd1047e/220609-VT_PR_EVS-Symposium_DE.pdf).
74. Weber, J.-N., Rehfeldt, A., Vip, S.-A. & Ponick, B. *Rotary transformer with electrical steel core for brushless excitation of synchronous machines in 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2016), 884–889.
75. Weber, J.-N. & Ponick, B. Berührungslose Übertrager als Alternative zu synchronen oder Gegendrehfeld-Erregermaschinen. ger. *Elektrotechnik und Informationstechnik* **135**, 204–212. ISSN: 0932-383X (2018).
76. Weicker, K. *Evolutionäre Algorithmen* ISBN: 978-3-658-09957-2. <https://doi.org/10.1007/978-3-658-09958-9> (Springer-Verlag, 2015).
77. Weiss, H. A. u. a. Impact of Punching Parameter Variations on Magnetic Properties of Nongrain-Oriented Electrical Steel. *IEEE Transactions on Industry Applications* **54**, 5869–5878 (2018).
78. Wikipedia.org. *Pareto-Optimum* Online; Zugegriffen am 06.09.2022. <https://de.wikipedia.org/wiki/Pareto-Optimum>.

# 1 Modellbildung

In diesem Kapitel soll ein grundlegender Überblick über die EESM gegeben und ihre Wirkungsweise erklärt werden. Dazu wird anfänglich der grundsätzliche Aufbau der Maschine beschrieben, gefolgt von der mathematischen Beschreibung im Dreiphasensystem und schließlich dem Übergang zu Betrachtung mit Hilfe von Raumzeigern. Abschließend soll als Stand der Technik ein Überblick über die bisherige Untersuchung der EESM als automobiler Traktionsantrieb gegeben werden.

## 1.1 Aufbau

Die im späten 19. Jahrhundert erfundene EESM wird heutzutage hauptsächlich als Generator zur Energieerzeugung eingesetzt. Sie bestehen dabei, wie alle rotierenden elektrischen Maschinen, aus einem feststehenden Teil, dem Stator, und einem rotierenden Teil, dem Rotor. Der Stator besteht hierbei aus einem geblechten Eisenkern, welcher durch unterschiedliche Herstellungsverfahren in seine charakteristische Form gebracht wird. Diese besteht aus einem Eisenring, dem sogenannten Joch, an welchem, je nach Ausführungsform innen oder außen, die Zähne entspringen. Die Form der Zähne ist meist rechteckig oder trapezförmig und kann an dem, dem Rotor zugewandten, Ende auch noch eine Verbreiterung oder Verschmälerung aufweisen. Diese wird als Zahnkopf bezeichnet. Das sich zwischen den Zähnen ausbildende Gebiet wird Nut genannt und enthält im fertig zusammengebauten Zustand die Wicklung der Synchronmaschine. Diese ist im Fall der EESM, auf Grund des Aufbaus unseres Energienetzes, meistens eine symmetrische Wicklung mit drei Strängen, auch Drehstromwicklung genannt. Sie kann i.A. aber auch unsymmetrisch und mit einer anderen Anzahl an Strängen ausgeführt sein. Eine schematische Darstellung des Stators ist in Abbildung 1.1 zu finden. Der Rotor einer EESM besteht ebenfalls aus einem geblechten Eisenpaket und besitzt eine mit Gleichstrom gespeiste Wicklung, die Erregerwicklung. Diese erzeugt mit dem durch sie fließenden Strom ein entsprechend konstantes Magnetfeld. Das Rotorgleichfeld interagiert mit dem Statorfeld im, zwischen Rotor und Stator liegenden, Luftspalt und erzeugt dort ein Drehmoment, welches die Maschine antreibt. Beim Rotor der EESM lässt sich grundsätzlich zwischen zwei verschiedenen Ausführungsformen unterscheiden. Für sehr schnell drehende Maschinen, wie z.B. in Gas- und Dampfkraftwerken als zwei- bzw. vierpolige Turbogeneratoren, kommen die zylinderförmigen Vollpolrotor mit konstantem Luftspalt zum Einsatz. Diese ermöglichen auf Grund ihrer massiven Bauweise sehr hohe Umfangsgeschwindigkeiten. Sie erreichen Leistungen bis über 2700 MVA [46]. Dabei wird die Erregerwicklung in entlang des Rotorumfangs verteilte Nuten eingelegt und diese werden wiederum mit Nutkeilen verschlossen. Diese Art der Synchronmaschine wird auch als Vollpolsynchronmaschine (VPSM) bezeichnet und ist in Abbildung 1.2a dargestellt. Die andere Ausführungsform des Rotors ist der Schenkelpolrotor, welcher



**Abbildung 1.1:** Stator einer Innenrotor-EESM

in Abbildung 1.2b zu sehen ist. Dabei ist das Eisenpaket nicht als Vollzylinder ausgeführt, sondern besitzt, ähnlich dem Stator, ein an der Welle liegendes, ringförmiges Joch an dem ausgeprägte, pilzförmige Pole entspringen. Diese bestehen aus einem rechteckförmigen Polkern, um den in Form einer Ring- bzw. Rechteckspule die Erregerwicklung gewickelt ist. Um zu verhindern, dass diese im Betrieb mit hoher Drehzahl auf Grund der starken Fliehkräfte vom Blechpaket abhebt, befindet sich oberhalb des Polkerns der meistens pilzkappenförmige Polschuh, welcher die Wicklung zusätzlich abstützt. Die Form der Polschuhe hat maßgeblichen Einfluss auf den Verlauf der induzierten Spannung in der Statorwicklung und führt in den meisten Fällen auf einen von der Umfangskoordinate  $x$  abhängigen Luftspalt  $\delta(x)$ . Hochpolige Schenkelpolrotoren kommen zum Beispiel, auf Grund der aus den niedrigen Fließgeschwindigkeiten resultierenden geringen Drehzahlen, in Wasserkraftwerken mit Leistungen bis zu 1000 MVA zum Einsatz. Sie stellen ebenfalls die größten im Einsatz befindlichen Maschinen mit einem Statoraußendurchmesser von bis zu über 18 m dar. Der Name Synchronmaschine rührt daher, dass der Rotor synchron mit dem in den Stator eingepprägten Drehfeld rotiert und dabei im Gegensatz zur Asynchronmaschine kein Schlupf entsteht. Zusätzlich kann bei beiden Anordnungen in Luftspaltnähe ein sogenannter Dämpferkäfig zum Einsatz kommen, welcher fast ident zum Kurzschlusskäfig einer Asynchronmaschine aufgebaut ist. Dabei werden massive Kupferstäbe am Umfang verteilt durch das Eisenpaket hindurchgeführt, welche an beiden Enden durch sogenannte Kurzschlussringe verbunden werden. Im Gegensatz zur Induktionsmaschine besitzt der Dämpferkäfig der Synchronmaschine auch Leiter innerhalb der Polücken. In normalen stationären Betriebszuständen sieht der Rotor ein konstantes Feld aus dem Stator und deshalb wird, abgesehen von parasitären Oberwelleneffekten, auch keine Spannung in diesem Käfig induziert. In nicht-stationären Betriebszuständen, wie z.B. bei unsymmetrischer Belastung, werden durch den Dämpferkäfig relativ zum Polsystem umlaufende Drehfelder abgeschwächt. Zusätzlich wird durch diesen im asynchronen Betrieb der Maschine ein Drehmoment erzeugt, welches zum Anlaufen der Maschine genutzt werden kann[46]. Bei automobilen

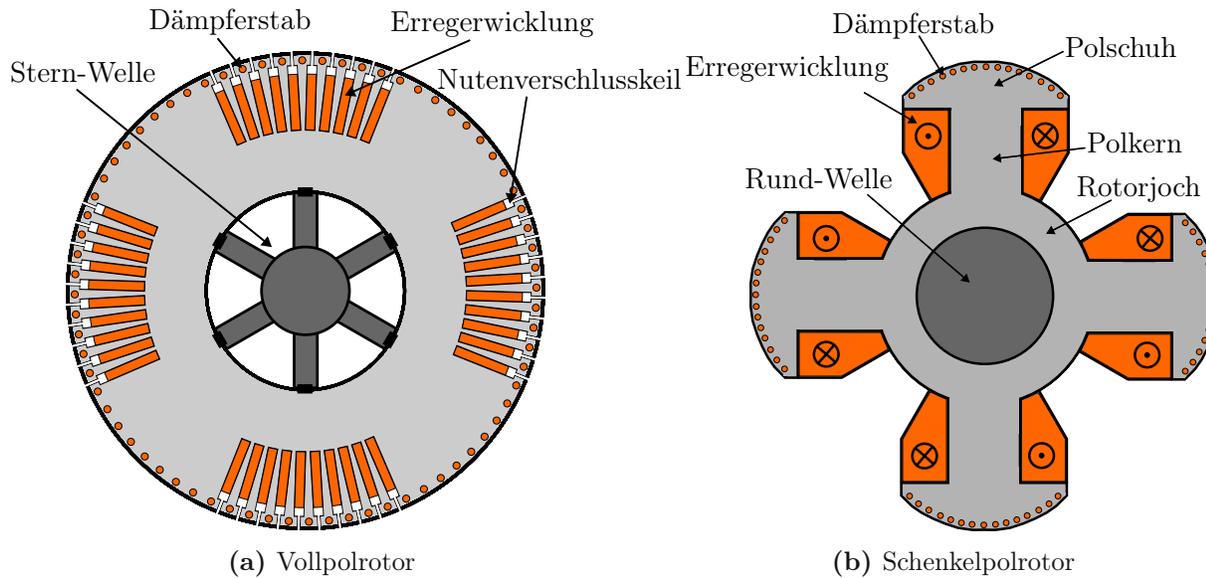
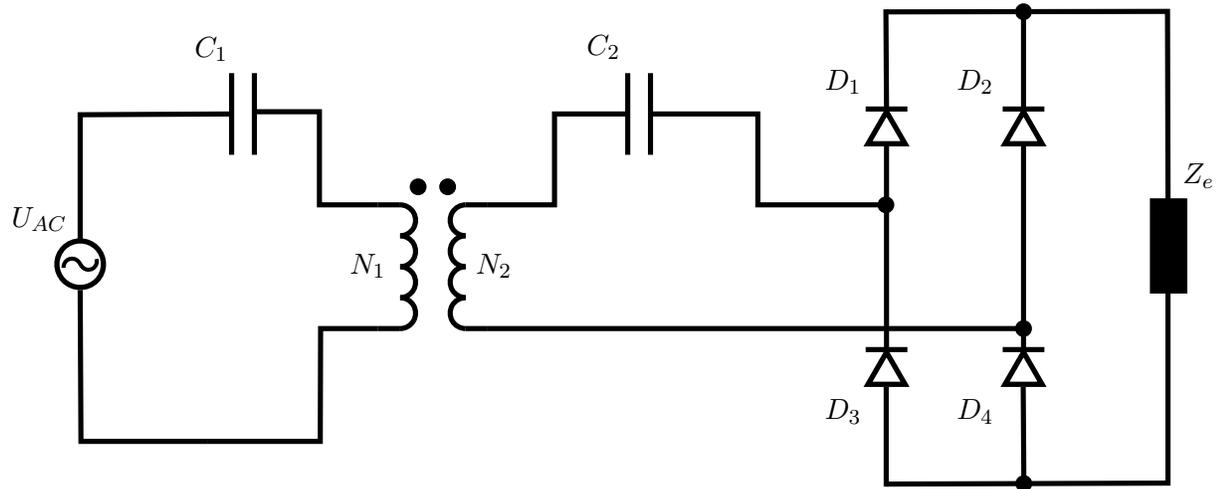


Abbildung 1.2: Rotorarten der EESM

Anwendungen kam bis jetzt jedoch noch nie ein Dämpferkäfig zum Einsatz. Zur Energieübertragung an das Wicklungssystem des Rotors bieten sich mehrere Möglichkeiten an. Die zurzeit am häufigsten eingesetzte Lösung ist die eines Übertragungssystems mittels Schleifringen. Dazu werden an einer Stelle der Rotorwelle zwei Schleifringe aus Kupfer nebeneinander angebracht und mit jeweils Anfang und Ende der Erregerwicklung kontaktiert. Auf diese pressen dann während des Betriebs Kohle- oder Graphitbürsten, über welche der von der Erregerwicklung benötigte Strom geleitet wird. Hierin liegt auch schon der große Nachteil dieses Erregersystems, denn besagte Bürsten verschleifen mit fortlaufender Benutzung der Maschine und müssen somit in regelmäßigen Abständen getauscht werden. Als Alternative dazu bieten sich berührungslose Übertragungssysteme an, welchen besonders in den letzten Jahren wieder Aufmerksamkeit in der Forschung zuteilwurde [5, 52, 70, 75]. Diese werden prinzipiell als rotierender Transformator realisiert, bei dem das Rotormodul einen Brückengleichrichter beinhaltet. Ein Vorteil ist die dabei entfallende Wartung, jedoch ist im Vergleich zu einem traditionellen Schleifringmodul mit zusätzlichen Kosten zu rechnen. Ein Ersatzschaltbild eines solchen Aufbaus kann Abbildung 1.3 entnommen werden. Dabei bilden die beiden in Serie geschalteten Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  mit den Induktivitäten des Transformators einen Resonanzschwingkreis, welcher dazu dienen soll, die physische Größe des Übertragers zu reduzieren [52]. Damit sind die wichtigsten Komponenten der EESM beschrieben und es folgt die mathematische Beschreibung ihres Verhaltens für den stationären Betrieb. Dabei soll jedoch nur auf die EESM mit Schenkelpolrotor, auch Schenkelpolsynchronmaschine (SPSM) genannt, eingegangen werden. Diese ist für den Einsatz im Automobil, mitunter auf Grund ihres zusätzlichen Reluktanzanteils im Drehmoment, von größerer Bedeutung. Dieser Umstand wird in Abschnitt 1.3 genauer erläutert.

## 1.2 Mathematische Beschreibung

Um eine in sich schlüssige, mathematische Beschreibung der EESM zu erhalten, müssen zuerst Koordinaten- und Bezugssysteme unter gewissen Konventionen festgelegt werden. Hierbei wird aus Simplizitäts-



**Abbildung 1.3:** Ersatzschaltbild eines bürstenlosen Übertragungssystems [52]

gründen auf die Beschreibung anhand einer dreisträngigen, zweipoligen Schenkelpolmaschine nach Abbildung 1.4 zurückgegriffen. Jedem der drei Stränge U, V, W der Maschine werden hierbei zwei Zonen (+U, -U, +V, -V, +W, -W) und eine Bezugsachse zugeordnet. Die Richtung der Bezugsachse entspricht hierbei der Lage des örtlichen Maximums des Luftspaltfelds bei positiver Durchflutung der einzelnen Zonen, wenn nur die Erregerwicklung bestromt ist und der Einfluss der Rotorachsigkeit vernachlässigt wird. In die Bezugsachse des Strangs U wird weiters die Realteilachse  $\alpha$  eines statorfesten Koordinatensystems  $\mathcal{S}$  platziert und um  $\pi/2$  elektrischen Winkels voreilend verdreht dazu die Imaginärteilachse  $\beta$ . Zusätzlich wird ein mit der Geschwindigkeit  $n$  rotierendes, rotorfestes Koordinatensystem  $\mathcal{R}$  definiert, dessen Achse für den Realteil der Polachse des Rotors  $e$  entspricht und entweder Längs- oder d-Achse genannt wird. Ihre Definition entspricht dem örtlichen Maximum des Erregerfelds bei positiver Durchflutung. Darauf, 90 Grad mathematisch voreilend im elektrischen Winkelsystem, wird die dem Imaginärteil entsprechende Achse dieses Koordinatensystems festgelegt und als Quer- oder q-Achse bezeichnet [11]. Im restlichen Teil der Arbeit werden Größen, die dem Stator zugeordnet sind, mit dem Index 1 gekennzeichnet und solche, die dem Rotor zugeordnet sind mit dem Index 2. Der mechanische Winkel  $\gamma_{me,1}$ , den die am Statorinnenumfang verlaufende Längskoordinate  $x_1$  abdeckt, entspricht, ausgehend von der Strangachse U, dem Wert

$$\gamma_{me,1} = \frac{x_1}{D_{1,I}/2} = \frac{\pi}{p\tau_p} x_1 \quad (1.1)$$

Dabei entspricht  $D_{1,I}$  dem Statorinnendurchmesser,  $p$  der Polpaarzahl und  $\tau_p$  der Polteilung. Stellt man einen wertmäßig äquivalenten Winkel im rotorfesten Koordinatensystem als  $\gamma_{me,2}$  dar, so besteht zwischen diesen beiden Winkel und somit auch den Koordinatensystemen die Beziehung

$$\gamma_{me,2} = \gamma_{me,1} + \theta_{me}(t) \quad (1.2)$$

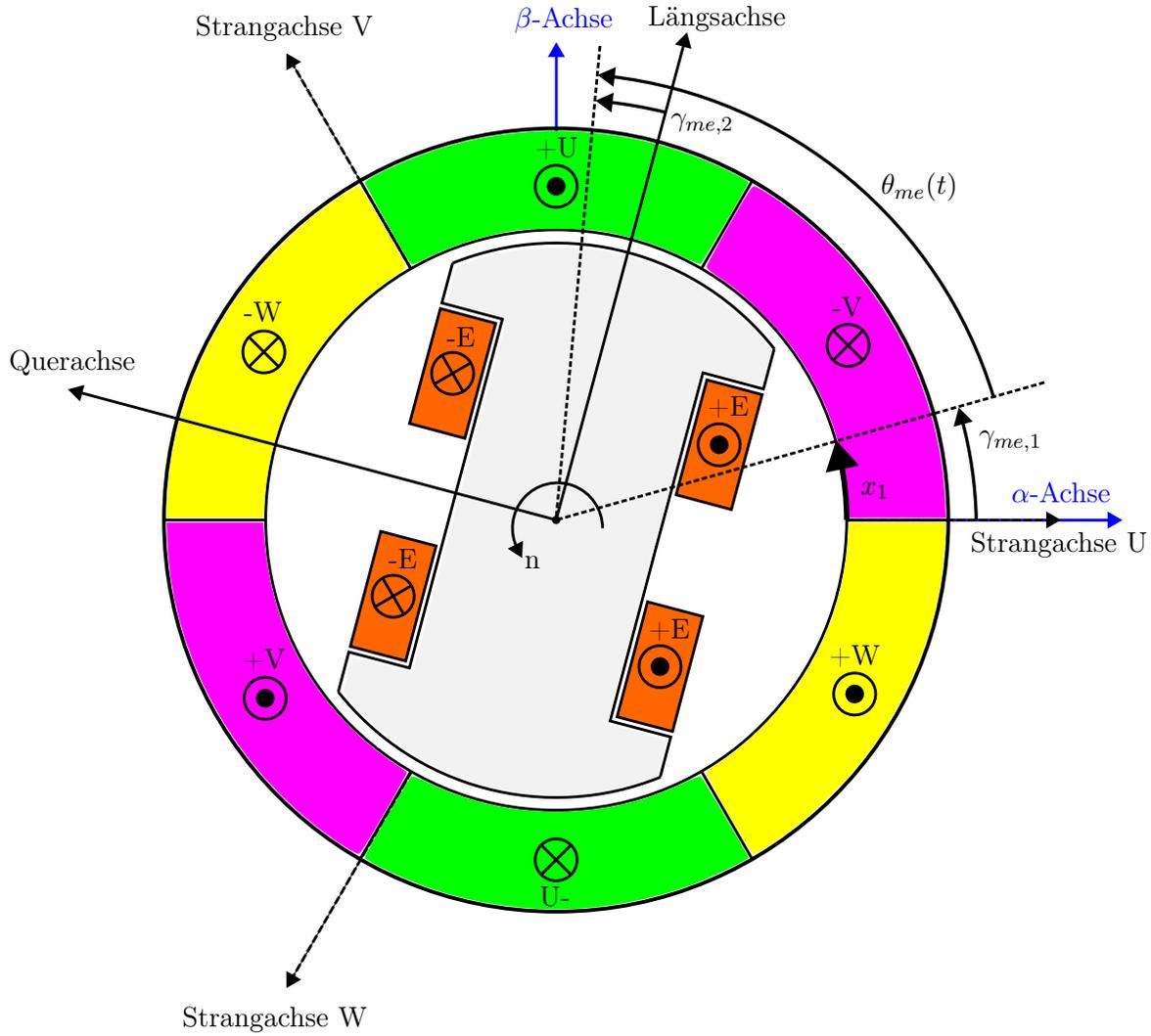


Abbildung 1.4: Koordinaten- und Bezugssysteme der EESM [11]

Dabei entspricht  $\theta_{me}(t)$  dem durch die konstante Drehzahl  $n$  entstehenden Verschiebungswinkel und ergibt sich mit dem initialen Verschiebungswinkel zwischen den Koordinatensystemen  $\theta_{me,0}$  zu

$$\theta_{me}(t) = 2\pi nt + \theta_{me,0} = \omega_{me}t + \theta_{me,0} \quad (1.3)$$

Analog lässt sich ein elektrischer Winkel  $\gamma$  bzw. elektrischer Verschiebungswinkel  $\theta(t)$  zu

$$\gamma = p\gamma_{me}, \quad \theta(t) = p\theta_{me}(t) \quad (1.4)$$

definieren. Ausgehend vom Ersatzschaltbild eines einzelnen Stranges der EESM ergibt sich dessen Strangspannung  $U_{str}$  mit dem Strangwiderstand  $R_1$ , dem Strangstrom  $I_{str}$  und dem mit dem Strang verketteten Fluss  $\Psi$  zu

$$U_{str} = R_1 I_{str} + \frac{d\Psi}{dt} \quad (1.5)$$

Betrachtet man dies nun für alle Stränge und bezieht zusätzlich die Spannungsgleichung der Erregerwicklung

$$U_e = R_2 I_e + \frac{d\Psi_e}{dt} \quad (1.6)$$

mit ein, so lässt sich das Gleichungssystem elegant in Matrixschreibweise, entsprechend Gleichung (1.7), angeben.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} U_u \\ U_v \\ U_w \\ U_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{U}} = \underbrace{\begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 \end{pmatrix}}_{\mathbf{R}} \underbrace{\begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \\ I_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{I}} + \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \\ \Psi_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{\Psi}} \quad (1.7)$$

Der Vektor der Flussverkettungen lässt sich wiederum über die Selbst- und Gegeninduktivitäten der einzelnen Wicklungen im Produkt mit den jeweiligen Strömen, entsprechend Gleichung (1.8), darstellen.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \\ \Psi_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{\Psi}} = \underbrace{\begin{pmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} & L_{ue} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} & L_{ve} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} & L_{we} \\ L_{eu} & L_{ev} & L_{ew} & L_{ee} \end{pmatrix}}_{\mathbf{L}} \underbrace{\begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \\ I_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{I}} \quad (1.8)$$

Dabei sei erwähnt, dass die Induktivitäten nicht als konstant anzunehmen sind, sondern eine Abhängigkeit vom Verdrehwinkel des Rotors  $\theta$  besitzen und somit  $\mathbf{L} = \mathbf{L}(\theta)$  gilt. Die Gleichungen (1.7) und (1.8) stellen somit eine allgemein gültige Beschreibung der elektrisch erregten Synchronmaschine dar [26]. Allerdings erschwert es die komplexe Abhängigkeit der Induktivitätsmatrix  $\mathbf{L}$  von der Rotorposition  $\theta$  ungemein, ein in der Praxis brauchbares, analytisches Gleichungssystem zu erhalten, welches zusätzlich noch überschaubar sein sollte. In dieser Form müssten alle 16 Einträge der Induktivitätsmatrix für jeden Rotationsschritt einer elektrischen Periode bestimmt werden, was sowohl die Ermittlung dieser aufwendig gestaltet, als auch den späteren Einsatz der ermittelten Matrix zur Bestimmung des Betriebsverhaltens. Auf Grund dessen wird darauf das Prinzip der Grundwellenverkettung, basierend auf den Ausführungen in [47], angewandt, welches besagt, dass die Wicklungen in Stator und Rotor

nur über die Grundwelle der Luftspaltinduktion miteinander verkettet sind. Die daraus resultierenden, vereinfachten Annahmen sind [26] Kapitel 3.5.2 zu entnehmen. Aus dem Prinzip der Grundwellenverkettung resultiert letztendlich, dass die Verläufe der Selbst- und Gegeninduktivitäten über den Rotorwinkel  $\theta$  einen sinusförmigen Verlauf mit der Amplitude  $\Delta L$  um ihren Mittelwert einnehmen. Dieser beträgt für Selbstinduktivitäten den Wert  $L_s$  bzw.  $L_e$  und für Gegeninduktivitäten den Wert  $L_g$  bzw.  $L_{de}$ . Damit kann die Induktivitätsmatrix folgendermaßen aufgestellt werden

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_s + \Delta L \cos(2\theta) & L_g + \Delta L \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_g + \Delta L \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{de} \cos(\theta) \\ L_g + \Delta L \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_s + \Delta L \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_g + \Delta L \cos(2\theta) & L_{de} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_g + \Delta L \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_g + \Delta L \cos(2\theta) & L_s + \Delta L \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{de} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{de} \cos(\theta) & L_{de} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{de} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_e \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Um nun die Winkelabhängigkeiten innerhalb dieser Matrix auch noch zu eliminieren, bietet sich der Übergang in das rotorfixe Koordinatensystem  $\mathcal{R}$  an. Dieses Koordinatensystem wird in den folgenden Abschnitten als  $dq$ -Koordinatensystem bezeichnet. Diese Beschreibung geht auf die Arbeiten von *Clarke* [15] und *Park* [51] zurück und wird dementsprechend auch *Clarke-Park-Transformation* genannt. Sie besteht aus zwei aufeinanderfolgenden Schritten. Dazu werden zuerst nur die Stranggrößen der Statorwicklung betrachtet und im Anschluss wird das Gleichungssystem um den Anteil der Erregerwicklung erweitert. Im ersten Schritt werden die Stranggrößen in ein feststehendes, zwei Achsen Koordinatensystem  $\mathcal{S}$  überführt, bei dem die Abszisse mit der Strangachse  $U$  übereinstimmt. Diese Achse wird als  $\alpha$ -Achse bezeichnet. Die mathematisch 90 Grad voreilende Abszisse wird  $\beta$ -Achse genannt. Damit ergibt sich sein Name zu  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Eine geometrische Darstellung dessen ist in Abbildung 1.5 zu finden. Um die Stranggrößen in besagtes Koordinatensystem zu überführen, lässt sich mit geometrischen Überlegungen die in Gleichung (1.10) dargestellte Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$  aufstellen.

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{-2\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{-2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{-2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{-2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Die letzte Zeile dient hierbei zur Beschreibung eines möglichen Nullsystems einer beliebigen Stranggröße  $G$ , wenn die Maschine im Stern verschalten ist. Dieses lässt sich durch die Bedingung

$$G_0 = \frac{1}{3}(G_u + G_v + G_w) \quad (1.11)$$

ausdrücken und kommt hauptsächlich bei der Beschreibung mittels symmetrischer Komponenten in unsymmetrischen Lastfällen zum Einsatz. Im zweiten Schritt werden die Größen des feststehenden  $\alpha\beta$ -Koordinatensystems mittels der in Gleichung (1.12) beschriebenen Drehmatrix  $\mathbf{T}_{dq}$  in das sich mit dem Rotor mitdrehende  $dq$ -Koordinatensystem übertragen. Dazu wird zusätzlich der in Gleichung (1.4)

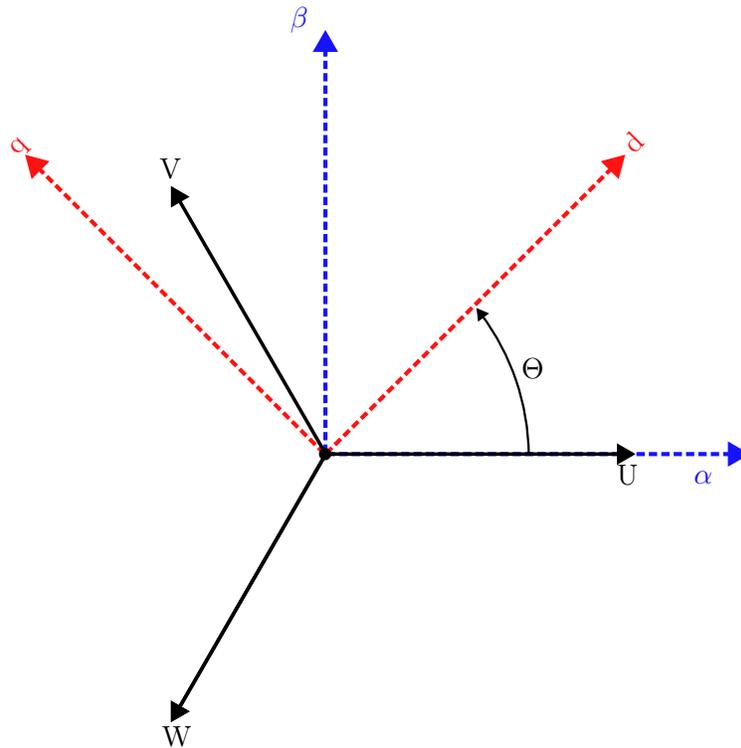


Abbildung 1.5: Überblick Koordinatensysteme

eingeführte, elektrische Verschiebungswinkel  $\theta$  zwischen den beiden Koordinatensystemen benötigt.

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

Eine grafische Darstellung des  $dq$ -Koordinatensystems und seiner Beziehung zum  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sind ebenfalls Abbildung 1.5 zu entnehmen. Möchte man nun die Stranggrößen direkt in das  $dq$ -Koordinatensystem überführen, so kann dies über die Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_{CP}$ , welche sich durch die einfache Multiplikation von  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$  und  $\mathbf{T}_{dq}$ , sowie unter Anwendung von trigonometrischen Additionstheoremen ergibt, entsprechend Gleichung (1.14), geschehen.

$$\mathbf{T}_{CP} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{-2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{-2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

$$= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

Um nun die Größen der Erregerwicklung wieder zu berücksichtigen, muss die Matrix um eine Zeile und Spalte erweitert werden und somit ergibt sich am Beispiel der in der Maschine fließenden Ströme

folgender Zusammenhang zwischen Stranggrößen und den transformierten Größen

$$\underbrace{\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \\ I_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{I}_{dq}} = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_{CP} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \\ I_e \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}} \underbrace{\begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \\ I_e \end{pmatrix}}_{\mathbf{I}} \quad (1.15)$$

Die Transformationsmatrix  $\mathbf{T}$  ermöglicht nun eine Überführung des Gleichungssystems der EESM in das rotorfixe  $dq$ -Koordinatensystem. Da  $\mathbf{T}$  invertierbar ist, kann die Inverse  $\mathbf{T}^{-1}$  auch dazu genutzt werden, Größen aus dem  $dq$ -System rückzutransformieren. Die Transformation ist bezugsgrößeninvariant, weil die Amplitude einer Stranggröße durch die Transformation unverändert bleibt. Auch die Rotorgrößen verändern sich durch die Transformation nicht[26]. Setzt man nun in Gleichung (1.7) die Gleichung (1.8) ein, lässt sich das transformierte Strangspannungsgleichungssystem unter Berücksichtigung der Produktregel und mit dem Zusammenhang  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  folgendermaßen anschreiben

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}\mathbf{I}) \quad (1.16)$$

$$\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq}) \quad (1.17)$$

$$= \mathbf{R}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}\frac{d}{dt}\mathbf{I}_{dq} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}\mathbf{T}^{-1})\mathbf{I}_{dq} \quad (1.18)$$

$$= \mathbf{R}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}\frac{d}{dt}\mathbf{I}_{dq} + \left(\frac{d\mathbf{L}}{dt}\mathbf{T}^{-1} + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt}\right)\mathbf{I}_{dq} \quad (1.19)$$

$$= \mathbf{R}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}\frac{d}{dt}\mathbf{I}_{dq} + \omega\left(\frac{d\mathbf{L}}{d\theta}\mathbf{T}^{-1} + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta}\right)\mathbf{I}_{dq} \quad (1.20)$$

$$\mathbf{T}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{T}\mathbf{R}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{T}\mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}\frac{d}{dt}\mathbf{I}_{dq} + \omega\left(\mathbf{T}\frac{d\mathbf{L}}{d\theta}\mathbf{T}^{-1} + \mathbf{T}\mathbf{L}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{d\theta}\right)\mathbf{I}_{dq} \quad (1.21)$$

Durch Ausmultiplizieren der Matrizen gelangt man nun zum resultierenden, winkelunabhängigen Differentialgleichungssystem

$$\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{I}_{dq} + \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{de} \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{de} & 0 & 0 & L_e \end{pmatrix} \frac{d}{dt}\mathbf{I}_{dq} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 \\ L_d & 0 & 0 & L_{de} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{I}_{dq} \quad (1.22)$$

Die Einträge der Induktivitätsmatrix setzen sich nun aus den Mittel- und Extremwerten der Selbst- und Gegeninduktivitäten nach Gleichungen (1.23) bis (1.25) zusammen. Dabei ist die Winkelabhängigkeit vollständig verschwunden.

$$L_d = L_s - L_g + \frac{3}{2}\Delta L \quad (1.23)$$

$$L_q = L_s - L_g - \frac{3}{2}\Delta L \quad (1.24)$$

$$L_0 = L_s + 2L_g \quad (1.25)$$

Bei in Stern geschalteten Maschinen ist bei symmetrischer Last die Summe aller Ströme immer Null und daher reichen zwei Gleichungen zur Beschreibung der Statorgrößen aus. Daher verschwindet die Null-Komponente und die zugehörige Gleichung wird in den folgenden Betrachtungen weggelassen. Fasst man die Induktivitäts- und Widerstandsmatrix zusammen, so ergibt sich in verkürzter Schreibweise für einen sinusförmigen Stromverlauf in der Statorwicklung

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \\ U_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_1 & \omega L_{de} \\ 0 & 0 & R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & 0 & L_{de} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{de} & 0 & L_e \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_e \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

Und für die Flussverkettungsmatrix in  $dq$ -Koordinaten gilt

$$\begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & L_{de} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{de} & 0 & L_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_e \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

Schreibt man Gleichung (1.26) statt den Induktivitäten mithilfe der Flussverkettungen an, so erhält man die für Drehfeldmaschinen bekannten Statorspannungsgleichungen

$$U_d = R_1 I_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega \Psi_q \quad (1.28)$$

$$U_q = R_1 I_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega \Psi_d \quad (1.29)$$

oder übersichtlich als Raumzeiger  $\underline{x} = x_d + jx_q$  für sowohl Rotor als auch Stator dargestellt

$$\underline{U}_{1,2} = R_1 \underline{I}_{1,2} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{1,2} + j\omega \underline{\Psi}_{1,2} \quad (1.30)$$

Diese Darstellung ist unabhängig vom verwendeten Koordinatensystem, jedoch ist es möglich im rotorfesten  $dq$ -Koordinatensystem für stationäre Betriebspunkte den Anteil der Flussänderung nach der Zeit wegzulassen, da dieser hier zu null wird[26].

$$\underline{U}_2 = R_1 \underline{I}_2 + j\omega \underline{\Psi}_2 \quad (1.31)$$

Das Drehmoment  $M$  der EESM bestimmt sich mit der bekannten Formulierung für Synchronmaschinen [6] mit der Polpaarzahl  $p$  zu

$$M = \frac{3}{2}p(L_{de}I_eI_q + (L_d - L_q)I_dI_q) \quad (1.32)$$

Es besteht aus einem Anteil für das synchrone Drehmoment

$$M_{syn} = \frac{3}{2}pL_{de}I_eI_q \quad (1.33)$$

und einem Anteil auf Grund der magnetischen Asymmetrie der Maschine, welcher auch Reluktanzanteil genannt wird

$$M_{rel} = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)I_dI_q \quad (1.34)$$

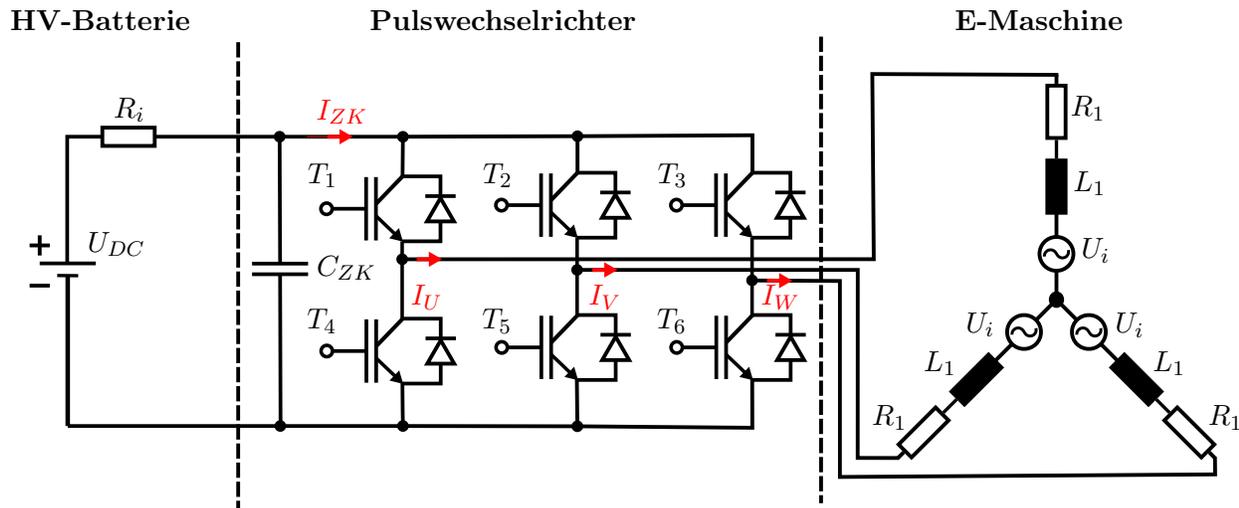


Abbildung 1.6: Aufbau eines elektrischen Antriebssystems

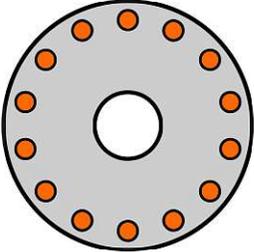
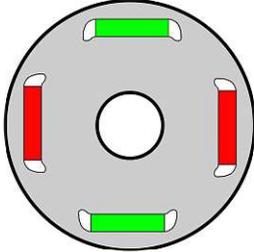
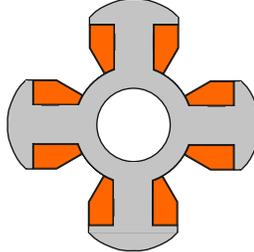
Damit ist der analytische Formelsatz zur Beschreibung des Verhaltens der EESM vervollständigt.

### 1.3 Die EESM als Traktionsantrieb

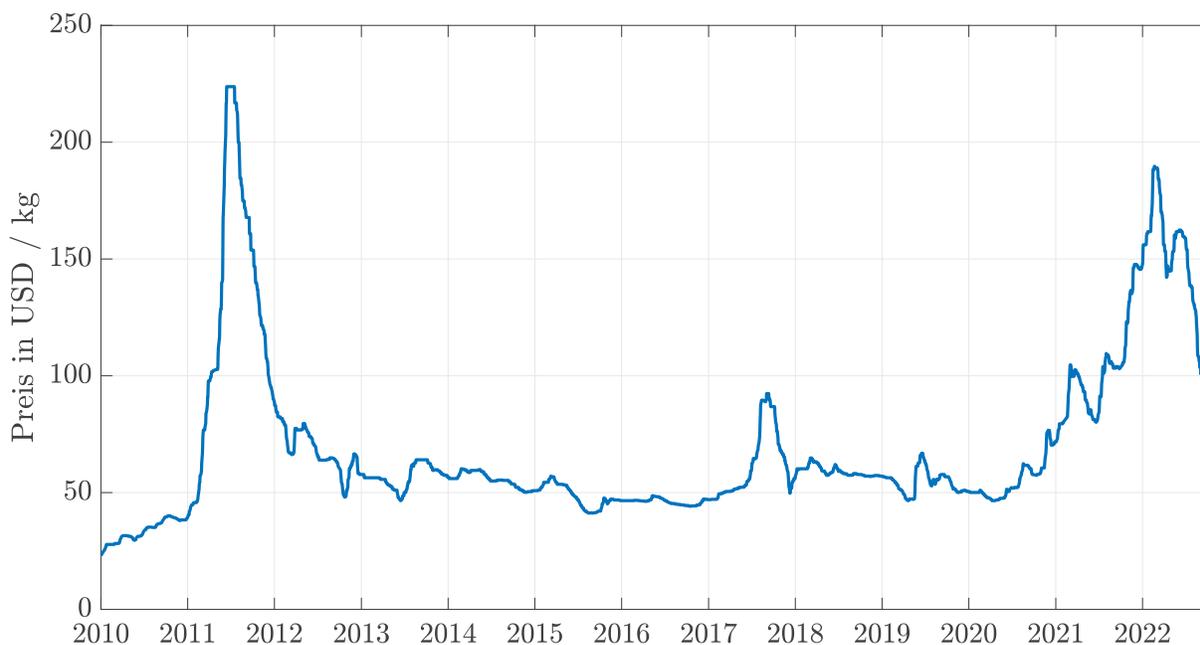
In diesem Kapitel soll ein kurzer Überblick über den Stand der Technik bzw. den Einsatz der EESM als Traktionsantrieb für automobiler Kraftfahrzeuge gegeben werden. Dazu wird anfänglich der Aufbau eines typischen Antriebssystems innerhalb eines vollelektrischen Fahrzeugs erläutert, um anschließend die Einsatzmöglichkeiten, inkl. Vor- und Nachteile, der EESM dabei vorzustellen. Der Antrieb lässt sich dabei grundsätzlich in drei, miteinander in Verbindung stehende Komponenten aufteilen, welche in Abbildung 1.6 dargestellt sind. Als Energiespeicher dient dabei eine Lithium-Ionen-Batterie, welche in den meisten Fällen ein Spannungsniveau zwischen 200 und 800 V besitzt. Sie ist in Abbildung 1.6 als Gleichspannungsquelle  $U_{DC}$  mit einem Innenwiderstand  $R_i$  modelliert. Die von ihr gelieferte Gleichspannung muss allerdings zum Betrieb einer Drehstrommaschine in Wechselspannung umgewandelt werden. Dazu dient der PWR, welcher durch intelligentes Ein- und Ausschalten seiner sechs Transistoren  $T_1 - T_6$  ein solches Spannungsmuster erzeugen kann. Dieses Spannungsmuster kann je nach Ausführung des PWR und Betriebszustand variieren (Space-Vector-Modulation (SVM), Mittelpulstaktung, Blockbetrieb, ...). Um zu verhindern, dass Wechselstrom direkt aus der Batterie gezogen wird, sitzt am Eingang des PWR die Zwischenkreiskapazität  $C_{ZK}$ , welche Energie für transiente Vorgänge bereitstellt. Am Ende der Kette steht nun die E-Maschine, welche als elektromechanischer Energiewandler die ihr zugeführte elektrische Leistung in mechanische Leistung und somit Vortrieb umsetzt. Diese wird in Abbildung 1.6 als Drehstrommaschine mit ihren drei symmetrischen Strängen, bestehend aus dem Strangwiderstand  $R_1$ , der Stranginduktivität  $L_1$  und der induzierten Spannung  $U_i$ , dargestellt. Der Maschinentyp mit dem größten Marktanteil an den im Jahr 2015 verkauften Elektrofahrzeugen ist die Permanentmagnet Synchronmaschine (PSM), gefolgt von der Asynchronmaschine (ASM), welche z.B. im Tesla Model S zum Einsatz kommt [20]. Dies zeigt den damaligen starken Trend hin zu Maschinen mit Permanentmagneten, da in den Untersuchungen von *Santiago* [18], welche die in vollelektrischen Fahrzeugen der Jahre 1969 bis 2012 eingesetzten Antriebe vergleicht, gut zu erken-

nen ist, dass bis dahin die ASM der vorherrschende Maschinentyp war. Die EESM wurde bisher nur von zwei großen Herstellern (Renault im Zoe/Twingo [55, 56] und BWM im iX3/i4/iX/i7/iX1 [7]) in einem Serienfahrzeug eingesetzt. Des Weiteren hat Vitesco im Juni 2022 ein komplettes Achsantriebssystem mit einer integrierten EESM vorgestellt, welches in Zukunft Automobilherstellern zum Kauf angeboten werden soll [73]. Die unterschiedlichen Maschinentypen bieten verschiedene Vor- und Nachteile, welche sie für unterschiedliche Fahrzeugkonzepte interessant machen. Eine hervorragende Übersicht dieser kann in [37] nachgeschlagen werden. Die wichtigsten Merkmale für PSM, ASM und EESM sind dabei nochmals in Tabelle 1.1 zusammengefasst. Obwohl derzeit noch wenige EESM in Serienfahrzeugen zu finden sind, wird sie bereits seit langem als ökologischere und kostengünstigere Alternative zur dominanten PSM betrachtet, welche einen höheren Wirkungsgrad und Leistungsfaktor als die ASM besitzt[18]. Schon im Jahr 2006 wird in [60] eine EESM als Antrieb für Elektrofahrzeuge präsentiert, welche nach experimentellen Aufbau und Vermessung auch in elektrischen Gabelstaplern zum Einsatz kam. In [43] wird die EESM bezüglich der Dynamik ihrer Regelung und dem Aspekt der funktionalen Sicherheit beim Einsatz im Automobil untersucht. Dabei wird gezeigt, dass sowohl eine hochdynamische Regelung des Drehmoments, als auch ein verlustoptimaler Betrieb der Maschine möglich sind. Auch eine Verschiebung der thermischen Belastung zwischen einzelnen Komponenten ist mit Verlassen des verlustoptimalen Betriebsbereichs möglich. [30] beschreibt die elektromagnetische, sowie thermische Auslegung einer VPSM als Traktionsantrieb. Dadurch kann ein sinusförmiger Verlauf der Erregerfeldkurve im Vergleich zur SPSM erreicht werden. Zusätzlich ist die Erregerwicklung thermisch besser angebunden, da über das die Wicklung umschließende Eisen eine größere Kühlfläche vorhanden ist. Allerdings reduziert sich durch die ähnlich großen Induktivitäten in Längs- und Querachse der Reluktanzanteil des Drehmoments auf ein Minimum. Auf ähnliche Ergebnisse kommen auch die Untersuchungen in [25]. In [32, 52, 74] werden bürstenlose Energieübertragungsverfahren für die Rotorwicklung vorgestellt, welche den Wartungsaufwand der Maschine auf Grund der fehlenden Schleifringe deutlich reduzieren können. Sie basieren alle auf dem Prinzip des rotierenden Transformators mit anschließendem Gleichrichter, aber unterscheiden sich doch deutlich im geometrischen Aufbau des Transformators, den eingesetzten Materialien und der Ansteuerung. Während beispielsweise in [52] Ferrite im rotierenden Teil des Transformators zum Einsatz kommen, verwendet [74] herkömmliche Elektrobleche. Eine Maschine mit einem solchen induktiven Übertragungssystem wird derzeit vom Automobilzulieferer MAHLE entwickelt [42]. Weitere Untersuchung, ob der Einsetzbarkeit der EESM als Traktionsantrieb, sind in der Literatur ebenfalls vorhanden [11, 19, 25, 26, 32, 37, 50, 53, 68]. [14] analysiert die Betriebsbereiche und Effizienzkennlinien der EESM mit und ohne Regelung des Erregerstroms, sowie mit und ohne Einprägen eines d-Stroms. Das Resultat dabei ist, dass für einen leistungsstarken und effizienten Betrieb innerhalb eines Fahrzeugs sowohl eine Regelung des d-Stroms, als auch des Erregerstroms der EESM erfolgen muss. Der Einsatz von SPSM als Radnabenmotoren wird in [36, 53] untersucht. In [36] werden verschiedene Wicklungskonfigurationen in Form von Zahnspulenwicklungen verschiedener Nut- und Polzahl untersucht, um anschließend die vielversprechendste Konfiguration geometrisch zu optimieren und auch eine thermische Analyse durchzuführen. Dabei werden sowohl konstante Lastfälle, als auch Fahrzyklen berücksichtigt, um das Verhalten unter realen Bedingungen im Fahrzeug widerzuspiegeln. Besonderheit der darin betrachteten Maschinen ist die Verwendung von gegossenen Spulen, welche einen besonders hohen Kupferfüllfaktor ermöglichen.

**Tabelle 1.1:** Vor- und Nachteile verschiedener Typen von E-Maschinen  
[22, 37, 49]

	ASM	PSM	EESM
			
<b>Vorteile</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Robust</li> <li>• Günstig</li> <li>• Hohe Rotortemperatur zulässig</li> <li>• Drehzahlsensor</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Hohe Drehmomentdichte</li> <li>• Hoher maximaler Wirkungsgrad</li> <li>• Hohe Dauerleistung</li> <li>• Hohe Effizienz bei Teillast</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Hohe Effizienz im Feldschwächbereich</li> <li>• Großer Konstantleistungsbereich</li> <li>• Geringe Schleppverluste</li> </ul>
<b>Nachteile</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mittlerer Wirkungsgrad</li> <li>• Hohe Rotorverluste</li> <li>• Leistungsabfall im Feldschwächbereich bei hohen Drehzahlen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Gefahr durch Entmagnetisierung</li> <li>• Teuer</li> <li>• Einsatz von leichten und schweren seltenen Erden</li> <li>• Schleppverluste</li> <li>• Drehwinkelsensor</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Energieübertrager notwendig</li> <li>• Mittlere Rotorverluste</li> <li>• Mechanische Festigkeit (SPSM)</li> <li>• Drehwinkelsensor</li> </ul>

Die resultierende Maschine erfüllt alle an sie gestellten Anforderungen, um in einem Fahrzeug eingesetzt zu werden, besitzt allerdings ein Gewicht von 46 kg bei einem dauerhaften Drehmoment von 350 Nm. Auf diese Arbeit aufgreifend wird in [53] die EESM mit der PSM im Einsatz als Radnabenantrieb verglichen und kommt zu dem Schluss, dass beide Maschinentypen die hohen Anforderungen erfüllen können. Vorteil der SPSM ist dabei ihre hohe Spitzenleistung, welche allerdings im Kontrast zu ihrer niedrigeren Effizienz im Vergleich zur PSM steht. Eine hybride Variante der EESM mit Magneten zur Reduktion der Rotorsättigung wurde in [31] betrachtet. Dadurch konnte eine Steigerung der Drehmomentdichte um 7,3 % erreicht werden. Allerdings ist dabei im Auslegungsprozess eine mögliche Entmagnetisierung dieser Magnete zu berücksichtigen, weil sie durch die Nähe zum Luftspalt und auf Grund des Polstreufelds einem entsprechenden Feld entgegen ihrer Magnetisierungsrichtung ausgesetzt sind. Eine weitere Methode zur Erhöhung der Drehmomentdichte einer EESM wird in [61] gezeigt. Dazu wird das Rotorblechpaket in zwei Teile aufgespalten. Einerseits das Rotorjoch und andererseits die einzelnen Pole. Nun wird die Wicklung eines einzelnen Pols vorgefertigt und anschließend zusammengepresst, um einen höheren Kupferfüllfaktor zu erreichen. Nach dem Zusammenpressen wird sie fixiert und auf den Rotorpol aufgesteckt, welcher dann anschließend über eine Haltenase im Rotorjoch fixiert wird. Der entsprechend höhere Kupferfüllfaktor erlaubt es somit mehr Windungen in derselben Fläche unterzubringen und somit das Drehmoment zu steigern oder die effektive Kupferfläche eines Leiters zu vergrößern und somit, über den verringerten Widerstand, die Kupferverluste zu senken. Ein weiterer nicht zu vernachlässigender Faktor, welcher für die EESM als Antrieb für Elektrofahrzeuge spricht, ist die Tatsache, dass keine schweren, seltenen Erden, auch Heavy Rare Earth (HRE) genannt, zu ihrer Herstellung benötigt werden. Diese kommen in den für PSMs handelsüblich eingesetzten NeFeB-Magneten vor und sorgen für deren Entmagnetisierungsfestigkeit. Allerdings erfolgt deren Abbau unter hinsichtlich Umweltverträglichkeit zu prüfenden Bedingungen, sodass seit Jahren versucht wird den Einsatz dieser Erden zu reduzieren. Deshalb wird die EESM auch in vielen Untersuchungen, welche sich mit der Verminderung bzw. der Vermeidung dieser Rohstoffe in Fahrzeugantrieben beschäftigen, als vielversprechende Alternative angeführt [9, 20, 54]. Ein zusätzlicher Benefit dabei ist die kostengünstigere Herstellung der EESM, weil die soeben besprochenen NeFeB-Magnete in den letzten Jahren stark im Preis gestiegen sind. Dieser Anstieg ist im, in Abbildung 1.7 dargestellten, Preisindex für PrNd, welches zur Herstellung der Magnete benötigt wird, besonders für die Jahre 2011 und 2022 ersichtlich. Dieser Preisanstieg begründet sich durch eine erhöhte Nachfrage, sowie einer fast vollständigen Monopolstellung Chinas als Lieferant dieser Rohstoffe [29]. Ein weiterer kritischer Aspekt zum Einsatz von EESM in automobilen Anwendungszwecken sind Anforderungen im Bereich Noise, Vibration, Harshness (NVH). Kunden könnten die von der Maschine emittierten Geräusche als störend empfinden und deshalb muss im Auslegungsprozess darauf geachtet werden, dass entsprechende Kriterien eingehalten werden. In [23] wird eine mögliche Optimierungsmethode zur Reduktion bestimmter harmonischer Ordnungen anhand einer Optimierungsfunktion vorgestellt. [44] betrachtet den Einfluss des Rotorstrom, auf die akustische Anregung durch die Maschine und kann hierbei einen klaren Zusammenhang feststellen. Für einen fixen Betriebspunkt wurden mehrere mögliche Stromkombinationen um diesen einzustellen verglichen und es hat sich gezeigt, dass die geringste akustische Anregung nicht automatisch mit der höchsten Effizienz zusammenfällt. Es wird empfohlen, diese ineffizienten Stromkombinationen nur an akustisch kritischen Punkten einzuregulieren oder in der



**Abbildung 1.7:** Preisindex Praseodymium Neodymium (PrNd) von 01.2010 bis 10.2022 [63]

Auslegung ein gewichtetes Kriterium aus Effizienz und NVH-Performance einzuführen. Somit ist ein Überblick über den derzeitigen Forschungsstand der EESM als Traktionsantrieb gegeben.

## 2 Berechnungsgang und Optimierung

Soll eine neue EESM für einen Sportwagen entwickelt werden, lässt sich der Prozess, um das endgültige, elektromagnetische Design der Maschine zu erhalten, in drei grundsätzliche, aufeinanderfolgende Schritte unterteilen. Diese lauten wie folgt:

1. Einholen der Fahrzeugrandbedingungen inkl. Ermittlung der daraus erforderlichen Kenngrößen für die EESM
2. Analyse und Festlegung des Maschinenkonzepts
3. Designoptimierung des ausgewählten Konzepts mittels numerischer Feldberechnung und Optimierungsalgorithmus

Einen grafischen Überblick dieses Auslegungsvorgangs bietet Abbildung 2.1.

### 2.1 Fahrzeugrandbedingungen

Zuerst werden aus den Vorgaben für das Gesamtfahrzeug (Vorhandener Bauraum, Beschleunigungszeit 0-100 km/h, Beschleunigungszeit 0-200 km/h, 1/4 Meile Zeit, Maximalgeschwindigkeit  $v_{max}$ , Performance bzw. Effizienz in diversen Fahrzyklen oder relevanten Betriebspunkten, NVH, Masse, Volumen, etc.) die notwendigen, maschinenspezifischen Größen wie das maximale Drehmoment  $M_{max}$ , die maximale Leistung  $P_{max}$ , die Maximaldrehzahl  $n_{max}$ , die erforderliche Leistung bei Höchstgeschwindigkeit  $P_{max,nmax}$ , sowie die Drehmomentwelligkeit  $M_{pp}$  oder der Wirkungsgrad  $\eta$  in bestimmten Betriebspunkten abgeleitet. Diese genannten Kenngrößen zählen mitunter zu den wichtigsten Spezifikationen der Maschine, stellen dabei jedoch nur einen Ausschnitt der zu berücksichtigenden Parameter innerhalb des Auslegungsprozesses dar. Sind die Randbedingungen der EESM definiert, wird daraus eine Auswahl an möglichen Maschinenkonzepten entwickelt.

### 2.2 Maschinenkonzept

Sind die Fahrzeugrandbedingungen festgelegt, muss sich für ein grundlegendes Maschinenkonzept entschieden werden. Dabei wird zuerst der Maschinentyp anhand der in Abschnitt 1.3 präsentierten Vor- und Nachteile ausgewählt. Die in diesem Kapitel enthaltenen Ausführungen beschränken sich ausschließlich auf die EESM. Anschließend kann zwischen zwei Vorgehensweisen zur Grobdimensionierung der Maschine entschieden werden. Die erste dabei ist eine Maschine anhand der in der Literatur

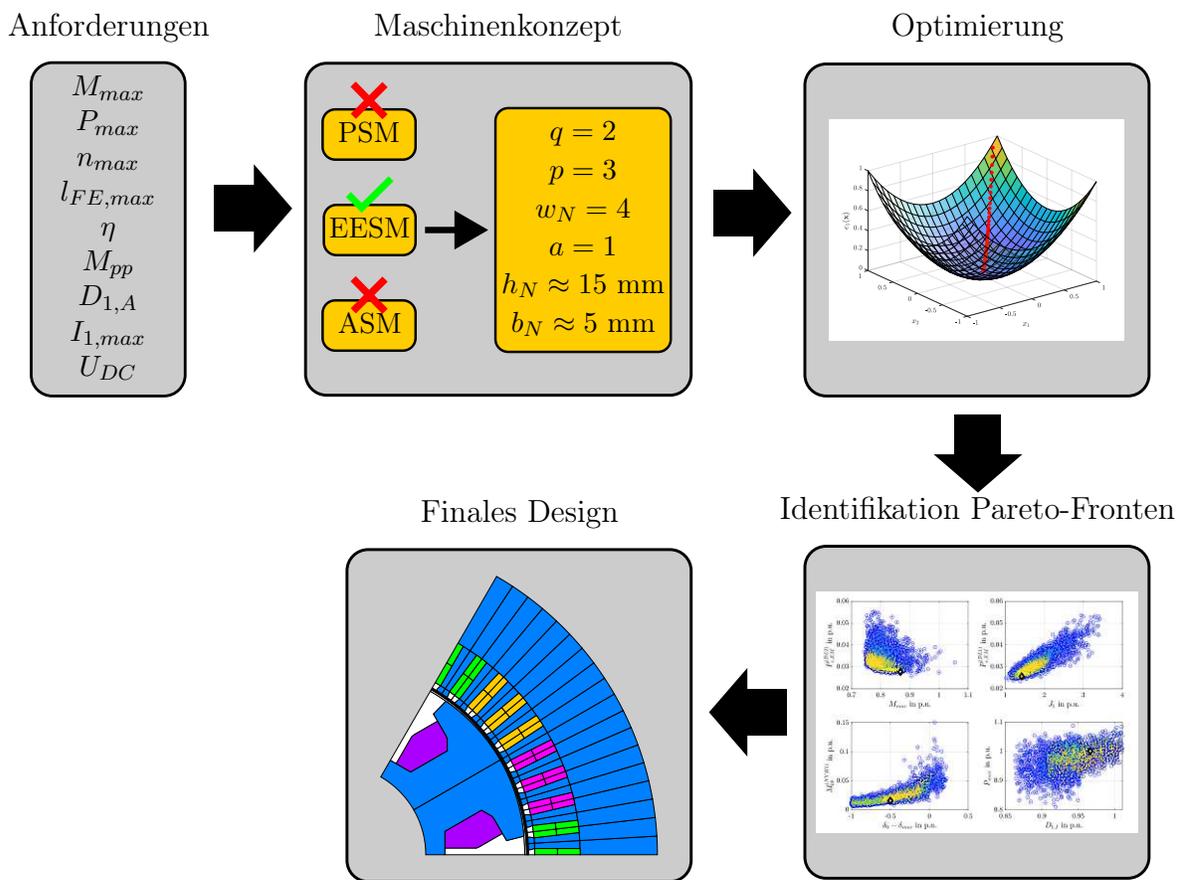


Abbildung 2.1: Überblick des Auslegungsvorgangs einer EESM

bekannten Analytik [6, 48, 59] vollkommen neu auszulegen. Der Berechnungsvorgang dazu wird in Abschnitt 2.2.2 ausführlicher beschrieben. Die in der Praxis häufiger vorkommende, zweite Variante ist es allerdings eine bereits ausgeführte Maschine mittels der Skalierungsgleichungen an die neuen Gegebenheiten anzupassen. Dieser Vorgang ist in Abschnitt 2.2.1 beschrieben. Sobald sich für ein Konzept, welches passend für die Anforderungen der Maschine erscheint, entschieden wurde kann eine Optimierung des elektromagnetischen Designs mittels FEM in Koppelung mit einem Optimierungsalgorithmus erfolgen. Ein Überblick dazu wird anschließend in Abschnitt 2.3 gegeben.

### 2.2.1 Skalierung einer vorhandenen Maschine

In der Praxis ist es häufig üblich eine bereits ausgeführte, gut funktionierende Maschine mittels der Skalierungsgleichungen für den Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$ , der Eisenlänge  $l_{FE}$ , sowie der Strangwindungszahl  $w$ , der Batteriespannung  $U_{DC}$  und dem maximalen Strangstrom  $I_{1,max}$  in Gleichung (2.1) auf die neuen Anforderungen anzupassen.

$$D_{1,I} \propto M^2, \quad D_{1,I} \propto P \quad (2.1a)$$

$$l_{FE} \propto M, \quad l_{FE} \not\propto P \quad (2.1b)$$

$$w \propto M, \quad w \propto P^{-1} \quad (2.1c)$$

$$U_{DC} \not\propto M, \quad U_{DC} \propto P \quad (2.1d)$$

$$I_{1,max} \propto M, \quad I_{1,max} \not\propto P \quad (2.1e)$$

Dabei müssen die vorhandenen Freiheitsgrade so lange angepasst werden, bis eine zufriedenstellende Variante gefunden ist.

### 2.2.2 Analytische Auslegung

Die analytische Auslegung kommt zum Tragen, wenn eine EESM von Grund auf neu entworfen werden soll und noch keine andere Maschine als Ausgangsbasis zur Verfügung steht. Ihr Ziel ist es aus den Kenngrößen und geforderten Eigenschaften zuerst die Dimensionen der Hauptabmessungen der Maschine - dem Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$  und der ideellen Länge  $l_i$  - zu bestimmen.  $l_i$  entspricht der axialen Länge des Blechpakets ohne Berücksichtigung der Isolationsschichten zwischen den einzelnen Blechen. Der Zusammenhang zur axialen Gesamtlänge der Maschine  $l_{FE}$  ergibt sich mit dem von der Blechdicke abhängigen Stapelfaktor  $k_{fe}$  nach Gleichung (2.2).

$$l_i = k_{fe} l_{FE} \quad (2.2)$$

Zusätzlich dazu werden auch die Dimensionen weiterer elektromagnetisch relevanter Parameter, wie z.B. der Zahnbreite  $b_Z$ , der Nuthöhe  $h_N$ , der Jochhöhe  $h_J$ , der Polkernbreite  $b_{PK}$  oder der Polbedeckungsfaktors  $\alpha$ , für einen ersten Grobentwurf der Maschine ermittelt. Die Hauptabmessungen werden hauptsächlich durch das Maß der elektromagnetischen Beanspruchung des Nutzvolumens, beschrieben über die Luftspaltflussdichte  $\hat{B}_\delta$  und den Strombelag  $A$ , festgelegt. Dabei muss auf eine

maximal zulässige Erwärmung der Bauteile geachtet werden, welche hauptsächlich durch die Temperaturbeständigkeit der verwendeten Isoliersysteme definiert wird. Für die zulässigen Größen der elektromagnetischen Beanspruchungen finden sich innerhalb der Literatur allgemeine Richtwerte oder es wird auf bisherige Erfahrungswerte zurückgegriffen [48].

### Ermittlung der Hauptabmessungen

Das aus Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$  und ideeler Länge  $l_i$  gebildete Zylindervolumen  $V = \pi D_{1,I}^2 l_i / 4 \approx D_{1,I}^2 l_i$  steht in direkter Relation zum erreichbaren Drehmoment  $M \approx P/n$  bzw. zur erreichbaren Leistung  $P$  bei einer gegebenen magnetischen Ausnutzung, repräsentiert durch den *Esson'schen* Ausnutzungsfaktor  $C$ . Dieser Zusammenhang ist als Bemessungsgleichung elektrischer Maschinen, siehe Gleichung (2.3), bekannt.

$$P = CD_{1,I}^2 l_i n \quad \text{bzw.} \quad M = CD_{1,I}^2 l_i \quad (2.3)$$

Der darin enthaltene Ausnutzungsfaktor  $C$  bestimmt setzt sich nach Gleichung (2.4) aus dem Spitzenwert der Luftspaltflussdichte  $\hat{B}_\delta$ , dem Strombelag  $A$  und dem Grundwellenwicklungsfaktor  $\xi_{w,1}$  zusammen und gibt ein Maß für die elektromagnetische Ausnutzung eines entsprechenden Volumens an.

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \xi_{w,1} A \hat{B}_\delta \quad (2.4)$$

Wie diese Größen bestimmt sind bzw. was sie beeinflusst wird im Anschluss erläutert, jedoch soll zuerst erwähnt werden, wie im Falle der Auslegung einer EESM als Sportwagenantrieb fortzugehen wäre, um die Hauptabmessungen zu bestimmen. In einem Fahrzeug ist der zur Verfügung stehende Bauraum der am meisten limitierende Faktor einer E-Maschine, gefolgt vom geforderten Drehmoment. Deshalb wird bei der Dimensionierung davon ausgegangen, dass im Falle einer Innenrotormaschine mit Schenkelpolen die maximale Länge  $l_i$  und der erlaubte Statoraußendurchmesser  $D_{1,A}$  bekannt sind. Folglich muss der Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$  entsprechend kleiner als der Statoraußendurchmesser sein, um innerhalb des maximalen Maschinenvolumens  $V_{EM} = \pi D_{1,A}^2 l_i / 4$  auch noch den Stator unterzubringen. Nimmt man nun durch Richtwerte in der Literatur [48, 59] oder basierend auf Erfahrungswerten einen, der verwendeten Kühlung entsprechenden, Ausnutzungsfaktor an, ergibt sich daraus die erste Abschätzung für den Statorinnendurchmesser zu

$$D_{1,I} = \sqrt{\frac{M}{Cl_i}} \quad (2.5)$$

Dabei wurde das maximale Drehmoment  $M_{max}$  als definierende Größe gewählt. Um nun die Forderung nach einer gewünschten Maximalleistung  $P_{max}$  zu erfüllen, muss das geforderte Moment bei der Nenndrehzahl  $n_N$ , entsprechend Gleichung (2.6), anliegen.

$$n_N = \frac{60P_{max}}{2\pi M_{max}} \quad (2.6)$$

Hierbei sei erwähnt, dass diese erste Grobauslegung der Maschine einen iterativen Prozess darstellt, welcher im Laufe der Berechnung auf unzulässige Werte für bestimmte Kenngrößen führen kann und

dann, unter einer entsprechenden Anpassung der beeinflussenden Parameter, so lange wiederholt werden muss bis eine passende Konfiguration gefunden ist. Im Anschluss daran gilt es die zu verwendende Wicklung, repräsentiert über ihre Strangwindungszahl  $w$ , zu dimensionieren.

## Wicklungsentwurf

Der in dieser Arbeit enthaltene Inhalt beschränkt sich dabei auf, die in der Praxis am häufigsten in Automobilantrieben vorkommenden, Zweischicht-Ganzlochwicklungen einfacher Zonenbreite. Zusätzliche Informationen zu Einschicht-Ganzlochwicklungen, Ganzlochwicklungen doppelter Zonenbreite oder Bruchlochwicklungen können den Werken [6, 48, 57] entnommen werden. Mit diesem ist es möglich unter einer ersten Festlegung der Luftspaltflussdichte, entsprechend der Erfahrungswerte in [48] im Bereich 0.8 bis 1.05 T, einen Wert für das Produkt aus Strombelag und Grundwellenwicklungsfaktor zu definieren, siehe Gleichung (2.7). Dazu wird als weitere Randbedingung der maximal vom PWR stellbare Strom als Nennstrom  $I_N$  eingeführt.

$$\xi_{w,1}A = \frac{C\sqrt{2}}{\pi^2\hat{B}_\delta} \quad (2.7)$$

Sowohl der Strombelag, als auch der Wicklungsfaktor sind letztendlich von den, die Wicklung definierenden, Parametern festgelegt. Diese sind die Strangzahl  $m$ , die Polpaarzahl  $p$ , die Anzahl Nuten pro Pol und Strang bzw. Lochzahl  $q$ , die Anzahl der Leiter/Windungen pro Nut  $w_N$ , die Anzahl der parallelen Zweige  $a$ , sowie die Spulenweite  $W$ . Der Grundwellenwicklungsfaktor variiert jedoch nur geringfügig, sodass für die Wahl der Wicklung der Strombelag die ausschlaggebende Größe ist. Die entsprechenden Zusammenhänge der beiden Größen dazu folgen nun. Der Strombelag entspricht der Gesamtdurchflutung innerhalb der Maschine im Verhältnis zu ihrem Umfang an der Statorinnenseite und ergibt sich nach Gleichung (2.8).

$$A = \frac{2mwI_N}{\pi D_{1,I}} \quad (2.8)$$

Die darin enthaltene Strangwindungszahl oder auch spannungshaltende Windungszahl  $w$  gibt die, je nach Verschaltung, effektiv wirksame Anzahl an Windungen innerhalb eines Stranges an und wird entsprechend der Entwurfsgleichung für Strangwicklungen, siehe Gleichung (2.9), ermittelt.

$$w = pq \frac{w_N}{a} = \frac{Nw_N}{2am} \quad (2.9)$$

Der Grundwellenwicklungsfaktor  $\xi_{w,1}$  hingegen entspricht dem Wert des Wicklungsfaktors  $\xi_{w,\nu}$  mit einer Wellenordnungszahl von  $\nu = 1$ . Die Wellenordnungszahlen geben an Oberwellen welcher Ordnungen sich innerhalb eines Wicklungssystems ausbilden können und bestimmen sich für Ganzlochwicklungen mit  $m$ -Strängen nach Gleichung (2.10).

$$\nu = 1 + 2mg, \quad \text{mit } g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.10)$$

Der Wicklungsfaktor gibt ein Maß für den Einfluss der Wicklungsverteilung am Statorinnendurchmesser auf die Luftspaltwelle der  $\nu$ -ten Ordnung an und wird in [6] folgendermaßen definiert:

*"Der Wicklungsfaktor „transformiert“ eine am Statorinnendurchmesser in Nuten verteilte Wicklung mit  $w$  Windungen mathematisch in eine konzentrierte Wicklung mit  $\xi_{w,\nu} \cdot w$  effektiven Windungen. Man muss sich anschließend nicht mehr weiter um die verteilte Wicklung kümmern, sondern kann die Wicklung formelmäßig wie eine konzentrierte Wicklung mit  $\xi_{w,\nu} \cdot w$  effektiven Windungen behandeln, die eine sinusförmige Luftspaltwelle mit der Wellenlänge  $\tau_p/\nu$  erregt."*

Er setzt sich für Ganzlochwicklungen zusammen aus dem Sehnungsfaktor  $\xi_{s,\nu}$  und dem Zonenfaktor  $\xi_{z,\nu}$ , welche respektive den Einfluss einer Sehnung, sowie der Gestaltung der einzelnen Wicklungszonen auf das Wicklungssystem angeben. Ihre Berechnung für eine Wellenordnungszahl  $\nu$  ist in Gleichungen (2.11) und (2.12) gegeben.

$$\xi_{s,\nu} = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{\nu\pi}{2}\right) \quad (2.11)$$

$$\xi_{z,\nu} = \frac{\sin\left(\frac{\nu\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\nu\pi}{2wq}\right)} \quad (2.12)$$

Ihr Produkt bildet, nach Gleichung (2.13), den Wicklungsfaktor  $\xi_{w,\nu}$ .

$$\xi_{w,\nu} = \xi_{s,\nu} \xi_{z,\nu} \quad (2.13)$$

Nun kann eine Wicklung so gewählt werden, dass das Produkt aus Strombelag und Grundwellenwicklungsfaktor näherungsweise dem Produkt aus gewählter Luftspaltflussdichte und Esson'schem Ausnutzungsfaktor in Gleichung (2.7) entspricht. Setzt man dabei Gleichungen (2.8), (2.9), (2.11) und (2.12) in Gleichung (2.7) ein ergibt sich dafür als definierende Gleichung

$$\underbrace{\sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)}_{\xi_{w,1}} \underbrace{\frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi a}{2pw_N q^2}\right)}}_{A} \frac{2mpqw_N I_N}{D_{1,I} \pi a} = \frac{C\sqrt{2}}{\pi^2 \hat{B}_\delta} \quad (2.14)$$

Vereinfachend lässt sich in einem ersten Entwurf der Grundwellenwicklungsfaktor als  $\xi_{w,1} \approx 0.92$  annehmen [48]. Auch hierbei handelt es sich um einen iterativen Vorgang bei dem verschiedene Varianten verfolgt und berechnet werden müssen, um anschließend die passendste auszuwählen. Wurde eines oder mehrere Wicklungskonzept ausgewählt, gilt es im Anschluss eine erste Abschätzung der Parameter des magnetischen Kreises der Maschine zu ermitteln.

## Magnetischer Kreis

Zu Beginn wird die Form des Polschuhs entsprechend als Sinus- oder Rechteckpol festgelegt. In der Praxis kommen jedoch hauptsächlich Sinuspole zum Einsatz. Ihr Ziel ist es, einen möglichst sinusförmigen Verlauf der Flussdichte im Luftspalt im Leerlauf zu erzeugen. Dies kann dadurch erreicht werden, indem, ausgehend von der Luftspaltlänge in der Polmitte  $\delta_0$ , der Verlauf des Luftspalts  $\delta(x)$ , ebenfalls von der Polmitte ausgehend, nach Gleichung (2.15) gewählt wird [48].

$$\delta(x) = \frac{\delta_0}{\cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x\right)} \quad (2.15)$$

**Tabelle 2.1:** Referenzwerte für die Flussdichte  $B$  in unterschiedlichen Gebieten [48]

	SPSM	VPSM
Statorjoch (SJ)	0.8 - 1.05 T	0.75 - 1.05 T
Zahn (Z)	1.6 - 2.0 T	1.6 - 2.0 T
Polkern (PK)	1.3 - 1.8 T	1.1 - 1.7 T
Rotorjoch (RJ)	1.0 - 1.5 T	1.3 - 1.6 T

Nach Wahl der Form des Polschuhs lässt sich durch Integration der Feldkurve ein ideeler Polbeckungsfaktor  $\alpha_i = b_i/\tau_p$  ermitteln. Die ideale Polbogenbreite  $b_i$  bildet dabei mit dem Luftspaltflussdichtenspitzenwert  $\hat{B}_\delta$  ein, im Vergleich zur Fläche unter der Feldkurve, flächengleiches Rechteck. Für den Fall, dass der Luftspalt über  $2/3$  des Luftspalts einen konstanten Wert von  $\delta_0$  besitzt und dann bis zur Polschuhkante auf  $2\delta_0$  zunimmt, kann als Näherungsbeziehung

$$\alpha_i \approx \alpha \quad (2.16)$$

herangezogen werden [48]. Dabei entspricht  $\alpha$  dem tatsächlichen Polbedeckungsfaktor. Damit kann der Luftspaltfluss  $\Psi_\delta$  mithilfe von Gleichung (2.17) bestimmt werden.

$$\Psi_\delta = \hat{B}_\delta \alpha \tau_p l_i \quad (2.17)$$

Damit lässt sich anschließend die Leerlaufspannung  $U_0$  bei Nennfrequenz  $f_N = p \frac{n_N}{60}$  folgendermaßen ermitteln

$$U_0 = \sqrt{2} \pi f_N w \Psi_\delta \quad (2.18)$$

Bei der Auslegung sollte darauf geachtet werden, dass hier noch ein entsprechendes Spannungsreserve gegenüber der Zwischenkreisspannung vorliegt, weil im Leerlauf kein Statorstrom fließt, welcher einen zusätzlichen Spannungsabfall in der Wicklung verursacht. Anschließend können einige wichtige geometrische Größen der verschiedenen Sektionen des magnetischen Kreises bestimmt werden. Dazu zählen im Stator die Jochhöhe  $h_J$  und, je nach Nutform, die Zahnbreite  $b_Z$  bzw. Nutbreite  $b_N$ , sowie die benötigte Nuthöhe  $h_N$ . Eine Übersicht über Richtwerte für die Induktionen in den verschiedenen Gebieten ist in Tabelle 2.1 zu finden, welche aus [48] entnommen wurde. Somit kann nach Wahl einer höchstzulässigen Flussdichte eines Gebiets  $B_{\xi, max}$  mit  $\xi \in \{SJ, Z, PK, RJ\}$  eine erste Abschätzung dieser charakteristischen Größen getroffen werden. Für die Statorjochhöhe  $h_J$  ergibt sich

$$h_J \geq \frac{\Psi_\delta}{2l_{FE} k_{fe} B_{SJ, max}} \quad (2.19)$$

Für die Bestimmung der Nutabmessungen wird zuerst mit Gleichung (2.20) der Zweigstrom  $I_{zw}$  bestimmt.

$$I_{zw} = \frac{I_{str}}{a} \quad (2.20)$$

**Tabelle 2.2:** Richtwerte für den Nutfüllfaktor der Statorwicklung nach [48]  
für Nieder- und Hochspannung ( $\geq 1$  kV)

	Runddrahtwicklungen		Formspulen- oder Stabwicklungen	
	Niederspannung	Hochspannung	Niederspannung	Hochspannung
$k_{Cu,1}$ in %	0.30 - 0.50	0.20 - 0.40	0.35 - 0.60	0.30 - 0.45

Dieser führt dann mit der Stromdichte  $J$  über Gleichung (2.21) zum benötigten Leiterquerschnitt  $A_L$

$$A_L = I_{zw}/J \quad (2.21)$$

Mit der Anzahl der Leiter pro Nut  $w_N$  und einer Annahme des Kupferfüllfaktors  $k_{Cu,1}$ , entsprechend Tabelle 2.2, lässt sich somit der benötigte Nutquerschnitt  $A_N$  bestimmen [48].

$$A_N = w \frac{A_L}{k_{Cu,1}} \quad (2.22)$$

Je nach verwendetem Draht bietet sich die Verwendung parallelfankiger Zähne bzw. einer parallelfankigen Nut an. Werden rechteckige Formspulen als Leiter verwendet, ergibt es Sinn auch die Nut rechteckig zu gestalten. Dementsprechend besitzen die Zähne dann keine konstante Breite mehr. Für diesen Fall kann in einem ersten Versuch die Nutbreite  $b_N$  entsprechend Gleichung (2.23) gewählt werden.

$$b_N \approx \frac{\tau_N}{2} \quad (2.23)$$

Die zugehörige Nuthöhe  $h_N$  lässt sich dann einfach aus der Nutfläche ableiten. Dabei muss im Anschluss kontrolliert werden, ob die Flussdichte am schmalsten Querschnitt des Zahns nicht den gewählten, höchstzulässigen Induktionswert  $B_{Z,max}$  übersteigt.

$$h_N = \frac{A_N}{b_N} \quad (2.24)$$

Beim Einsatz von Runddrähten bietet es sich an, parallelfankige Zähne zu nutzen, welche auf ein nahezu trapezförmiges Nutgebiet führen. Die Zahnbreite  $b_Z$  kann dabei mit den Referenzwerten aus Tabelle 2.1 nach Gleichung (2.25) ermittelt werden.

$$b_Z = \frac{\Psi_\delta}{l_{FE} k_{fe} B_{Z,max}} \quad (2.25)$$

In erster Näherung ergibt sich somit die Nutbreite zu

$$b_N = \tau_N - b_Z \quad (2.26)$$

und die Nuthöhe kann, analog zur Verwendung von Rechteckdrähten, mit Gleichung (2.24) bestimmt werden [48]. Sind die Abmessungen ermittelt, muss einerseits mittels einer Nutraumbilanz kontrolliert werden, ob diese so ausführbar sind und andererseits überprüft werden, ob die Nut zwischen dem aus den Randbedingungen hervorgehenden Statoraußendurchmesser  $D_{1,A}$  und dem ermittelten Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$ , unter Berücksichtigung der minimalen Jochhöhe  $h_J$ , Platz findet. Ist dies nicht

der Fall, müssen die Abmessungen entsprechend korrigiert werden. Die Luftspalthöhe  $\delta_0$  wird nach unten hin durch Fertigungstechnik und Betriebssicherheit aufgrund mechanischer Toleranzen hin begrenzt und nach oben hin durch zu hohe Erregerverluste bzw. unzulässig niedrige Leistungsfaktoren. Eine aus [48] stammende Abschätzung für die Luftspalthöhe von SPSM mit Sinusfeldpolen gelingt über

$$\frac{\delta_0}{\text{mm}} \approx 0.45 \frac{\tau_p}{m} \frac{A}{\text{A mm}^{-1}} / \frac{\hat{B}_\delta}{\text{T}} \quad (2.27)$$

mit Rechteckfeldpolen über

$$\frac{\delta_0}{\text{mm}} \approx 0.7 \frac{\tau_p}{m} \frac{A}{\text{A mm}^{-1}} / \frac{\hat{B}_\delta}{\text{T}} \quad (2.28)$$

und für VPSM durch

$$\frac{\delta_0}{\text{mm}} \approx 0.25 \frac{\tau_p}{m} \frac{A}{\text{A mm}^{-1}} / \frac{\hat{B}_\delta}{\text{T}} \quad (2.29)$$

Anschließend müssen für SPSM noch die geometrischen Abmessungen für den Rotor, wie Polkernbreite  $b_{PK}$ , Polkernhöhe  $h_{PK}$  und Jochhöhe  $h_J$  ermittelt werden. Der Polkern wird zusätzlich zum Luftspaltfluss noch mit dem Polstreufuss belastet, welcher in etwa 15% bis 25% des Luftspaltflusses beträgt.

$$\Psi_{PK} = (1.15 \dots 1.25) \Psi_\delta \quad (2.30)$$

Die Polkernbreite lässt sich dann, analog zur Zahnbreite bzw. Jochhöhe, über die höchstzulässige Flussdichte im entsprechenden Gebiet, siehe Tabelle 2.1, über Gleichung (2.31) bestimmen.

$$b_{PK} = \frac{\Psi_{PK}}{l_{FE} k_{fe} B_{PK,max}} \quad (2.31)$$

Für die Polkernhöhe kann, nach [48], folgende Abschätzung getroffen werden

$$h_{PK} = (0.20 \dots 0.55) \tau_p \quad (2.32)$$

Der Fluss, welcher durch das Rotorjoch fließt, wird mit  $\Psi_{RJ} = \Psi_{PK}/2$  angenommen und somit kann dessen Höhe  $h_{RJ}$  zu

$$h_{RJ} = \frac{\Psi_{PK}}{2 l_{FE} k_{fe} B_{RJ,max}} \quad (2.33)$$

bestimmt werden. Sind all diese Größen festgelegt, kann mit der Berechnung dieses Maschinendesigns begonnen werden. Diese kann entweder auf Basis analytischer Natur nach dem in [48] beschriebenen Verfahren passieren oder mittels FEM-Simulation. Basierend auf den Ergebnissen dieser Berechnungen muss das Design dann anschließend entsprechend angepasst beziehungsweise bezüglich der Anforderungen optimiert werden. Der folgende Abschnitt beschäftigt sich mit der Art und Weise, in der so eine Optimierung durchgeführt werden kann.

## 2.3 Designoptimierung

Das letztendliche Ziel der Auslegung des elektromagnetischen Designs einer Maschine innerhalb eines Traktionsfahrzeug ist es, eine Vielzahl an Anforderungen aus verschiedensten Gebieten, wie z.B.

Mechanik, Thermik, NVH, Performance oder Effizienz bestmöglich zu erfüllen. Da elektrische Maschinen jedoch ein multidimensionales, nichtlineares System darstellen, liegt es nahe, dass selbst die erfahrensten Experten auf diesem Gebiet nicht in der Lage sind, ohne Computerunterstützung ein bezüglich all dieser Zielgrößen optimales Design zu ermitteln. Deshalb soll in diesem Abschnitt erläutert werden, wie es möglich ist, durch moderne, computerunterstützte Verfahren ein solches Design zu finden. Dazu gibt es in der Literatur viele verschiedene Lösungsansätze und auf alle davon einzugehen würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Deshalb wird im folgenden Abschnitt auf die Methode der Optimierung mittels Meta-Modellen (engl. surrogate models) näher eingegangen, weil sich diese in der Ingenieurspraxis auf Grund ihrer Zeiteffizienz bereits vielfach bewährt hat [64, 68]. Eine exzellente, praxisnahe Beschreibung dieser Methodik findet sich in [66] und darauf basieren auch die folgenden Ausführungen in dieser Arbeit. Der Prozess zum Finden des bestmöglichen Designs lässt sich als Optimierungsproblem beschreiben. Darin repräsentiert die allgemeine Funktion  $\mathbf{y} = f(\mathbf{x})$  das Verhalten der elektrischen Maschine bezüglich ihres  $m$ -dimensionalen Eingangsparametersatzes  $\mathbf{x} \in \mathcal{D} \subset \mathbb{R}^m$ . Im Folgenden wird die Menge  $\mathcal{D}$ , welche eine Teilmenge des  $\mathbb{R}^m$  darstellt, als Parameterraum bezeichnet und als stetig angenommen. Die Eingangsparameter können im praktischen Einsatz verschiedensten Größen entsprechen. Diese können, wie die Luftspalthöhe  $\delta_0$  oder der Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$ , geometrischer Natur sein, aber genauso die von der Batterie zur Verfügung stehende Spannung  $U_{DC}$  oder die Statorwicklungstemperatur  $\vartheta_{cu,1}$  repräsentieren. Mit diesen Beispielgrößen einer EESM würde der Eingangsvektor  $\mathbf{x}$  wie in Gleichung (2.34) dargestellt aussehen.

$$\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4) = (\delta_0, D_{1,I}, U_{DC}, \vartheta_{cu,1}) \quad (2.34)$$

Der  $n$ -dimensionale Vektor  $\mathbf{y} \in \mathcal{L} \subset \mathbb{R}^n$  stellt dabei die Ausgangs- oder Zielgrößen des Optimierungsproblems dar, welche in der Praxis von Größen wie dem maximalen Drehmoment  $M_{max}$ , der Spitzenleistung  $P_{max}$ , den Maschinenverlusten in einem bestimmten Betriebspunkt  $P_{v,EM}$  oder der Drehmomentwelligkeit  $M_{pp}$  eines akustisch, relevanten Betriebspunkts, dargestellt werden. Ein möglicher Ausgangsvektor für eine EESM würde beispielsweise Gleichung (2.35) entsprechen.

$$\mathbf{y} = (y_1, y_2, y_3, y_4) = (M_{max}, P_{max}, P_{v,EM}, M_{pp}) \quad (2.35)$$

Der Raum  $\mathcal{L}$  wird dabei Lösungs- oder Zielraum genannt. Falls existent, werden die Zielwerte für die jeweiligen Ausgangsgrößen im ebenfalls  $n$ -dimensionalen Vektor  $\mathbf{y}_{soll} \in \mathcal{L}$  zusammengefasst. Sofern eine Zielgröße keinen konkreten Zielwert besitzt und einfach nur minimiert bzw. maximiert werden soll, kann ihr Eintrag im Zielvektor zu null gesetzt werden. Dabei sei erwähnt, dass jedes Maximierungsproblem analog über Gleichung (2.36) in ein Minimierungsproblem umgeformt werden kann.

$$\max_{\mathbf{x} \in \mathcal{D}} f(\mathbf{x}) = -(\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{D}} f(-\mathbf{x})) \quad (2.36)$$

Zusätzlich werden zur Formulierung des Problems noch ein oder mehrere Güte- bzw. Kostenfunktionale  $e(\mathbf{x})$  benötigt, welche schlussendlich minimiert bzw. maximiert werden sollen. Ein solches gängiges Kostenfunktional stellt die Methode der kleinsten Fehlerquadrate (engl. *method of least-squares*) dar.

Die zugehörige Kostenfunktion  $e(\mathbf{x})$  ist in Gleichung (2.37) zu sehen.

$$e(\mathbf{x}) = |f(\mathbf{x}) - y_{\text{soll}}|^2 \quad (2.37)$$

Abschließend besteht noch die Möglichkeit Nebenbedingungen in Form von algebraischen Gleichungen bzw. Ungleichungen zu definieren, um den Parameter- oder Lösungsraum weiter zu beschränken. Setzt man all diese Formulierungen zusammen, lässt sich das gesamte Optimierungsproblem wie folgt definieren

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{D}} \quad & \mathbf{e}(\mathbf{x}) = (e_1(\mathbf{x}), \dots, e_M(\mathbf{x})) \\ \text{u.B.v.} \quad & x_1 \geq 230, \\ & 0 = x_4 + x_5, \dots \end{aligned} \quad (2.38)$$

Die Funktion  $f(\mathbf{x})$  ist hierbei im Allgemeinen eine Black-Box-Funktion, deren Auswertung in den meisten Fällen sehr zeitintensiv ist. Ein praxisnahes Beispiel wäre hier die FEM-Analyse einer elektrischen Maschine an unterschiedlichen Betriebspunkten zur Bestimmung des Maschinenverhaltens und der entsprechenden Verlustbilanz. Nun ist es dabei in der Realität so, dass man nur über diskrete Beobachtungen bzw. Auswertung der Funktion an spezifischen Punkten  $\mathbf{x}^{(i)}$  einen Einblick in das Verhalten von  $f(\mathbf{x})$  erhält, siehe Gleichung (2.39) [66].

$$\mathbf{x}^{(i)} \rightarrow y^{(i)} = f(\mathbf{x}^{(i)}) \quad \text{mit } i = 1, \dots, N \quad (2.39)$$

Da diese Evaluation allerdings sehr zeitintensiv sind, sollten die Anzahl und Werte der Stützstellen wohlüberlegt gewählt sein. Mit der geeigneten Wahl dieser Stützstellen beschäftigt sich die statistische Versuchsplanung. Dabei hat sie verschiedenste Verfahren entwickelt, um einen optimalen Versuchsplan

$$\mathbf{X} = \left\{ \mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}^{(N)} \right\} \quad (2.40)$$

aufzustellen, welcher sowohl einen guten Einblick in das Systemverhalten bezüglich seiner Eingangsparameter liefert, als auch eine möglichst geringe Anzahl von Auswertungen dafür benötigt. Eine der am häufigsten eingesetzten Methoden dazu ist das Latin Hypercube Sampling. Zu ihrer Erklärung soll zuerst ein zweidimensionaler Parameterraum betrachtet werden. Sollen innerhalb dieses Raums eine Anzahl von  $N$  Designs erstellt werden, wird zuerst ein Quadrat mit  $N \times N$  Feldern erzeugt. Jede der Achsen stellt dabei eine Eingangsvariable dar. Innerhalb dieses Quadrats werden nun  $j$  Felder besetzt, dass zumindest in jeder Zeile und jeder Spalte ein Feld belegt ist. Quadrate, die diese Eigenschaften erfüllen, werden *Latin square* genannt. Ein Beispiel, für eine gesuchte Anzahl von  $N = 4$  Designs, ist in Abbildung 2.2 zu sehen. Natürlich stellt die dabei gezeigte Konfiguration nicht die einzige Möglichkeit zur Platzierung der Stützstellen dar, sondern für  $j = 4$  existieren insgesamt 576 verschiedene *Latin squares*. Diese Zahl steigt für wachsende  $j$  sehr stark an, sodass für  $j = 8$  bereits ca. 109 Trillionen Kombinationsmöglichkeiten vorhanden sind. Der *Latin hypercube* stellt die multidimensionale Erweiterung dessen dar und unterteilt den Parameterraum in entsprechend viele, gleich große Würfel, die sogenannten *bins*. Diese *bins* werden anschließend so besetzt, dass, ausgehend von einem besetzten *bin*, in keiner zu dem *bin* parallelen Achse ein weiterer besetzter *bin* vorhanden ist. Eine Erläuterung inkl. Codebeispiele, wie eine solche Verteilung erreicht werden kann, ist in [66] enthalten. Die Idee eines

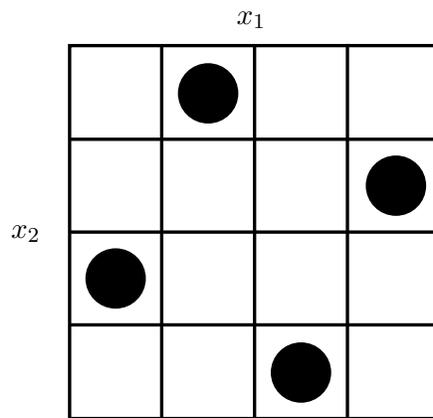


Abbildung 2.2: Latin square für z.B.  $N = 4$

Meta-Modells basiert nun darauf, in einem ersten Schritt das System  $f(\mathbf{x})$  an den, nach den Methoden der statistischen Versuchsplanung ausgewählten, Punkten des Versuchsplans  $\mathbf{X}$  auszuwerten. Darauf folgend werden in einem zweiten Schritt die im vorherigen Schritt gewonnenen Informationen dazu genutzt, um einen Schätzer  $\hat{f}(\mathbf{x})$  zu entwerfen, welcher das Systemverhalten widerspiegelt, aber dabei deutlich schneller in der Auswertung ist. Dieser Schätzer kann im Anschluss dazu genutzt werden, um gemeinsam mit einem gewählten Optimierungsalgorithmus, das in Gleichung (2.38) beschriebene Optimierungsproblem möglichst zeiteffizient zu lösen und ein den Anforderungen entsprechendes Maschinendesign zu erhalten. [66] führt verschiedene Methoden zur Erstellung eines solchen Meta-Modells an, aber im Folgenden soll nur kurz auf die Methode der radialen Basisfunktionen ohne Einfluss von Rauschen eingegangen werden. Diese stellt den für diese Arbeit gewählten und in Kapitel 5 genutzten Ansatz dar. Die Idee dabei ist, eine glatte, stetige Funktion  $f(\mathbf{x})$  durch die Kombination mehrerer einfacherer Basis-Funktionen  $\psi$  zu approximieren. Eine Radiale Basisfunktion (RBF) ist eine reelwertige Funktion  $\psi(\mathbf{x})$ , deren Wert nur vom Abstand  $|\mathbf{x} - \mathbf{c}|$  zu ihrem Zentrum  $\mathbf{c}$  abhängt. Die Approximationsfunktion eines RBF-Schätzers  $\hat{f}(\mathbf{x})$  ergibt sich dabei zu

$$\hat{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^T \boldsymbol{\psi} = \sum_{i=1}^{n_c} w_i \psi(|\mathbf{x} - \mathbf{c}^{(i)}|) \quad (2.41)$$

wobei  $c^{(i)}$  das  $i$ -te der  $n_c$  RBF-Zentren ist und  $\boldsymbol{\psi}$  den Vektor mit  $n_c$ -Einträgen darstellt, welcher die Werte der Basis-Funktionen  $\psi$ , ausgewertet an den Euklidischen Distanzen zwischen den Stützstellen  $\mathbf{x}$  und den Zentren  $\mathbf{c}^{(i)}$ , enthält [66]. Der Vektor  $\mathbf{w}^T$  stellt dabei die Gewichtungen der einzelnen Basis-Funktionen dar und ist letztendlich die zu ermittelnde Zielgröße des Schätzers. Eine Auswahl an Basis-Funktionen findet sich in Abbildung 2.3, wobei die *Gauss*-Funktion  $\psi(r) = e^{-r^2/(2\sigma^2)}$  die am häufigsten eingesetzte Variante darstellt. Ein großer Vorteil von RBF liegt darin, dass mithilfe einer Linearkombination ihrer Basisfunktionen  $\psi$  und den Gewichten  $\mathbf{w}$  hochgradig nichtlineare Funktionen approximiert werden können, indem die Interpolationsbedingung in Gleichung (2.42) für die Menge aller ermittelten Stützstellen  $(x^{(i)}, y^{(i)})$  erfüllt wird.

$$y^{(j)} = \hat{f}(\mathbf{x}^{(j)}) = \sum_{i=1}^{n_c} w_i \psi(|\mathbf{x}^{(j)} - \mathbf{c}^{(i)}|), \quad \text{mit } j = 1, \dots, N \quad (2.42)$$

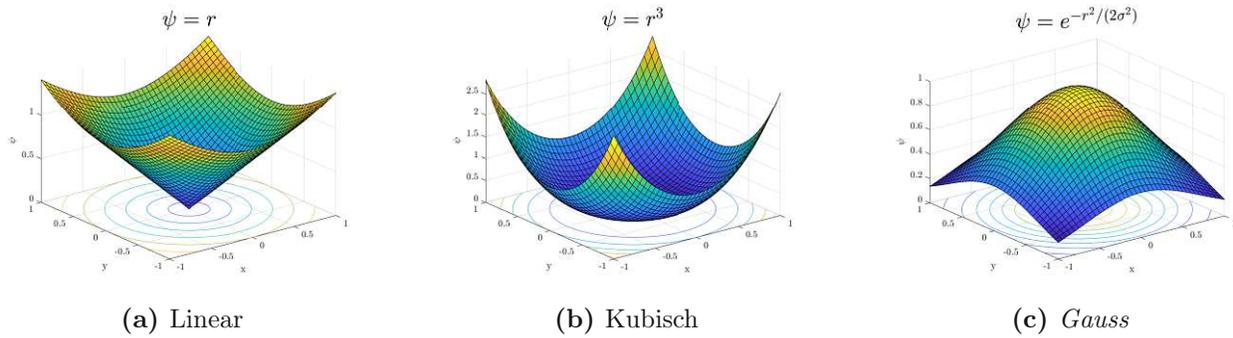


Abbildung 2.3: Unterschiedliche radiale Basisfunktionen

Schreibt man diese Gleichungen untereinander an, erhält man ein lineares Gleichungssystem der Form

$$\underbrace{\begin{pmatrix} y^{(1)} \\ y^{(2)} \\ \vdots \\ y^{(N)} \end{pmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \psi(|\mathbf{x}^{(1)} - \mathbf{c}^{(1)}|) & \dots & \psi(|\mathbf{x}^{(1)} - \mathbf{c}^{(n_c)}|) \\ \psi(|\mathbf{x}^{(2)} - \mathbf{c}^{(1)}|) & \dots & \psi(|\mathbf{x}^{(2)} - \mathbf{c}^{(n_c)}|) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \psi(|\mathbf{x}^{(N)} - \mathbf{c}^{(1)}|) & \dots & \psi(|\mathbf{x}^{(N)} - \mathbf{c}^{(n_c)}|) \end{pmatrix}}_{\mathbf{\Psi}} \underbrace{\begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{n_c} \end{pmatrix}}_{\mathbf{w}} \quad (2.43)$$

Für den rauschfreien Fall ist die Bestimmung der Werte von  $\mathbf{w}$  besonders einfach, da für eine eindeutige Lösung die Matrix  $\mathbf{\Psi}$  quadratisch sein muss und dies genau für  $n_c = N$  der Fall ist. Zusätzlich bietet es sich an zu fordern, dass  $y^{(j)} = \hat{f}(\mathbf{x}^{(j)})$  gilt. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn die Zentren der Basisfunktionen mit den Datenpunkten übereinstimmen und somit

$$\mathbf{c}^{(i)} = \mathbf{x}^{(i)}, \quad \forall i = 1, \dots, N \quad (2.44)$$

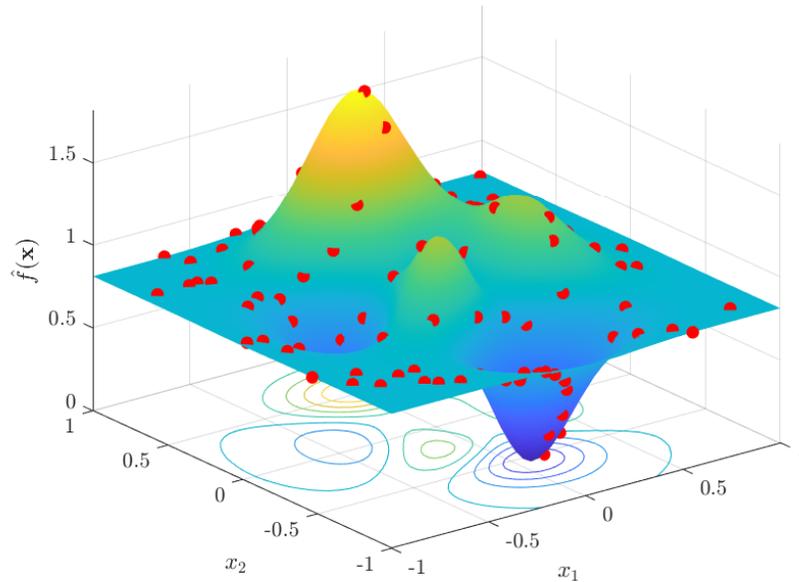
gilt. Somit wird  $\mathbf{\Psi}$  zur *Gram'schen* Matrix, die über

$$\Psi_{i,j} = \psi(|\mathbf{x}^{(i)} - \mathbf{x}^{(j)}|), \quad \text{mit } i, j = 1, \dots, N \quad (2.45)$$

definiert ist. Dadurch gelingt die Bestimmung der Gewichte  $\mathbf{w}$  über das Bilden der Inverse von  $\mathbf{\Psi}$ , entsprechend Gleichung (2.46) [66].

$$\mathbf{w} = \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{y} \quad (2.46)$$

Natürlich muss zur Bestimmung der Inversen sichergestellt werden, dass die Matrix  $\mathbf{\Psi}$  überhaupt invertierbar ist. In [66] wird beschrieben, dass dies unter bestimmten Annahmen, für *Gauss'sche* Basisfunktionen gilt, weil diese dabei immer zu einer symmetrischen positiv definiten *Gram'schen* Matrix führen und somit  $\mathbf{w}$  problemlos mittels *Cholesky-Zerlegung* ermittelt werden kann. Dies ist ein weiterer Grund für die Beliebtheit der *Gauss-Funktion* als RBF. Weiterführende Informationen bezüglich RBF, wie zum Beispiel die Bestimmung des Parameters  $\sigma$  der *Gauss-Funktion*, sind [66] zu entnehmen. Nun kann mithilfe der aufwendig ermittelten Testdaten  $(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{y}^{(i)})$  ein Schätzer  $\hat{f}(\mathbf{x})$  entworfen werden, der das Verhalten einer elektrischen Maschine bezüglich ihrer Eingangs- und Ausgangsdaten widerspiegelt. Ein Beispiel einer solchen Schätzungsfunktion basierend auf den in Rot dargestellten ermittelten Datenpunkten ist in Abbildung 2.4 zu sehen. Um nun zu einem finalen Maschinende-



**Abbildung 2.4:** Beispiel einer Schätzfunktion  $\hat{f}(\mathbf{x})$  anhand bekannter Datenpunkte

sign zu kommen, kann dieser Schätzer mit einem Optimierungsalgorithmus gekoppelt werden, um Parameterkombinationen zu finden, die die gestellten Anforderungen bestmöglich erfüllen. Da es sich hierbei um eine multidimensionale, nichtlineare Problemstellung handelt, existiert nicht eine einzelne optimale Lösung des Problems, sondern eine Vielzahl davon. Diese Menge an Lösungen werden als *Pareto-Front* und einzelne Designs als *Pareto-Optimale Designs* bezeichnet. Ein *Pareto-Optimum* ist ein Zustand, in dem es nicht möglich ist eine Zieleigenschaft zu verbessern, ohne gleichzeitig eine andere zu verschlechtern [78]. Der Begriff stammt ursprünglich aus den Wirtschaftswissenschaften und ist nach dem Ingenieur, Ökonomen und Soziologen *Vilfredo Pareto* benannt. Während herkömmliche Optimierungsalgorithmen mehrere Ausführungen benötigen, um eine Vielzahl von *Pareto-Optimalen* Lösungen zu finden, sind genetische Mehrzieloptimierungsalgorithmen, engl. multiobjective evolutionary algorithms (MOEA), in der Lage mehrere optimale Designs innerhalb eines einzelnen Durchlaufs zu bestimmen [17]. Hierbei stellt der in [17] beschriebene Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II (NSGA-II) einen der Standardalgorithmen in diesem Gebiet da. Während für eine genaue Beschreibung des Algorithmus auf eben zitiertes Paper verwiesen wird, sollen hier in Kürze seine Eigenschaften und Anwendungszwecke erläutert werden. Der NSGA-II ist, wie sein Name schon vermuten lässt, ein genetischer Algorithmus, was bedeutet, dass er auf dem Prinzip der biologischen Evolution bzw. natürlichen Selektion basiert. Dabei wird anfänglich eine Population  $P$  aus Individuen erzeugt, welche im Zuge dieser Arbeit einzelnen Maschinendesigns entsprechen. Diese Individuen werden dann anhand einer Fitnessfunktion bewertet und miteinander verglichen. Die Fitnessfunktion würde hierbei in etwa der Kostenfunktion unseres Optimierungsproblems in Gleichung (2.38) entsprechen. Anschließend finden werden auf die Population, je nach Algorithmus, verschiedene Operationen auf Basis biologischer Vorbilder angewandt. Diese können sein [76]:

- **Rekombination:** Erzeugung von Nachkommen durch zufällige Kombination von Eigenschaften ihrer Eltern, welche basierend auf deren Fitness ausgewählt werden
- **Mutation:** Zufällige Veränderung einzelner Eigenschaften eines Individuums
- **Selektion:** Bestimmen einer neuen Generation durch Auswahl von Individuen der alten, sowie in dieser Generation gebildeten Nachkommen

Dadurch wird wieder eine neue Generation gebildet und dieser Vorgang wird so lange wiederholt, bis eine Abbruchbedingung erfüllt ist. Individuen innerhalb einer Population  $P$  können, entsprechend Gleichung (2.47), in  $L$  getrennte Subsets bzw. Ränge  $F$  unterteilt werden.

$$P = \{F_1, \dots, F_L\} \quad (2.47)$$

Dabei stellt  $L$  die maximale Anzahl an Subsets für eine spezifische Population dar. Als Non-Dominated Sorting wird der Algorithmus zur Bestimmung dieser Subsets bezeichnet. Sein Ablauf sieht wie folgt aus [69]:

1. Initialisiere den Index  $i = 1$
2. Finde alle Designs innerhalb von  $P$ , welche von keinem anderen Design dominiert werden und verschiebe sie in das Subset  $F_i$
3.  $i = i + 1$
4. Wiederhole die Schritte 1-3 bis gilt  $P = \{\}$

Ein Design  $\mathbf{a}$  eines multidimensionalen Optimierungsproblems, wie in Gleichung (2.38) dargestellt, mit  $M$  Kostenfunktionen dominiert genau dann ein Design  $\mathbf{b}$ , wenn folgende Aussage gilt:

$$\begin{cases} \forall i \in 1, \dots, M : e_i(\mathbf{a}) \leq e_i(\mathbf{b}) \\ \exists j \in 1, \dots, M : e_j(\mathbf{a}) < e_j(\mathbf{b}) \end{cases} \quad (2.48)$$

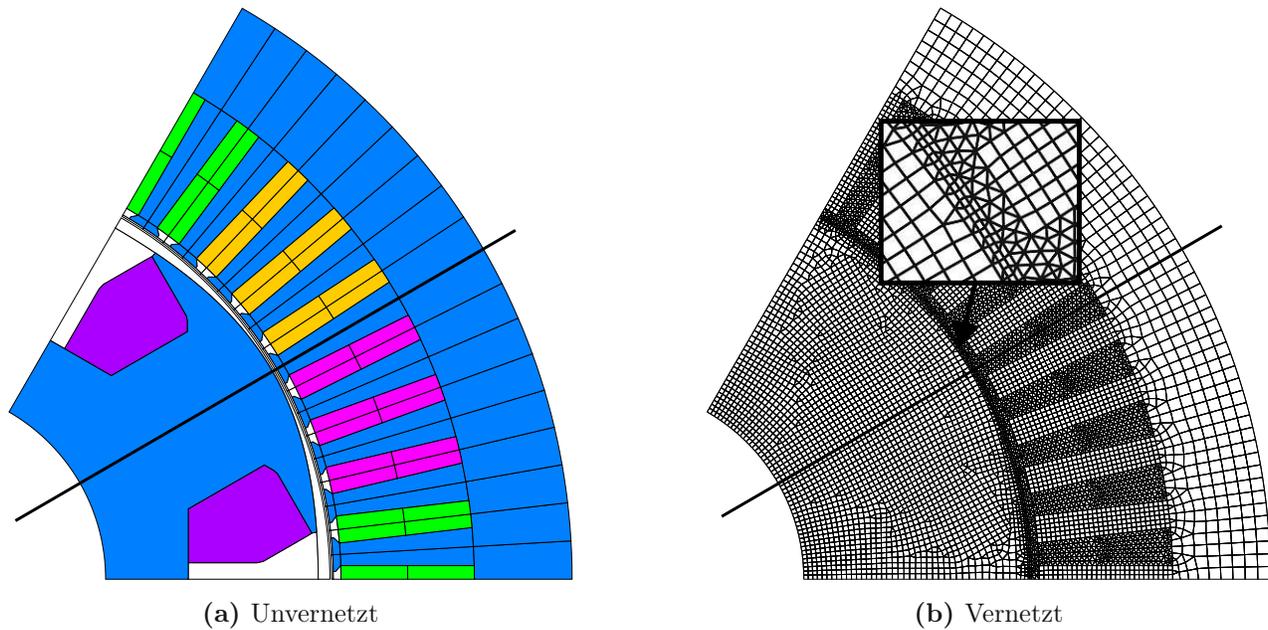
Dieser Umstand wird vereinfacht als  $\mathbf{a} \succ \mathbf{b}$  geschrieben [69] und im NSGA-II mitunter dazu genutzt, um zu entscheiden, welche Individuen in die nächste Generation übernommen werden und welche nicht. Damit sollten die wichtigsten Eigenschaften des NSGA-II erläutert sein. Dieser Algorithmus kann somit genutzt werden, um mithilfe des RBF basierten Meta-Modells nach *Pareto*-Optimalen Designs zu suchen. Wurden solche Designs  $\mathbf{x}^*$  mithilfe des Algorithmus gefunden, können diese wieder detailliert über  $f(\mathbf{x}^*)$  ausgewertet werden und die Ergebnisse ermöglichen es, die Genauigkeit des Meta-Modells weiter zu verbessern. Dieser iterative Vorgang wird so lange wiederholt, bis ein zufriedenstellendes, den Anforderungen entsprechendes Design gefunden ist. Dabei wird im Idealfall die Prädiktionsgenauigkeit des Meta-Modells mit fortschreitender Optimierungsdauer immer besser und somit lassen sich globale Minima der Kostenfunktionen genauer auflösen. Damit ist der Optimierungsprozess für elektrische Maschinen mittels Meta-Modellen vollständig beschrieben. Im nun folgenden Kapitel wird das in dieser Arbeit verwendete zeiteffiziente Berechnungsverfahren für EESM vorgestellt.

### 3 Zeiteffiziente, semi-analytische Berechnung

Während der Auslegung, insbesondere der Optimierung, einer elektrischen Maschine ist es wichtig, innerhalb von kurzer Zeit das Verhalten vieler verschiedener Maschinendesigns möglichst genau zu berechnen, um, falls dazu eingesetzt, einem Meta-Modell einen großen Datensatz für den Lernprozess zur Verfügung stellen zu können. Zusätzlich sollten die berechneten Daten möglichst gut mit dem realen Verhalten der Maschine übereinstimmen, um eine akkurate Aussage über die spätere Performance treffen zu können und das eingesetzte Material vollständig auszunutzen. Genauere Ergebnisse korrelieren aber meist direkt mit zusätzlicher Rechenzeit und deshalb muss ein Kompromiss zwischen Berechnungsgenauigkeit und Rechendauer gefunden werden. Genau für diesen Einsatzzweck haben sich die sogenannten analytischen-numerisch gekoppelten Berechnungsverfahren in der Praxis bewährt. Sie werden auch als semi-analytische Verfahren bezeichnet. Aufgekommen sind diese Verfahren ca. im Jahr 2008 für PSM [24] und wurden 2012 in [28] genauer beschrieben. Mit [11] existiert seit dem Jahr 2018 auch eine Veröffentlichung, welche diesen Ansatz für die EESM anwendet und auf der auch die Ausführungen in den folgenden Abschnitten basieren. Die Methodik wurde anschließend in [36] um eine akustische Berechnung erweitert. Weitere Veröffentlichungen zu semi-analytischen Berechnungsverfahren finden sich in [12, 38, 39]. Diese Verfahren bestehen grundsätzlich aus zwei Schritten, welche im Folgenden kurz beschrieben sind

1. **Parameteridentifikation:** Zuerst wird ein FEM-Modell der Maschine aufgebaut, welches anschließend dazu genutzt wird, die Maschine in verschiedenen, systematisch über den Betriebsbereich verteilten Arbeitspunkten zu simulieren und relevante Betriebsgrößen, wie Drehmoment, Fluss und Eisenverluste, dabei zu identifizieren.
2. **Analytisches Post-Processing:** Im Anschluss daran werden die zuvor identifizierten Parameter gemeinsam mit, aus der Literatur bekannten, analytischen Gleichungen genutzt, um ein vollständig sättigungsabhängiges Modell der Maschine zu erhalten. Damit ist es nun möglich Betriebskennlinien und Kennfelder unter konfigurierbaren System- & Randbedingungen ( $U_{DC}$ ,  $I_{str,max}$ ,  $\vartheta_{cu,1}$ ,  $\vartheta_{cu,2}$ , ...) zu ermitteln. Dabei ist es auch möglich, die Maschine bezüglich der in Abschnitt 3.2 beschriebenen Parameter zu skalieren, ohne weitere FEM-Berechnungen durchführen zu müssen.

Auf die genauen Vorgänge innerhalb dieser Schritte wird in den nächsten Abschnitten detailliert eingegangen.



**Abbildung 3.1:** Visualisierung des Vernetzungsprozesses anhand eines Pols einer EESM

### 3.1 Numerische Identifikation durch zeiteffiziente FEM-Berechnung

Am Beginn des semi-analytischen Berechnungsverfahrens für EESM steht eine numerische Parameteridentifikation im, durch den maximal zulässigen Strom definierten, Betriebsbereich der Maschine. Wie diese zu erfolgen hat und dabei möglichst zeiteffizient durchgeführt wird, soll im Folgenden beschrieben werden. Um die feinen Details der Geometrie einer elektrischen Maschine in ihrer Berechnung berücksichtigen zu können, eignet sich besonders die Methode der Finite-Elemente (FEM) [34]. Sie stellt dabei einen numerischen Ansatz zur Lösung von partiellen Differenzialgleichungen, welche für die Elektromagnetik elektrischer Maschinen in Form der Maxwell-Gleichungen vorliegen, dar. Dabei wird eine beliebige Geometrie mittels eines sogenannten Vernetzungsalgorithmus, in viele, diskrete, verschieden große Elemente unterteilt, siehe Abbildung 3.1. Diesen Elementverbund nennt man Netz oder im englischen Mesh. Die Elemente haben dabei im zweidimensionalen Fall, welcher der relevanteste für diese Arbeit ist, meistens die Form von Dreiecken oder Rechtecken. Jedoch können diese Elemente geometrisch verzerrt sein und damit die Qualität des Berechnungsergebnisses verringern. Im Idealfall entsprechen die Elemente gleichseitigen Dreiecken bzw. Quadraten. Anschließend müssen den einzelnen Gebieten der vernetzten Geometrie noch Materialeigenschaften, Randbedingungen, sowie Richtungs- bzw. Durchtrittssinne zugewiesen werden. Ist das FEM-Modell vollständig definiert, löst der Solver der eingesetzten Software, je nach gewählter Berechnungsart, die Maxwell-Gleichungen an den Knotenpunkten der Elemente. Als Software wird für diese Arbeit FEMAG<sup>1</sup> eingesetzt, weil sie sich schon in einer Vielzahl wissenschaftlicher Veröffentlichungen bewährt hat [10, 11, 28, 39]. Die Berechnung kann dabei (quasi)magnetostatisch oder transient unter Vorgabe von Strömen bzw. Stromverläufen erfolgen. Auf Grund der deutlich längeren Rechenzeit transientser Simulationen wer-

<sup>1</sup><https://www.profemag.ch/de/>

den in dieser Arbeit magneto-stationäre Berechnungen verwendet. Diese berücksichtigen keine Effekte durch Feldrückwirkung, wie z.B. Stromverdrängung in den Kupferleitern oder Wirbelströme in leitfähigen Gebieten [11]. Diese werden im zweiten Teil des Verfahrens mittels analytischer Gleichungen berücksichtigt und die Betriebsfrequenz  $f$  der Maschine wird somit ein im Nachhinein veränderlicher Parameter.

### 3.1.1 Parameteridentifikation

Um in den zweiten Schritt des Verfahrens überzugehen, ist es notwendig, einige betriebspunktabhängige Größen im zukünftigen Betriebsbereich der Maschine zu ermitteln. Welche Parameter das sind, wird im Anschluss erwähnt, jedoch soll zuerst der Parameterraum genauer beschrieben werden. Dieser wird durch diskrete Stützstellen im dreidimensionalen  $I_d - I_q - I_e$ -Raum aufgespannt, wobei

$$I_d \in \mathbb{R}, \quad I_q \in \mathbb{R}_0^+, \quad I_e \in \mathbb{R}_0^+ \quad (3.1)$$

gilt. Da die Maschine im motorischen Betrieb berechnet werden soll, können die negativen Halbräume von  $I_q$  und  $I_e$  für symmetrisch aufgebaute Maschinen durch Spiegelung und Negation der identifizierten Größen an der entsprechenden Nullachse bestimmt werden. Damit lässt sich dann das Verhalten der Maschine im generatorischen Betrieb beschreiben. Nur im Falle von Asymmetrien im geometrischen Aufbau ist es notwendig, auch diese Bereiche in den Parameterraum miteinzubeziehen. Um nun diesen Raum zu diskretisieren, bedarf es einer finiten Anzahl an Stützstellen, genannt  $n_d$ ,  $n_q$  und  $n_e$ , sowie Maximalwerte für den zu berechnenden Strom, genannt  $I_{d,max}$ ,  $I_{q,max}$  und  $I_{e,max}$ , für jede Achse. Für die Statorstromgrößen empfiehlt sich zumindest  $I_{d,max} = I_{q,max} = I_{1,max}$  zu setzen und für den Erregerstrom  $I_{e,max} = I_{2,max}$ , damit die Maschine in ihrem gesamten Betriebsbereich beschrieben werden kann. Fasst man die Stützstellen einzelner Achsen, entsprechend Gleichung (3.2), in den Vektoren  $\mathbf{I}_{d,grid} \in \mathbb{R}^{n_d}$ ,  $\mathbf{I}_{q,grid} \in \mathbb{R}^{n_q}$  und  $\mathbf{I}_{e,grid} \in \mathbb{R}^{n_e}$  zusammen, ergibt sich die gesamte Stützstellenmatrix  $\mathbf{I}_{grid} \in \mathbb{R}^{n_d} \times \mathbb{R}^{n_q} \times \mathbb{R}^{n_e}$  nach Gleichung (3.3) [11].

$$\mathbf{I}_{d,grid} = (-I_{d,max}, \dots, 0, \dots, I_{d,max}) \quad (3.2a)$$

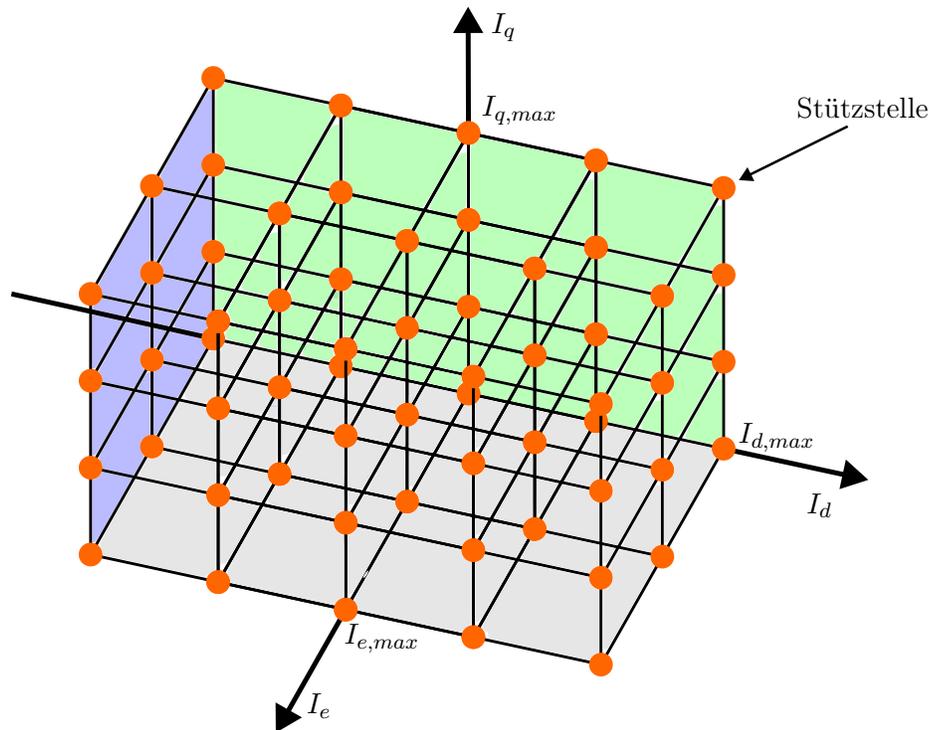
$$\mathbf{I}_{q,grid} = (0, \dots, I_{q,max}) \quad (3.2b)$$

$$\mathbf{I}_{e,grid} = (0, \dots, I_{e,max}) \quad (3.2c)$$

$$\mathbf{I}_{grid} = (\mathbf{I}_{d,grid} \times \mathbf{I}_{q,grid} \times \mathbf{I}_{e,grid}) \quad (3.3)$$

Eine grafische Repräsentation dieses Raums ist in Abbildung 3.2 zu sehen, wobei jeder orange Punkt einer diskreten Stützstelle entspricht. Bei der Berechnung einer Stützstelle werden innerhalb der stationären FEM-Rechnung Stator und Rotor diskreten Schritten um einen Winkel  $\theta$  zueinander verdreht und dabei jeweils die Feldverhältnisse, sowie die daraus ableitbaren Größen bestimmt. Der Vektor aller  $n_\theta$  Verdrehwinkel wird dabei als  $\theta_{grid}$  bezeichnet. Damit ergibt sich die erweiterte Stützstellenmatrix  $\mathbf{F}_{grid} \in \mathbb{R}^{n_d} \times \mathbb{R}^{n_q} \times \mathbb{R}^{n_e} \times \mathbb{R}^{n_\theta}$  zu

$$\mathbf{F}_{grid} = \mathbf{I}_{grid} \times \theta_{grid} = (\mathbf{I}_{d,grid} \times \mathbf{I}_{q,grid} \times \mathbf{I}_{e,grid} \times \theta_{grid}) \quad (3.4)$$



**Abbildung 3.2:** Visualisierung der diskreten Stützstellen innerhalb des Parameterraums

Die für jede dieser Stützstellen berechneten Feldverhältnisse können, wie anschließend in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, dazu benutzt werden, um die folgenden gesuchten Größen der Parameteridentifikation zu bestimmen. Für jede der Stromkombinationen aus  $\mathbf{I}_{\text{grid}}$  werden über alle Verdreheschritte  $\theta$  die in Tabelle 3.1 beschriebenen Größen bestimmt. Dabei bietet es sich an, durch die Unabhängigkeit der Berechnungen untereinander, möglichst viele Strompunkte parallel auf unterschiedlichen Rechenkernen zu simulieren. Dadurch ist eine drastische Reduktion der Rechenzeit möglich, weil dieses Verfahren linear mit der Anzahl an zur Verfügung stehenden Rechenkernen skaliert [11]. Wie eine einzelne FEM-Rechnung abläuft und wie daraus die benötigten Größen ermittelt werden, wird im nächsten Abschnitt erläutert.

**Tabelle 3.1:** Während einer FEM-Berechnung identifizierte Größen

Symbol	Name	Beschreibung
$M_i$	Inneres Drehmoment	Mittleres Drehmoment im Luftspalt
$M_{i,pp}$	Drehmomentwelligkeit	Der Spitze-Spitze Wert des Drehmomentverlaufs
$\Psi_{d,q,e}$	Flussverkettungen	Die mittleren Flussverkettungen für Längs- und Querachse, sowie Erregerwicklung
$P_{v,FE}$	Eisenverluste	Die mittleren Eisenverluste aufgeteilt nach Gebiet, sowie Verlustart

### 3.1.2 FEM-Berechnung

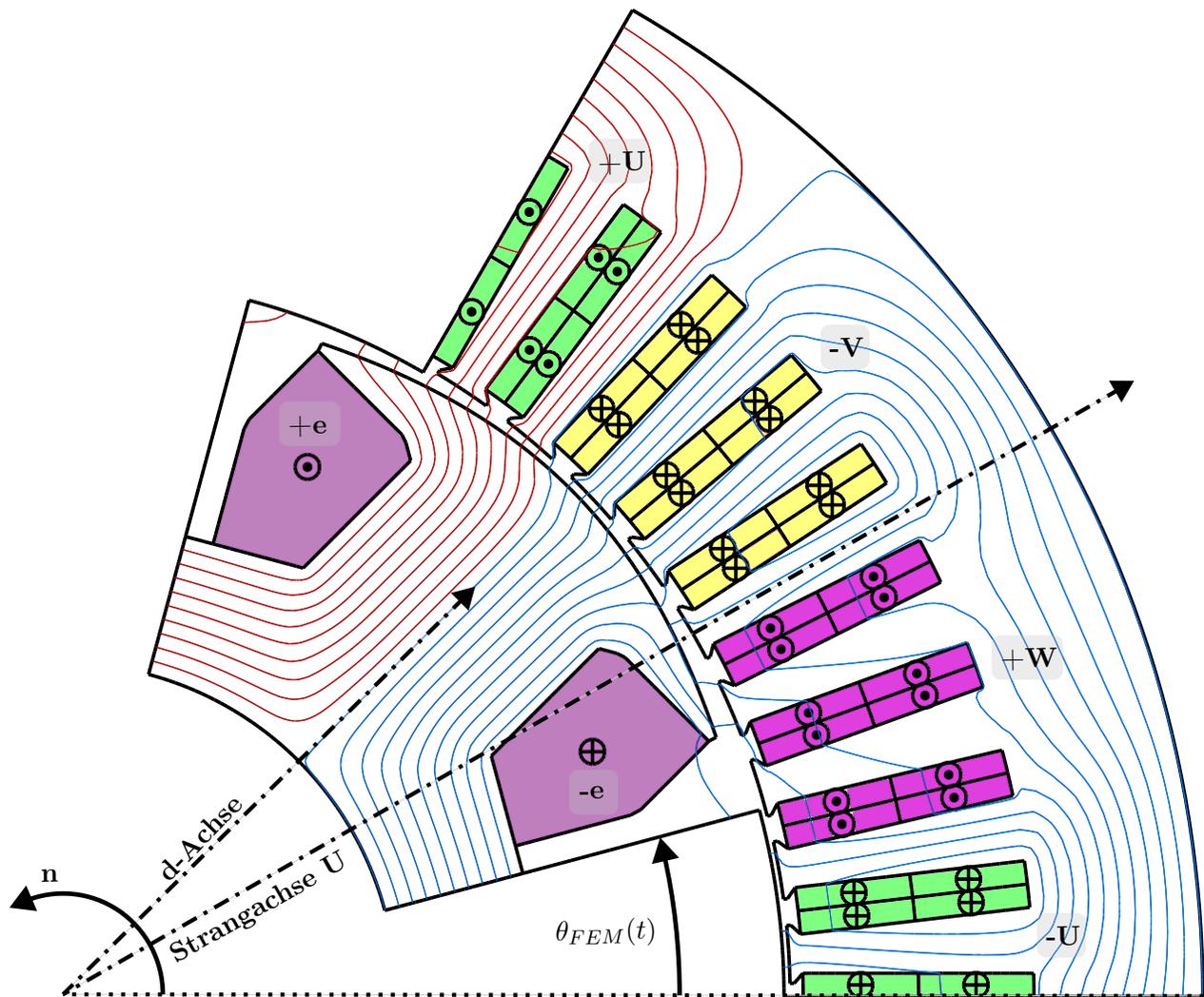
Wie bereits zuvor erwähnt werden während einer einzelnen stationären FEM-Rechnung der EESM  $n_\theta$  diskrete Relativpositionen zwischen Rotor und Stator berechnet. Diese erstrecken sich für Ganz- und Halblochwicklungen über den Gesamtwinkel eines Polpaars, entsprechen also einem elektrischen Winkel von  $\theta = 360^\circ$ . Auf die geeignete Wahl von  $n_\theta$  zum Erhalt sinnvoller Ergebnisse wird später eingegangen. Der absolute mechanische Verschiebungswinkel des Rotors in Bezug auf den Stator in Abhängigkeit der Zeit  $\theta_{me}(t)$  ergibt sich somit zu

$$\theta_{me}(t) = \theta_{FEM}(t) + \theta_{me,0,FEM} \quad (3.5)$$

wobei  $\theta_{me,0,FEM}$  den initialen Verdrehwinkel zwischen Strangachse U des Stators und der Längsachse des Rotors darstellt. Dieser kann bei geeignetem Aufbau des FEM-Modells, wie in Abbildung 3.3 dargestellt, zu  $\theta_{me,0,FEM} = 0$  gewählt werden, wenn die beiden Achsen für  $\theta_{FEM}(t = 0)$  übereinstimmen. Somit kann eine Überführung der Strangkomponenten ins  $dq$ -Koordinatensystem mittels der Transformationsmatrix  $\mathbf{T}$  nach Gleichung (1.15) erfolgen [11]. Setzt man diese Winkelabhängigkeit in Bezug zur Drehzahl  $n$  ergibt sich mit Gleichung (1.3) folgender Zusammenhang

$$\theta_{FEM}(t) = 2\pi nt + \theta_{me,0} - \theta_{me,0,FEM} \quad (3.6)$$

FEMAG bietet noch eine zusätzliche Möglichkeit zur schnelleren Berechnung eines einzelnen Betriebspunkts. Wird das Netz des gesamten Modells mittels geometrischer Transformationen (Translation, Rotation, Spiegelung) aus den kleinsten symmetrischen Elementen einer Maschine aufgebaut, so muss nur das erste Sechstel der in  $\theta_{\text{grid}}$  definierten Verdrehwinkel berechnet werden. Dieses entspricht einem elektrischen Winkel von  $\theta = 60^\circ$ . Der Verlauf aller zeitlich, veränderlichen Größen lässt sich dann, auf Grund der Symmetrie der Netzelemente, durch die Verläufe im ersten Sechstel rekonstruieren. Dadurch kann die Berechnungszeit auf circa 1/6 der ursprünglich benötigten Dauer reduziert werden und deshalb wird diese Funktion für alle in dieser Arbeit durchgeführten Berechnungen verwendet. Die kleinsten symmetrischen Elemente einer EESM ohne Asymmetrien sind ein halber Statorzahn und ein halber Rotorpol. Aus ihnen kann ein vollständiges Maschinenmodell aufgebaut werden. Parametrierte Darstellungen dieser Elemente sind in Abbildung 3.4 zu sehen. In Abbildung 3.5 sind die Zeitverläufe von Strom, Flussverkettungen und Drehmoment einer hier nicht näher spezifizierten EESM in einem Betriebspunkt unter Einprägung der Längs-, Quer- und Erregerstromkomponenten dargestellt. Dabei wurden die Amplitudenwerte  $I_d = 0$  A,  $I_q = 1000$  A und  $I_e = 32$  A gewählt. Die Zeitverläufe ergeben sich durch Aneinanderreihung der, in Abbildung 3.5c dargestellten, diskreten Rotorstellungen. Für die Verläufe von Strom und Flussverkettungen wurden sowohl die Stranggrößen, als auch die ins  $dq$ -Koordinatensystem transformierten Größen eingezeichnet. Während die transformierten Größen für den Strom konstant sind, lässt sich im Verlauf der Flussverkettungen eine periodische Schwankung um den, für die Parameteridentifikation gesuchten, Mittelwert  $\Psi_d$  bzw.  $\Psi_q$  feststellen. Diese Oberschwingungsanteile kommen durch die magnetische Sättigung des Eisenblechs, sowie den, je nach Rotorposition, sich verändernden magnetischen Leitwerten zustande [11]. Der Drehmomentverlauf in Abbildung 3.5c zeigt den Einfluss der Anzahl an Verdrehwinkeln  $n_\theta$  auf die Auflösung der Drehmomentwelligkeit. Wird hier nicht genau genug abgetastet, kann es sein, dass die maximale Amplitude

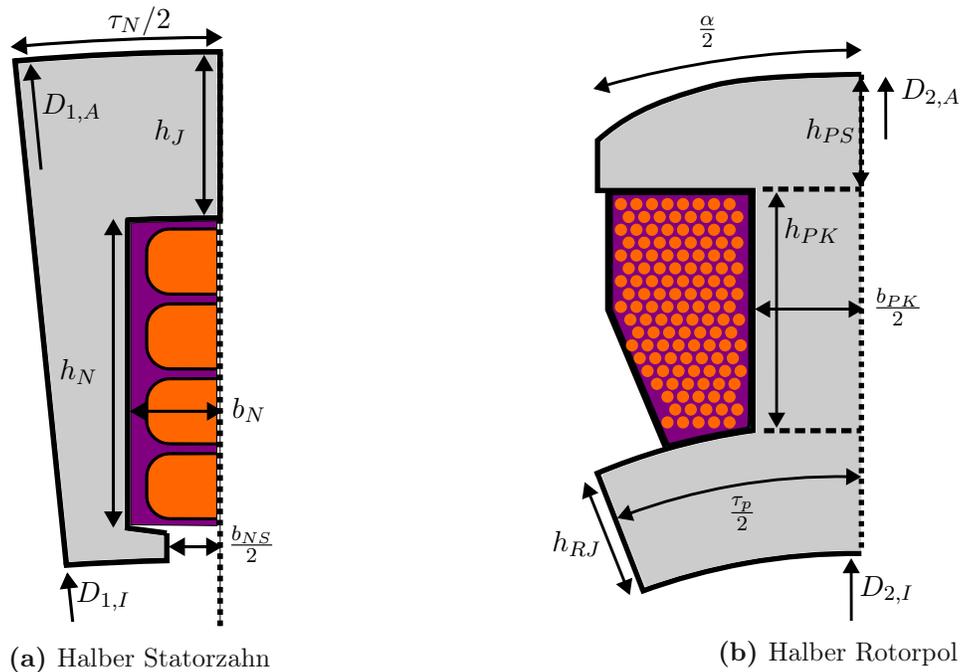


**Abbildung 3.3:** Feldverhältnisse innerhalb einer EESM für den Leerlauf  
 $I_e > 0$  für einen mechanischen Verdrehwinkel  $\theta_{FEM}(t) = 15^\circ$   
 und  $\theta_{me,0,FEM} = 0^\circ$

nicht erkannt wird und somit keine korrekte Aussage getroffen werden kann. Für die Parameteridentifikation wird schlussendlich der in Orange eingezeichnete Mittelwert des Drehmoments berücksichtigt. Zur Berechnung der Eisenverluste werden von der FEM-Software die Flussdichten in den einzelnen Netzelementen ermittelt und anschließend nach Gleichung (3.45) die Eisenverluste für jedes davon bestimmt und aufsummiert. Dadurch sind auch die Eisenverluste dieses Betriebspunkts identifiziert [11].

### 3.1.3 Beschleunigte Abschätzung des maximalen Drehmoments

Um im Optimierungsprozess einer elektrischen Maschine zusätzlich Zeit zu sparen, wird hier ein Vorschlag zur schnellen Vorausberechnung des maximalen Drehmoments der Maschine geliefert, welches dazu genutzt werden kann zu entscheiden, ob ein Design überhaupt für die Parameteridentifikation infrage kommt. Dazu wird im Vorgang zur Berechnung der Stützstellenmatrix eine einzelne FE-



**Abbildung 3.4:** Kleinste symmetrische Einheiten einer EESM inkl. Parameter

Berechnung unter Einprägung des maximal möglichen Rotor- sowie Statorstroms mit einem fest definierten Stromwinkel durchgeführt. Dieser Stromwinkel für eine SPSM im Bereich von  $-10$  bis  $-20^\circ$  abgeschätzt. Dabei wird die Anzahl der diskreten Rotorposition zusätzlich zu der  $1/6$ -Symmetrie noch weiter reduziert, weil die Drehmomentwelligkeit in diesem Fall nicht von Interesse ist. Dies birgt allerdings das Risiko, auf Grund ungünstig gewählter Verdrehschritte, das maximal erreichbare Drehmoment zu hoch oder zu gering einzuschätzen. Deshalb wird an Hand von Berechnungsergebnissen bei einer unterschiedlichen Anzahl von Verdrehschritten die Genauigkeit des Verfahrens verifiziert und eine Empfehlung bezüglich der minimalen Anzahl an Verdrehschritten gegeben. Die Berechnung der Eisenverluste und der Zahnkräfte kann ebenfalls deaktiviert werden, um zusätzlich Zeit zu sparen. Dadurch ist nach Durchführung der FE-Berechnung eine ungefähre Richtgröße für das maximal erreichbare Drehmoment des Designs vorhanden. Liegt diese unterhalb eines Schwellwerts, welcher etwa  $90\%$  -  $95\%$  des gesuchten maximalen Drehmoments entsprechen sollte, wird die Parameteridentifikation für dieses Design nicht durchgeführt, da es nicht besonders vielversprechend ist. Somit kann zur Berechnung des nächsten Designs übergegangen werden und es wurden sowohl Zeit als auch Rechenressourcen gespart. Zur Verifizierung der Vorgehensweise wurden fünf FE-Simulationen mit einer unterschiedlichen Anzahl an Zeitschritten im selben Betriebspunkt durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.2 dargestellt. Die erste Simulation dient dabei als Referenz für eine durchschnittliche Berechnung während der Parameteridentifikation unter Nutzung der kleinsten symmetrischen Einheiten im Modellaufbau. Alle weiteren Simulationen wurden mit der hier beschriebenen beschleunigten Berechnungsvariante durchgeführt. Es ist klar ersichtlich, dass die Methodik funktioniert und bei nahezu gleicher Berechnungsgenauigkeit die Anzahl an Zeitschritten mehr als halbiert werden kann, bevor es zu einer merklichen Abweichung im mittleren Drehmoment kommt. Dies ist bei Berechnung vier zum ersten Mal der Fall, deshalb ist davon auszugehen, dass es sich bei der fünften Simulation mehr um

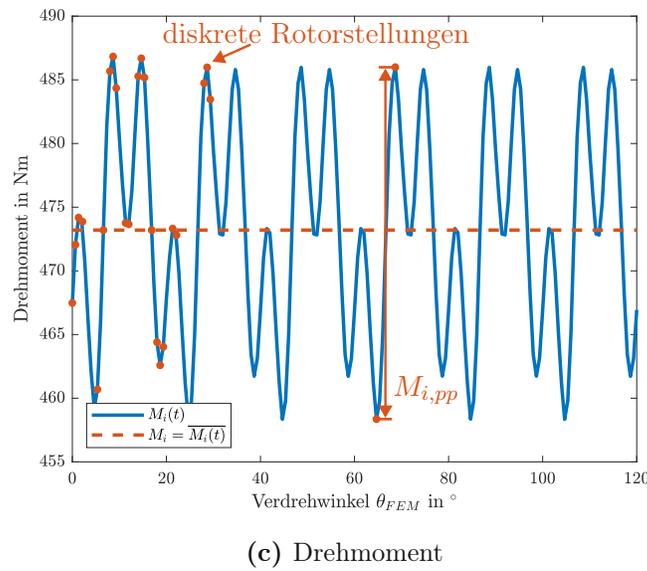
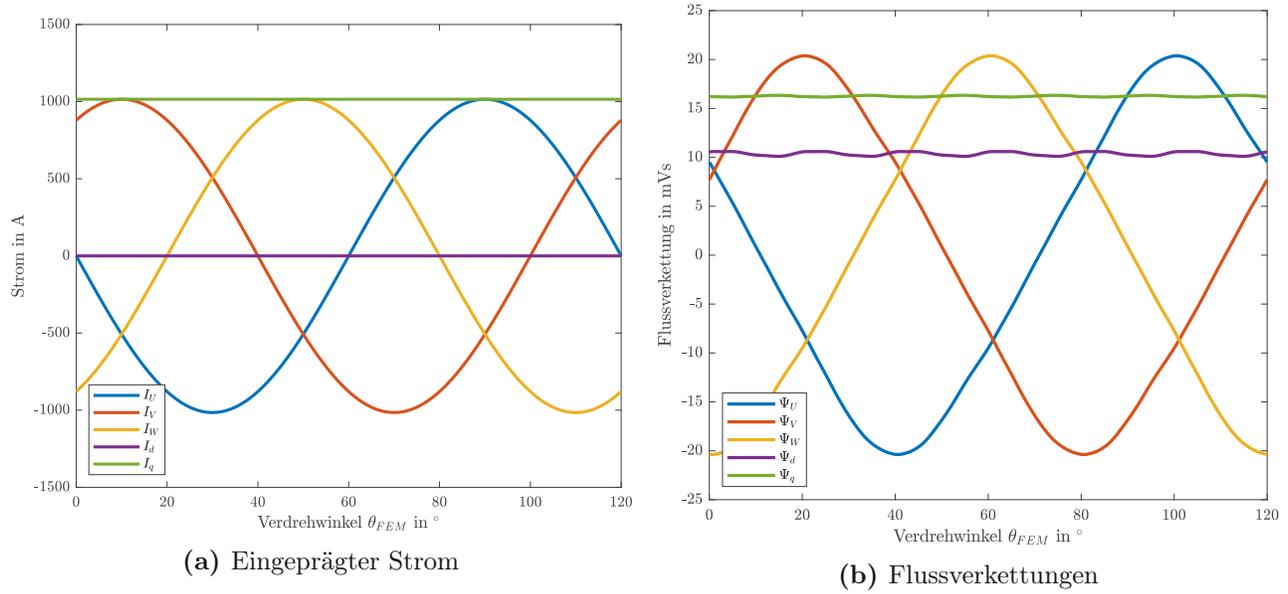


Abbildung 3.5: Zeitverläufe verschiedener FEM-Größen

**Tabelle 3.2:** Vergleich normale vs. beschleunigte FEM-Berechnung

Nr.	$n_\theta$	1/6-Modell	Verlust- & Zankraftberechnung	Dauer	rel.	$M_{max}$	rel.
1	16	Ja	Ja	90 s	100 %	329.27 Nm	100 %
2	10	Ja	Nein	46 s	51 %	329.45 Nm	100 %
3	7	Ja	Nein	34 s	38 %	329.32 Nm	100 %
4	4	Ja	Nein	23 s	26 %	324.43 Nm	98.5 %
5	3	Ja	Nein	19 s	21 %	330.17 Nm	100.3 %
6	91	Nein	Ja	455 s	505 %	330.09 Nm	100.2 %

einen Glückstreffer handelt und diese geringe Abweichung nicht über viele verschiedene Designs garantiert werden kann. Somit wird hier eine Empfehlung ausgesprochen, nicht unter sieben Zeitschritte pro Sechstel einer elektrischen Periode zu gehen. Die Berechnungszeit konnte somit im dritten Versuch auf 38 % ihres ursprünglich benötigten Zeit reduziert werden und das ohne jegliche Einbußen bei der Drehmomentgenauigkeit. Zusätzlich ist eine weitere Berechnung ohne Ausnutzung der kleinsten symmetrischen Elemente angeführt, welche 455 Sekunden bei vergleichbarer Genauigkeit dauern würde und somit deutlich zeitintensiver wäre.

### 3.2 Skalierung der identifizierten Größen

Wie in [11] beschrieben ist ein großer Vorteil dieser Art der Berechnung die große Flexibilität im analytischen Teil des Verfahrens, welche mitunter auch die Möglichkeit bietet, die in der FEM generierten Daten der Maschine vollständig bzgl. Maschinenlänge, -Durchmesser und Windungszahl der Stator- oder Erregerwicklung zu skalieren. Das Konzept basiert darauf, dass die stationären Feldlösungen mit Erhalt der magnetischen Flussdichte in jedem Element für die entsprechend skalierten Parameter ihr Gültigkeit behalten [11]. In Tabelle 3.3 sind die Skalierungsgleichungen für die entsprechenden, identifizierten Größen Eisenlänge  $l_{FE}$ , Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$  und Strangwindungszahl  $w$  angegeben. Wurde die Skalierung durchgeführt, werden im nächsten Schritt die Induktivitäten für das elektrische Modell bestimmt.

### 3.3 Bestimmung der Induktivitäten

Entsprechend des in Kapitel 1 aufgestellten Induktivitätsmodells soll nun gezeigt werden, wie aus den in der FEM an den Stützstellen von  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_e$  gewonnenen Flüssen  $\Psi_{d,h}$  und  $\Psi_{q,h}$  die vier Parameter der Induktivitätsmatrix  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $L_e$ , sowie  $L_{de}$  bestimmt werden können. Im Anschluss daran wird auch noch die Berechnung der Wickelkopfstreueinduktivität  $L_{\sigma,wk}$  angeführt, welche benötigt wird, um die axial auftretenden Streuflüsse, welche in der zweidimensionalen FEM nicht ermittelt werden können, zu berücksichtigen. Für die spätere Abschätzung der Oberschwingungsverluste werden abschließend die differentiellen Induktivitäten  $\tilde{L}_{dd}$ ,  $\tilde{L}_{qq}$  und  $\tilde{L}_{ee}$  bestimmt. Die Überlegungen dazu gehen von [11] aus, allerdings wird in dieser Arbeit gezeigt, wie die Induktivitäten aus den Flüssen  $\Psi_{d,h}$  und  $\Psi_{q,h}$  und nicht dem Drehmoment  $M$  gewonnen werden können.

**Tabelle 3.3:** Skalierungsbedingungen

Eisenlänge $l_{FE}$	
Drehmoment $M_i$	$M_i^{(skal)} = \frac{l^{(skal)}}{l_{FE}} M_i^{(FEM)}$
Eisenverluste $P_{v,FE}$	$P_{v,FE}^{(skal)} = \frac{l^{(skal)}}{l_{FE}} P_{v,FE}^{(FEM)}$
Flussverkettungen $\Psi_{d,q,e}$	$\Psi_{d,q,e}^{(skal)} = \frac{l^{(skal)}}{l_{FE}} \Psi_{d,q,e}^{(FEM)}$
Statorinnendurchmesser $D_{1,I}$	
Ströme $I_{d,q,e}$	$I_{d,q,e}^{(skal)} = \frac{D_{1,I}^{(skal)}}{D_{1,I}} I_{d,q,e}^{(FEM)}$
Drehmoment $M_i$	$M_i^{(skal)} = \left( \frac{D_{1,I}^{(skal)}}{D_{1,I}} \right)^2 M_i^{(FEM)}$
Eisenverluste $P_{v,FE}$	$P_{v,FE}^{(skal)} = \left( \frac{D_{1,I}^{(skal)}}{D_{1,I}} \right)^2 P_{v,FE}^{(FEM)}$
Flussverkettungen $\Psi_{d,q,e}$	$\Psi_{d,q,e}^{(skal)} = \frac{D_{1,I}^{(skal)}}{D_{1,I}} \Psi_{d,q,e}^{(FEM)}$
Strangwindungszahl $w$	
Ströme $I_{d,q,e}$	$I_{d,q,e}^{(skal)} = \left( \frac{w_{1,e}^{(skal)}}{w_{1,e}} \right)^{-1} I_{d,q,e}^{(FEM)}$
Flussverkettungen $\Psi_{d,q,e}$	$\Psi_{d,q,e}^{(skal)} = \frac{w_{1,e}^{(skal)}}{w_{1,e}} \Psi_{d,q,e}^{(FEM)}$

### 3.3.1 Kopplungsinduktivität zwischen Erregerwicklung und Längsachse

Zur Berechnung der Koppelinduktivität zwischen Erregerwicklung und Längsachse  $L_{de}$  muss, auf Grund der Verwendung des klassischen Induktivitätsmodell in [11], auch hier die Annahme getroffen werden, dass diese Induktivität unabhängig vom in der d-Achse fließenden Strom ist. Dementsprechend gilt

$$L_{de} \not\propto I_d \quad (3.7)$$

wobei das Zeichen  $\not\propto$  für nicht proportional steht und somit erfolgt die Berechnung der Induktivität unter Verwendung des Flusses  $\Psi_{d,h}$  zu

$$L_{de}(I_d, I_q, I_e) = \frac{\Psi_{d,h}(I_d = 0, I_q, I_e)}{I_e} \quad (3.8)$$

erfolgen.

### 3.3.2 Längsinduktivität

Bei der Berechnung der Längsinduktivität  $L_d$  kann man sich die zuvor ermittelte Kopplungsinduktivität  $L_{de}$  zunutze machen. Sie errechnet sich, nach einfacher Umformung der Gleichung für den d-Fluss, folgendermaßen

$$L_d(I_d, I_q, I_e) = \frac{\Psi_{d,h}(I_d, I_q, I_e) - L_{de}(I_d, I_q, I_e)I_e}{I_d} \quad (3.9)$$

### 3.3.3 Querinduktivität

Die Berechnung der Querinduktivität  $L_q$  kann direkt, ohne Einschränkungen, für das klassische Modell mit

$$L_q(I_d, I_q, I_e) = \frac{\Psi_{q,h}(I_d, I_q, I_e)}{I_q} \quad (3.10)$$

erfolgen.

### 3.3.4 Erregerinduktivität

Zur Bestimmung der Erregerinduktivität  $L_e$  kann ebenfalls die Kopplungsinduktivität  $L_{de}$  zur Hilfe gezogen werden. Aus dem in der FEM ermittelten Erregerfluss  $\Psi_e$  kann nach Umformung der entsprechenden Erregerflussgleichung  $L_e$  wie folgt bestimmt werden:

$$L_e(I_d, I_q, I_e) = \frac{\Psi_e(I_d, I_q, I_e) - \frac{3}{2}L_{de}(I_d, I_q, I_e)I_d}{I_e} \quad (3.11)$$

### 3.3.5 Wickelkopfstreuintduktivität

Die Statorwicklung erzeugt i.A. ein Feld, welches sich nicht ausschließlich über den Luftspalt schließt, sondern auch Feldwirbel besitzt, die sich innerhalb des Stators schließen. Dieses Feld wird auch Streufeld genannt und setzt sich aus den Anteilen verschiedener Bereiche zusammen. Diese Streufelder rufen wiederum Streuflussverkettungen innerhalb der Wicklung hervor, welche somit bestimmte Abschnitte des magnetischen Kreises stärker belasten. In [48] wird das Streufeld, entsprechenden seinen verursachenden Elementen, in Teilstreufelder unterteilt, welche wie folgt lauten:

- Nutstreufeld
- Zahnkopfstreufeld
- Polstreufeld
- Wickelkopfstreufeld

Um das Verhalten der EESM möglichst genau abzubilden, müssen diese Streufelder innerhalb der Berechnung berücksichtigt werden. Für das Nutstreufeld, das Zahnkopfstreufeld und das Polstreufeld passiert dies bereits während den magnetostatischen Simulationen der EESM, weil es sich hierbei um ebene Effekte handelt, die in der 2D-Simulation berücksichtigt werden können. Beim durch den

Wickelkopf erzeugten Streufeld handelt es sich allerdings um einen axialen Effekt, welcher innerhalb einer zweidimensionalen Simulation der Maschine deshalb nicht berücksichtigt werden kann. Deshalb ist es hierfür notwendig eine Abschätzung für die durch den Wickelkopf erzeugte Streuflussverkettung zu treffen. Da der Wickelkopf in den meisten Fällen geometrisch sehr komplex ausfällt, ist eine vollkommen analytische Berechnung dieses Effektes mit ausreichender Genauigkeit kaum möglich und es muss in diesem Fall wiederum auf Messungen und den Einsatz von Korrekturfaktoren zurückgegriffen werden. In [48] wird mit Gleichung (3.12) ein Ansatz geliefert, um die Wickelkopfstreuintduktivität  $L_{\sigma,wk}$  einer Zweischichtwicklung einfacher Zonenbreite abzuschätzen. Ausführungen für andere Wicklungsarten sind dem Werk selbst zu entnehmen.

$$L_{\sigma,wk} = 2\mu_0 l_i \frac{w^2}{p} \lambda_{\sigma,wk} \frac{l_{wk}}{l_i} \quad (3.12)$$

Dabei entspricht  $l_{wk}$  der Wickelkopflänge und  $\lambda_{\sigma,wk}$  dem Streuleitwert des Wickelkopfs, welcher entweder experimentell bestimmt werden muss oder anhand der Anhaltswerte in Tabelle 3.7.2, S.335 in [48] gewählt werden kann. Für eine mit der Strangzahl  $m = 3$  als Evolventenwicklung ausgeführte Zweischichtwicklung wird  $\lambda_{\sigma,wk}$  mit einem Wert von 0.4 angegeben und bei Ausführung als Zylinderwicklung mit einem Wert von 0.25 und aufwärts. Über Gleichung (3.13) der Wert des Wickelkopfsstreuflusses für einen in der entsprechenden Achse liegenden Strom  $I_{dq}$  berechnet werden.

$$\Psi_{\sigma,wk} = L_{\sigma,wk} I_{dq} \quad (3.13)$$

Der Einfluss wird dabei für sowohl Längs-, als auch Querachse identisch angenommen und somit ergibt sich die Gesamtflussverkettung der entsprechenden Achsen zu

$$\Psi_d = \Psi_{d,h} + \Psi_{\sigma,wk} \quad (3.14a)$$

$$\Psi_q = \Psi_{q,h} + \Psi_{\sigma,wk} \quad (3.14b)$$

### 3.3.6 Differentielle Induktivitäten

Für die in Abschnitt 3.4.4 beschriebene Ermittlung der Verluste durch Stromüberschwingungen, welche durch die Taktung des PWR entstehen, werden die differentiellen Induktivitäten  $\tilde{L}_{dd}$  und  $\tilde{L}_{qq}$  benötigt, weil sich die Maschine hierbei nicht mehr in einem stationären Betriebspunkt befindet. Diese erhält man durch Betrachtung der zeitlichen Abhängigkeit der Flußverkettungen in Gleichung (1.30), welche selbst wieder von den zeitlich veränderlichen Größen  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $I_e$  und  $\theta$  abhängig sind [71].

$$\Psi_d = f(I_d, I_q, I_e, \theta) \quad (3.15a)$$

$$\Psi_q = f(I_d, I_q, I_e, \theta) \quad (3.15b)$$

Führt man nun die zeitliche Ableitung dieser Größen durch, muss dabei das totale Differential gebildet werden. Dieses bestimmt sich wie folgt

$$\frac{\partial \Psi_d}{\partial t} = \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_d} \frac{\partial I_d}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_q} \frac{\partial I_q}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_e} \frac{\partial I_e}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_d}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (3.16a)$$

$$\frac{\partial \Psi_q}{\partial t} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_q} \frac{\partial I_q}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_d} \frac{\partial I_d}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_e} \frac{\partial I_e}{\partial t} + \frac{\partial \Psi_q}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (3.16b)$$

Vernachlässigt man hierbei die Winkelabhängigkeit mit  $\frac{\partial \Psi_d}{\partial \theta} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial \theta} = 0$  und führt für die partiellen Ableitungen der Flußverkettungen folgende Abkürzungen ein

$$\tilde{L}_{dd} = \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_d} \quad \tilde{L}_{dq} = \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_q} \quad \tilde{L}_{de} = \frac{\partial \Psi_d}{\partial I_e} \quad (3.17a)$$

$$\tilde{L}_{qd} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_d} \quad \tilde{L}_{qq} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_q} \quad \tilde{L}_{qe} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial I_e} \quad (3.17b)$$

Damit lassen sich die zeitlichen Änderungen der Flußverkettungen entsprechend Gleichung (3.18) beschreiben.

$$\frac{\partial \Psi_d}{\partial t} = \tilde{L}_{dd} \frac{\partial I_d}{\partial t} + \tilde{L}_{dq} \frac{\partial I_q}{\partial t} + \tilde{L}_{de} \frac{\partial I_e}{\partial t} \quad (3.18a)$$

$$\frac{\partial \Psi_q}{\partial t} = \tilde{L}_{qd} \frac{\partial I_d}{\partial t} + \tilde{L}_{qq} \frac{\partial I_q}{\partial t} + \tilde{L}_{qe} \frac{\partial I_e}{\partial t} \quad (3.18b)$$

Setzt man nun Gleichung (3.18) in Gleichung (1.30) ein, ergeben sich die um die differentiellen Induktivitäten erweiterten Strangspannungsgleichungen zu

$$U_d = R_1 I_d + \tilde{L}_{dd} \frac{dI_d}{dt} + \tilde{L}_{dq} \frac{dI_q}{dt} + \tilde{L}_{de} \frac{dI_e}{dt} - \omega \Psi_d \quad (3.19a)$$

$$U_q = R_1 I_q + \tilde{L}_{qd} \frac{dI_d}{dt} + \tilde{L}_{qq} \frac{dI_q}{dt} + \tilde{L}_{qe} \frac{dI_e}{dt} - \omega \Psi_q \quad (3.19b)$$

Damit sind alle relevanten Induktivitäten zur Beschreibung des Verhaltens der EESM innerhalb der entsprechenden Stromgrenzen bestimmt.

## 3.4 Verlustberechnung

Sind alle relevanten Größen wie Drehmoment, Flüsse und Induktivitäten ermittelt, müssen während dem Erstellen der Kennlinien und Kennfelder die einzelnen Verlustarten berechnet und entsprechend der gewählten Betriebsstrategie berücksichtigt werden. Die innerhalb dieser Arbeit betrachteten Verlustarten unterteilen sich in

- Wicklungs- bzw. Stromwärmeverluste
- Eisen- bzw. Ummagnetisierungsverluste
- Bürstenübergangsverluste
- Wechselrichterbedingte Zusatzverluste
- Reibungsverluste

Durch die im Nachgang an die magnetostationäre FEM-Berechnung analytische Ermittlung dieser Verlustarten, wie in [2, 27, 33, 48, 72] beschrieben, ist es möglich auf rechenintensive Zeitschrittverfahren (transiente FEM) zur Identifikation der interessierenden Größen zu verzichten. Somit kann der Berechnungsablauf, unter Einbußen in der Genauigkeit, noch schneller durchgeführt werden. In [48] werden für die EESM noch weitere Verlustarten wie die Polschuhoberflächenverluste oder Pulsationsverluste beschrieben. Diese werden aber innerhalb dieser Arbeit nicht weiter analytisch berücksichtigt, da sie indirekt in den, durch die FEM ermittelten, Eisenverlusten vorhanden sind. In den nachfolgenden Kapiteln soll nun auf die Modellierung der einzelnen Verlustarten, sowie dabei zu beachtende Randbedingungen, eingegangen werden.

### 3.4.1 Wicklungsverluste

Der innerhalb der Wicklung einer elektrischen Maschine fließende Strom führt, auf Grund des materialspezifischen Widerstands, zur Entstehung von Stromwärmeverlusten, welche im Nachfolgenden als Wicklungsverluste bezeichnet werden. Die Wicklung kann dabei aus einem beliebigen, elektrisch leitfähigen Material, meistens Kupfer oder in seltenen Fällen auch Aluminium, ausgeführt sein und sich dabei sowohl im Rotor als auch im Stator der Maschine befinden. Eine weitere Unterteilung, welche besonders bei der Betrachtung der Stromverdrängungseffekte [2] zu tragen kommt, ist die Aufteilung in den aktiven Teil der Wicklung und den Wickelkopf. Im Falle der klassischen EESM mit Schenkelpolrotor befindet sich im Stator eine Wicklung mit  $m$  ausgeprägten Strängen, ausgeführt als verteilte oder Bruchlochwicklung, und im Rotor auf den ausgeprägten Polen eine mit Gleichstrom erregte Wicklung. Diese beiden werden im folgenden Abschnitt als Rotor- und Statorwicklung bezeichnet.

#### Statorwicklung

Die Verluste einer  $m$  - strängigen Statorwicklung  $P_{v,1,W,DC}$  ergeben sich nach [48] unter Annahme einer homogenen Stromdichteverteilung  $J$  im Leiter zu

$$P_{v,1,W,DC} = mR_1 I_{al}^2 \quad (3.20)$$

**Tabelle 3.4:** Spezifische Widerstände  $\rho_{el}$  & Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  unterschiedlicher Materialien [41]

Material	$\rho_{el}$ in $\Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$	$\alpha$ in $\text{K}^{-1}$
Kupfer	0.0178	0.0038
Aluminium	0.0264	0.0039
Eisen	0.10 ... 0.15	0.0056
Silber	0.0159	0.0038
Gold	0.0244	0.0039

Dabei stellt  $R_1$  den Statorstrangwiderstand,  $m$  die Strangzahl und  $I_{al}$  den Effektivwert des Außenleiterstroms innerhalb eines Stranges da. Dabei ist zu beachten, dass bei Sternschaltung der Maschine der Außenleiterstrom  $I_{al}$  gleich dem Strangstrom  $I_{str}$  ist und bei Verschaltung im Dreieck mit  $m = 3$  das Verhältnis  $I_{al} = \sqrt{3}I_{str}$  besteht. Für einen Leiter mit dem Querschnitt  $A_L$ , der Länge  $l_L$ , der Strangwindungszahl  $w$ , der Anzahl der parallelen Zweige  $a$  und dem materialabhängigen spezifischen elektrischen Widerstand bei  $20^\circ\text{C}$   $\rho_{el}$  ergibt sich der Statorstrangwiderstand nach [48] zu

$$R_1 = \rho_{el} \frac{wl_L}{aA_L} \quad (3.21)$$

Der spezifische Widerstand eines Materials ist jedoch keine konstante Größe, sondern verändert sich in Abhängigkeit der Temperatur. Mit dem materialspezifischen Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  ergibt sich der Statorwiderstand bei einer bestimmten Temperatur  $R_{1,\theta}$ , entsprechend einer Temperaturdifferenz von  $\Delta T$  in Bezug auf  $20^\circ\text{C}$  zu

$$R_{1,\theta} = R_{1,20} (1 + \alpha \Delta T) \quad (3.22)$$

Die spezifischen elektrischen Widerstände einiger Materialien, inklusive ihrer Temperaturkoeffizienten  $\alpha$ , sind in Tabelle 3.4 angegeben. Die Bestimmung der Leiterlänge  $l_L$  ist hierbei stark von der Gestaltung des Wickelkopfes abhängig und muss somit entsprechend der verwendeten Geometrie ermittelt werden. Deshalb wird an diesem Punkt keine allgemeine Beschreibung zu ihrer Ermittlung gegeben. Abschätzungen und Überlegungen können jedoch den Arbeiten [21, 48] entnommen werden. Bei der Bestimmung der Leiterfläche  $A_L$  muss zwischen Runddrähten und Rechteckdrähten unterschieden werden. Bei Runddrähten besteht der Leiter aus einer Anzahl von parallelen Drähte  $a_{Dr}$  mit jeweils einem Drahtdurchmesser von  $D_{Dr}$ . Damit ergibt sich die effektive Leiterfläche  $A_L$  bei Verwendung von Runddrähten zu

$$A_L = a_{Dr} \pi \left( \frac{D_{Dr}}{2} \right)^2 \quad (3.23)$$

Bei Verwendung von Leitern in Rechteckform ohne Unterteilung in Teilleiter ergibt sich die Leiterfläche mit der Leiterbreite  $b_L$  und der Leiterhöhe  $h_L$  zu

$$A_L = b_L h_L \quad (3.24)$$

Sollte der Leiter abgerundete Kanten besitzen, muss dessen Fläche in eine äquivalente Leiterbreite  $b_L$  und Leiterhöhe  $h_L$  umgerechnet werden. Nun ist es aber in der Realität so, dass die Stromdichte innerhalb eines Leiters im Stator einer EESM nicht gleichmäßig verteilt ist, sondern sich diese auf

Grund des Skin-Effekts in Abhängigkeit der Frequenz  $f$  und des Proximity-Effekts durch das Feld benachbarter Leiter inhomogen über den Leiterquerschnitt verteilt [2]. Zusätzlich kann es bei der Verwendung paralleler Zweige innerhalb der Wicklung oder bei einer Dreieckschaltung der Maschine zur Ausbildung von Kreisströmen in der Wicklung bzw. zwischen den einzelnen Zweigen kommen. Diese können aber mit einer entsprechenden Wicklungslegung vermieden werden, indem die gleichen Leiter in jedem Zweig gleich oft in einer entsprechenden Nutlage vorkommen[2]. Durch die inhomogene Stromdichteverteilung innerhalb eines Leiters auf Grund des Skin- und Proximity-Effekts sinkt die effektive Leiterfläche  $A_L$  und somit steigt der Statorwiderstand  $R_1$  (siehe Gleichung (3.21)). Diese zusätzlichen Verluste müssen in der späteren Berechnung der Kennlinien und Kennfelder berücksichtigt werden. Dazu bieten sich zwei Möglichkeiten an. Die erste Möglichkeit wäre, die Stromverdrängung direkt in der FEM-Berechnung zu ermitteln. Da dies aber sehr rechen- bzw. zeitintensiv ist, kommt diese Variante für eine zeiteffiziente Berechnung der EESM nicht infrage. Die andere Möglichkeit ist es, die Stromverdrängungseffekte mittels analytischer Verfahren zu berücksichtigen. Diese ermöglicht eine schnell und ausreichend genaue Berechnung und kommt deshalb bei der in dieser Arbeit beschriebenen Methodik zum Einsatz. Entsprechende analytische Ansätze sind in der Literatur schon seit langem bekannt und in [2, 8, 35, 48, 58] angeführt. Dabei werden die Effekte durch Stromverdrängung mithilfe des Widerstandserhöhungsfaktors  $k_n$  nach

$$P_{v,1,W} = P_{v,1,W,DC} + P_{v,1,W,AC} = (1 + k_n)P_{v,1,W,DC} \quad (3.25)$$

modelliert.  $P_{v,1,W,AC}$  stellt dabei den Anteil der durch Stromverdrängung hervorgerufenen Verluste dar und  $P_{v,1,W}$  repräsentiert die gesamten Wicklungsverluste. Im Folgenden soll nun die Ermittlung des Widerstandserhöhungsfaktor  $k_n$  gezeigt werden. Dazu wird zuerst der Widerstandserhöhungsfaktor für den Aktivteil der Maschine  $k_{n,akt}$  bestimmt und anschließend mit Überlegungen für den Wickelkopfraum in den Faktor  $k_n$  für die gesamte Maschine überführt. Die Berechnung fällt für massive, rechteckige [48] und runde [2] Leiter leicht unterschiedlich aus. Dabei soll jedoch nicht die gesamte analytische Herleitung gezeigt werden, da diese den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde und in der entsprechenden Literatur nachgelesen werden kann. Jedoch soll erwähnt sein, dass die analytischen Überlegungen unter der Annahme ebener Felder, unendlichpermeablen Eisens und eines reinen Nutquerfelds durchgeführt wurden. Dabei wird basierend auf der elektrischen Frequenz  $f$ , der Leitfähigkeit des Materials  $\sigma_{el}$  und der Geometrie des Leiters eine reduzierte Leiterhöhe  $\beta_L$  nach Gleichung (3.26) ermittelt.

$$\beta_L = \begin{cases} h_L \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_{el} \frac{b_L}{b_N}} & \text{für rechteckige Leiter} \\ \frac{D_{Dr}}{2} \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_{el} \sqrt{k_{Cu}}} & \text{für runde Leiter} \end{cases} \quad (3.26)$$

Dabei stehen  $\mu_0$  für die magnetische Feldkonstante,  $b_N$  für die Nutbreite und  $k_{Cu}$  für den Kupferfüllfaktor der Nut. Damit lassen sich die beiden Hilfsfunktionen  $\Psi(\beta_L)$  und  $\varphi(\beta_L)$  nach Gleichungen (3.27) und (3.28) ermitteln.

$$\varphi(\beta_L) = \beta_L \frac{\sinh 2\beta_L + \sin 2\beta_L}{\cosh 2\beta_L - \cos 2\beta_L} \quad (3.27)$$

$$\Psi(\beta_L) = 2\beta_L \frac{\sinh \beta_L - \sin \beta_L}{\cosh \beta_L + \cos \beta_L} \quad (3.28)$$

$\varphi(\beta_L)$  steht dabei für die Verlusterhöhung basierend auf den Skin-Effekt und  $\Psi(\beta_L)$  für die zusätzlichen Verluste durch den Proximity-Effekt. Damit lässt sich nun  $k_{n,akt}$  folgendermaßen ermitteln

$$k_{n,akt} = \frac{P_{v,1,W,AC}}{P_{v,1,W,DC}} = \varphi(\beta_L) + \frac{z_h^2 - 1}{3} \Psi(\beta_L) \quad (3.29)$$

$z_h$  steht dabei für die Anzahl an innerhalb einer Nut, radial übereinanderliegenden Leitern und entspricht für eine rechteckige Leiterform der Anzahl Leiter / Windungen pro Nut  $w_N$ . Für Runddrahtwicklungen bei denen die Drahtlage nicht im Voraus bekannt ist, kann  $z_h$  unter Annahme einer gleichmäßigen Verteilung der Drähte innerhalb der Nut entsprechend Gleichung (3.30) angenommen werden.

$$z_h = \begin{cases} w_N & \text{für rechteckige Leiter} \\ h_N \sqrt{\frac{k_{Cu}}{A_{Dr}}} & \text{für runde Leiter} \end{cases} \quad (3.30)$$

Dabei steht  $h_N$  für die Nuthöhe und  $A_{Dr}$  für den Querschnitt eines einzelnen Drahtes. Damit ist ein geschlossener Formelsatz für die analytische Berechnung der Verluste durch Stromverdrängung einer ungesehnten Maschine gegeben. Im Falle einer Sehnung ist, nach [8, 58], zusätzlich die Phasenverschiebung der Ströme innerhalb einer Nut zu berücksichtigen und der Widerstandserhöhungsfaktor  $k_n$  kann nun nicht mehr allgemein angegeben werden, sondern wird für eine einzelne Leiterschicht  $S$  als  $k_{n,akt,S}$  definiert nach Gleichung (3.31).

$$k_{n,akt,S} = \varphi(\beta_L) + \frac{I_u(I_u + I_S \cos \gamma)}{I_S^2} \Psi(\beta_L) \quad (3.31)$$

Hierbei stellt  $I_u$  den Summenstrom aller Ströme unterhalb der Schicht  $S$ ,  $I_S$  den Strom innerhalb der Schicht  $S$  und  $\gamma$  den Phasenwinkel zwischen den beiden Strömen dar. Gleichung (3.31) kann auch innerhalb einer ungesehnten Wicklung dazu genutzt werden, den Stromverdrängungsfaktor einer entsprechenden Schicht zu bestimmen. Dazu ist  $\gamma = 0$  zu wählen und somit gilt  $\cos 0 = 1$ . Dazu sei hier explizit erwähnt, dass die Leiter innerhalb des FEM-Modells nicht einzeln modelliert werden, sondern nur die Nut als Wicklungsgebiet definiert ist. Trotzdem ist man mit dieser Methodik in der Lage, Stromverdrängungsfaktoren für einzelne, in der Nut liegende Leiterlagen anzugeben. Der vorliegende Widerstandserhöhungsfaktor des Aktivteils  $k_{n,akt}$  muss nun, entsprechend den Längenverhältnissen innerhalb der Maschine, nach Gleichung (3.32) angepasst werden, um für die gesamte Maschine gültig zu sein.

$$k_n = \frac{k_{n,akt} l_{FE} + l_{wk}}{l_{FE} + l_{wk}} \quad (3.32)$$

$l_{FE}$  ist hierbei die Länge des Blechpakets und  $l_{wk}$  die Wickelkopflänge. Somit lassen sich für die weiteren Berechnungen notwendigen Verluste innerhalb der Statorwicklung abschätzen.

## Rotorwicklung

Die Berechnung der Verluste innerhalb der Rotorwicklung erfolgt prinzipiell analog zu denen der Statorwicklung unter der Berücksichtigung, dass die Wicklung Gleichstrom führt und somit nicht mit einem Effektivwert gerechnet werden muss und auch nur eine Phase existiert. Damit ergeben sich die Verluste innerhalb der Rotorwicklung mit dem Rotorwicklungswiderstand  $R_2$  und dem Erregerstrom

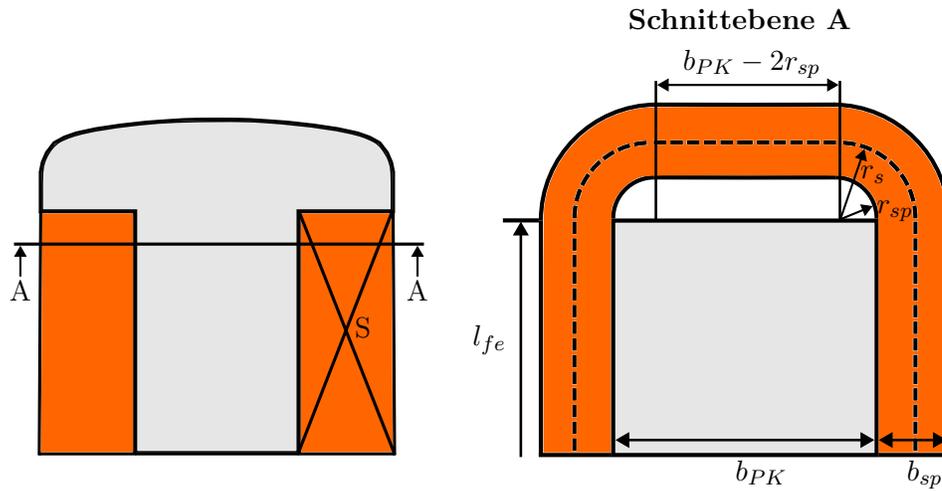


Abbildung 3.6: Zur Berechnung der Windungslänge des Rotors  $l_L$

$I_e$  entsprechend Gleichung (3.33).

$$P_{v,2,W} = R_2 I_e^2 \quad (3.33)$$

Die Ermittlung des Rotorwiderstands erfolgt ebenfalls analog zu dem der Statorwicklung, mit dem Unterschied, dass statt der Windungen pro Nut  $w_N$  die Windungen pro Pol  $w_p$  verwendet werden müssen und bei Verschaltung aller Rotorpole in Serie, wie normal üblich, die Polzahl  $2p$  als zusätzlicher Faktor hinzukommt (siehe Gleichung (3.34)).

$$R_2 = \rho_{el} 2p \frac{w_p l_L}{A_L} \quad (3.34)$$

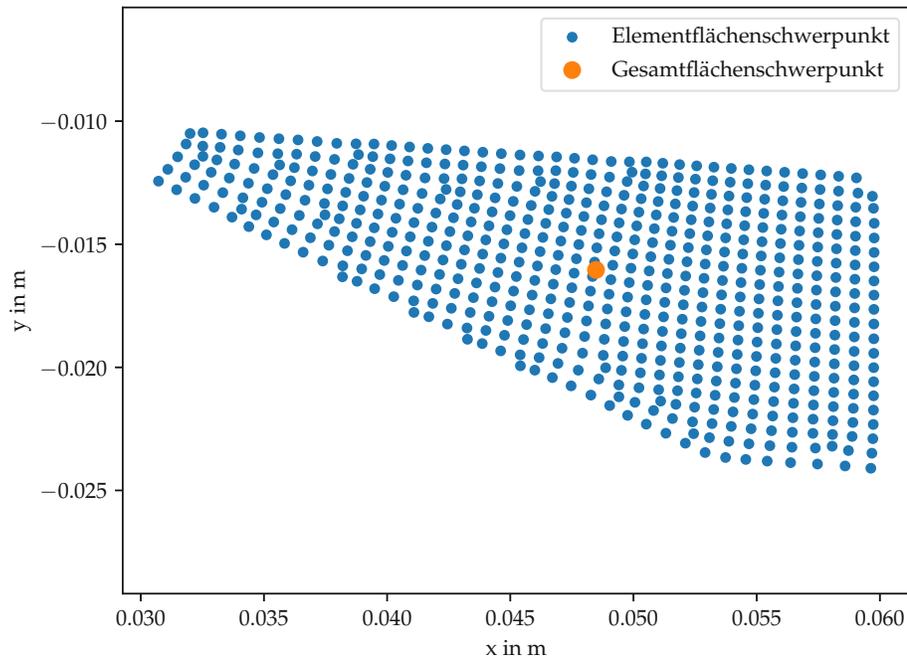
Da bei einer EESM mit Schenkelpolrotor die Polspulen meistens zahnspulenartig um den Pol gewickelt werden, erleichtert dies die analytische Bestimmung der Wicklungslänge  $l_L$  ungemein, sodass hier geschlossene Formulierungen für die Abschätzung dieser existieren [48]. Kennt man den Schwerpunkt der Wicklungsfläche einer Spule  $S$  und seinen Abstand zur Polmitte bzw. Polflanke  $r_{sp}$ , so lässt sich die mittlere Windungslänge, entsprechend Abbildung 3.6, nach Gleichung (3.35) berechnen.

$$l_L = 2(l_{FE} + b_{pk} - 2r_{sp} + \pi(r_{sp} + \frac{b_{sp}}{2})) \quad (3.35)$$

Dabei stellen  $b_{pk}$  die Polkernbreite und  $b_{sp}$  die Spulenbreite dar. Zur Ermittlung Spulenschwerpunkt  $S$  kann hierzu entweder die Wicklungsfläche in  $n$  einfache geometrische Formen zerlegt werden und deren Flächenschwerpunkte  $S_i = (x_i, y_i)$  bestimmt oder man nutzt das für die FEM-Berechnung generierte Netz, welches diese bereits für die einzelnen Netzelemente enthält. Anschließend lässt sich daraus mittels Gleichung (3.36) der Gesamtflächenschwerpunkt  $S$  ermitteln.

$$S = (x_s, y_s) \quad \text{mit} \quad x_s = \frac{\sum_{i=1}^n x_i A_i}{\sum_{i=1}^n A_i}, \quad y_s = \frac{\sum_{i=1}^n y_i A_i}{\sum_{i=1}^n A_i} \quad (3.36)$$

Die in dieser Arbeit zum Einsatz kommende Methode ist diejenige unter Verwendung der Netzelemente für die FEM-Berechnung, weil diese einfacher für allgemeine Geometrien umzusetzen ist. In Abbildung 3.7 ist das Verfahren veranschaulicht. Dabei sind die Schwerpunkte der einzelnen Elemente



**Abbildung 3.7:** Zur Berechnung des Flächenschwerpunkts der Erregerwicklung mittels FEM-Netz

einer vernetzten Geometrie, sowie der daraus ermittelte Gesamtlächenschwerpunkt dargestellt. Damit sind alle notwendigen Parameter, um die Wicklungsverluste innerhalb des Rotors zu bestimmen, beschrieben.

### 3.4.2 Eisenverluste

Führt der ferromagnetische Kreis einer elektrischen Maschine ein magnetisches Feld, so kommt es darin zu Ummagnetisierungsverlusten, auch Eisenverluste genannt. Eisenverluste und ihre Beschreibung sind nach wie vor Gegenstand aktueller Forschung und es haben sich über den Lauf der Zeit verschiedenste Modelle bzw. Verfahren etabliert, um sie zu messen und berechnen. Den ersten mathematischen Ansatz lieferte dazu *Charles Proteus Steinmetz* im Jahre 1884 [67]. Die heute geläufigsten Modelle zu ihrer Beschreibung stammen von *Jordan* [33] und *Bertotti* [3, 4] und teilen die Verluste in Anteile aus Hysterese, Wirbelströmen und für *Bertotti* Zusatzverluste auf. Jedoch soll an dieser Stelle gesagt sein, dass diese Form der Aufteilung nur einen empirischen Ansatz darstellt, um die letztendlichen Joule'schen Wärmeverluste innerhalb des Eisens nach den verschiedenen, sie verursachenden physikalischen Phänomenen zu unterteilen [40]. Für die Berücksichtigung der Eisenverluste innerhalb dieser Arbeit wird das *Jordan'sche* Eisenverlustmodell gewählt, weil es das innerhalb der genutzten FEM-Software verwendete Modell ist. Dabei setzen sich die Verluste aus einem Anteil, welcher durch die Veränderung des magnetischen Zustands innerhalb des Materials hervorgerufen wird und durch einen Anteil an Wirbelströmen, welche sich durch die elektrische Leitfähigkeit des Materials und das Induktionsgesetz darin ausbilden [48], zusammen. Die entsprechenden Verlustanteile zu den Gesamt-

eisenverluste  $P_{v,FE}$  sollen im Nachfolgenden Hysterese-  $P_{v,FE,hys}$  und Wirbelstromverluste  $P_{v,FE,wb}$  genannt werden (siehe Gleichung (3.37)).

$$P_{v,FE} = P_{v,FE,hys} + P_{v,FE,wb} \quad (3.37)$$

### Verluste durch Hysterese

Wie bereits oben erwähnt, entstehen Hystereseverluste durch die Änderung des magnetischen Zustands innerhalb eines Materials. Wird das zunächst nicht magnetisierte Material durch, von außen zugeführter Energie, in Form einer, dem Magnetisierungsstrom  $I$  proportionalen, magnetischen Feldstärke  $H$  bis zu einer magnetischen Flußdichte  $+B$  aufmagnetisiert, durchläuft es in der in Abbildung 3.8 dargestellten  $B/H$ -Ebene die in rot eingezeichnete Neukurve. Wird das Material nun ausgehend von diesem Zustand zur negativen Flußdichte  $-B$  und anschließend wieder zur betraglich gleichen, positiven Flußdichte  $+B$  ummagnetisiert, wird dabei die in Abbildung 3.8 blau eingezeichnete Hystereseschleife durchlaufen. Der Ausgangszustand wird dabei nicht wieder durchlaufen und kann infolgedessen nur mehr über eine vollständige Entmagnetisierung des Materials, durch z.B. Erwärmung über seine Curie-Temperatur, erreicht werden. Innerhalb dieses Ummagnetisierungszyklus fließt entsprechend dem Umlaufintegral, nach Gleichung (3.38) Energie in das Material, die proportional der von der Hystereseschleife eingeschlossenen Fläche ist.

$$\frac{W_{hys}}{\text{W s m}^{-3}} = \oint \frac{H}{\text{A m}^{-1}} \frac{dB}{\text{V s m}^{-2}} \quad (3.38)$$

Diese volumenbezogene Ummagnetisierungsenergie  $W_{hys}$  muss dabei in Wärme umgewandelt worden sein und entspricht somit den Hystereseverluste über die Dauer eines einzelnen Umlaufzyklus. Beim Betrieb einer elektrischen Maschine wird dieser Zyklus periodisch entsprechend der elektrischen Frequenz  $f$  durchlaufen und somit bestimmt sich die Verlustdichte der volumenbezogenen Hystereseverluste  $\rho_{v,fe}$  nach Gleichung (3.39).

$$\frac{\rho_{v,fe}}{\text{W m}^{-3}} = \frac{W_{hys}}{\text{W s m}^{-3}} \frac{f}{\text{s}^{-1}} \quad (3.39)$$

Um nun die absoluten Hystereseverluste  $P_{v,FE,hys}$  zu erhalten, muss die Verlustdichte noch mit dem vorhandenen Eisenvolumen  $V_{fe}$  bzw. über die Eisendichte  $\rho_{FE}$  mit der Eisenmasse  $m_{fe} = \rho_{FE}V_{fe}$  multipliziert werden.

$$\frac{P_{v,FE,hys}}{\text{W}} = \frac{V_{fe}}{\text{m}^3} \frac{\rho_{v,fe}}{\text{W m}^{-3}} = \frac{V_{fe}}{\text{m}^3} \frac{f}{\text{s}^{-1}} \oint \frac{H}{\text{A m}^{-1}} \frac{dB}{\text{V s m}^{-2}} \quad (3.40)$$

Nimmt man zusätzlich an, dass die Form der Hystereseschleife von der maximalen Flußdichte  $B_{max}$  unabhängig ist, ändern sich die Hystereseverluste  $P_{v,FE,hys}$  entsprechend der maximal eingeschlossenen Fläche durch  $B_{max}^2$ . Damit lassen sich die Verluste durch Hysterese in Bezug auf eine Referenzfrequenz  $f_0 = 50 \text{ Hz}$  und eine Referenzflußdichte  $B_0 = 1.5 \text{ T}$  nach Gleichung (3.41) angeben [48].

$$P_{v,FE,hys} = m_{fe} k_{hys} \sigma_{hys} \left( \frac{f}{f_0} \right) \left( \frac{B}{B_0} \right)^2 \quad (3.41)$$

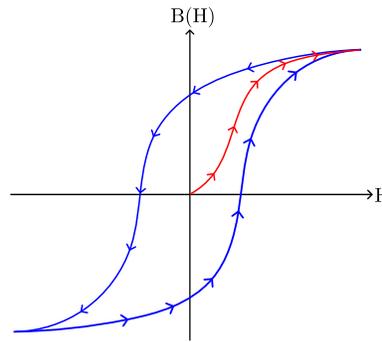


Abbildung 3.8: BH-Kurve

$\sigma_{hys}$  stellt dabei einen Verlustkoeffizienten für die Hystereseverluste dar, welcher aus den für das verwendete Material zur Verfügung stehenden Messdaten, z.B. mittels Least-Squares-Verfahren, gefittet werden muss. Sie können in der Praxis entweder auf das Volumen  $V_{fe}$  oder die Masse  $m_{fe}$  bezogen sein und dementsprechend muss in Gleichung (3.41) auch mit dem zugehörigen Faktor, hier die Eisenmasse  $m_{fe}$ , multipliziert werden. Da, wie in [2, 40] gezeigt, Fertigungsprozesse die magnetischen Eigenschaften des Materials verändern können, z.B. im Bereich der Stanzkante bei Schnittprozessen, wird zusätzlich ein Korrekturfaktor für die Hystereseverluste  $k_{hys}$  eingeführt, welcher die Schädigung des Materials während dieser Vorgänge berücksichtigen soll. Dieser kann im Vorhinein nur auf Basis empirischer Daten grob festgelegt werden und muss letztendlich durch die Vermessung bereits aufgebauter Maschinen bestimmt werden.

### Verluste durch Wirbelströme

Das Anlegen eines zeitlichen Wechselfeldes der magnetischen Flußdichte bewirkt in einem Material mit endlicher elektrischer Leitfähigkeit  $\sigma_{el}$  das Ausbilden eines Wirbels der elektrischen Feldstärke  $E$  und dieser über

$$J = \sigma_{el} E \quad (3.42)$$

einen Wirbelstrom der Stromdichte  $J$ . In [48] wird auf S.445 und S.446 gezeigt wie sich die Wirbelstromverluste bei sinusförmigen Induktionsverlauf und unter Vernachlässigung der Rückwirkung auf das erregende Feld, was bei Verwendung von dünnen Elektroblechen kleiner Dicke  $d$  (siehe Abbildung 3.9) erlaubt ist, bestimmen. Die Berechnungen führen mit der Eisendichte  $\rho_{FE}$ , der Blechdicke  $d$  und der elektrischen Kreisfrequenz  $\omega$  auf den Zusammenhang

$$P_{v,FE,wb} = \frac{1}{24} \frac{\sigma_{el}}{\rho_{FE}} d^2 \omega^2 B^2 \quad (3.43)$$

Daraus lässt sich, ähnlich zu den Hystereseverluste, die nach *Jordan* [33] aufgestellte und in der Praxis oft verwendete Beziehung

$$P_{v,FE,wb} = m_{fe} k_{wb} \sigma_{wb} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \left( \frac{B}{B_0} \right)^2 \quad (3.44)$$

ableiten.  $\sigma_{el}$  und  $k_{wb}$  stellen hierbei wieder die entsprechenden Verlust- bzw. Korrekturkoeffizienten, welche aus Mess- und Materialdaten ermittelt werden müssen, dar. Im Gegensatz zu den Hysterese-

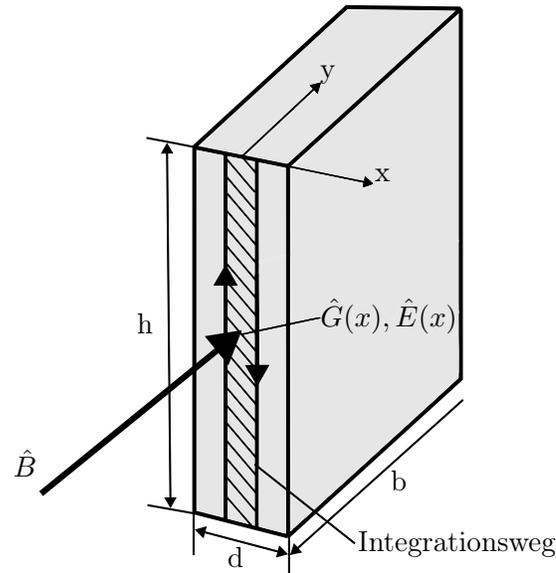


Abbildung 3.9: Zur Berechnung der Wirbelstromverluste [48]

verlusten sind die Verluste durch Wirbelströme quadratisch von der Frequenz abhängig. Somit sind die beiden Anteile der Eisenverluste definiert und die gesamten Verluste ergeben sich zu

$$P_{v,FE} = P_{v,FE,hys} + P_{v,FE,wb} = m_{fe} \left( k_{hys} \sigma_{hys} \left( \frac{f}{f_0} \right) \left( \frac{B}{B_0} \right)^2 + k_{wb} \sigma_{wb} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \left( \frac{B}{B_0} \right)^2 \right) \quad (3.45)$$

In der Realität erfolgt der Berechnungsprozess so, dass die FEM-Software bei jedem Zeitschritt, je nach gewählter Formulierung, die magnetischen Vektorpotentiale  $A$  der einzelnen Netzelemente bestimmt und daraus entsprechend Gleichung (3.46) die Flussdichten  $B$  ableitet.

$$B = \nabla \times A \quad (3.46)$$

Daraus werden dann anschließend mit der elektrischen Frequenz und den, der FEM-Software übergebenen, Verlustkoeffizienten mittels Gleichung (3.45) die Eisenverluste jedes Netzelements bestimmt und über alle Elemente aufsummiert. Wenn dies für alle Zeitschritte durchgeführt wurde, kann anschließend noch eine Aufteilung der Eisenverluste in ihre Spektralkomponenten mittels Fourier-Zerlegung erfolgen. Abschließend sei noch erwähnt, dass Bertotti [3, 4] die Gleichung (3.45) um einen weiteren Term für sogenannte Zusatzverluste  $P_{v,fe,zus}$ , entsprechend Gleichung (3.47), erweitert.

$$P_{v,fe,zus} = m_{fe} k_{zus} \sigma_{zus} \left( \frac{f}{f_0} \right)^{1.5} \left( \frac{B}{B_0} \right)^{1.5} \quad (3.47)$$

Diese besitzen wiederum einen Korrekturfaktor  $k_{zus}$ , einen Verlustkoeffizienten  $\sigma_{zus}$  und besitzen bezüglich Frequenz, sowie Flussdichte die idente Abhängigkeit.

**Tabelle 3.5:** Übersicht über Kontaktspannungen verschiedener Bürstenmaterialien [48]

Material	$U_k$ in V	$J_B$ in A cm <sup>-2</sup>
Hartkohle	1.5 - 2.5	6
Graphit hochohmig	2 - 3	12
Graphit normal	1 - 1.6	8
Elektrographit hochohmig	1 - 2	12
Elektrographit niederohmig	0.8 - 1.5	12
Silbergraphit	0.1 - 0.5	20
Edelmetall	0.01 - 0.1	10

### 3.4.3 Bürstenübergangsverluste

Ist, wie bei den meisten EESM üblich, das Energieübertragungssystem zum Rotor mittels Schleifringübertrager ausgeführt, existiert zwischen den feststehenden Bürsten und den am Rotor befestigten Schleifringen ein Übergangswiderstand. Fließt an dieser Stelle nun ein Strom, entstehen, entsprechend dem Ohm'schen-Gesetz, an diesem Übergang Verluste, die Bürstenübergangsverluste. In der Realität ist es nun so, dass der Bürstenübergangswiderstand dabei maßgeblich von Form und Material der Bürsten, sowie der Übergangstromdichte abhängt. Das macht seine analytische Vorausberechnung schwierig. Die Übergangsspannung  $U_k$  hingegen ist dabei nur von den Übergangstromdichte  $J_B$  und dem Kontaktmaterial abhängig. Dadurch ist sie für die Berechnung der Bürstenübergangsverluste besser geeignet. Sei  $I_B$  der Gesamtstrom aller parallelgeschalteten Bürsten, ergeben sich die Übergangsverluste nach Gleichung (3.48) [48].

$$P_{v,B} = 2U_k I_B \quad (3.48)$$

Sie liegt im Bereich von 0.01 V für Edelmetalle bis hin zu 3 V für hochohmige Graphit-Bürsten. In Tabelle 3.5 findet sich eine Übersicht verschiedener Bürstenmaterialien inkl. des Bereichs ihrer Übergangsspannung und der entsprechenden Übergangstromdichte.

### 3.4.4 Wechselrichterbedingte Zusatzverluste

Im, in dieser Arbeit verwendeten, Grundwellenmodell der EESM wird immer von einem sinusförmigen Phasenstrom ausgegangen. Jedoch stellt sich die Realität so dar, dass dies im Betrieb der Maschine an einem Pulswechselrichter nicht der Fall ist, da das Schalten der einzelnen Transistoren zu zusätzlichen höherfrequenten Anteilen im Spektrum des Stroms führt. Diese bedingen, je nach Ordnung und Amplitude, wiederum zusätzliche Verluste innerhalb der einzelnen Komponenten der Maschine, welche im Folgenden Wechselrichterbedingte Zusatzverluste oder auch Oberschwingungsverluste genannt werden. Um eine möglichst präzise Simulation der Maschine im späteren Betrieb zu gewährleisten, müssen diese bei der Berechnung von Kennlinien und Kennfeldern ebenfalls berücksichtigt werden. Um diese Verluste exakt zu simulieren, bedarf es allerdings einer transienten FEM-Berechnung mit dem zu erwartenden Stromverlauf. Da die Zeitschritte innerhalb dieser Simulation, auf Grund der entsprechenden Taktfrequenz des PWR, sehr klein gewählt sein müssten, wäre die Berechnung sehr

zeitintensiv. Deshalb wurde in [71, 72] ein Verfahren zur analytischen Abschätzung dieser Verluste, basierend auf der Maschinengeometrie, der Fourier-Zerlegung des geschalteten Spannungssignals, sowie der Nutzung der differentiellen Induktivitäten entwickelt. Dieses wird auch für die Berechnungen innerhalb dieser Arbeit herangezogen und im Nachfolgenden kurz erläutert. Zusätzlich wird das Modell noch um eine geometrisch basierte Abschätzung der Eisenverluste im Rotor der EESM erweitert, weil diese im ursprünglich entwickelten Verfahren für eine PSM nur über ein Masseverhältnis abgeschätzt wurden. Abschließend wird, basierend auf derselben Methodik, ein Verfahren vorgestellt, welches im Falle der Erzeugung des Erregerstroms über einen Tiefsetzsteller ebenfalls in der Lage ist, mögliche pulswechselrichterbedingte Zusatzverluste durch diese Taktung zu berücksichtigen.

### Stator

Die im Stator entstehenden Oberschwingungsverluste innerhalb der Statorwicklung, sowie des Blechpakets werden exakt wie in [72] beschrieben berechnet. Dazu wird zuerst, entsprechend dem gewählten Ansteuerverfahren, das getaktete Spannungssignal eines einzelnen Strangs erzeugt, in das dq-Koordinatensystem transformiert und davon eine Fast Fourier Transformation (FFT) durchgeführt. Dadurch erhält man die einzelnen Spektralkomponenten der Strangspannung in Längs- und Querrichtung  $U_{dq,\nu}$  entsprechend ihrer Ordnungszahl  $\nu$ . Unter Nutzung des Superpositionsprinzips wird nun angenommen, dass die höheren Ordnungen des Spannungssignals der Grundwelle überlagert sind und somit unter Verwendung des Ersatzschaltbilds eines einzelnen Stranges die Spektralkomponenten des Phasenstroms nach Gleichung (3.49) berechnet werden können.

$$I_{d,\nu} = \frac{U_{d,\nu}}{\sqrt{R_1 (\nu f)^2 + (\nu f \tilde{L}_{dd})^2}} \quad (3.49a)$$

$$I_{q,\nu} = \frac{U_{q,\nu}}{\sqrt{R_1 (\nu f)^2 + (\nu f \tilde{L}_{qq})^2}} \quad (3.49b)$$

Besonders zu beachten ist hierbei die Frequenzabhängigkeit des Statorwiderstands  $R_1(\nu f)$ , welche bereits in Abschnitt 3.4.1 beschrieben wurde, weil diese zu einer zusätzlichen Dämpfung höherfrequenter Signalanteile führt. Damit lassen sich unter Berücksichtigung von Ordnungszahlen  $\nu \geq 2$  die resultierenden zusätzlichen Kupferverluste  $P_{v,1,W,OS}$  nach Gleichung (3.50) berechnen.

$$P_{v,1,W,OS} = \sum_{\nu=3}^{\infty} \frac{3}{2} R_1(\nu f) (I_d^2 + I_q^2) \quad (3.50)$$

Um nun aber auch die zusätzlich auftretenden Eisenverluste in den verschiedenen Regionen des Stators zu bestimmen, müssen zuerst die dort vorherrschenden Flussdichten ermittelt werden. Damit können mit dem in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen Eisenverlustmodell nach Jordan über die Massen der einzelnen Statorelemente (Joch, Zahn, Zahnkopf) schlussendlich die Verluste der einzelnen Ordnungen ermittelt werden. Dazu wird der Fluss im Aktivteil der Maschine mittels

$$\Psi_{d,\nu} = \tilde{L}_{dd} I_{d,\nu} - L_{\sigma,wk} I_{d,\nu} \quad (3.51a)$$

$$\Psi_{q,\nu} = \tilde{L}_{qq} I_{q,\nu} - L_{\sigma,wk} I_{q,\nu} \quad (3.51b)$$

bestimmt und im Anschluss erhält man die Flussdichten innerhalb der einzelnen Statorregionen  $\xi = \{J, Z, ZK\}$  über

$$B_{dq,\nu,\xi} = \frac{\Psi_{dq,\nu}}{2wA_\xi}, \quad \text{für } \xi \in \{J\} \quad (3.52a)$$

$$B_{dq,\nu,\xi} = 2p \frac{\Psi_{dq,\nu}}{NwA_\xi}, \quad \text{für } \xi \in \{Z, ZK\} \quad (3.52b)$$

wobei  $A_\xi$  die vom entsprechenden Fluss durchsetzte Fläche innerhalb der Region darstellt. Damit lassen sich die durch die Oberschwingungen zusätzlich erzeugten Eisenverluste im Stator nach Gleichung (3.53) ermitteln.

$$P_{v,FE,1,OS} = \sum_{\xi} \sum_{\nu=3}^{\infty} m_\xi \left( \sigma_{hys} \left( \frac{f}{f_0} \right) + k_m \sigma_{wb} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right) \left( \frac{B_{dq,\nu,\xi}}{B_0} \right)^2, \quad \text{für } \xi \in \{J, Z, ZK\} \quad (3.53)$$

Dabei stellt  $k_m$  einen Formfaktor da, welcher die Verlustreduktion durch das Gegenfeld der sich im Eisen ausbildenden Wirbelströme darstellen soll. Seine Berechnung kann in [72] nachgelesen werden.

## Rotor

Durch die einfachere Geometrie können die Oberschwingungsverluste im Rotoreisen der EESM ebenfalls vollständig analytisch bestimmt werden. Dazu wird der Rotor in drei Gebiete unterteilt. Diese sind, vom Luftspalt aus betrachtet, zuerst der Polschuh (PS), welcher die Erregerwicklung stützt, anschließend der Polkern (PK), um welchen die Spulen gewickelt sind und zuletzt das Rotorjoch (RJ) für den Flussrückschluss. Eine schematische Darstellung des Rotors inklusive seiner für diese Berechnung relevanten Größen ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Allerdings müssen vor der Verlustberechnung einige Annahmen bezüglich des Flussverlaufs innerhalb des Rotors getroffen werden. Diese lauten wie folgt

- d-Fluss bildet sich in allen Gebieten des Rotors aus
- q-Fluss existiert nur im Polschuh, da das Gleichfeld der Erregerwicklung in fast allen Betriebszuständen verhindert, dass dieser tiefer in den Polkern eindringen kann

Danach müssen die Flächen bestimmt werden, welcher der Fluss durchtritt, um die Flussdichte innerhalb der jeweiligen Region zu erhalten. Für den Polschuh wird eine Durchtrittsfläche angenommen, welche in halber Höhe liegt. Die Fläche für den q-Fluss entspricht exakt der Hälfte der Fläche des d-Flusses, weil der Fluss auf einer Seite des Polschuhs eintritt und auf der anderen wieder aus. Somit ergeben sich die resultierenden, wirksamen Flächen, unter Berücksichtigung des Stapelfaktors, zu

$$A_{d,PS} = \pi l_{FE} k_{fe} (D_{2,A} - h_{PS}) \left( \frac{\alpha}{360} \right) \quad (3.54a)$$

$$A_{d,PK} = b_{PK} l_{FE} k_{fe} \quad (3.54b)$$

$$A_{d,RJ} = 2h_{RJ} l_{FE} k_{fe} \quad (3.54c)$$

$$A_{q,PS} = \frac{A_{d,PS}}{2} \quad (3.54d)$$

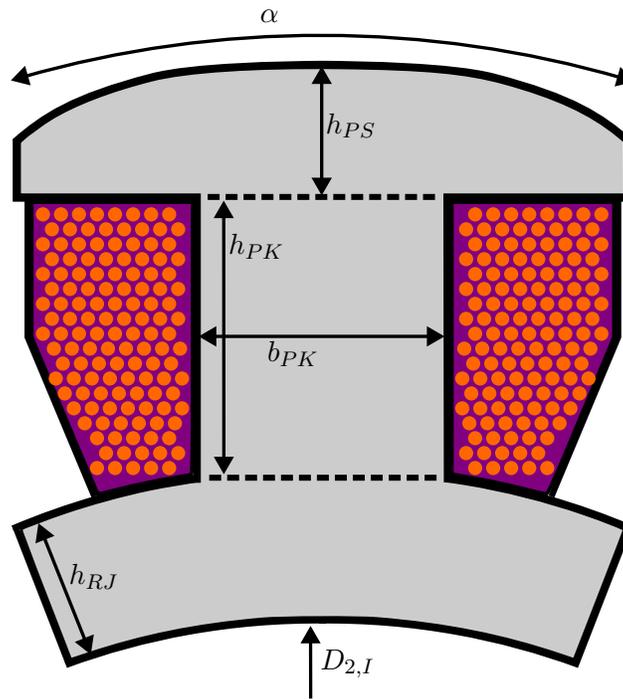


Abbildung 3.10: SPSM Rotor inkl. geometrischer Parameter

Damit lassen sich die Flussdichten der jeweiligen Gebiete nach Gleichung (3.55) bestimmen.

$$B_{dq,\nu,\xi} = \frac{\Psi_{dq,\nu}}{A_\xi}, \quad \text{für } \xi \in \{PS, PK, RJ\} \quad (3.55)$$

Die Berechnung der zusätzlichen, durch Oberschwingungen im Statorstrom bedingten, Rotoreisenverluste kann nun, äquivalent zu der im Stator, folgendermaßen erfolgen

$$P_{v,FE,2,OS} = \sum_{\nu=3}^{\xi} \sum_{\nu=3}^{\infty} m_\xi \left( \sigma_{hys} \left( \frac{f}{f_0} \right) + k_m \sigma_{wb} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right) \left( \frac{B_{dq,\nu,\xi}}{B_0} \right)^2, \quad \text{für } \xi \in \{PS, PK, RJ\} \quad (3.56)$$

Damit ist eine vollständige analytische Abschätzung der PWR induzierten Oberschwingungsverluste möglich.

### Erregerstrom bedingte Zusatzverluste

Eine Möglichkeit zur Erzeugung des benötigten Erregerstroms innerhalb einer EESM ist der Einsatz eines Tiefsetzstellers, welcher mittels gezieltem Ein- und Ausschalten den Mittelwert der benötigten Erregerspannung aus der von der Batterie zur Verfügung gestellten Spannung erzeugt. Eine detailliertere Erklärung zum Verhalten des Tiefsetzstellers, auf der die hier vorgestellte Methodik aufbaut, findet sich in [62]. Dadurch wird dem Erregerstrom allerdings eine gewisse Welligkeit aufgeprägt, welcher im Zuge dessen zu zusätzlichen Eisenverlusten innerhalb der Maschine durch die damit einhergehenden Flussschwankungen führen kann. Deshalb wird im Folgenden ein Verfahren, basierend auf den Ausführungen in [72], vorgestellt, welches eine analytische Abschätzung dieser Verluste vornehmen soll. Ein Ersatzschaltbild für den Einsatz eines Tiefsetzstellers zur Erzeugung des Erregerstroms

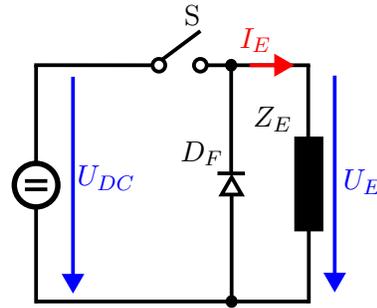


Abbildung 3.11: Ersatzschaltbild der Erregerwicklung mit Tiefsetzsteller

ist in Abbildung 3.11 zu sehen. Durch Ansteuerung des Schalters  $S$ , in der Realität meistens durch einen Transistor dargestellt, mittels Pulsweitenmodulation (PWM) mit einer festen Taktfrequenz  $f_T$  lässt sich ein nahezu beliebiger Mittelwert des Erregerstroms  $I_e$  einstellen. Dazu wird zuerst, basierend auf dem Erregerwiderstand  $R_2$ , die notwendige mittlere Erregerspannung  $U_e$  nach Gleichung (3.57) bestimmt.

$$U_e = R_2 I_e \quad (3.57)$$

Diese liefert nun mit Gleichung (3.58) das notwendige Tastverhältnis  $\delta$  des Schalters  $S$ .

$$\delta = \frac{U_e}{U_{DC}} \quad (3.58)$$

Ist dieses für den gesuchten Betriebspunkt ermittelt, lässt sich ein Zeitsignal des dazu notwendigen Spannungsverlaufs generieren und mittels Fourier-Transformation in seine Frequenzanteile  $U_{e,\nu}$  zerlegen. Ein exemplarisches Beispiel dafür ist in Abbildung 3.12 zu sehen. Somit lässt sich über die Impedanz der Erregerwicklung, bestehend aus Erregerwiderstand  $R_2$  und differentieller Erregerinduktivität  $\tilde{L}_{ee} = \frac{\partial \Psi_e}{\partial I_e}$ , mittels Gleichung (3.59) die Spektralkomponenten des rippelbehafteten Erregerstroms ermitteln.

$$I_{e,\nu} = \frac{U_{e,\nu}}{\sqrt{R_2^2 + (\omega \tilde{L}_{ee})^2}} \quad (3.59)$$

Werden diese aus dem Frequenzbereich in den Zeitbereich rücktransformiert, so ergibt sich der, nach [62], zu erwartende Stromverlauf, welcher in Abbildung 3.13 zu sehen ist. Damit lässt sich wiederum mit der Wickelkopfstrominduktivität der Erregerwicklung  $L_{\sigma,e}$  der Polfluss der Erregerwicklung über

$$\Psi_{e,\nu} = \tilde{L}_{ee} I_{e,\nu} - L_{\sigma,e} I_{e,\nu} \quad (3.60)$$

bestimmen. Danach kann analog zum vorherigen Abschnitt verfahren werden, indem die Flussdichten in den einzelnen Rotorregionen bestimmt werden, siehe Gleichungen (3.54) und (3.55), und anschließend über die Formel nach Jordan die dazugehörigen Eisenverluste, siehe Gleichung (3.56). Auf Grund von Zeitmangel konnte diese Verlustart allerdings nicht mit entsprechenden Simulationen validiert werden. Darum ist sie zu diesem Zeitpunkt noch als theoretischer Ansatz zu sehen, welcher noch mit praktischen Untersuchungen validiert werden muss und wurde deshalb auch nicht in Kapitel 4 in die Verlustaufteilung miteinbezogen.

Spannungsverlauf der Erregerwicklung mit  
 $U_{dc} = 500 \text{ V}$ ,  $f_t = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R_e = 7 \text{ Ohm}$   
 $I_e = 20 \text{ A}$ ,  $L_{ee} = 0.11 \text{ H}$

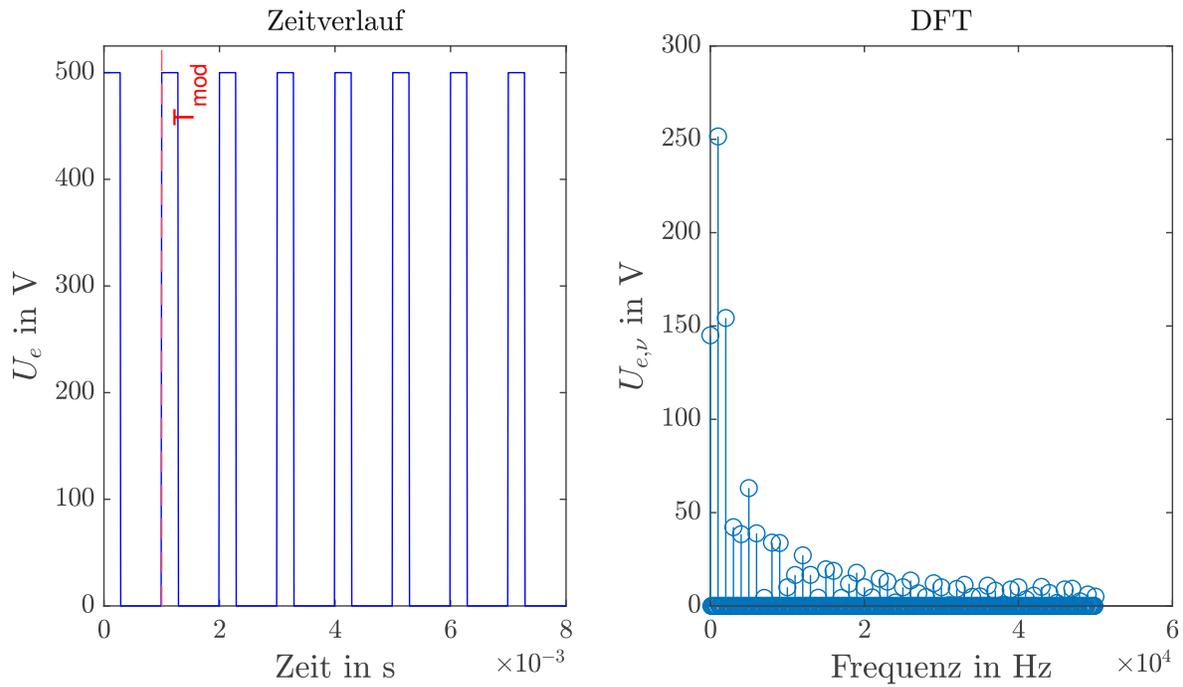


Abbildung 3.12: Verlauf der Erregerspannung inkl. Fourier-Transformation

Zeitverlauf des Erregerstroms mit  
 $U_{dc} = 500 \text{ V}$ ,  $f_t = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R_e = 7 \text{ Ohm}$   
 $I_e = 20 \text{ A}$ ,  $L_{ee} = 0.11 \text{ H}$

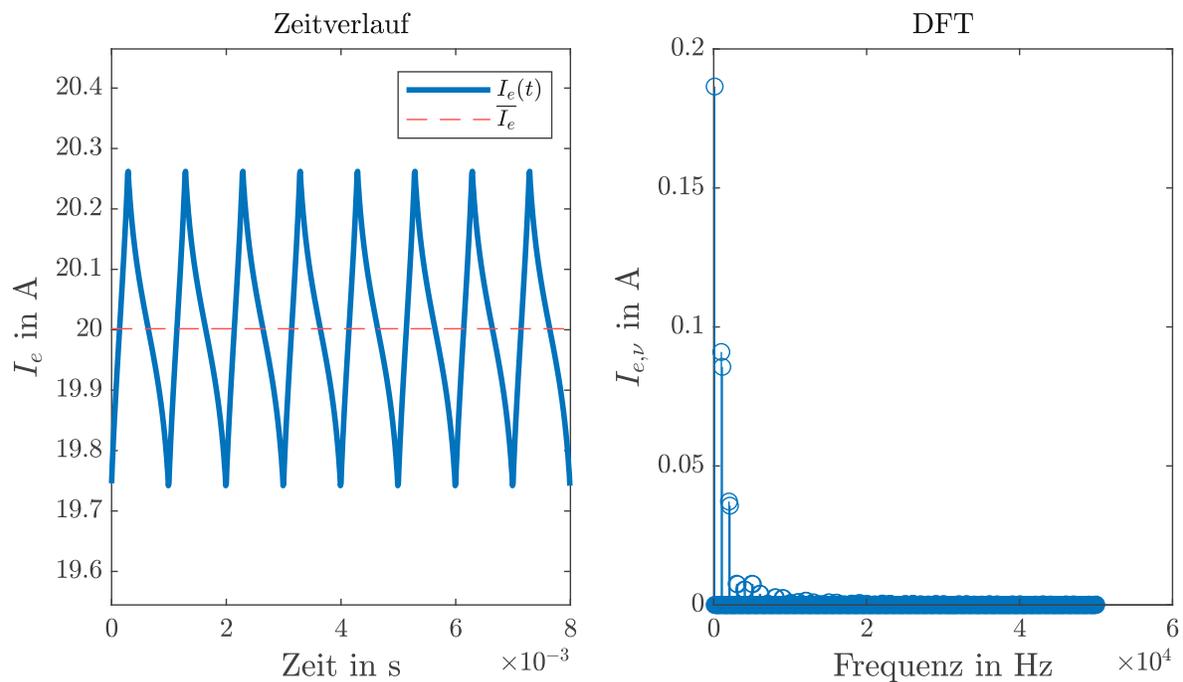


Abbildung 3.13: Verlauf des Erregerstroms inkl. Fourier-Transformation

### 3.4.5 Reibungsverluste

Die mechanischen Reibungsverluste der EESM setzen sich im aus drei verschiedenen Komponenten zusammen:

- Lagerreibung
- Luft- bzw. Gasreibung
- Bürstenreibung

Davon sind nur die Verluste durch Bürstenreibung genauer berechenbar. Für die Verluste durch Gasreibung lassen sich die Abhängigkeiten angeben, aber diese werden in der Realität oft gemeinsam inklusive der beiden anderen Reibungsarten als Gesamtreibungsverluste experimentell ermittelt und anschließend mittels Parameterfitting angegeben. Zum Zwecke der Vollständigkeit werden im Anschluss die Zusammenhänge der einzelnen Verlustarten kurz erläutert.

#### Luftreibung

Die an der Oberfläche eines in Luft rotierenden Zylinders angreifende Luftreibungskraft ist abhängig von der Reibungsfläche und der Umfangsgeschwindigkeit. Entspricht  $D_{2,A}$  dem Rotorausendurchmesser,  $l_{FE}$  seiner Länge und  $v_R$  seiner Umfangsgeschwindigkeit, so lassen sich, unter Annahme, dass die Proportionalität zu den entsprechenden Größen des Wickelkopfs 0.8 für Durchmesser und Umfangsgeschwindigkeit, beträgt, die Luftreibungsverluste nach Gleichung (3.61) angeben [48]. Zusätzlich wird die Annahme getroffen, dass die Wickelkopflänge 60 Prozent der Polteilung  $\tau_p$  entspricht.

$$P_{v,Reib,Lu} = k_{Reib,Lu} D_{2,A} (l_{FE} + 0.8^3 0.6 \tau_p) v_R^2 \quad (3.61)$$

Der Faktor  $k_{Reib,Lu}$  ist hierbei experimentell zu ermitteln und bewegt sich je nach Maschinentyp zwischen 3 und 15  $\text{Ws}^2/\text{m}^4$ .

#### Lagerreibung

Zur Ermittlung der Lagerreibung existieren innerhalb der Literatur [27] sowie von einzelnen Herstellern [65] angegebene Verfahren. Die zu verwendende Methodik, sowie die daran teilhabenden Reibungskomponenten sind je Lagertyp und -ausführung unterschiedlich. Für die häufig eingesetzten Rillenkugellager setzt sich das Lagerreibmoment  $M_{Reib,La}$  aus einem lastabhängigen Anteil  $M_L$  und einem Anteil, basierend auf der Viskosität des verwendeten Schmiermittels  $M_V$ , entsprechend Gleichung (3.62), zusammen.

$$M_{Reib,La} = M_L + M_V \quad (3.62)$$

Der Anteil in Abhängigkeit der Lagerlast  $M_L$  wird durch Gleichung (3.63) beschrieben.

$$M_L = k_1 F_{La} d_m \quad (3.63)$$

Dabei stellt  $d_m$  den Durchmesser zwischen den Mitten zweier gegenüberliegender Kugeln des Lagers dar. Der Faktor  $k_1$  bestimmt sich in Abhängigkeit des Lagerdesigns, sowie der relativen Lagerlast und kann in [27] nachgelesen werden.  $F_{La}$  berücksichtigt den Betrag und die Richtung der Last und kann für Rillenkugellager zu

$$F_{La} = 3F_a - 0.1F_r \quad (3.64)$$

approximiert werden. Dabei steht  $F_a$  für die axial und  $F_r$  für die radial auf das Lager wirkende Kraft. Zur Berechnung des Reibmoments auf Basis der Viskosität  $M_V$  wird die Gleichung (3.65) genutzt.

$$M_V = \begin{cases} 10^{-7}k_0(V_0n)^{2/3}d_m^3 & \text{für } v_0n \geq 2000 \\ 160 \times 10^{-7}k_0d_m^3 & \text{für } v_0n < 2000 \end{cases} \quad (3.65)$$

$n$  ist dabei die Drehzahl in Umdrehungen pro Minute,  $V_0$  die kinematische Viskosität des Schmiermittels in Centistokes und  $k_0$  ein Faktor in Abhängigkeit des Lagertyps und der verwendeten Schmierung. Die Werte dafür sind Tabelle 10.2, S.205 in [27] zu entnehmen. Somit ist das Lagerreibmoment bestimmt und die Lagerreibungsverluste ergeben sich mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{me}$  zu

$$P_{v,Reib,La} = M_{Reib,La} \omega_{me} \quad (3.66)$$

## Bürstenreibung

Die Bürstenreibungsverluste  $P_{v,Reib,B}$  lassen sich in Abhängigkeit des Bürstendrucks  $p_B$ , der Bürstenfläche  $A_B$ , dem Reibungskoeffizienten  $k_{Reib,B}$  und der Umfangsgeschwindigkeit  $v$  nach Gleichung (3.67) bestimmen.

$$P_{v,Reib,B} = k_{Reib,B} p_B A_B v \quad (3.67)$$

Somit sind nun alle relevanten Verlustarten und ihre Berechnung bzw. Abschätzung innerhalb der EESM beschrieben. Damit ist es nun zusammen mit der aus den FEM-Berechnung identifizierten Größen möglich, wie im nun folgenden Abschnitt beschrieben, Kennlinien und Kennfelder einer Maschine zu ermitteln.

## 3.5 Ermittlung von Kennlinien und Kennfeldern mit einer gewünschten Betriebsstrategie

Nachdem die Parameteridentifikation abgeschlossen ist und alle notwendigen Größen des Modells der EESM bestimmt sind, soll in diesem Kapitel erklärt werden, wie daraus die Leerlauf-, Kurzschluss und Grenzkennlinie, sowie ein beliebiges Kennfeld der EESM ermittelt werden können. Für die Grenzkennlinie und Kennfelder soll zusätzlich die Vorgabe einer gewünschten Betriebsstrategie möglich sein, um auf verschiedene Betriebsszenarien reagieren zu können. Der grundsätzliche Ablauf dabei ist immer gleich und unterscheidet sich letztendlich nur in den Randbedingungen und der letztendlichen Auswahl des Betriebspunktes. Dieser ist in Abbildung 3.14 schematisch dargestellt und wird im Nachfolgenden kurz beschrieben. Zu Beginn werden die in der FEM-Berechnung identifizierten  $(M_i, M_{i,pp}, \Psi_d,$

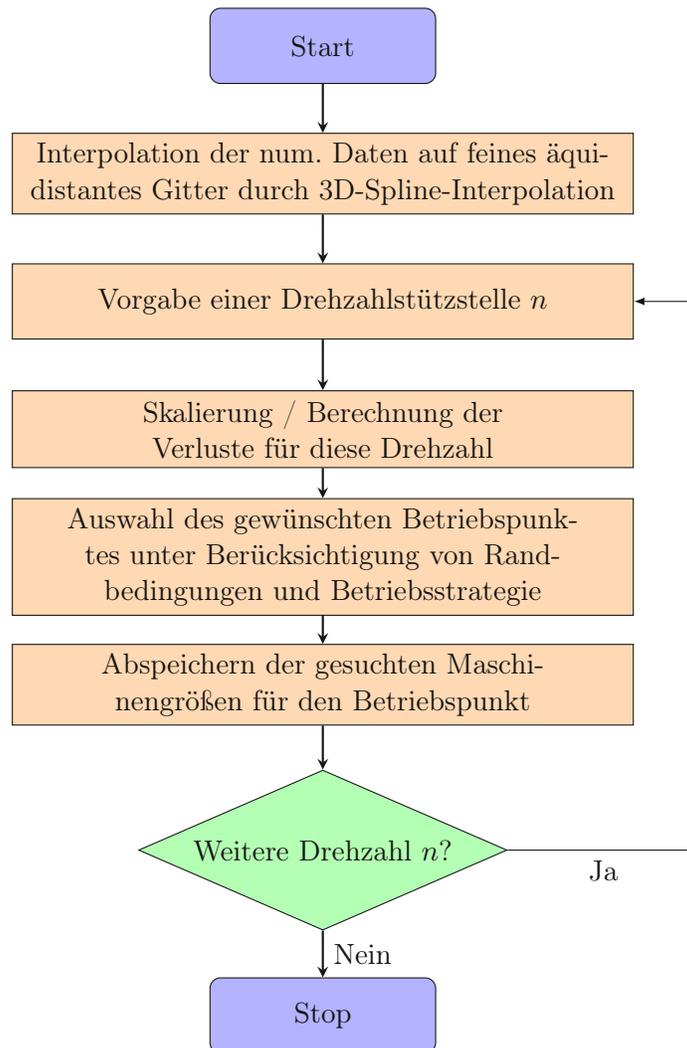


Abbildung 3.14: Genereller Ablauf zur Bestimmung des Betriebsverhaltens der EESM

**Tabelle 3.6:** Randbedingungen für die Bestimmung der Kennlinien und -felder

Betriebsmodus	Randbedingungen
Generatorischer Leerlauf	$I_1 = 0, I_e > 0$
Stationärer Kurzschluss	$U_1 = 0, I_e > 0$
Grenzkennlinie	$I_1 = I_{1,max}, I_e = I_{2,max}, U_1 \leq U_{1,max}$
(Effizienz)kennfeld	$I_1 \leq I_{1,max}, I_e \leq I_{2,max}, U_1 \leq U_{1,max}$

$\Psi_q, \Psi_e, P_{v,FE}$ ) und entsprechend daraus abgeleiteten Größen ( $L_d, L_q, \dots$ ) mit einer 3D-Spline-Interpolation für ein sehr feines Raster an Strömen interpoliert. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit hat sich ein Interpolationsschritt von 2-4 A für den Statorstrom  $I_1$  und 0.5 - 1 A für den Erregerstrom  $I_e$  als günstig erwiesen. Dieser Schritt wird in den anschließenden Detailbeschreibungen der Betriebsmodi nicht nochmals zusätzlich erwähnt. Nun beginnt eine Schleife unter Vorgabe verschiedener Drehzahlstützstellen  $n$ . Für jede Drehzahl werden die verschiedenen Verlustarten entsprechend skaliert bzw. berechnet. Dabei lassen sich die Wicklungsverluste ohne Stromverdrängung  $P_{v,W,DC}$  bereits im Vorhinein für alle Stromkombinationen berechnen, weil diese Verlustart keine Abhängigkeit von der Frequenz besitzt. Auch der Widerstandserhöhungsfaktor  $k_n$  und somit die Wicklungsverluste durch Stromverdrängung  $P_{v,W,AC}$  lassen sich im Vorfeld für alle Drehzahlen berechnen. Die Eisenverluste sind, entsprechend ihrer Art in Bezug auf die identifizierte Drehzahl  $n_{FEM}$  nach Gleichung (3.68) skalieren.

$$P_{v,FE,hys}^{(skal)} = (n/n_{FEM}) P_{v,FE,hys}^{(FEM)} \quad (3.68a)$$

$$P_{v,FE,wb}^{(skal)} = (n/n_{FEM})^2 P_{v,FE,wb}^{(FEM)} \quad (3.68b)$$

Die Reibungsverluste sind entsprechend Abschnitt 3.4.5 zu berechnen bzw. falls diese über Messungen ermittelt wurden, für die gesuchte Drehzahl zu interpolieren. Für die Ermittlung der Grenzkennlinie und des Effizienzkennefelds sind zusätzlich noch die Oberschwingungsverluste nach Abschnitt 3.4.4 zu bestimmen. Anschließend müssen die erreichbaren Betriebspunkte für die aktuelle Drehzahl auf Grund der Randbedingungen definiert werden. Wie dies zu erfolgen hat, wird in den Abschnitten für die jeweilige Kennlinie im Detail erklärt, jedoch sind in Tabelle 3.6 die geltenden Randbedingungen für Leerlauf-, Kurzschluss und Grenzkennlinie, sowie für das Effizienzkennefeld dargestellt. Ist der gesuchte Betriebspunkt identifiziert, werden die interessierenden Größen (Drehmoment, Leistung, Spannungen, Ströme, Verluste), je nachdem ob es sich um eine Kennlinie bzw. ein Kennefeld handelt, als Eintrag in einem Vektor oder einer Matrix abgespeichert und es folgt der nächste Drehzahlpunkt. Wurde dieser Prozess für alle gesuchten Drehzahlen absolviert, ist das Verfahren abgeschlossen. Zusätzlich sei erwähnt, dass die Berechnungen der Betriebspunkte für den stationären Betriebsfall erfolgen und somit

$$\frac{d\Psi_{d,q}}{dt} = 0 \quad (3.69)$$

gilt. Des Weiteren erfolgt die Bestimmung der Statorspannung  $U_1$  mit ihren beiden Komponenten  $U_d$

und  $U_q$ , welche nach Gleichungen (1.28) und (1.29) berechnet werden, mittels

$$U_1 = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \quad (3.70)$$

Nun folgend wird auf die Details der Berechnung innerhalb der verschiedenen Betriebsmodi eingegangen.

### 3.5.1 Leerlaufkennlinie

Die Leerlaufkennlinie stellt den Verlauf der induzierten Statorspannung  $U_1$  bei offenen Klemmen und einem konstanten Erregerstrom  $I_e$  dar. Somit fließt in der Statorwicklung kein Strom und es gilt  $I_1 = 0$ . Da das vom Rotor erzeugte Feld, im Gegensatz zur PSM, variabel ist, gibt es auch keine eindeutige Leerlaufkennlinie, sondern ihr Verlauf ist vom gewählten Erregerstrom  $I_e$  abhängig. Somit erfolgt die Auswertung dieser Kennlinie bei einem oder mehreren, im Vorhinein definierten, Werten des Erregerstroms entsprechend Abbildung 3.15. Dabei muss zuerst eine Interpolation auf den gesuchten Erregerstrom erfolgen und anschließend, wie in Gleichung (3.71) beschrieben, die ungültigen Betriebspunkte herausgefiltert werden.

$$\mathbf{I}_{\text{grid}}^{(\text{LL})} = \mathbf{I}_{\text{grid}}(I_1 = 0) \quad (3.71)$$

Anschließend kann die resultierende Leerlaufspannung über Gleichungen (1.28), (1.29) und (3.70) ermittelt werden.

### 3.5.2 Kurzschlusskennlinie

Im stationären Kurzschlussfall sind alle drei Stator клемmen niederohmig miteinander verbunden und die Maschine wird bei einer variablen Drehzahl mit einem festen Wert des Erregerstroms  $I_e$  betrieben. Zusätzlich müssen sämtliche auftretende Ausgleichsvorgänge bereits abgeschlossen sein, weil sonst der transiente Kurzschlussfall vorliegt, welcher im Anschluss an die Ermittlung der stationären Kurzschlusskennlinie kurz erläutert werden soll. Ansonsten wird der transiente Kurzschluss innerhalb dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt und es sei für die Betrachtung dessen auf vertiefende Literatur verwiesen [6, 16]. Somit gilt in erster Näherung

$$U_1 = 0 \quad (3.72)$$

Das durch die Rotation des Rotors entstehende Wechselfeld induziert jedoch in der Statorwicklung eine Spannung, welche über den Strangwiderstand  $R_1$  und die entsprechenden Längs- und Querinduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  einen Kurzschlussstrom zur Folge hat. Dieser Kurzschlussstrom erzeugt wiederum ein elektromagnetisches Feld, welches dem des Rotors entgegengesetzt ist und führt zu einer Auslöschung des Felds im Luftspalt. Um nun den resultierenden Kurzschlussstrom zu ermitteln, müssen zuerst die Induktivitäten  $L_d$ ,  $L_q$  und  $L_{de}$ , entsprechend Gleichung (3.73), bestimmt werden für, die

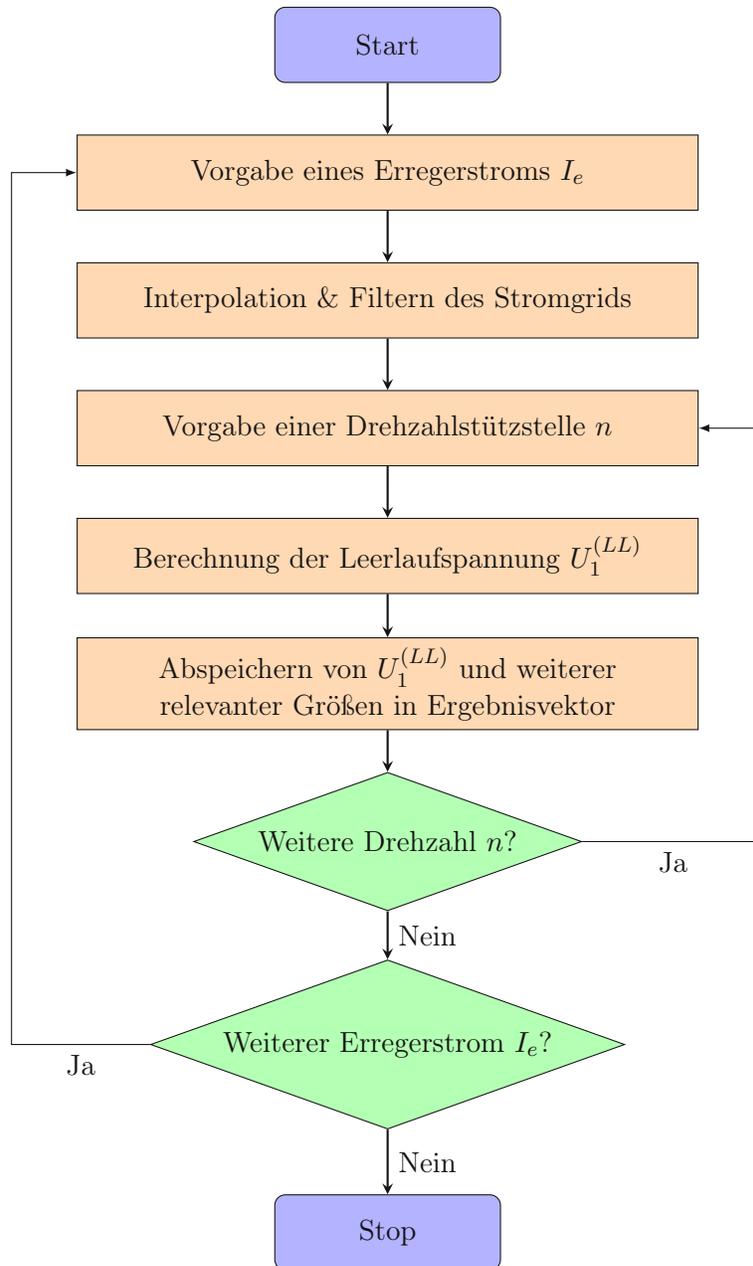


Abbildung 3.15: Verfahren zur Bestimmung der Leerlaufkennlinie

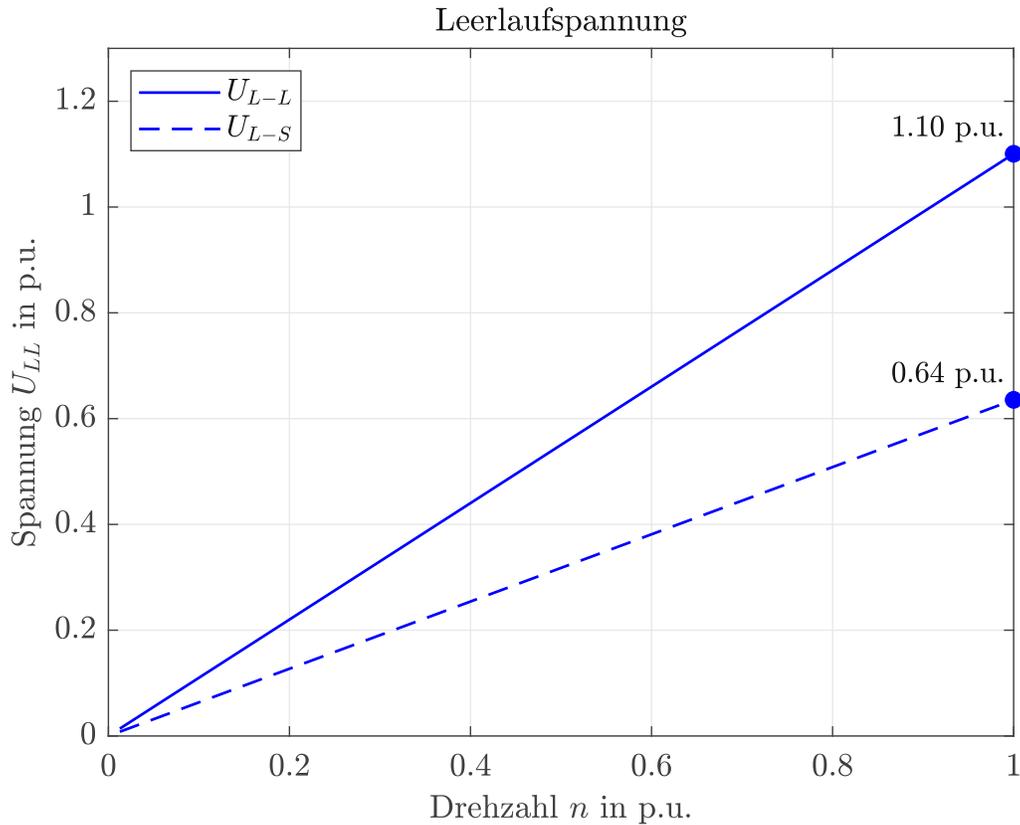


Abbildung 3.16: Beispiel einer Leerlaufkennlinie

sich die Flussverkettung zu null ergibt.

$$L_d = \mathbf{L}_d(\Psi_d = 0, \Psi_q = 0) \quad (3.73a)$$

$$L_q = \mathbf{L}_q(\Psi_d = 0, \Psi_q = 0) \quad (3.73b)$$

$$L_{de} = \mathbf{L}_{de}(\Psi_d = 0, \Psi_q = 0) \quad (3.73c)$$

Setzt man nun die ersten beiden Zeilen aus Gleichung (1.27) für den stationären Fall mit den Substitutionen  $I_d = I_d^{(KS)}$ , sowie  $I_q = I_q^{(KS)}$  in Gleichungen (1.28) und (1.29) ein und löst das dabei entstehende lineare Gleichungssystem nach den Kurzschlussstromkomponenten auf, ergibt sich

$$I_q^{(KS)} = \frac{-\omega R_1 L_{de} I_e}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (3.74a)$$

$$I_d^{(KS)} = \frac{\omega L_q I_q^{(KS)}}{R_1} = \frac{\omega^2 L_q L_{de} I_e}{R_1^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (3.74b)$$

und somit der resultierende Stator Kurzschlussstrom  $I_1^{(KS)}$  zu

$$I_1^{(KS)} = \sqrt{\left(I_d^{(KS)}\right)^2 + \left(I_q^{(KS)}\right)^2} \quad (3.75)$$

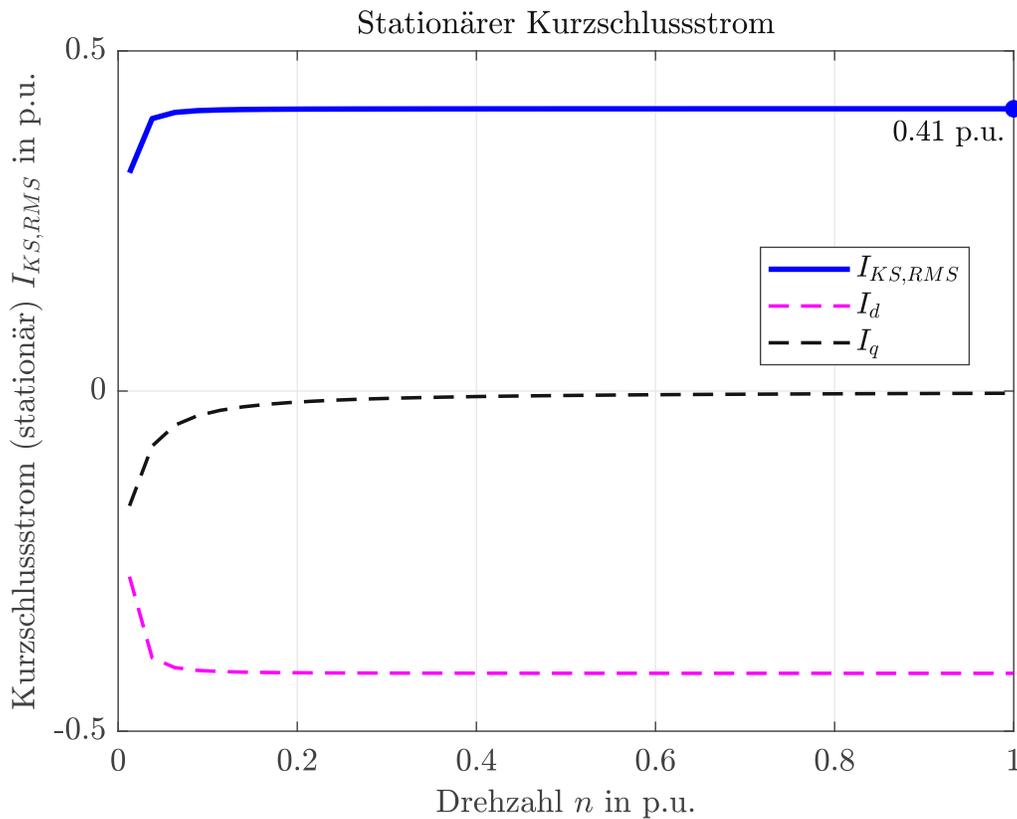


Abbildung 3.17: Beispiel einer Kurzschlusskennlinie

Wie bereits bei der Leerlaufkennlinie ist auch die Höhe des Kurzschlussstroms vom eingestellten Erregerstrom  $I_e$  abhängig und deshalb gibt es auch hier keine eindeutige Kennlinie. Innerhalb der Berechnungsverfahren müssen erneut diskrete Werte für  $I_e$  vorgegeben werden, für die dann wiederum der Verlauf der Kennlinie über Drehzahl berechnet wird. Ein typischer Verlauf ist in Abbildung 3.17 zu sehen und Abbildung 3.18 zeigt das zugehörige Flowchart zu Ermittlung dessen. Am Anfang steigt der Kurzschlussstrom stark an, bevor er, auf Grund der Sättigung des Eisens, seinen stationären Wert annimmt und diesen nahezu konstant über das restliche Drehzahlband hält. Während anfänglich noch eine  $q$ -Komponente des Kurzschlussstroms vorhanden ist, nimmt diese mit steigender Drehzahl auf Grund des Verhältnisses  $\omega/\omega^2$  im Zähler und Nenner von Gleichung (3.74a) immer mehr ab, bis nur noch ein reiner  $d$ -Strom vorhanden ist. Damit ist die Bestimmung der Kurzschlusskennlinie abgeschlossen. An dieser Stelle soll noch kurz auf den transienten Kurzschluss eingegangen werden. Dieser stellt einen dynamischen Vorgang innerhalb der EESM dar. Im Betrieb mit konstanter Drehzahl  $\omega$  werden zum Zeitpunkt  $t = 0$  alle Klemmen der Statorwicklung kurzgeschlossen. Da nun nach dem Induktionsgesetz

$$U_i = \frac{d\Psi}{dt} \quad (3.76)$$

keine Flussänderung stattfinden kann, stellt sich in der Statorwicklung, zusätzlich zu einer durch die Drehung des Rotors verursachten Wechselstromkomponente, eine Gleichstromkomponente als Ausgleich ein. Die kombinierte Amplitude aus Gleich- und Wechselstromkomponente kann dabei ein vielfaches des Nennstroms der Maschine erreichen. Die Gleichstromkomponente klingt mit fortschreitender Zeit exponentiell ab, bis sie letztendlich zu null geworden ist und somit der transiente Kurzschluss in

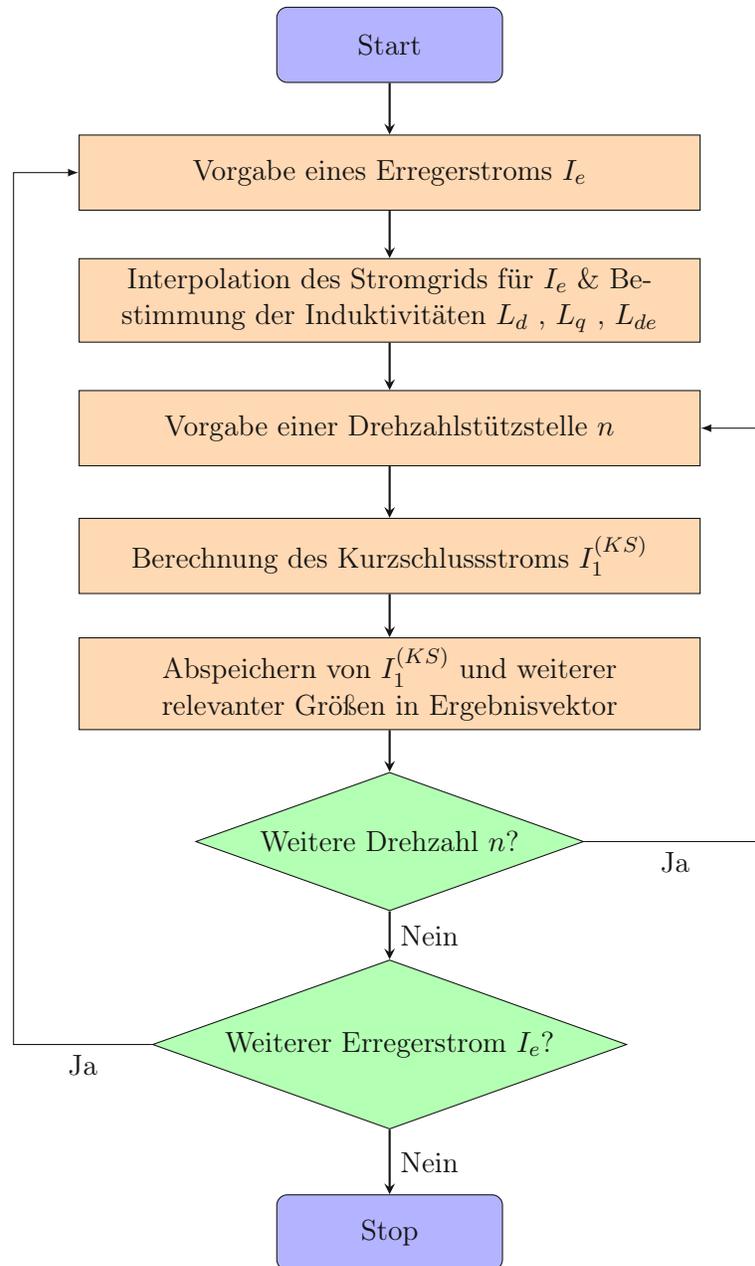
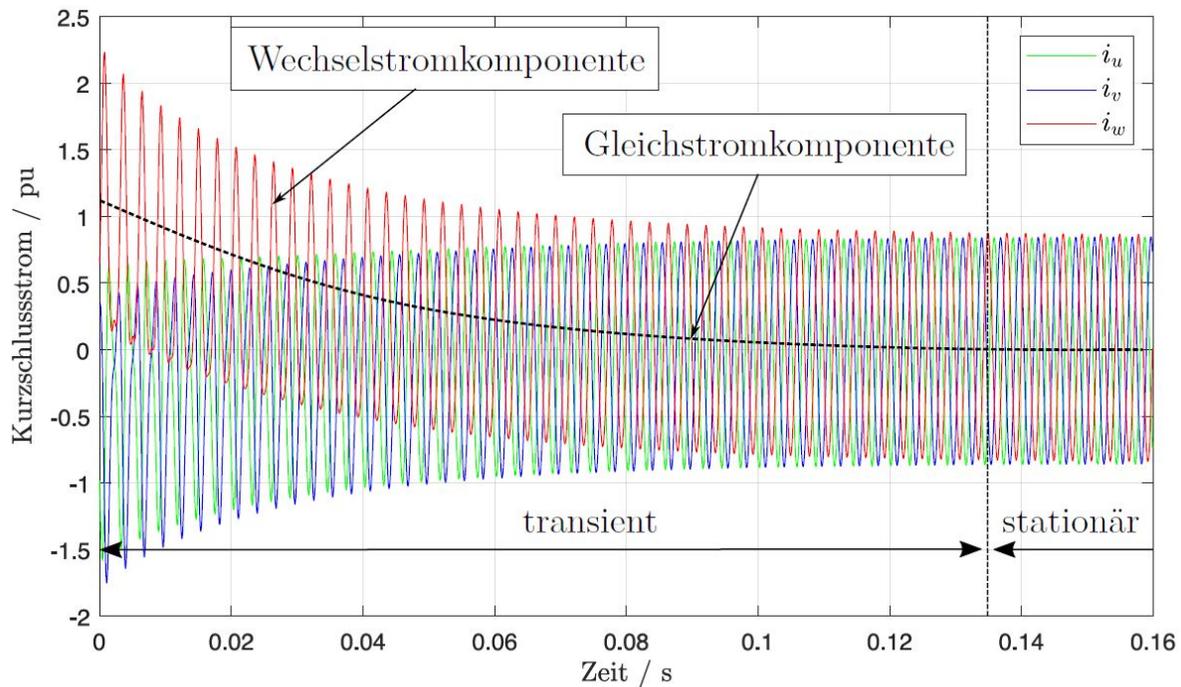


Abbildung 3.18: Verfahren zur Bestimmung der Kurzschlusskennlinie

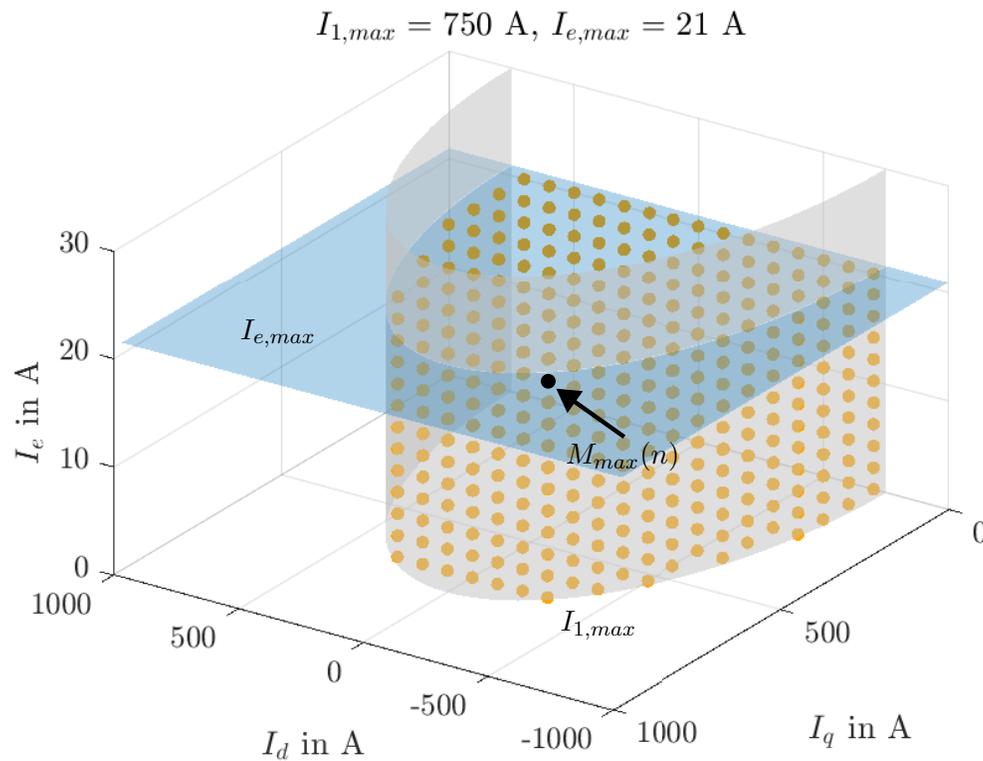


**Abbildung 3.19:** Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms bei einem dreiphasigen Kurzschluss [16]

den stationären Kurzschluss übergegangen ist [16]. Dieser Vorgang ist in Abbildung 3.19 veranschaulicht. Die in Gleichung (3.77) angegebene Zeitkonstante  $\tau$  gibt hierbei die Zeitdauer an, die benötigt wird, bis die Gleichstromkomponente auf 36.8 % ihrer maximalen Amplitude abgesunken ist und liegt für eine typische EESM im Bereich von 0.1 bis 0.5 Sekunden [6, 16].

$$\tau = \frac{2L_d L_q}{R_1 (L_d + L_q)} \quad (3.77)$$

Die genaue Berechnung des transienten Kurzschlusses ist [6] zu entnehmen, aber es sei vorweggenommen, dass in diesem Betriebszustand nicht die stationären Induktivitäten und Reaktanzen  $L$  bzw.  $X$  gelten, sondern die transienten und subtransienten Induktivitäten und Reaktanzen  $L'$ ,  $L''$  bzw.  $X'$ ,  $X''$ . Diese sind maßgeblich von den verschiedenen Streuinduktivitäten  $L_\sigma$  der Maschine abhängig und bestimmen, neben der Spannungsamplitude zum Kurzschlusszeitpunkt, die Amplitude des sich einstellenden Kurzschlussstroms. Für eine elektrisch erregte Synchronmaschine ohne Dämpferkäfig gilt zusätzlich  $X' = X''$ , wenn die Polschuhe aus geblechten Eisenpaketen aufgebaut sind, welche keine nennenswerten Wirbelströme zulassen. Somit entfällt hierbei der subtransiente Betriebszustand, welcher je nach Maschinengröße 0.02 bis 0.5 Sekunden dauert und bei dem der bis zu zehnfache Nennstrom fließen kann. Dies ist für alle in dieser Arbeit vorkommenden Maschinen der Fall.



**Abbildung 3.20:** Zulässige Betriebspunkte im Grunddrehzahlbereich durch die Strombegrenzungen aus Gleichung (3.78)

### 3.5.3 Grenzkennlinie

Die Grenzkennlinie gibt das maximal erreichbare Drehmoment für jede Drehzahl an. Dieses wird beim Betrieb mit maximalen Stator-, sowie Erregerstrom erreicht und somit gilt

$$I_1 \leq I_{1,max} \quad (3.78a)$$

$$I_e \leq I_{2,max} \quad (3.78b)$$

und zusätzlich muss die, durch die Batteriespannung vorgegebene, Spannungsgrenze eingehalten werden, siehe Gleichung (3.79).

$$U_1 \leq U_{1,max} \quad (3.79)$$

Der grundsätzliche Ablauf zur Ermittlung der Grenzkennlinie erfolgt dabei wieder, wie in Abschnitt 3.5 beschrieben. Nach der Interpolation der identifizierten Parameter auf ein feines Gitter, wird ein Drehzahlschritt vorgegeben und die Verluste entsprechend skaliert. Danach müssen die innerhalb der Strom- und Spannungsgrenzen liegenden Gitterpunkte bestimmt und alle anderen herausgefiltert werden. Wie diese Filterung, im Fall der Stromgrenzen, wirkt, ist in Abbildung 3.20 zu sehen. Darin ist für einen durch FEM-Berechnung identifizierten Bereich von  $I_d = -1000 \dots 1000 \text{ A}$ ,  $I_q = 0 \dots 1000 \text{ A}$ ,  $I_e = 0 \dots 30 \text{ A}$  gezeigt, wie sich ein maximaler Statorstrom von  $I_{1,max} = 750 \text{ A}$  und ein maximaler Erregerstrom von  $I_{2,max} = 21 \text{ A}$  auf die zur Verfügung stehenden Gitterpunkte im Grunddrehzahlbereich

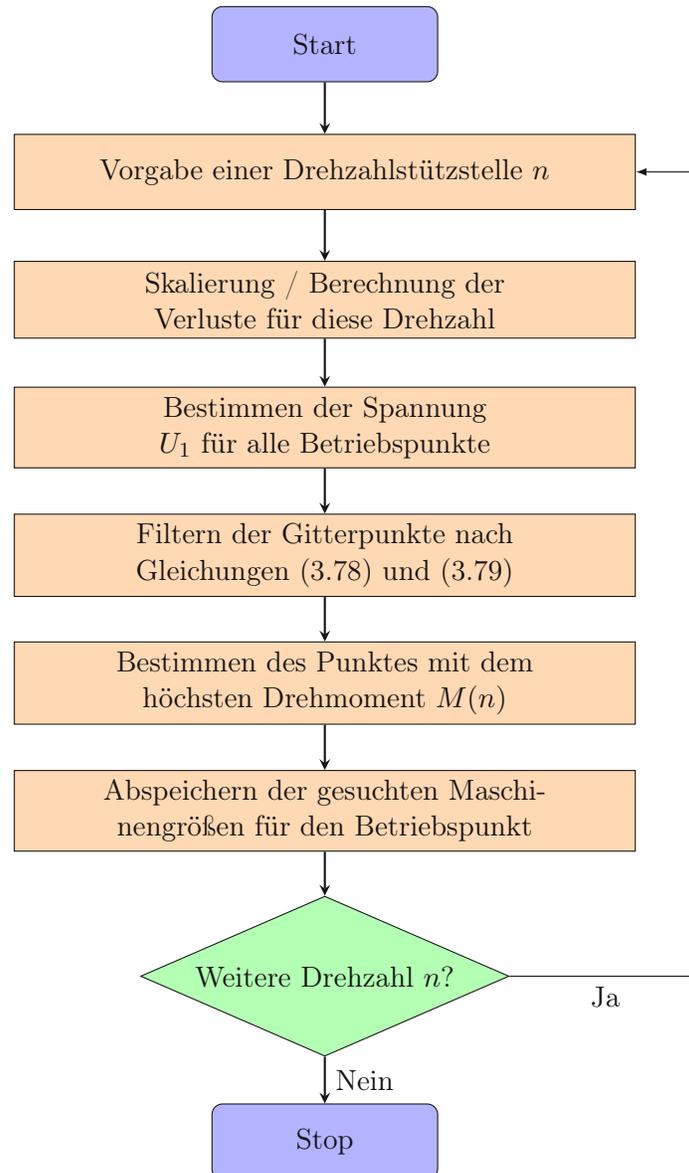


Abbildung 3.21: Verfahren zur Bestimmung der Grenzkennlinie

auswirkt. Im realen Einsatz wäre die Punktedichte deutlich höher, aber aus Anschauungszwecken wurde sie hier reduziert. Die Betriebspunkte, welche im von der Ebene  $I_{2,max}$  (blau) und dem Halbzylinder  $I_{1,max}$  (grau) gebildeten Volumen eingeschlossen sind, müssten im Feldschwäcbereich anschließend noch bezüglich der Spannung  $U_1$  nach Gleichung (3.79) gefiltert werden. Aus den übrigbleibenden Gitterpunkten wird dann derjenige, wie in Abbildung 3.20 eingezeichnet, mit dem höchsten resultierenden Drehmoment ausgewählt. Dieser wird anschließend, gemeinsam mit den weiteren interessierenden Größen, in einem Eintrag des Ergebnisvektors abgespeichert und es wird zur nächsten Drehzahl übergegangen. Das der Vorgehensweise zugehörige Flowchart ist in Abbildung 3.21 abgebildet. Der Verlauf einer, nach diesem Verfahren ermittelten, Grenzkennlinie ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Dabei ist auf der linken Skala, in Blau dargestellt, das maximale Drehmoment aufgetragen und auf der rechten Skala in Rot die zugehörige Leistung. In ihr lässt sich auch ein weiteres, für die EESM typisches, Merkmal feststellen. Durch den variablen Erregerstrom  $I_e$  kann die Leistung der Maschine

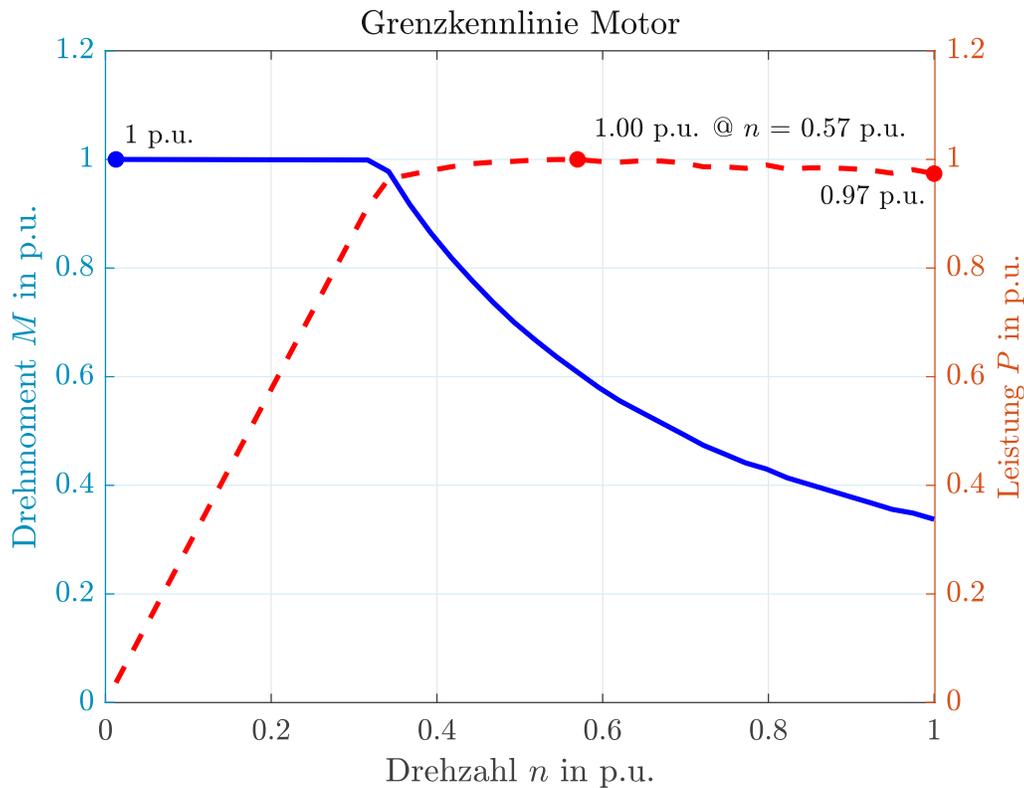


Abbildung 3.22: Beispiel einer Grenzkennlinie

über den Eckpunkt hinaus nahezu konstant gehalten werden, während das Drehmoment, ähnlich zur PSM, mit  $1/n$  abfällt. Dies macht den Einsatz der Maschine bei hohen Drehzahlen besonders attraktiv. Jedoch stellt dabei die mechanische Festigkeit des Rotors eine nicht zu missachtende Herausforderung dar. Zuletzt soll im nachfolgenden Abschnitt gezeigt werden, wie das Effizienzkennfeld, oder auch ein Kennfeld für beliebige andere Maschinengrößen, unter Berücksichtigung einer gewünschten Betriebsstrategie ermitteln lässt.

### 3.5.4 (Effizienz)Kennfeld

In diesem Abschnitt wird mit dem Beispiel des Effizienzkennfelds gearbeitet, jedoch gelten die generellen Ausführungen hierbei für eine beliebige Kennfeldgröße und nicht nur den Wirkungsgrad  $\eta$ . Das Effizienzkennfeld stellt den Wirkungsgrad  $\eta$  der EESM für den gesamten Betriebsbereich, welcher neben der Grenzkennlinie auch noch sämtliche Teillastpunkte umfasst, dar. Der Wirkungsgrad ist dabei über

$$\eta = \frac{P_{me}}{P_{el}} = \frac{P_{me}}{P_{me} + P_{v,EM}} \quad (3.80)$$

definiert. Darin stellt  $P_{me}$  die mechanisch von der Maschine abgegebene Leistung dar und  $P_{v,EM}$  entspricht der Summe aller Verlustleistungen. Der Ablauf zur Ermittlung des Effizienzkennfelds ist in Abbildung 3.23 dargestellt und wird im Anschluss erläutert. Dazu wird ähnlich wie in bereits den zuvor vorgestellten Kennlinien verfahren. Nach Vorgabe einer Drehzahl werden die Verlustarten auf diese skaliert und im Anschluss die für diese Drehzahl anliegenden Spannungen in allen Gitterpunkten bestimmt. Diese werden anschließend wieder, entsprechend der in Gleichungen (3.78) und (3.79) defi-

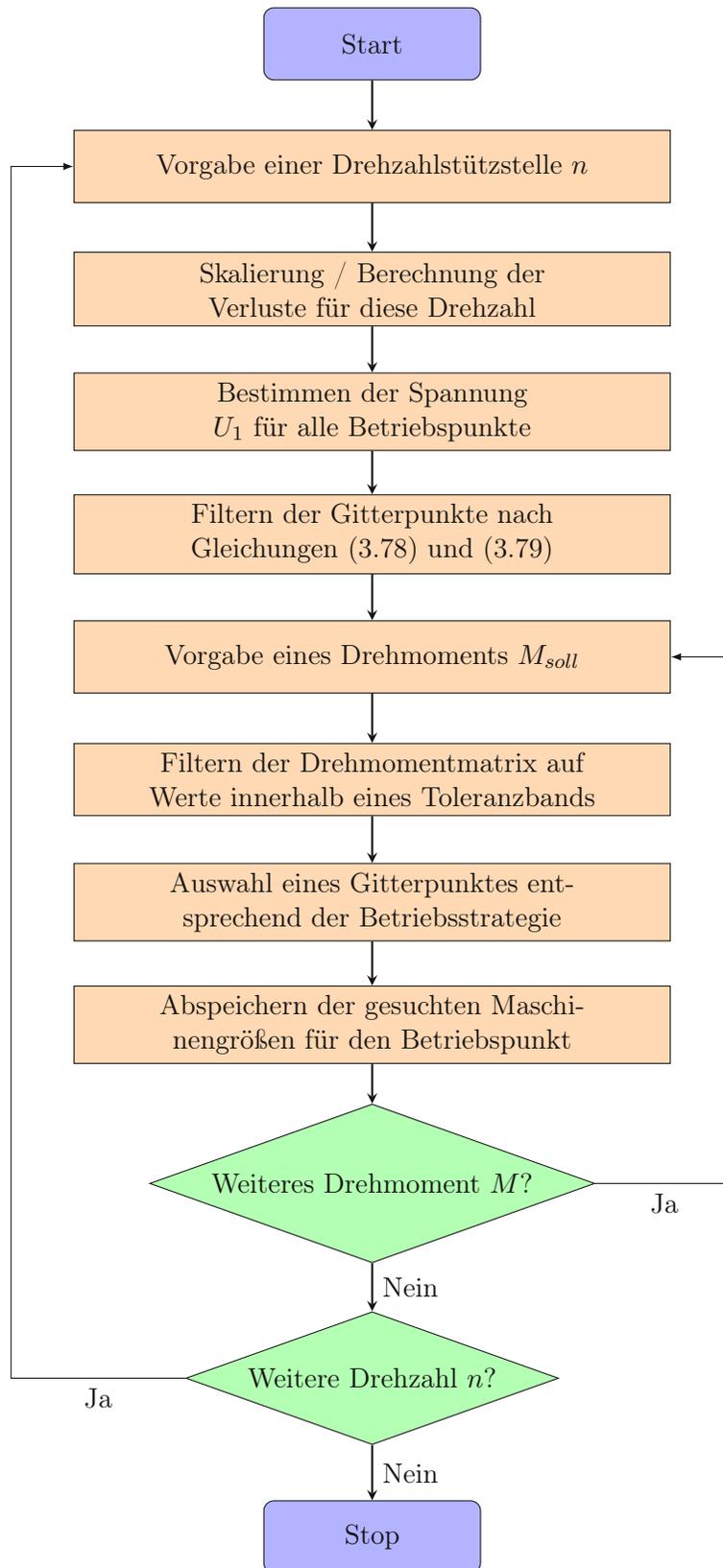


Abbildung 3.23: Verfahren zur Bestimmung des Effizienzkennfelds

**Tabelle 3.7:** Verschiedene Betriebsstrategien inkl. Zielfunktion

Name	Bedingung
Maximum torque per ampere (MTPA)	$\max_{\mathbf{x} \in \mathcal{T}} \frac{M(\mathbf{x})}{I_1(\mathbf{x})}$
Maximale Effizienz der E-Maschine	$\max_{\mathbf{x} \in \mathcal{T}} \eta(\mathbf{x})$
Minimale Rotorverluste	$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{T}} P_{v,2}(\mathbf{x})$
Minimale Drehmomentwelligkeit	$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{T}} M_{i,pp}(\mathbf{x})$

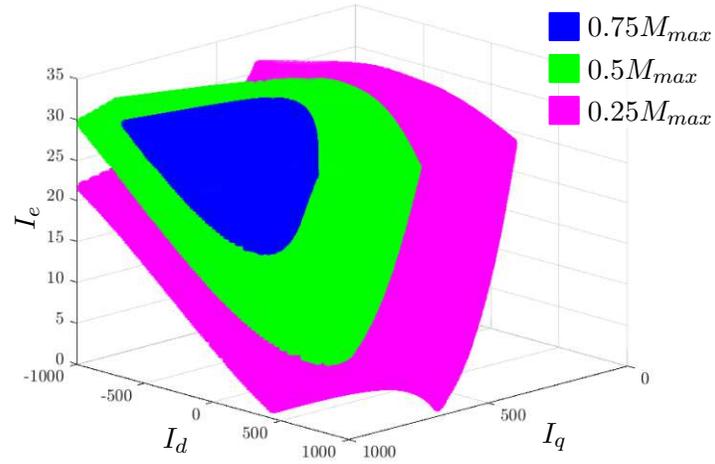
nierten Bedingungen, gefiltert. Damit sind alle für diese Drehzahl infrage kommenden Betriebspunkte definiert. Nun werden die für das Kennfeld notwendigen Teillastpunkte so bestimmt, dass im Bereich von 0 -  $M_{max}$  Nm diskrete Drehmomentstützstellen vorgegeben werden, welche dafür ausgewertet werden sollen. Dabei wird so verfahren, dass für ein vorgegebenes Drehmoment  $M_{soll}$  im Gitter der nach Strom und Spannung gefilterten Drehmomente alle Einträge gesucht werden, welche innerhalb einer gewissen Toleranz  $\Delta_M$  dieses Drehmoment abbilden. Die Menge der übrig gebliebenen Betriebspunkte sei im Folgenden als

$$\mathcal{T} = \{M(\mathbf{x}) : I_1 \leq I_{1,max}, I_2 \leq I_{2,max}, U_1 \leq U_{1,max}, M_{soll} - \Delta_M \leq M(\mathbf{x}) \leq M_{soll} + \Delta_M\} \quad (3.81)$$

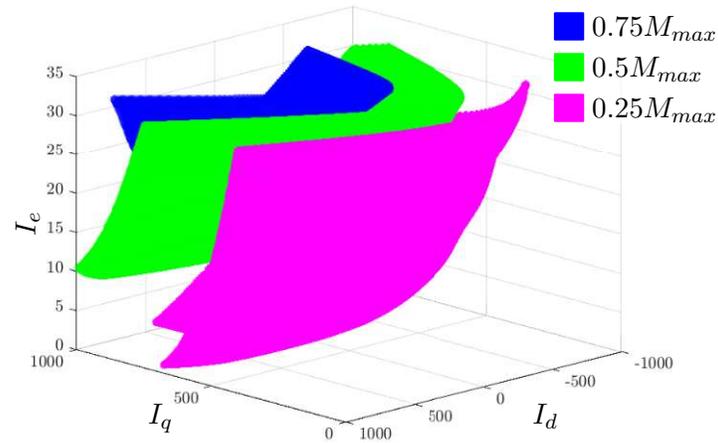
mit

$$\mathbf{x} = (I_d, I_q, I_e) \quad (3.82)$$

bezeichnet. Dabei entspricht  $M(\mathbf{x})$  dem fein interpolierten Gitter des Drehmoments in Abhängigkeit von  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_e$ . Diese Mengen  $\mathcal{T}$  lassen sich für verschiedene Werte von  $M_{soll}$  als gekrümmte Flächen im, von  $I_d$ ,  $I_q$  und  $I_e$  aufgespannten Raum darstellen. In Abbildung 3.24 sind drei Flächen für unterschiedliche Drehmomentvorgaben aufgezeichnet. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Menge an verfügbaren Punkten für steigende Werte von  $M_{soll}$  immer kleiner werden. Abbildung 3.24 gilt dabei für den Grunddrehzahlbereich, weil hier nur die Strombegrenzung greift. Im Feldschwächbereich würde zusätzlich die Spannungsgrenze die Menge an zur Verfügung stehenden Punkten reduzieren. Sind diese potenziellen Kandidaten für den Teillastpunkt identifiziert, wird entsprechend der gewünschten Betriebsstrategie der Betriebspunkt ausgesucht, welcher die dazugehörige Zielfunktion am besten erfüllt. Beispiele für mögliche Betriebsstrategien inkl. ihrer zugehörigen Zielfunktionen sind in Tabelle 3.7 aufgelistet. Der bzw. die gewählten Werte werden in der Kennfeldmatrix gespeichert und es wird zum nächsten Drehmoment oder, wenn alle Drehmomentstützstellen einer Drehzahl bestimmt wurden, zur nächsten Drehzahl übergegangen. Wurde dieser Ablauf für alle Drehoment-Drehzahl Kombinationen durchgeführt, ist die Bestimmung des Kennfelds abgeschlossen. Abbildung 3.25 zeigt dabei ein mit diesem Verfahren ermitteltes Effizienzkennfeld für eine EESM. Darin lässt sich gut erkennen, dass die EESM bei niedriger und mittlerer Last im mittleren bis hohen Drehzahlbereich am effizientesten ist. Damit ist die Beschreibung der semi-analytischen Berechnungsmethodik abgeschlossen und diese soll im nächsten Kapitel an Hand von Messungen an einer Prototypen-Maschine verifiziert werden.



(a) Ansicht 1



(b) Ansicht 2

Abbildung 3.24: Hüllkurven für verschiedene Drehmomentwerte

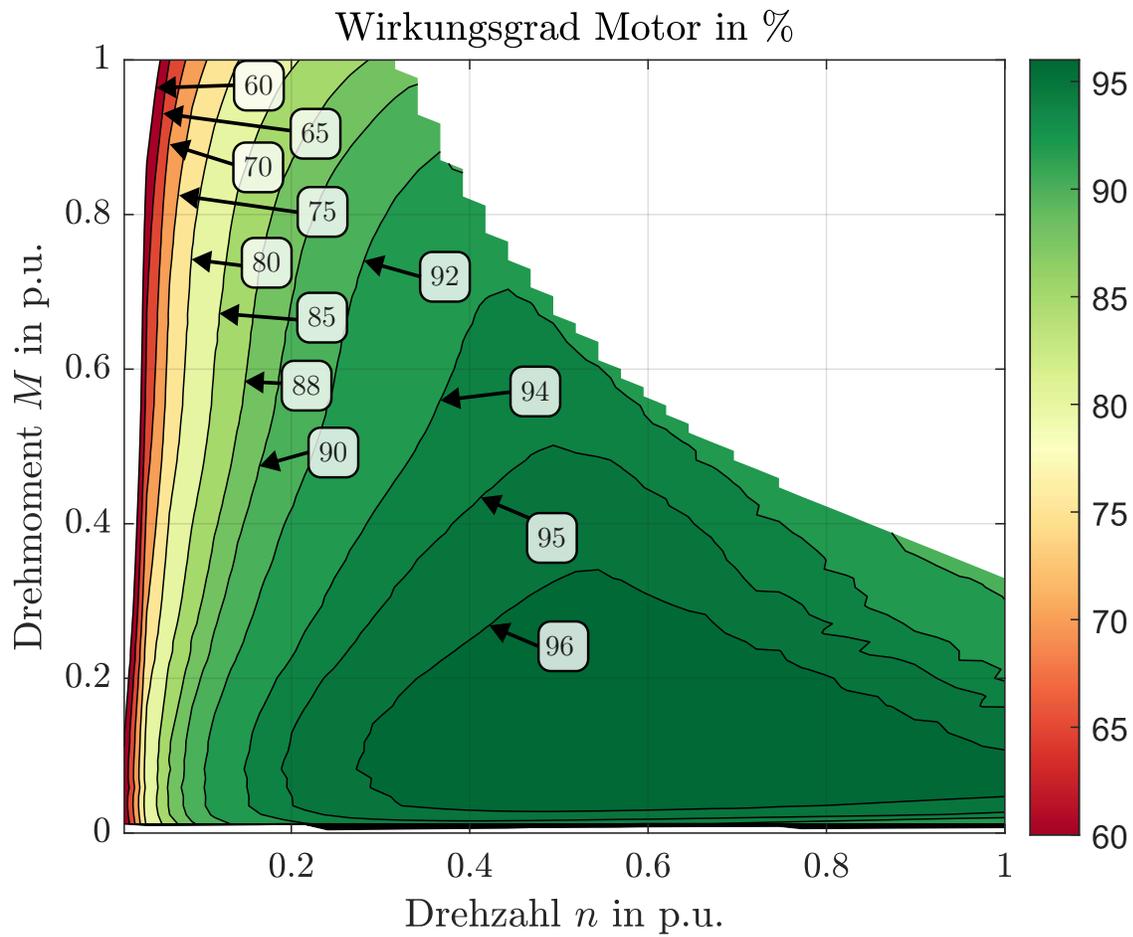


Abbildung 3.25: Beispiel eines Effizienzkennfelds

## 4 Verifikation der Berechnungsmethodik

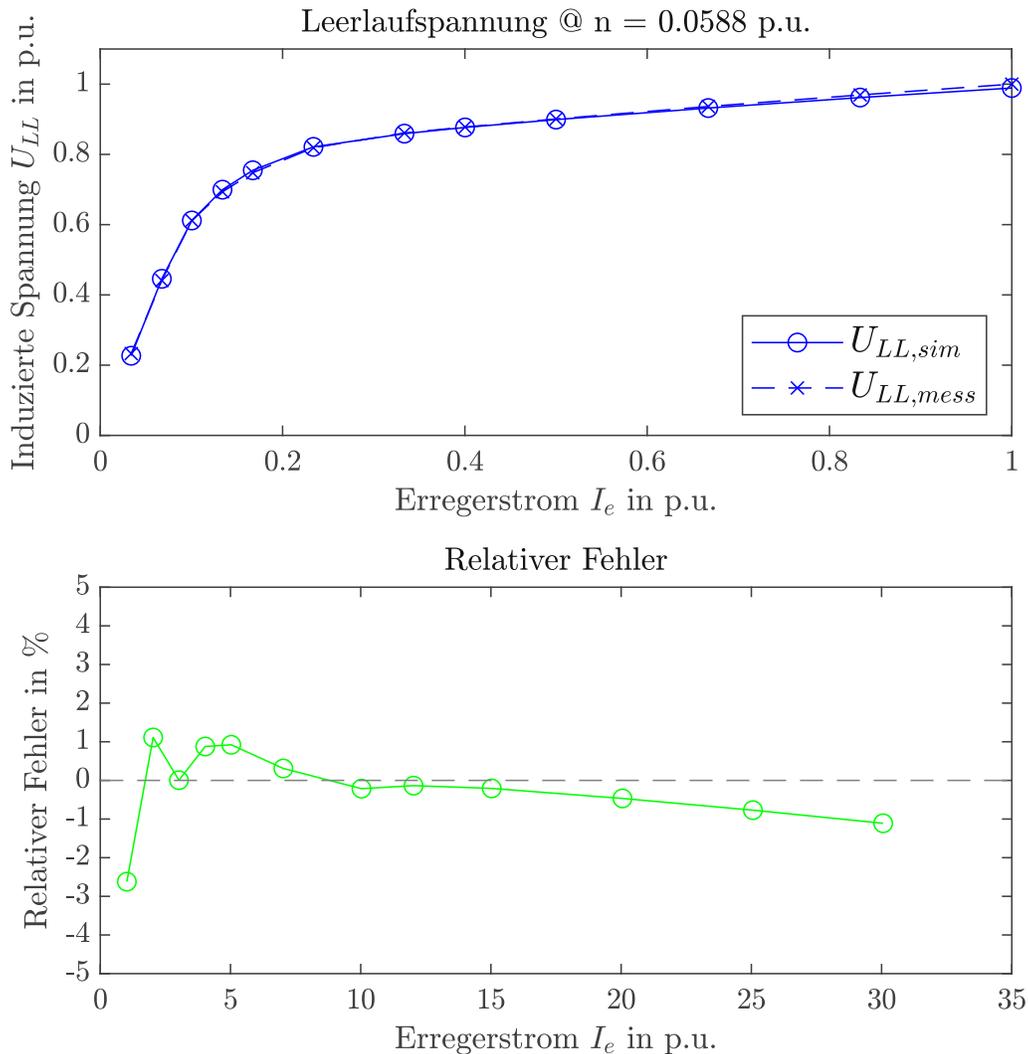
Um eine Aussage über die Genauigkeit der Berechnungsmethodik zu erhalten, wird die in den letzten Kapiteln vorgestellte semi-analytische Berechnungsmethodik im Folgenden anhand von Messungen einer zur Verfügung gestellten Prototypen EESM verifiziert werden. Aus Geheimhaltungsgründen wird die dazu verwendete Maschine in dieser Arbeit jedoch nicht genauer beschrieben, aber soll im Folgenden EM1 genannt werden. Die in den vorherigen Kapiteln beschriebene, semi-analytische Berechnungsmethodik wurde vom Autor im Zuge dieser Arbeit in einem automatisierten Zusammenschluss verschiedener Software-Tools bzw. Programmiersprachen umgesetzt, welcher im Folgenden als Toolkette oder Berechnungstoolkette bezeichnet wird. Um einen möglichst aussagekräftigen Vergleich zu erhalten, wurde ein zweidimensionales Computer Aided Design (CAD)-Modell der Maschine direkt in die Berechnungstoolkette übernommen. Auch die Materialkennndaten des Eisenblechs wurden vom vorhandenen Prototypen übernommen. Die Wicklungsdimensionen in Stator und Rotor wurden so eingestellt, dass der gemessene Stator- und Rotorwiderstand bei 20 °C mit der Messung übereinstimmen. Eine gemessene Kennlinie der Reibungsverluste wurde direkt in der Toolkette hinterlegt. Die Korrekturfaktoren der Berechnungsmethodik, für z.B. Eisenverluste, wurden innerhalb dieses Messabgleichs insofern ermittelt, als eine möglichst gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung vorhanden ist. Diese sind notwendig, um z.B. den Einfluss des Fertigungsverfahrens auf die elektromagnetischen Eigenschaften des Eisenblechs zu berücksichtigen. Die Verifikation der Berechnungstoolkette erfolgt dabei in zwei Schritten. Zuerst wird der Verlauf von Leerlauf-, Kurzschluss- und Grenzkennlinie zwischen der Messung und der Simulation verglichen. Darauf folgend wird ein Vergleich der Verlustleistungen durchgeführt, um sicherzustellen, dass die neben den quantitativen Verläufen der Kennlinien auch die Verluste korrekt ermittelt werden. Hierbei wird zusätzlich ein gemessenes Effizienzkennfeld für einen Vergleich genutzt. Sämtliche Werte sind aus Geheimhaltungsgründen normiert dargestellt.

### 4.1 Verläufe der Kennlinien

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Diskussion der Verläufe von Leerlauf-, Kurzschluss- und Grenzkennlinie und der Abweichung dieser zwischen Messung und Simulation.

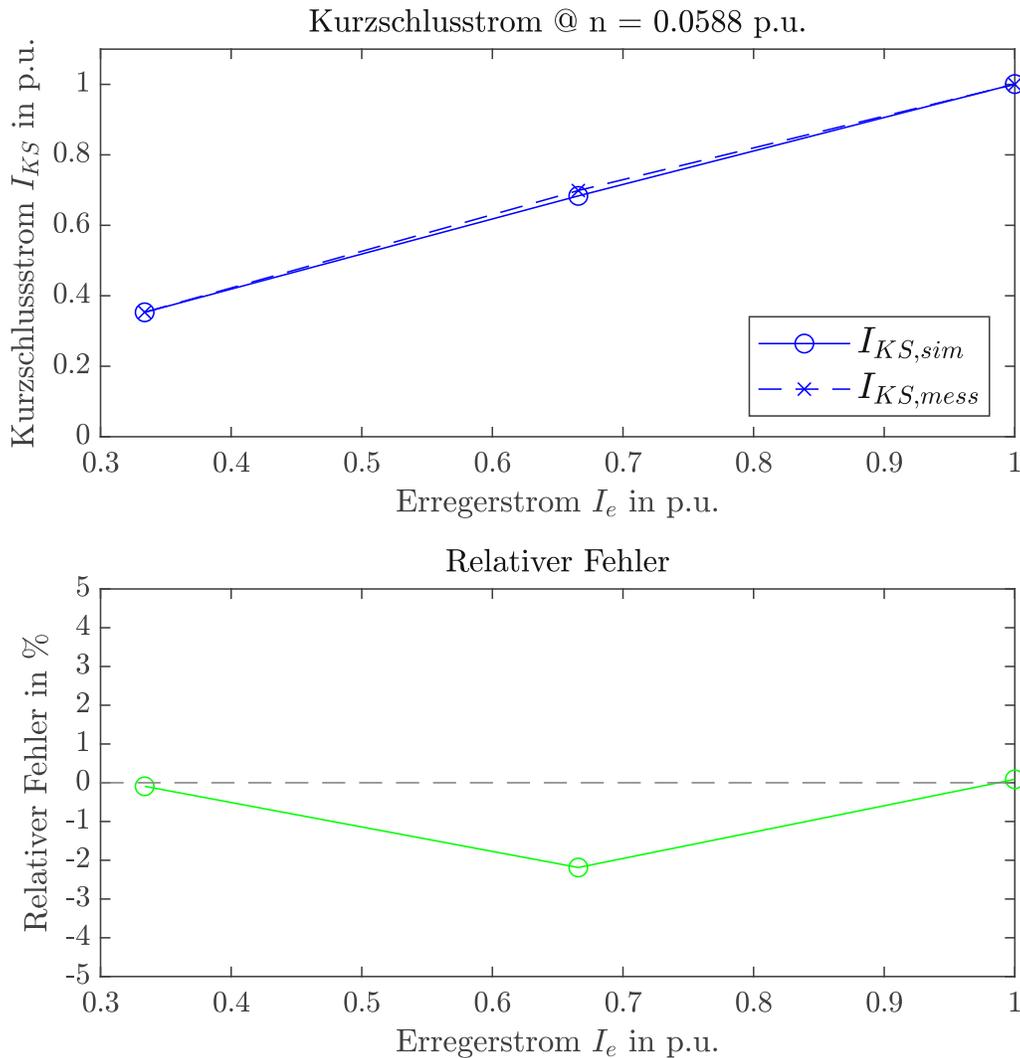
#### 4.1.1 Leerlauf

Die Leerlaufkennlinie ist so gemessen, dass bei einer konstanten Drehzahl von  $n = 0.0588$  p.u. verschiedene Erregerströme eingestellt wurden und für jeden Wert von  $I_e$  die Spannung an den offenen Klemmen der Maschine als Leiter-Leiter  $U_{LL}$  Wert gemessen wurde. Dies wurde in der Toolkette dementsprechend nachgebildet, indem die Leerlaufkennlinie nur für die fest eingestellte Drehzahl  $n$ ,



**Abbildung 4.1:** Verlauf der gemessenen und simulierten Leerlaufkennlinie von EM1

aber für aus der Messungen stammenden Erregerströme, berechnet wird. Die Drehzahl wurde dabei auf die Maximaldrehzahl  $n_{max}$  der Maschine normiert. In Abbildung 4.1 sind die Ergebnisse von Messung und Simulation, sowie der relative Fehler zwischen den beiden Werten, bezogen auf den Messwert, gegenübergestellt. Darin ist eine sehr gute Übereinstimmung zu erkennen, was darauf schließen lässt, dass die in der Toolkette hinterlegte BH-Kennlinie des Eisens gut mit der Realität übereinstimmt. Der mittlere, relative Fehler liegt unter 1% und der betragliche, maximale Fehler bei 2.6%. Dieser liegt jedoch bei einem sehr niedrigen Erregerstrom von  $I_e = 0.033$  p.u. und somit besitzt die induzierte Spannung mit  $U_{LL} = 0.26$  p.u. ebenfalls einen sehr niedrigen Wert. Mögliche Einflussfaktoren für diese Abweichungen wären die Temperaturabhängigkeit der BH-Kennlinie des Elektroblechs, welche aber tendenziell eher zu vernachlässigen ist. Ein weiterer Grund für die Abweichungen bei hohen Erregerströmen könnte die Ausbildung von dreidimensionalen Effekten auf Grund von Sättigung im Blechpaket sein. Der Stapelfaktor wurde durch den Hersteller der Maschine ermittelt und ist innerhalb der BH-Kennlinie bereits berücksichtigt. Allerdings spricht die gute Übereinstimmung mit der Messung über alle Erregerströme hinweg für eine korrekte Berechnung innerhalb der Toolkette.



**Abbildung 4.2:** Verlauf der gemessenen und simulierten Kurzschlusskennlinie von EM1

### 4.1.2 Kurzschluss

Im stationären Kurzschlussfall sind die Klemmen der EM1 kurzgeschlossen und es wird, wieder bei einer fixen Drehzahl von  $n = 0.0588$  p.u., für verschiedene Werte des Erregerstroms  $I_e$  die Amplitude eines beliebigen Strangstroms gemessen. Äquivalent zur Leerlaufkennlinie wurden auch für den Kurzschlussfall die gemessene Drehzahl, sowie die gemessenen Erregerströme simuliert. Der Vergleich zwischen Mess- und berechneten Werten ist in Abbildung 4.2 zu sehen. In den drei gemessenen Punkten ist eine sehr gute Übereinstimmung mit den simulierten Werten zu erkennen und es kommt, bei einem Erregerstrom von  $I_e = 0.67$  p.u., zu einem maximalen, relativen Fehler von 2.2 %. Die beiden anderen Punkte stimmen mit den Messwerten exakt überein. Zusätzlich zu der guten Übereinstimmung der Blechkennlinie aus der Leerlaufmessung, kann hiermit festgestellt werden, dass auch die Abschätzung der Wickelkopfstrominduktivität plausible Werte liefert, da diese die Amplitude des Kurzschlussstroms ebenfalls beeinflusst. Die Ergebnisse bestätigen somit auch hier Richtigkeit der eingesetzten Berechnungsmethodik.

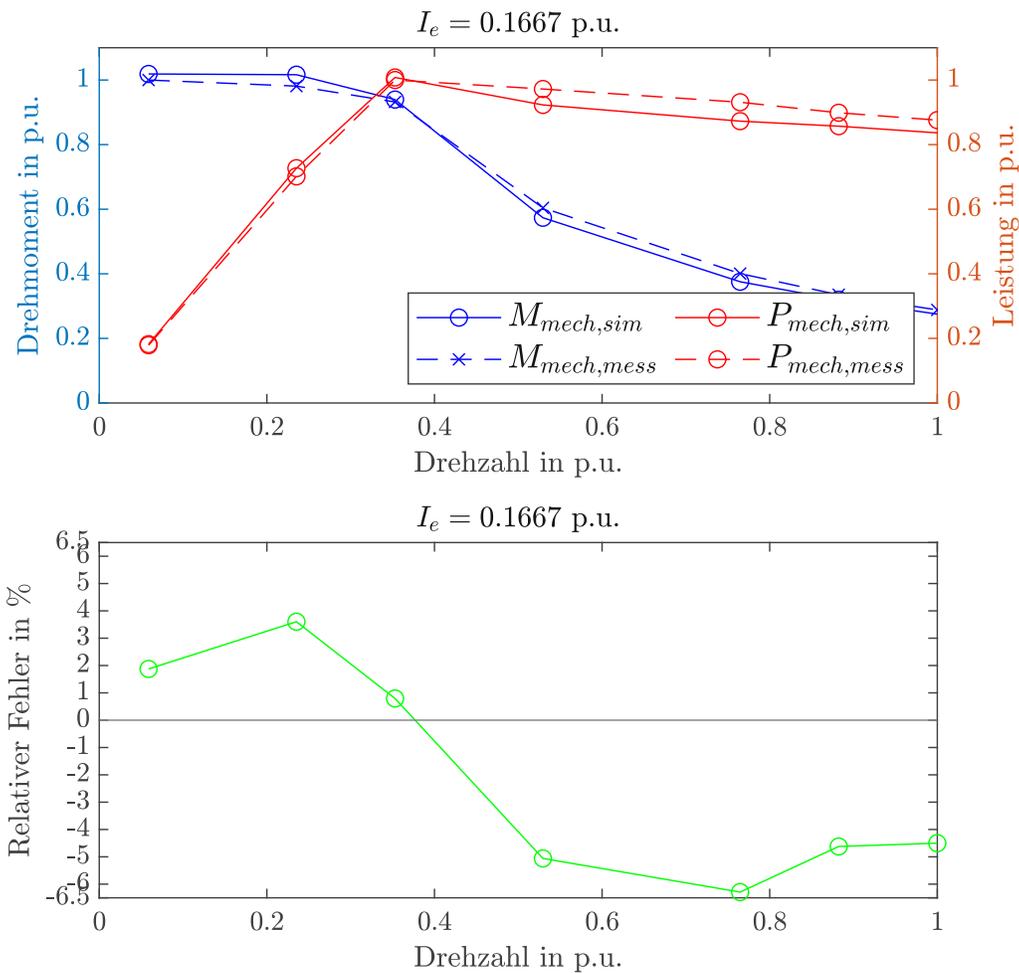


Abbildung 4.3: Abgleich Grenzkennlinie bei  $I_e = 0.1667$  p.u. von EM1

### 4.1.3 Grenzkennlinie

Die Grenzkennlinie stellt das maximal zur Verfügung stehende Drehmoment  $M_{max}$  und damit die zugehörige, maximale Leistung  $P_{max}$  über der Drehzahl  $n$  für ein vorgegebenen Erregerstrom  $I_e$  dar. Für die EM1 wurden dazu Grenzkennlinien bei drei unterschiedlichen Werten von  $I_e$  und sieben Drehzahlen  $n$  zur Verfügung gestellt. Für alle diese Punkte wurden auch die gestellten Stromwerte  $I_d$  und  $I_q$  mitgemessen. Um nun einen akkuraten Vergleich zwischen der Messung und der Simulation zu erhalten, wurden in der Toolkette exakt diese  $I_d$ - $I_q$ -Kombinationen bei entsprechendem  $I_e$  und  $n$  berechnet und dabei das mechanische Drehmoment ausgewertet. Die Ergebnisse inklusive relativer Fehler für unterschiedliche Erregerströme sind in Abbildungen 4.3 bis 4.5 abgebildet. Dabei zeigt der Verlauf in Abbildung 4.3 mit bis zu 6,5 % relativen Fehler die stärksten Abweichungen von den gemessenen Werten. Während das Drehmoment im Grunddrehzahlbereich eher überschätzt wird, liegen die gemessenen Werte des Drehmoments im Feldschwächbereich eher über den simulierten. Ein möglicher Grund für das zu hoch geschätzte Drehmoment der ersten beiden Messpunkte, könnten zu hohe Werte der hinterlegten Blechkennlinie in diesem Durchflutungsbereich sein oder eine Unterschätzung der inneren Verluste der Maschine. Trotzdem bewegt sich der Fehler in einem akzeptablen Rahmen ( $\leq \pm 6\%$ ) für eine zeiteffiziente Vorausberechnung ohne Verwendung einer detaillierten 3D-Simulation. Für einen

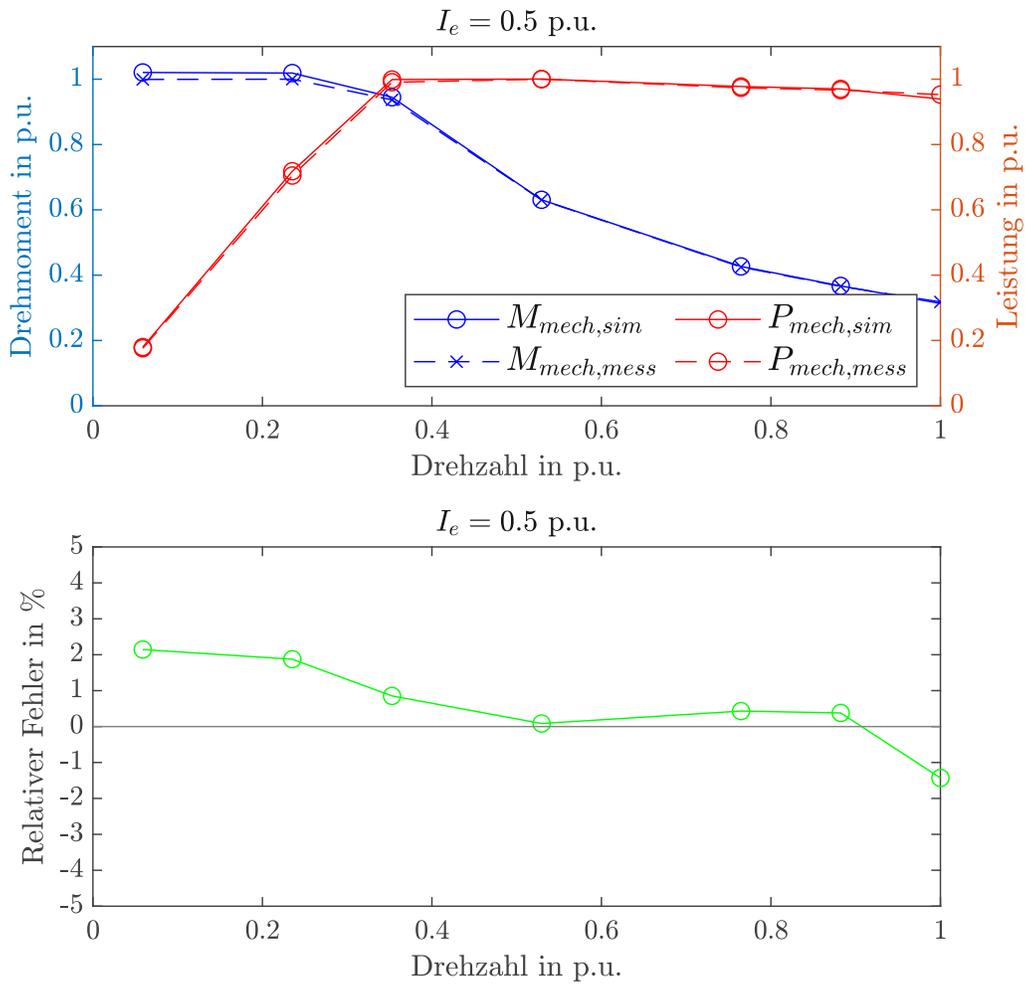


Abbildung 4.4: Abgleich Grenzkennlinie bei  $I_e = 0.5 \text{ p.u.}$  von EM1

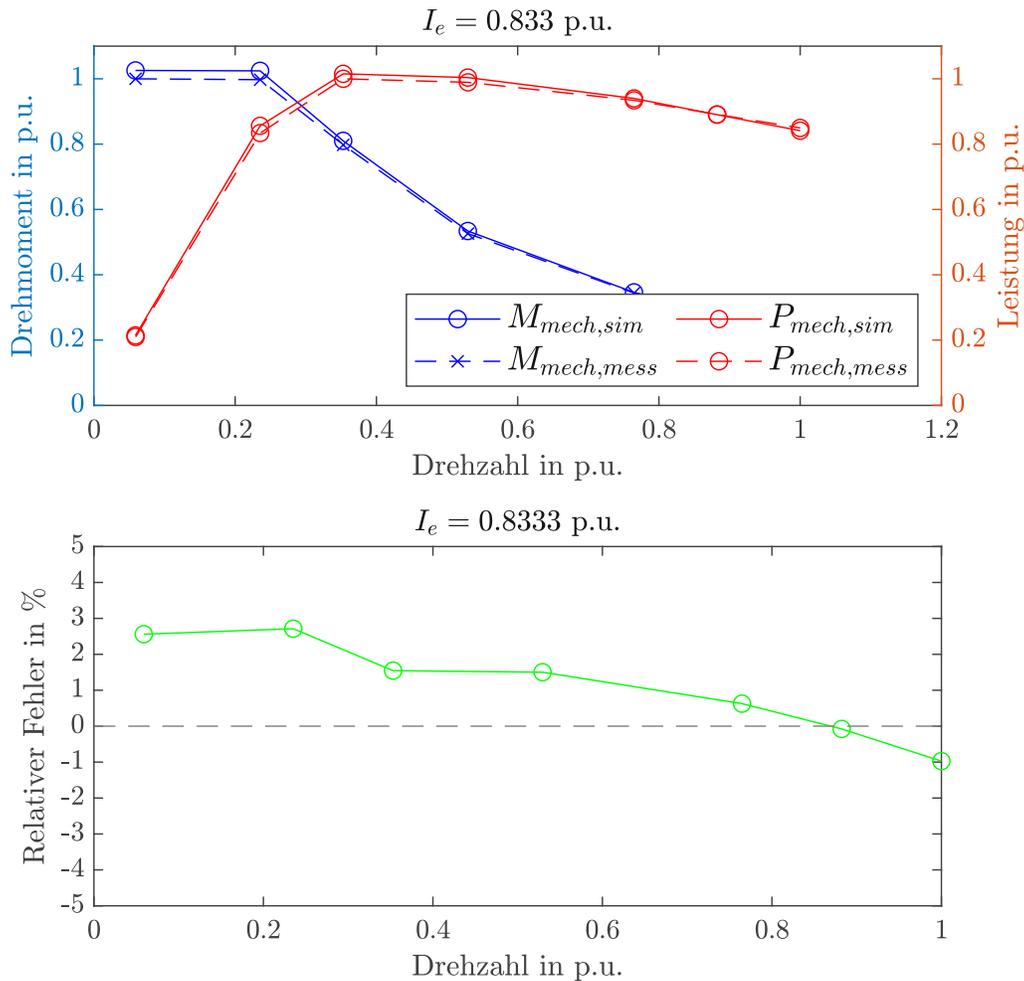


Abbildung 4.5: Abgleich Grenzkennlinie bei  $I_e = 0.833$  p.u. von EM1

Erregerstrom von  $I_e = 0.5$  p.u. stimmt die Simulation sogar noch besser mit der Messung überein und der maximale Fehler liegt nur mehr bei knapp über 2 %. Im Feldschwäcbereich liegt die Abweichung sogar teilweise unter 1% und die Vorhersagegenauigkeit ist somit äußerst zufriedenstellend. Ähnlich wie beim vorherigen Erregerstrom wird das Drehmoment im Grunddrehzahlbereich etwas überschätzt. Auch für den höchsten Erregerstrom mit einem Wert von  $I_e = 0.833$  p.u. zeigt der Vergleich zwischen den beiden Grenzkennlinien, wie gut die analytisch-numerisch gekoppelte Berechnungsmethodik in der Lage ist die Performance der Maschine vorherzusagen. Die maximale Abweichung liegt bei unter 3 % und der Verlauf der Kennlinie wird exakt nachgebildet. Während das Drehmoment anfangs wieder leicht überschätzt wird, nimmt dieser relative Fehler, wie auch schon bei den anderen Erregerströmen, mit steigender Drehzahl ab und führt bei  $n_{max}$  sogar zu einer kleinen Unterschätzung. Mögliche Begründungen für diese Abweichungen wurden bereits genannt, aber sollen nochmal hier in aller Kürze aufgeführt werden.

- Keine Berücksichtigung dreidimensionaler Feldeffekte (z.B. axial aus Blechpaket austretender Fluss)
- Zu niedrig geschätzte Reibungsverluste bei geringen Drehzahlen
- Zu hohe Flussdichtewerte in der BH-Kennlinie für die in diesem Betriebsfall auftretenden Durchflutungen hinterlegt

Der maximale Erregerstrom von  $I_e = 1$  p.u wurde nicht vermessen und deshalb ist hierzu kein Abgleich vorhanden. Nachdem nun die Vorhersagequalität des Verlaufs von, mittels semi-analytischer Berechnungsmethodik ermittelter, Kennlinien dargelegt wurde, sollen im Anschluss die dabei ermittelten Verluste betrachtet werden.

## 4.2 Verlustabgleich

Zum Abgleich der in der Toolkette ermittelten Verluste wurden vom Hersteller der EM1 ebenfalls Messungen der Maschine im Leerlauf und Kurzschluss, sowie an der Grenzkennlinie übermittelt. Zusätzlich wurde ein Effizienzkennefeld für verschiedene Drehmoment/Drehzahl-Kombinationen bei einem Erregerstrom von  $I_e = 0.1667$  p.u. übermittelt. Bei all diesen Messungen wurden für jeden Messpunkt folgende Größen aufgenommen

- Mechanisches Drehmoment an der Messwelle  $M$
- Drehzahl  $n$
- Gemessene elektrische Leistung an der AC-Seite des PWR  $P_{el,1}$ , sowie an der Erregerwicklung  $P_{el,2}$
- Temperatur  $\vartheta$  an verschiedenen Stellen von Wicklungen, Gehäuse und Blech

Aus den Werten von  $M$  und  $n$  lässt sich mittels

$$P_{me} = 2\pi Mn/60 \quad (4.1)$$

die mechanische Leistung  $P_{me}$  ermitteln. Die gesamten in der Maschine anfallenden Verluste  $P_{v,EM}$  bilden sich somit aus der Summe von Erregerverlusten und der Differenz zwischen elektrischer und mechanischer Leistung nach Gleichung (4.2).

$$P_{v,EM} = P_{el} - P_{me} = P_{el,2} + P_{el,1} - P_{me} \quad (4.2)$$

Um die gemessenen Betriebspunkte möglichst exakt in der Simulation abzubilden, wurden gewisse Maßnahmen getroffen, damit ein fairer Vergleich stattfinden kann. Diese lauten folgendermaßen

- Die Temperaturabhängigkeit des Erregerwiderstands wird dadurch berücksichtigt, dass bei jedem Messpunkt aus der gemessenen Erregerleistung und dem dabei fließenden Strom der effektiv

wirksame Widerstand und daraus, über , Gleichung (3.22) die mittlere Temperatur der Erregerwicklung bestimmt wird. Diese wird dann auch in der Simulation für den jeweiligen Messpunkt hinterlegt.

- Für Betriebspunkte in denen ein Statorstrom bestehend aus  $I_d$  - und  $I_q$  -Komponente vom PWR gestellt wird, wird exakt diese Stromvorgabe zur Berechnung innerhalb der Toolkette genutzt.
- Der Temperatureinfluss auf den Strangwiderstand der Statorwicklung wird dahingehend berücksichtigt, dass als Wicklungstemperatur in der Simulation der Mittelwert aus allen, relevanten Messstellen verwendet wird.

Nun folgend werden alle vier Betriebsfälle analysiert und eine Aussage über die Genauigkeit der im Voraus berechneten Verluste getätigt. Um eine statistische Aussage über Ergebnisqualität zu erhalten, wurde für jede Messung ein mittlerer Fehler ermittelt, welcher dem arithmetischen Mittelwert  $\bar{e}$  über alle  $N$  Messpunkte mit der jeweiligen Abweichung  $e_i$ , entsprechend Gleichung (4.3), entspricht.

$$\bar{e} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i \quad (4.3)$$

Zusätzlich wird auch die maximale Abweichung in einem einzelnen Messpunkt als maximaler Fehler angegeben.

#### 4.2.1 Leerlauf

Da im Leerlauf die Klemmen der Maschine offen sind, kann in der Statorwicklung kein Strom fließen und somit treten dort auch keine Wicklungsverluste  $P_{v,1,W}$  auf. Somit sind die verbleibenden Verlustarten dieses Betriebsfalls die Reibungsverluste  $P_{v,Reib}$  durch Luft, Lager und Bürsten, die Eisenverluste  $P_{v,FE}$ , sowie die Wicklungsverluste in der Erregerwicklung  $P_{v,2,W}$ . Die Messungen wurden bei drei verschiedenen Erregerströmen in der Höhe von  $I_e = \{0.167, 0.333, 0.5\}$  p.u. für eine Reihe an Drehzahlen zwischen  $n = \{0 \dots 1\}$  p.u. durchgeführt. Diese Messpunkte wurden mit der Toolkette nachgerechnet und die Ergebnisse im Vergleich mit den gemessenen Werten sind in Abbildung 4.6 zu sehen. Dabei wurden die simulierten Verluste nach ihren einzelnen Verlustarten aufgetrennt dargestellt, damit sich auch deren Verläufe über die Drehzahl hinweg erkennen lassen. Die gestrichelte Linie mit den Kreuzen an den Messpunkten stellen dabei die gemessenen Verlustwerte dar. Dabei ist eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation für alle Erregerströme erkennbar. Der mittlere Fehler der einzelnen Messreihen liegt zwischen 3.7 und 7.8%. Die beste Übereinstimmung mit der Messung erreicht hierbei die Simulation bei einem Erregerstrom von  $I_e = 0.333$  p.u., welche einen mittleren Fehler von nur 0.4 % besitzt. Da die Reibungsverluste  $P_{v,Reib}$  aus einer gemessenen Kennlinie stammen, der Erregerwiderstand  $R_2$  bei 20 °C mit dem gemessenen übereinstimmt und auch der Temperatureinfluss berücksichtigt wird, ist davon auszugehen, dass die Abweichungen maßgeblich aus den Eisenverlusten stammen. Dies ist auch plausibel, weil im verwendeten Eisenverlustmodell die beiden Koeffizienten  $\sigma_{hys}$  und  $\sigma_{wb}$  nur bestmöglich auf eine Reihe von Messwerten über Frequenz und Induktion gefittet werden. Damit ergibt sich in gewissen Betriebsbereichen eine bessere Übereinstimmung mit den gemessenen Werten und in anderen eine schlechtere. Diese können zwar mithilfe

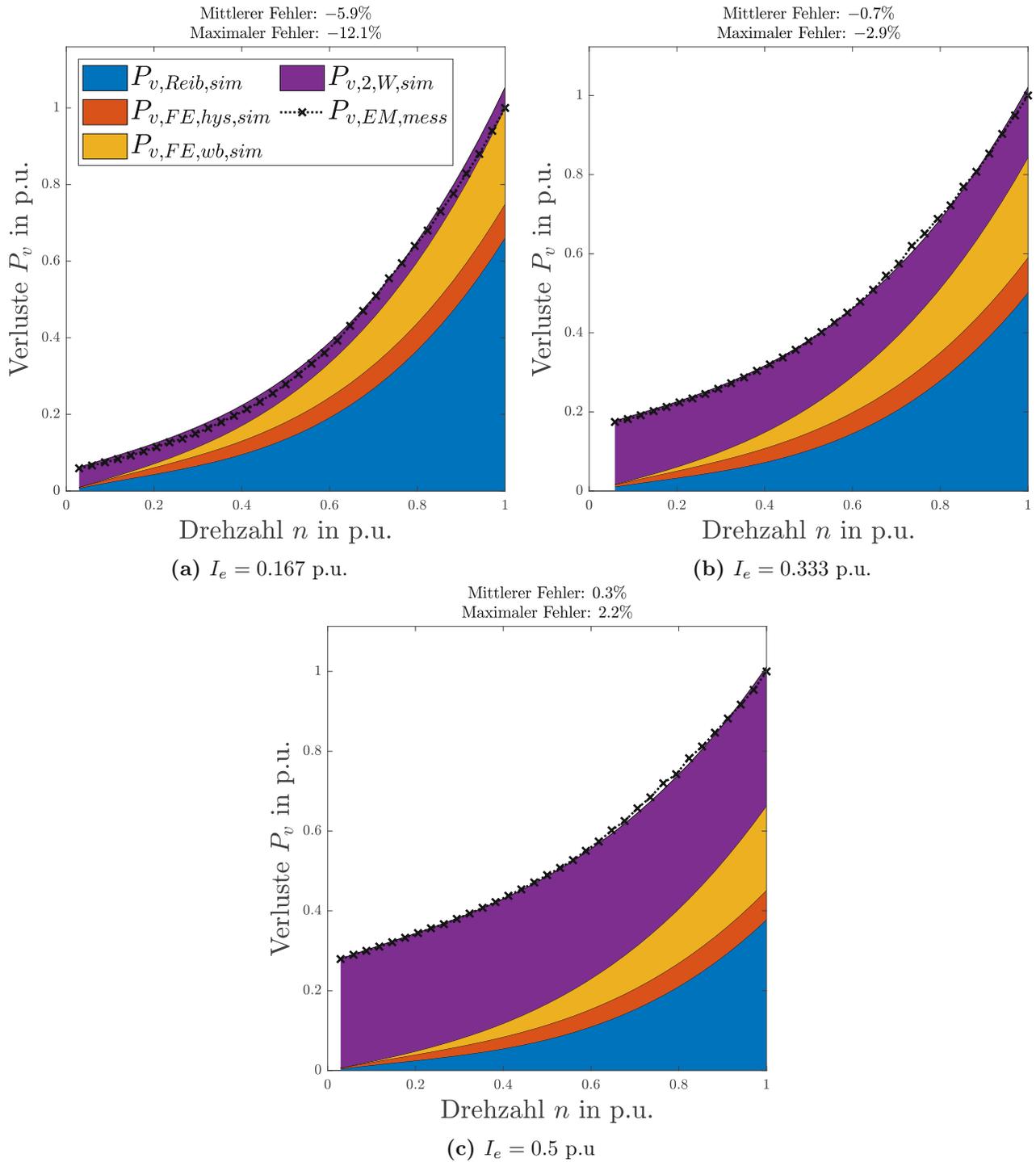
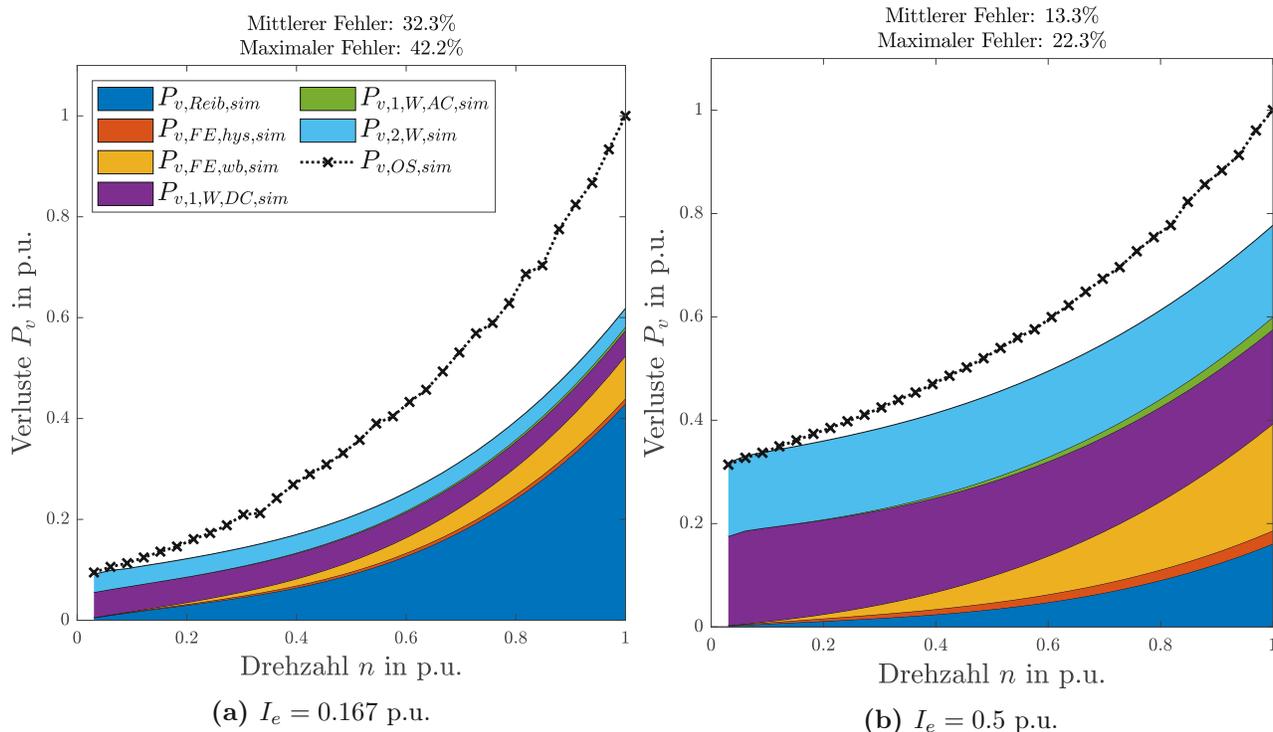


Abbildung 4.6: Abgleich der Leerlaufverluste bei verschiedenen Erregerströmen  $I_e$

von Korrekturfaktoren angepasst werden, jedoch wird sich dabei nie eine perfekte Übereinstimmung ergeben. Abbildung 4.6 lässt darauf schließen, dass die Eisenverluste für einen niedrigen Erregerstrom von  $I_e = 0.167$  p.u. eher überschätzt werden, während Sie für höhere Ströme zu niedrig angenommen werden. An dieser Stelle sei noch erwähnt, dass eine genaue Berechnung der Eisenverluste auf Grund ihrer vielen Einflussfaktoren sich schwer gestaltet und heute noch Thema in vielen wissenschaftlichen Arbeiten ist. Ein möglicher Faktor, der diese Verlustart beeinflusst, ist das verwendete Fertigungsverfahren beim in Form bringen des Elektroblechs. Dessen Einfluss wird mitunter in den Arbeiten [2, 40, 77] untersucht.

### 4.2.2 Kurzschluss

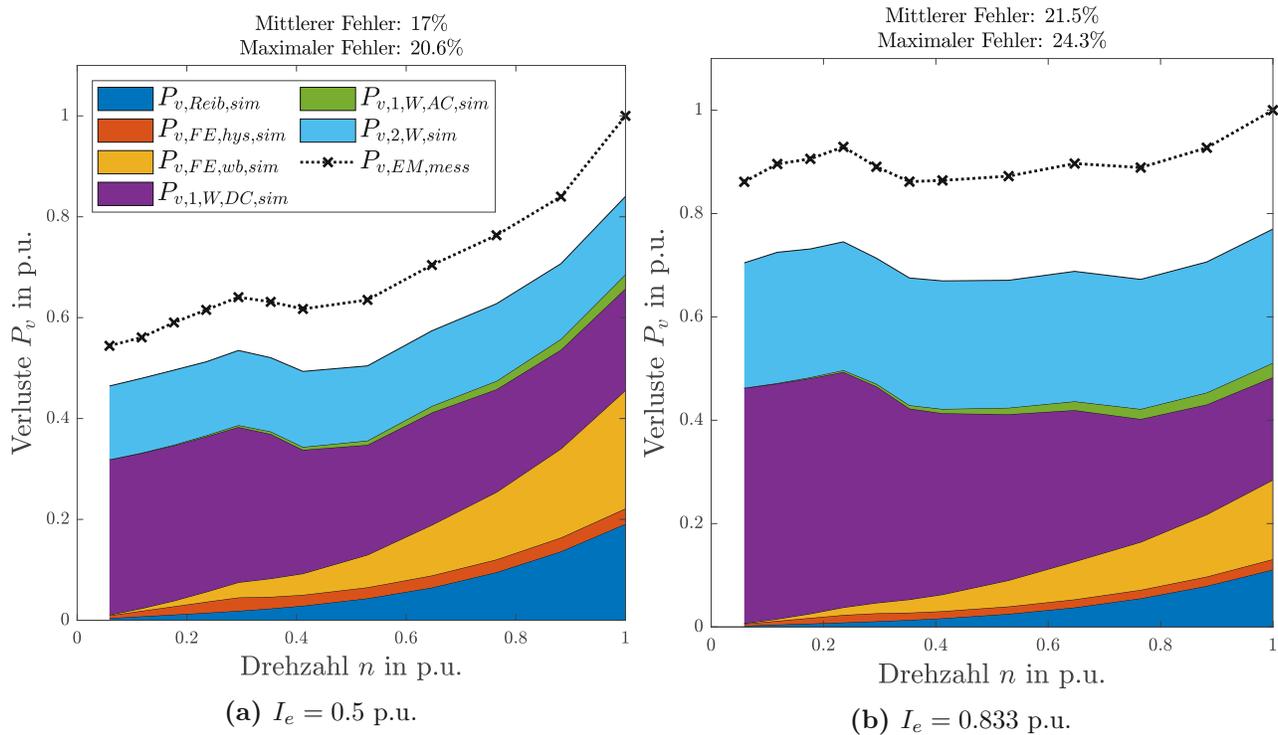
In diesem Betriebszustand bildet sich, im Gegensatz zum Leerlauf, zusätzlich ein Strom in der Statorwicklung aus, welcher zu Verlusten in dieser führt. Entsprechend Abbildung 3.18 erreicht dieser allerdings schon bei niedrigen Drehzahlen, auf Grund der Sättigung des Eisens, seine maximale Amplitude und behält diese für steigende Drehzahlen nahezu bei. Diese Verluste besitzen eine lineare Abhängigkeit von der mittleren Temperatur des Leitermaterials, welches sich während einer solchen Messung erwärmen kann. Zusätzlich tritt bei steigender Frequenz eine Verlustkomponente auf Grund der sich im Leiter ausbildenden Stromverdrängung aus, welche den effektiven Widerstand erhöht und somit zu mehr Verlusten führt. Diese Verluste durch Stromverdrängung besitzen allerdings auf Grund der Abnahme der elektrischen Leitfähigkeit des Leitermaterials ein indirekt proportionales Verhältnis zur Wicklungstemperatur. Da sich im Kurzschluss das die Grundwelle des Luftspaltfelds aufhebt, bestehen die Eisenverluste hauptsächlich aus höherfrequenten Anteilen, den Oberwellen. Auf Grund der quadratischen Abhängigkeit der Wirbelstromverluste von der Frequenz sind diese für den maßgeblichen Teil der Eisenverluste bei steigender Drehzahl verantwortlich. In Abbildung 4.7 sind die gemessenen und simulierten, wieder nach Art aufgeteilten, Verluste im Kurzschlussfall aufgetragen. Dabei ist, wie bereits erwähnt, eine starke Abweichung zwischen den ermittelten Verlusten zu erkennen. Während für die ersten Punkte mit geringer Drehzahl Messung und Simulation noch gut übereinstimmen, erhöht sich die Abweichung mit steigender Drehzahl immer weiter bis zu ihrem Maximum von 42.2 % bei der Messung mit  $I_e = 0.167$  p.u. und 22.3 % bei  $I_e = 0.5$  p.u. Die Verläufe der simulierten Verlustarten stimmen allerdings mit den generellen, oben beschriebenen, Überlegungen überein. Die Statorwicklungsverluste  $P_{v,1,W}$  bleiben über den gesamten Messverlauf hinweg nahezu konstant, da der Kurzschlussstrom bereits bei niedriger Drehzahl seine maximale Amplitude erreicht. Innerhalb der Eisenverluste ist, wie erwartet, der durch Wirbelströme verursachte Anteil dominant. Die linear mit der Frequenz steigenden Hystereseverluste tragen nur geringfügig zu den Gesamtverlusten bei. Die Reibungsverluste  $P_{v,Reib}$  besitzen sowohl eine lineare Abhängigkeit von der Drehzahl, welche durch Lager und Bürsten bedingt ist und eine, durch Luftreibung verursachte, quadratische Abhängigkeit. Der Erklärung dieser Abweichungen wird am Ende des Kapitels noch ein eigener Abschnitt gewidmet, jedoch sei hier gesagt, dass Unstimmigkeiten im Setup der Messung dazu geführt haben könnten. Leider waren zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit keine weiteren Messungen der Maschine verfügbar, welche alternativ für einen Abgleich des Kurzschlusses genutzt werden könnten.



**Abbildung 4.7:** Abgleich der Kurzschlussverluste bei verschiedenen Erregerströmen  $I_e$

### 4.2.3 Grenzkennlinie

Während des Betriebs an der Grenzkennlinie und auch im Teillastbetrieb wird die Maschine vom PWR gespeist, welcher ein, entsprechend des Ansteuerverfahrens, getaktetes Spannungssignal ausgibt. Dadurch stellt sich in der Maschine kein rein sinusförmiger Verlauf des Statorstroms  $I_1$  ein, sondern dieser besitzt auch noch von der Grundschwingung abweichende Frequenzanteile. Diese führen, wie in Abschnitt 3.4.4 beschrieben, zu zusätzlichen Eisen- und Wicklungsverlusten und müssen deshalb berücksichtigt werden. In Abbildung 4.8 sind die Verläufe der Verluste von Messung und Simulation über die Drehzahl für zwei Erregerströme gegenübergestellt. Auch hier lässt sich wieder eine deutliche Abweichung von bis zu 24.3 % im Falle von Abbildung 4.8b feststellen. Diese können auch nicht durch eine fehlerhafte Einschätzung der Wicklungstemperatur zu Stande kommen, weil das Temperaturdelta, um diese Lücke zu schließen, mehrere hundert Kelvin betragen würde und das physikalisch definitiv nicht sinnvoll erscheint. Die Verläufe stimmen jedoch qualitativ über alle Drehzahlen hinweg zwischen Messung und Simulation überein. Da der Erregerstrom  $I_e$  für jeden Messpunkt konstant gehalten wurde, nimmt der Statorstrom  $I_1$  ab dem Eckpunkt ab und somit reduzieren sich auch die zugehörigen Wicklungsverluste  $P_{v,1,W,DC}$ . Dieses Verhalten ist bei Betrachtung des violetten Abschnitts in beiden Diagrammen zu erkennen. Die Verluste durch Stromverdrängung in der Statorwicklung  $P_{v,1,W,AC}$  führen zu einer Erhöhung der Wicklungsverluste von in etwa 10 % bei maximaler Drehzahl. Während sich bei geringeren Drehzahlen bis etwa  $n = 0.4$  p.u. die Eisenverluste noch zu gleichen Anteilen aus Hysteres- und Wirbelstromverlusten zusammensetzen, nimmt der Einfluss letzterer bei steigender Drehzahl auf Grund der quadratischen Frequenzabhängigkeit immer mehr zu und stellt bei  $n = 1$  p.u.



**Abbildung 4.8:** Abgleich der Verluste an der Grenzkennlinie bei verschiedenen Erregerströmen  $I_e$

den überwiegenden Anteil der Eisenverluste dar. Der Anteil, der ebenfalls mit Drehzahl skalierenden Reibungsverluste  $P_{v,Reib}$ , an den Gesamtverluste sinkt mit steigendem Erregerstrom, weil diese Verlustart unabhängig von dessen Wert ist. Die weiterführende Begründung des Verlustdeltas erfolgt, wie bereits beim Kurzschlussfall erwähnt, am Ende dieses Kapitels.

#### 4.2.3.1 Effizienzkennfeld

Die übermittelten Messungen des Effizienzkennfelds wurden, auf Grund der am Ende dieses Kapitels diskutierten Problematik, nur bei einem Erregerstrom von  $I_e = 0.167$  p.u. durchgeführt. Die 118 Messpunkte lagen über das gesamte Drehzahlband bei unterschiedlichen Momenten vor. In den Abbildungen 4.9 und 4.10 sind die dabei gemessenen und simulierten Verluste aufgetragen. Jeder Plot stellt dabei eine diskrete Drehzahl dar und auf der Abszisse jedes einzelnen Plots ist das Drehmoment aufgetragen. Für niedrige bis mittlere Drehzahlen von  $n = 0.059 \dots 0.053$  p.u. zeigen die Simulationen eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Werten. Der mittlere Fehler liegt in diesem Bereich zwischen -0.8 und 5.9 %, während sich die maximale Abweichung bei -2.3 bis 9.6 % befindet. Auch die Verläufe der Kurven decken sich hierbei sehr gut. Für die Drehzahlen von  $n = 0.059 \dots 0.053$  p.u. werden die Verluste allerdings wieder leicht unterschätzt. Die Abweichung zwischen den beiden Kurven betragen hier im Mittel zwischen 6.1 und 6.9 % mit einem maximalen Fehler von 11.1 %. Die Verläufe der einzelnen Verlustarten entsprechen ebenfalls den Erwartungen. Die Erregerwicklungsverluste  $P_{v,2,W}$  sind über alle Messungen hinweg konstant, während die Statorwicklungsverluste  $P_{v,1,W}$  sich kontinuierlich verändern. Im Grunddrehzahlbereich stellen sie noch den dominierenden Anteil aller Verlustarten da und nehmen anschließend prozentuell ab, weil einerseits die Eisenverluste zu

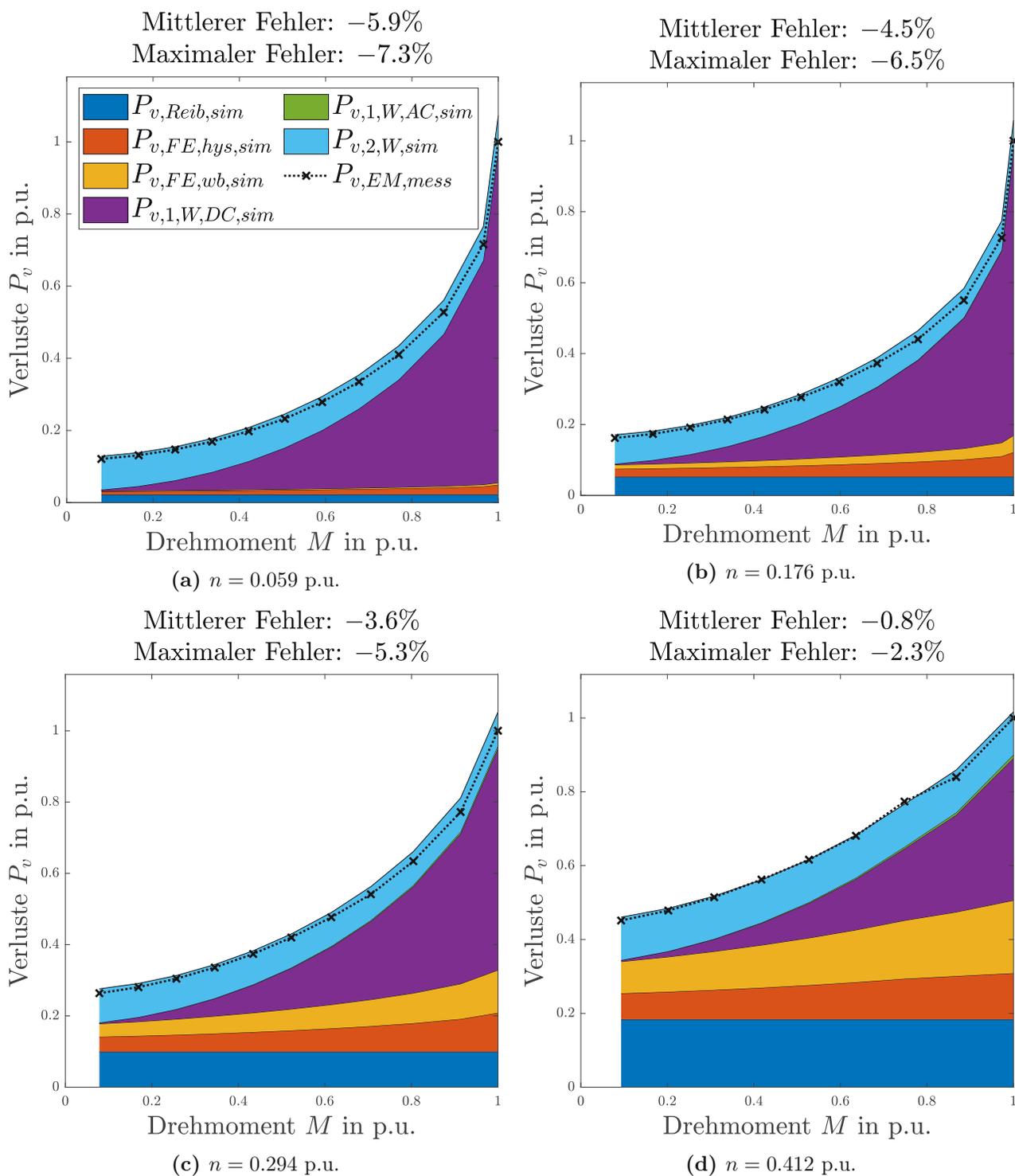


Abbildung 4.9: Abgleich der Verluste im Kennfeld bei Drehzahlen von  $n = 0.059 - 0.294$  p.u. und Drehmomenten  $M$  mit  $I_e = 0.167$  p.u.

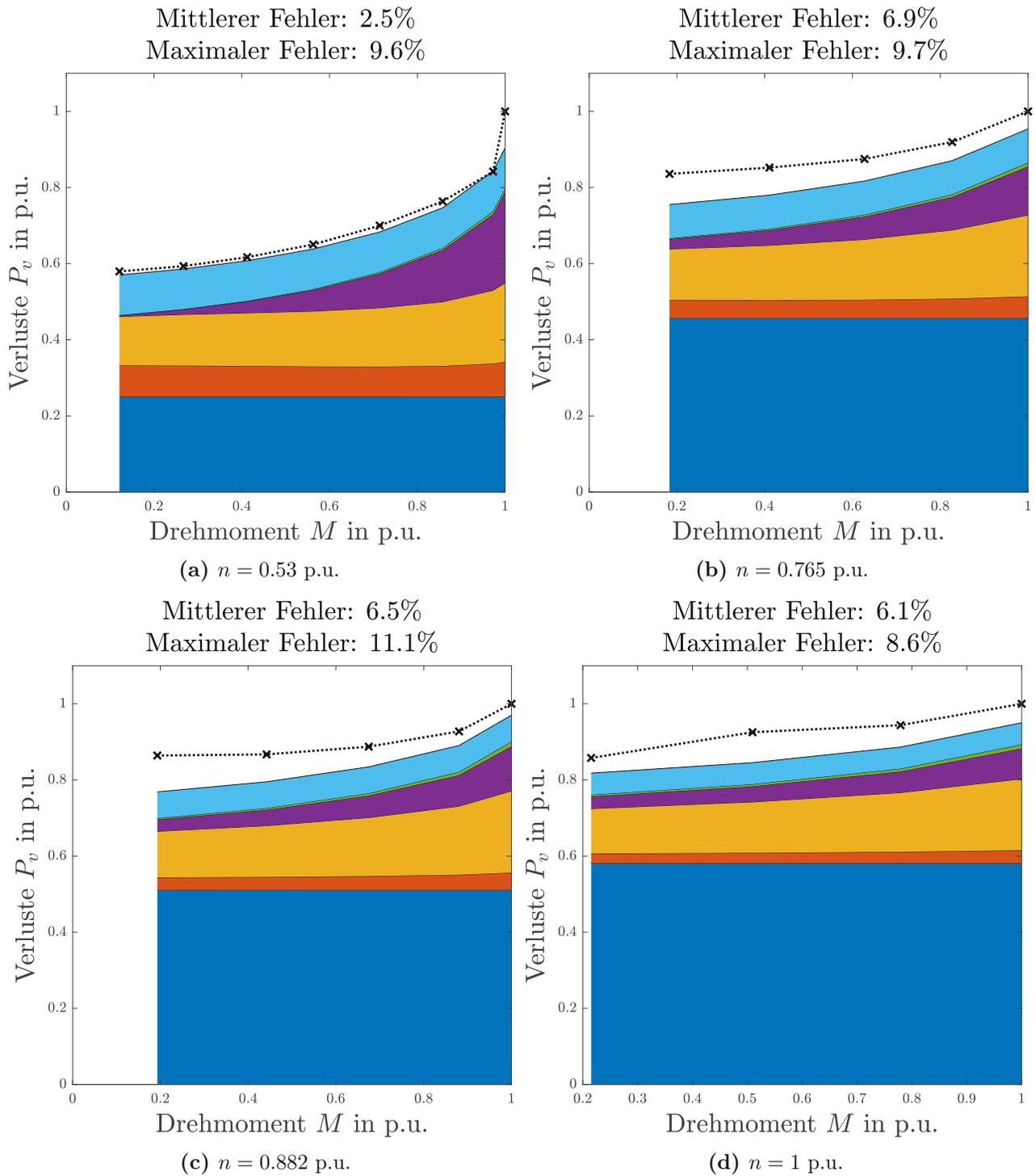


Abbildung 4.10: Abgleich der Verluste im Kennfeld bei Drehzahlen von  $n = 0.53 - 1$  p.u. und Drehmomenten  $M$  mit  $I_e = 0.167$  p.u.

nehmen und andererseits, um die Spannungsgrenze einzuhalten, der Statorstrom  $I_1$  reduziert werden muss. Während die Anteile anfänglich noch ausgeglichen sind, gewinnen innerhalb der Eisenverluste mit steigender Drehzahl die Verluste durch Wirbelströme, wegen ihrer quadratischen Abhängigkeit von der Frequenz, immer mehr an Dominanz. Wegen der geringen Rotorerregung und somit kleinen Sättigung der Maschine stellen deshalb bei  $n_{max}$  die Reibungsverluste den größten Verlustanteil dar und nicht die Eisen- oder Wicklungsverluste. Da diese Messungen vom Hersteller übermittelt wurden und somit kein genauer Einblick in das Messequipment bzw. die Messmethodik vorhanden war, ist dies durchaus ein zufriedenstellendes Ergebnis für die implementierte Berechnungsmethodik. Nun folgt eine mögliche Begründung für die starken Abweichungen zwischen den gemessenen und simulierten Verlustwerten während dem Betrieb im Kurzschluss und an der Grenzkennlinie.

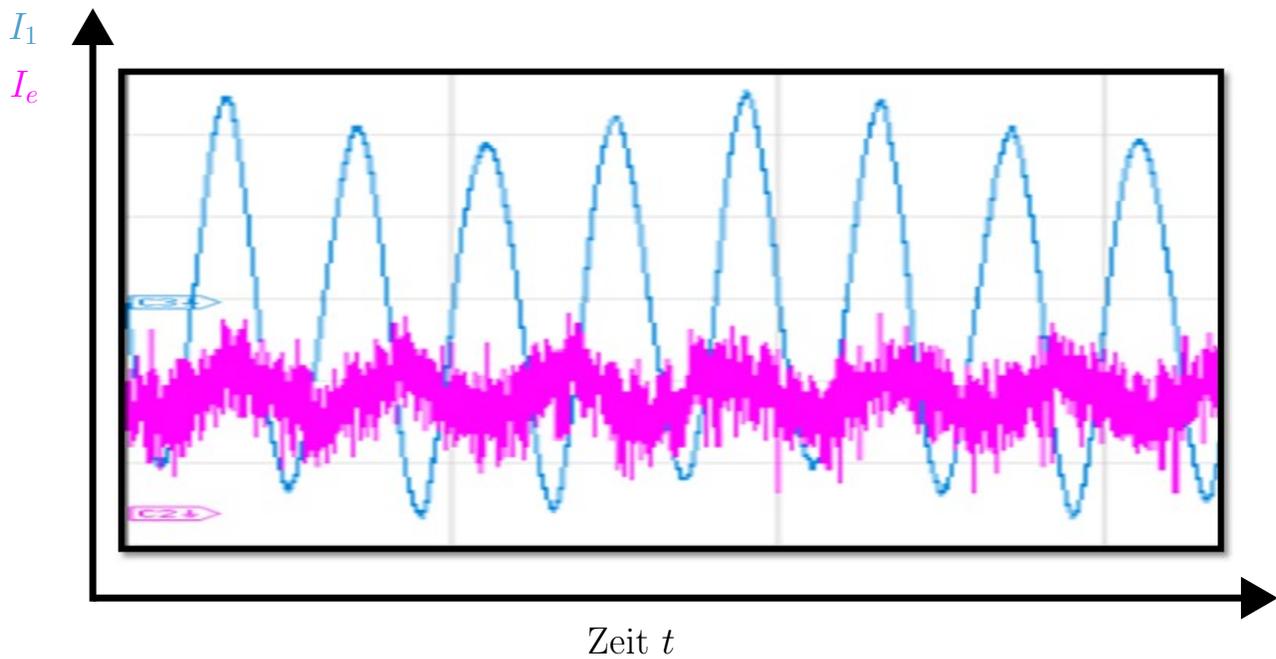
### 4.3 Diskussion der Ergebnisse

Die Verläufe der simulierten Kennlinien zeigen eine gute bis sehr gute Übereinstimmung mit der zugehörigen Messung. Gleiches gilt für die Übereinstimmung der Verluste im Leerlauf und im Effizienzkennfeld. Jedoch kam es in den Verlusten der Kurzschluss- und Grenzkennlinie während dieses Abgleichs zu mitunter deutlichen Unterschieden zwischen den gemessenen und simulierten Werten. Dabei prädierte die Simulation immer deutlich geringere Verluste, als gemessen wurden. Während der Durchführung dieses Messabgleichs wurden deshalb verschiedenste potentielle Fehlerquellen innerhalb dieser Arbeit betrachtet, welche im Folgenden angeführt werden sollen:

- Da die Reibungsverluste aus einer an dieser Maschine gemessenen Kennlinie stammen und nur für die jeweilige Drehzahl innerhalb der Berechnung interpoliert werden, ist hier nicht davon auszugehen, dass ein Fehler in der Berechnung dieser einen dermaßen großen Unterschied in den Gesamtverlusten bewirkt.
- Die Wicklungsverluste der Erregerwicklung konnten deshalb als Fehlerquelle ausgeschlossen werden, weil der Widerstand bei Raumtemperatur an den gemessenen Wert angepasst wurde und zusätzlich die mittlere Leitertemperatur im Messpunkt aus der gemessenen Verlustleistung ermittelt wurde. Dadurch stimmen die Erregerwicklungsverluste der Simulation mit denen der Messung überein.
- Die Verluste innerhalb der Statorwicklung besitzen als einzige, mögliche Fehlerquelle die in der Simulation vorgegebene Temperatur, denn der zur Verlustbestimmung verwendete Wicklungswiderstand  $R_1$  bei 20 °C entspricht, wie bei der Rotorwicklung, dem gemessenen Wert. Die zur Berechnung gewählte Wicklungstemperatur wurde als Mittelwert verschiedener innerhalb der Messung im Stator verteilter Temperatursensoren festgelegt. Zusätzlich müsste die Wicklung, selbst bei falscher gewählter mittlerer Temperatur, mehrere hundert Kelvin wärmer sein, um eine solche Abweichung zu begründen. Dies hätte allerdings in der Realität eine Zerstörung der Drahtisolation zur Folge gehabt, welche aber nicht eingetreten ist. Darum ist auch hier nicht davon auszugehen, dass der situationsbedingte Fehler einer solchen Größenordnung entsprechen kann.

- Unterschätzte wechselrichterbedingte Zusatzverluste lassen sich einerseits dadurch ausschließen, dass diese im Kurzschlussfall nicht auftreten können, weil die Maschine gar nicht am PWR betrieben wird und andererseits dadurch, dass diese, basierend auf Erfahrungswerten bereits ausgeführter Maschinen, im Rahmen weniger hundert Watt liegen. Dies wäre ein viel zu geringer Wert, um die entstandenen Abweichungen auszugleichen.
- Somit bleiben als letzte potentielle Verlustquelle für diese Abweichung die Eisenverluste übrig. Auch hierbei wurde mittels Anpassung der Korrekturfaktoren für Hysteres- und Wirbelstromanteile auf deutlich höhere Werte überprüft, ob das vorhandene Verlustdelta geschlossen werden kann. Jedoch stimmen für die Werte der Korrekturfaktoren, bei denen dies näherungsweise der Fall ist, weder die Werte der Leerlaufmessung, noch die des Kennfelds ansatzweise mit der Messung überein. Somit wird die Wahrscheinlichkeit, dass die Abweichung durch falsche Verlustkoeffizienten oder einen schlechten Parameterfit entstanden ist, als gering eingeschätzt. Zusätzlich sei aber, wie bereits zuvor beschrieben, noch einmal erwähnt, dass diese Verluste immer auf Grund verschiedener Einflussfaktoren, wie dem gewählten Verlustkoeffizienten, der Fertigungsart oder der Temperatur, immer einer gewissen Ungenauigkeit unterliegen.

Nachdem alle diese potentiellen Fehlerquellen evaluiert und für die auftretende Größenordnung ausgeschlossen werden konnten, wurde noch einmal Rücksprache mit dem Hersteller der EM1 gehalten, um gemeinsam mit diesem eine mögliche Erklärung dafür zu finden. Während dieser Rücksprache wurde festgestellt, dass auf Grund des verwendeten Laborequipments der Strom der Erregerwicklung zeitlich nicht konstant eingestellt werden konnte. Der Verlauf entsprach einer harmonischen Sinusschwingung, deren Mittelwert dem einzuregelnden Wert entsprach. Der vom Hersteller zur Verfügung gestellte Verlauf ist in Abbildung 4.11 in Lila für einen Betriebspunkt mit einem Erregerstrom von  $I_e = 0.033$  p.u. dargestellt. Dabei ist zusätzlich in Blau der Stromverlauf  $I_1$  eines Strangs im Stator abgebildet, welcher ebenfalls mit einer Schwebung niedrigerer Frequenz überlagert ist. Leider gibt es keine Information über die Amplitude des Statorstroms oder die betrachtete Zeitdauer, weil außer dem dargestellten Bild leider keine weiteren Informationen zu diesen Messungen mehr vorhanden waren. Was sich jedoch auf dem Bild erkennen lässt, ist, dass die Schwingung des Erregerstroms dieselbe Frequenz besitzt wie die des Statorstroms, aber dabei einen Phasenverzug von etwa  $90^\circ$  hat. Dementsprechend ist hier von einer Ankerrückwirkung durch den Statorstrom auf die Erregerwicklung auszugehen. Dies hat insofern auf die in der Maschine anfallenden Verluste eine Auswirkung, indem die Schwingung des Erregerstroms und die Schwebung des Statorstroms zu zusätzlichen Eisenverlusten innerhalb der Maschine führen würden. Dadurch wäre der starke Verlustanstieg bei hohen Frequenzen innerhalb der Kurzschlusskennlinie erklärbar. Hierbei dominieren, wie bereits zuvor diskutiert, die Wirbelstromverluste, welche eine quadratische Abhängigkeit von der Frequenz besitzen. Bei nun gleichbleibender Amplitude des Kurzschlussstroms sind die Sättigungsverhältnisse der Maschine konstant, aber durch die steigende Frequenz erhöhen sich die zusätzlichen Eisenverluste ebenfalls quadratisch. Dies würde auch den quadratischen Verlauf der Abweichung erklären. Bei der Grenzkennlinie zeigt sich diese Frequenzabhängigkeit deshalb nicht so stark, da hier ab dem Eckpunkt die Amplitude des Statorstroms immer weiter reduziert wird. Dabei ist zu erwarten, dass die Amplitude der Schwingung bzw. Schwebung auch reduziert wird und damit auch die durch sie erzeugten Schwankungen der Flussdichte innerhalb der Maschine. Diese haben nach Gleichung (3.45) ebenfalls einen Einfluss auf die Eisenverluste



**Abbildung 4.11:** Oszilloskop Messung von Erregerstrom und eines Strangstroms der EM1

und hemmen somit die zusätzlichen Eisenverluste, weshalb der Einfluss dieser hier nicht so stark zu sehen ist, wie in der Kurzschlusskennlinie. Diese Ausführungen, gepaart mit der Tatsache, dass die Messungen nicht selbst vorgenommen wurden und somit auch keine Information über die genaue Art und Weise der Durchführung vorliegen, stellen somit eine Erklärung für die innerhalb dieses Messabgleichs aufgetretenen Differenzen dar. Um einen fairen Abgleich zwischen Messung und Simulation zu ermöglichen, müssten die Messungen somit für den Kurzschluss und die Grenzkennlinie noch einmal wiederholt werden. Dies ist aber im Rahmen dieser Arbeit leider nicht möglich und bleibt so einer zukünftigen Untersuchung überlassen.

## 5 Auslegung für einen Sportwagenantrieb

Nachdem die Berechnungsmethodik im letzten Kapitel verifiziert wurde, soll in diesem Kapitel eine EESM für einen typischen Sportwagen der Porsche AG ausgelegt werden. Diese soll im Folgenden EM2 genannt werden. Dazu werden anfänglich die durch das Fahrzeug vorgegebenen Randbedingungen erläutert und anschließend der Ablauf des Auslegungsprozesses. Zuletzt wird der resultierende, fiktive Prototyp vorgestellt. Da aus geheimhaltungstechnischen Gründen keine absoluten Zahlen genannt werden können, werden hier alle Daten in ebenfalls normierter Darstellung angeführt. Als Referenz werden hierbei die Werte und Größen der EM1 aus Kapitel 4 genutzt. Obwohl Thermik und Mechanik der EESM nicht Thematik dieser Arbeit sind, werden im Folgenden zusätzlich zwei einfache analytische Abschätzungsfunktionen für diese Domänen vorgestellt. Diese werden für die EM1 ausgewertet und stellen somit Referenzwerte für die EM2 dar, um diese bezüglich ihrer thermischen und mechanischen Performance in Bezug zu einer bereits real ausgeführten Maschine bewerten zu können.

### Thermische Abschätzungsfunktion

Den thermisch kritischsten Teil einer EESM stellt die Erregerwicklung dar, weil diese eine schlechte thermische Anbindung besitzt, um die in ihr entstehenden, meist im Rotor dominanten Wicklungsverluste abzuführen. Da aber eine genaue thermische Analyse der Maschine entweder über eine CFD-Simulation oder thermische Netzwerkmodelle erfolgt und diese nicht Teil dieser Arbeit sind, soll die hier vorgestellte Abschätzungsfunktion lediglich einen Anhaltspunkt bieten, damit ein neues Maschinendesign mit einer bereits ausgeführten Maschine verglichen werden kann. Dabei soll lediglich eine grobe Aussage darüber getroffen werden können, ob die Maschine, bei ähnlichem Kühlkonzept, funktionieren kann. Dazu soll als Referenzgröße die Verlustdichte der Erregerwicklung  $\rho_{v,2,W}$  dienen. Sie setzt sich, entsprechend Gleichung (5.1), aus dem Verhältnis von Verlusten der Erregerwicklung  $P_{v,2,W}$ , bei  $\vartheta_{cu,2} = 20^\circ \text{C}$  und  $I_e = I_{2,max}$ , zu vorhandenem Leitervolumen  $V_{2,W}$  zusammen.

$$\rho_{v,2,W} = \frac{R_2 I_{2,max}^2}{V_{2,W}} \quad (5.1)$$

Das Leitervolumen der gesamten Erregerwicklung  $V_{2,W}$  lässt sich mittels

$$V_{2,W} = 2pA_L w_p (l_{FE} + l_{wk}) \quad (5.2)$$

ermitteln. Dabei stellen  $A_L$  den Querschnitt eines einzelnen Leiters,  $p$  die Polpaarzahl,  $w_p$  die Windungen pro Pol,  $l_{FE}$  die Eisenlänge und  $l_{wk}$  die Leiterlänge des Wickelkopfes dar. Für die Statorwicklung kann die thermische Ausführbarkeit über die Stromdichte mit Richtwerten aus der Literatur [48] ab-

geschätzt werden. Als maximal zu erreichender Grenzwert von  $\rho_{v,2,W}$  wird für diese Auslegung der berechnete Wert der EM1 mit 1 p.u. festgelegt.

$$\rho_{v,2,W,max} = 1 \text{ p.u.} \quad (5.3)$$

### Mechanische Abschätzungsfunktion

Bei der EESM muss sichergestellt werden, dass bei hohen Drehzahlen sich der Polschuh nicht, auf Grund der Fliehkräfte und der somit gegen ihn drückenden Erregerwicklung, vom restlichen Blechpaket löst und abhebt. Dies hätte die sofortige Zerstörung der Maschine zur Folge. Um nun eine neu ausgelegte Maschine grob gegen dieses Kriterium abzusichern, wird nun im Folgenden eine entsprechende Abschätzungsfunktion für diesen Aspekt vorgestellt. Als aussagekräftige Größe für diesen Anwendungsfall bietet sich die Normalspannung am Übergang zwischen Polkern und Polschuh  $\sigma_{PKPS}$  bei maximaler Geschwindigkeit  $n_{max}$  an. Sie ergibt sich aus dem Verhältnis der Radialkraft  $F_r$  zur vorhandenen Übergangsfläche  $A_{PKPS}$  nach Gleichung (5.4).

$$\sigma_{PKPS} = \frac{F_r}{A_{PKPS}} = \frac{F_r}{l_{FE} b_{PK}} \quad (5.4)$$

Die Radialkraft wird dabei nach Gleichung (5.5c) ermittelt, indem aus der Umfangsgeschwindigkeit  $v$  auf Höhe des Übergangs von Polkern zu Poljoch die Radialbeschleunigung  $a_r$  ermittelt wird und daraus, mittels Newtons zweitem Axiom, die dortige Radialkraft. Dabei sind, wie in Gleichung (5.5c) dargestellt, sowohl die Masse des Polschuhs  $m_{PS}$ , als auch die der Wicklung  $m_W$  zu berücksichtigen.

$$r_{PKPS} = \frac{D_{2,A}}{2} - h_{PS} \quad (5.5a)$$

$$v = 2\pi r_{PKPS} \frac{n_{max}}{60} \quad (5.5b)$$

$$F_r = (m_{PS} + m_W) a_r = (m_{PS} + m_W) \frac{v^2}{r_{PKPS}} \quad (5.5c)$$

Abschließend sei noch einmal erwähnt, dass die hier vorgestellten Abschätzungen nicht die genaue Verifizierung mittels detaillierter Modellierungsmethoden ersetzen, sondern lediglich einen Anhaltspunkt innerhalb einer elektromagnetischen Optimierung geben, ob ein potentiell Maschinendesign überhaupt ausführbar sein kann. Auch diese Größe wird in den nachfolgenden Kapiteln mit dem berechneten Wert der EM1 als Grenzwert definiert und darauf normiert. Somit gilt

$$\sigma_{PKPS,max} = 1 \text{ p.u.} \quad (5.6)$$

## 5.1 Randbedingungen durch das Fahrzeug

In diesem Abschnitt wird zunächst das Fahrzeugkonzept in welchem die EM2 zum Einsatz kommen soll erläutert, um anschließend dazu die notwendigen Randbedingungen, sowie zu erreichenden Ziele für die Maschine zu definieren.

## Fahrzeugkonzept

Das fiktive Konzept, welches in dieser Arbeit für die EM2 verfolgt wird, ist der Einsatz als Vorderachse. Dabei ist das Ziel den Gesamtverbrauch des elektrischen Antriebssystems eines Allradfahrzeugs in kundennahen Fahrzyklen, wie zum Beispiel der Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure (WLTP) [1], zu minimieren. Dabei wird die EM2 auf Grund ihrer sehr geringen Schleppverluste als Achsantrieb an der Vorderachse genutzt, während an der Hinterachse eine auf Effizienz getrimmte Maschine positioniert ist. Die Lastpunkte eines kundennahen Fahrzyklus liegen für einen vollelektrischen Sportwagen im Niedrig- bzw. Mittellastbereich und können somit vollständig über die Hinterachse gefahren werden. Die Vorderachse befindet sich hierbei nahezu die ganze Zeit über im Schleppbetrieb und um die Effizienz des Antriebsstranges zu maximieren, sollten dabei so wenig Verluste wie möglich anfallen. Da bei der EESM, im Gegensatz zur PSM, die Erregung im Rotor vollständig abgeschaltet werden kann, fallen im Schleppbetrieb nur mehr Reibungsverluste innerhalb der Maschine an. Die Vorderachse kommt dabei nur mehr dann zum Einsatz, wenn der Fahrer vom Fahrzeug viel Leistung anfordert. Dies wäre zum Beispiel bei einem Sprint von 0 auf 100 km/h oder im Betrieb auf der Rennstrecke der Fall. In diesem „Boost“-Modus muss die Maschine jedoch in der Lage sein, ihre Performance über einen, je nach Lastfall, entsprechend langen Zeitraum abzuliefern. Dementsprechend müssen, um die Dauerleistung der Maschine zu gewährleisten, die Verluste in bestimmten, zyklusrelevanten Betriebspunkten möglichst gering gehalten werden.

## Randbedingungen und Ziele

Aus dem gewählten Fahrzeugkonzept resultieren natürlich auch entsprechende Anforderungen an die EM2 bezüglich ihres Bauraums, ihrer Performance, sowie ihrer Effizienz und ihrer Geräuschanregung. Dabei steht ihr ein im Fahrzeug vorhandenes Hochvolt (HV)-System zur Verfügung, mit dessen Randbedingungen die Maschine zu funktionieren hat. Für diese Arbeit wurden die baulichen Rahmenbedingungen und das HV-System basierend auf bereits ausgeführten Fahrzeugen definiert. Aus Geheimhaltungsgründen werden Sie als normierte Werte in Bezug zur EM1 dargestellt. Die neu auszulegende Maschine hat fast 40 % weniger Bauraum zur Verfügung. Dafür steht ein HV-System mit 89 % mehr Batteriespannung  $U_{DC}$  zur Verfügung, wobei jedoch der maximale Strangstrom  $I_{1,max}$  um 26 % gesenkt werden muss. Um eine technische Ausführbarkeit der Maschine zu gewährleisten, müssen die am Anfang dieses Kapitels beschriebenen Abschätzungsfunktionen bezüglich Thermik und Mechanik des Rotors im selben Rahmen wie bei der EM1 liegen. Auch der Füllfaktor des Wicklungsbereichs der Rotorwicklung  $k_{Cu,2}$  darf nicht zu stark von dem der bereits ausgeführten Maschine abweichen, da es ansonsten nicht möglich ist, die Wicklung im angestrebten Bereich unterzubringen. Auf Grund eines performanteren Kühlsystems im Stator der Maschine im Vergleich zur EM1, ist eine Erhöhung der Stromdichte der Statorwicklung  $J_1$  möglich. Zusätzlich zu diesen Bedingungen müssen auch noch Ziele bezüglich der zu erreichenden Performance und Effizienz der Maschine festgelegt werden. Ausgangspunkt hierfür bilden das von der Maschine zu erreichende Spitzendrehmoment  $M_{max}$ , sowie die maximale Leistung  $P_{max}$  und die maximale Drehzahl  $n_{max}$ . Das Drehmoment der Maschine soll mindestens knapp 80 % der EM1 betragen, mit einer maximalen Leistung von 90 %. Um aber die gewünschte Höchstgeschwindigkeit des Fahrzeugs zu erreichen, muss die maximale Drehzahl der

**Tabelle 5.1:** Anforderungen der EM2 im Verhältnis zur EM1

Größe	EM1	EM2
<b>Bauraum</b>		
Eisenlänge $l_{FE}$	1	$\leq 0.7$
Statoraußendurchmesser $D_{1,A}$	1	0.91
<b>HV-System</b>		
Batteriespannung $U_{DC}$	1	1.89
Maximaler Strangstrom $I_{1,max}$	1	0.74
<b>Ausführbarkeit</b>		
Verlustdichte Erregerwicklung $\rho_{v,2,W}$	1	$\leq 1$
Normalspannung Polschuhübergang $\sigma_{PKPS}$	1	$\leq 1$
Füllfaktor Erregerwicklung $k_{Cu,2}$	1	$\approx 1$
Stromdichte Statorwicklung $J_1$	1	$\leq 1.75$
<b>Performance</b>		
Spitzendrehmoment $M_{max}$	1	$\geq 0.79$
Maximalleistung $P_{max}$	1	$\geq 0.90$
Drehzahl $n_{max}$	1	1.18

Maschine um 18 % steigen. All diese Bedingungen sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Zusätzlich zu diesen Performance Anforderungen sind, noch einige Punkte im Teillastbereich für die Auslegung der EM2 relevant. Dabei stehen besonders die Dauerleistung und die akustische Anregung im Fokus. Hierzu wurden einige für den späteren Betrieb der Maschine, relevante Betriebspunkte ausgewählt. Um die Dauerleistung der Maschine zu gewährleisten, sollen in drei, im Teillastbereich verteilten Lastpunkten, sowohl die Gesamtverluste  $P_{v,EM}$ , als auch die Verluste im Rotor  $P_{v,2}$  minimiert werden, weil der Rotor auf Grund der schlechten Anbindung an ein Kühlmedium die thermisch, kritischste Komponente der Maschine darstellt. Zusätzlich gilt es an zwei weiteren Betriebspunkten die Drehmomentwelligkeit zu minimieren, um die akustischen Anregungen im Fahrzeug durch die E-Maschine möglichst gering zu halten, weil diese von Insassen als störend empfunden werden können. Sollte die EM2, aus welchen Gründen auch immer, doch einmal die primäre Antriebsmaschine des Fahrzeugs darstellen, wurde zusätzlich ein kundennaher Betriebspunkt definiert, in welchem die Maschine mit möglichst hohem Wirkungsgrad  $\eta_{EM}$  operieren soll. Die Betriebspunkte in Relation zu den Maximalwerten von Drehmoment  $M_{max}$  und Drehzahl  $n_{max}$  und die zugehörigen Optimierungskriterien für die EM2 sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Damit sind sowohl die Randbedingungen, als auch die Ziele für die EM2 bis auf die Strangwindungszahl  $w$  vollständig definiert. Diese stellt einen Freiheitsgrad für die Auslegung der Maschine dar und wird deshalb erst im nächsten Abschnitt passend zu den Anforderungen der EM2 gewählt.

**Tabelle 5.2:** Anforderungen für Dauerleistung, Akustik und Effizienz der EM2

Name	$n/n_{\max}$	$M/M_{\max}$	Kriterium
Dauerleistung 1 (DL1)	0.15	0.61	$\min \left( P_{v,EM}^{(DL1)} \right), \min \left( P_{v,2}^{(DL1)} \right)$
Dauerleistung 2 (DL2)	0.3	0.61	$\min \left( P_{v,EM}^{(DL2)} \right), \min \left( P_{v,2}^{(DL2)} \right)$
Dauerleistung 3 (DL3)	1	0.19	$\min \left( P_{v,EM}^{(DL3)} \right), \min \left( P_{v,2}^{(DL3)} \right)$
Akustik 1 (NVH1)	0.2	0.22	$\min \left( M_{pp}^{(NVH1)} \right)$
Akustik 2 (NVH2)	0.2	0.66	$\min \left( M_{pp}^{(NVH2)} \right)$
Kundennah 1 (KN1)	0.4	0.33	$\max \left( \eta_{EM}^{(KN1)} \right)$

## 5.2 Auslegungsprozess

Dieses Kapitel beschreibt den Auslegungsprozess zum Erhalt des letztendlichen Maschinendesigns der EM2. Der Ablauf erfolgt dabei nach den in Kapitel 2 beschriebenen Methodiken. Jedoch wird hierbei nicht der Weg einer vollkommen neuen Auslegung für die Maschine gewählt, sondern die ausgiebig in Kapitel 4 analysierte EM1 soll zuerst so skaliert werden, dass sie den Randbedingungen der EM2 ungefähr entspricht. Anschließend erfolgt eine Designoptimierung mittels der in Abschnitt 2.3 beschriebenen Vorgehensweise durch ein Meta-Modell und dem NSGA-II als Optimierungsalgorithmus. Abschließend wird aus den resultierenden, pareto-optimalen Designs der fiktive Prototyp ausgewählt, welcher im anschließenden Abschnitt vorgestellt wird.

### 5.2.1 Skalierung der EM1

Um ein funktionierendes Grobkonzept der EM2 zu erhalten, soll die EM1 mit den in Gleichung (2.1) angeführten Skalierungsbedingungen angepasst werden. Dazu wird sich primär auf das maximale Drehmoment  $M_{max}$  der Maschine fokussiert. Dabei müssen zuerst die Bauraum- und HV-bedingten Einflüsse auf dieses berücksichtigt werden, um anschließend eine geeignete Strangwindungszahl  $w$  zu wählen, welche am besten zu den gestellten Anforderungen passt. Der maximale Erregerstrom  $I_{2,max}$ , sowie die Anzahl an Windungen pro Pol  $w_p$  bleiben dabei unverändert, um die Dichte der Wicklungsverluste im Rotor äquivalent zu halten. Ausgehend vom Spitzendrehmoment der EM1 ergibt sich

$$M_{max} = M_{EM1} \cdot \frac{l_{fe,EM2}}{l_{fe,EM1}} \cdot \left( \frac{D_{EM2}}{D_{EM1}} \right)^2 \cdot \frac{I_{1,EM2}}{I_{1,EM1}} \cdot \frac{w_{EM2}}{w_{EM1}} \quad (5.7)$$

$$= \underbrace{1}_M \cdot \underbrace{0.7}_{l_{FE}} \cdot \underbrace{(0.91)^2}_D \cdot \underbrace{0.74}_{I_{1,max}} \cdot \frac{w_{EM2}}{w_{EM1}} \quad (5.8)$$

$$= 0.43 \cdot \frac{w_{EM2}}{w_{EM1}} \quad (5.9)$$

Die dazu am nächsten liegende, ausführbare Windungszahl ist  $w_{EM2} = 2$ , welche auf

$$M_{max} = 2 \cdot 0.43 = 0.86 \quad (5.10)$$

führt und somit die Anforderung bezüglich des maximalen Drehmoments ( $\geq 0.79$ ) erfüllen würde. Andere infrage kommende Strandwindungszahlen wären  $w_{EM2} = 1.5$  oder  $w_{EM2} = 2.25$  gewesen. Diese hätten jedoch ein zu niedriges oder zu hohes Drehmoment zur Folge gehabt. Für die Leistung der EM2 ergibt sich dadurch

$$P_{max} = P_{EM1} \cdot \frac{D_{EM2}}{D_{EM1}} \cdot \frac{U_{DC,EM2}}{U_{DC,EM1}} \cdot \frac{w_{EM1}}{w_{EM2}} \quad (5.11)$$

$$= \underbrace{1}_P \cdot \underbrace{0.91}_D \cdot \underbrace{1.89}_{U_{DC}} \cdot \underbrace{0.5}_w = 0.86 \quad (5.12)$$

Dieser Wert erreicht zwar nicht die geforderten 90 % der EM1, aber es ist davon auszugehen, dass mit der anschließenden Designoptimierung dieses Ziel erreicht werden kann und darum wird die Wahl der Strangwindungszahl endgültig auf

$$w_{EM2} = 2 \quad (5.13)$$

festgelegt. Zur Umsetzung dieser Windungszahl muss lediglich die Anzahl der Leiter pro Nut  $w_N$  erhöht werden. Diese skalierte Variante der EM1 wurde dann, unter Verwendung gleicher Materialparameter, Korrekturfaktoren und entsprechend dem Durchmesser skaliertes Blechgeometrie in der Berechnungstoolkette simuliert und die Ergebnisse lagen im mit der Skalierung erwarteten Bereich. Um aber die hohen Anforderungen, welche Porsche an eine E-Maschine stellt, zu erfüllen, wurde sich dazu entschlossen für die nachfolgende Optimierung folgende Änderungen bezüglich des Konzepts der Maschine vorzunehmen

- Verwendung eines dünneren Elektroblechs, um die Eisenverluste durch Wirbelströme weiter zu reduzieren
- Einsatz einer Hairpin-Wicklung an Stelle einer Runddraht-Wicklung im Stator zur Erhöhung des Kupferfüllfaktors innerhalb der Nut. Dies führt zu einer gesteigerten Stromtragfähigkeit und besseren Industrialisierbarkeit der Wicklung.

Hierbei bleiben lediglich die Verluste zur Stromverdrängung zu beachten, da sich diese beim Einsatz von Rechteckprofileitern deutlich stärker ausprägen können, als bei aus Litzen aufgebauten Runddrahtleitern. Auf Grund der geänderten Materialien und der angepassten Wicklungskonfiguration werden aus vorherigen Auslegungen bekannte Korrekturfaktoren bezüglich Eisenverluste, Wickelkopflänge, usw. eingesetzt. Somit ist das Grobkonzept der EM2 festgelegt und es kann zu einer Optimierung dessen übergegangen werden.

### 5.2.2 Optimierung

Der in diesem Kapitel angewendete Optimierungsprozess folgt derselben Vorgangsweise, die in Abschnitt 2.3 erläutert wurde. Nachdem zuvor bereits die zu optimierenden Größen inklusive Nebenbedingungen vorgestellt wurden, müssen nun noch die Eingangsgrößen definiert werden. Diese stellen

die veränderlichen Variablen dar, welche der Optimierungsalgorithmus so zu verändern versucht, dass die Zielgrößen bestmöglich erreicht werden. Diese Eingangsgrößen setzen sich zusammen aus einem Teil der Parameter des CAD-Modells der EESM, sowie der Eisenlänge  $l_{FE}$  und der Windungszahl der Erregerwicklung pro Pol  $w_p$ . Es werden deshalb nicht alle Parameter des CAD-Modells variiert, weil dies teilweise nicht notwendig ist. Die Variation kleiner Radien an Übergängen von Blechabschnitten hat zum Beispiel für das elektromagnetische Verhalten der Maschine kaum einen Einfluss, aber würde die Komplexität des Optimierungsproblems weiter erhöhen. Diese Radien sind ohnehin zumeist über Anforderungen aus der Mechanik definiert, um die mechanischen Spannungen in bestimmten Gebieten des Blechs gering zu halten und es reicht diese im Nachgang an die Optimierung auf die mechanischen Anforderungen anzupassen. Danach kann eine erneute elektromagnetische Simulation erfolgen, um deren Einfluss zu ermitteln, welcher aber nicht groß ausfallen sollte. Von den 53 Parametern, welche das in Berechnungstoolkette hinterlegte CAD-Modell besitzt, werden deshalb in dieser Optimierung lediglich 21 variiert und bilden gemeinsam mit der Eisenlänge  $l_{FE}$  und der Windungszahl der Erregerwicklung pro Pol  $w_p$  den Eingangsvektor  $\mathbf{x}$ . Dieser ist mit einigen maßgeblichen Größen nochmals in Gleichung (5.14) angeführt.

$$\mathbf{x} = (D_{1,A}, D_{1,I}, D_{2,I}, b_N, h_N, \delta_0, \dots, \alpha, b_{PK}, h_{PK}, h_{PS}, l_{FE}, w_p) \quad (5.14)$$

Diesen Parametern muss allerdings noch ein zulässiger Wertebereich  $\mathcal{D}$  zugewiesen werden, da sonst einerseits unzulässige Wertekombinationen auftreten können, welche physikalisch gar nicht möglich sind oder in Regionen des Designraums gesucht wird, von denen im Vorhinein klar ist, dass dort keine relevanten Ergebnisse zu erwarten sind. Dazu braucht es gute Kenntnisse über das Verhalten des verwendeten CAD-Modells, aber auch ein gewisses Gespür des Anwenders. Die Literatur [48, 59] liefert einige Anhaltspunkte und Richtwerte, an denen sich orientiert werden kann. Ist der Parameterraum  $\mathcal{D}$  definiert, kann mit den in Abschnitt 5.1 beschriebenen Zielen der Vektor der Kostenfunktionen  $\mathbf{e}(\mathbf{x})$ , nach Gleichung (5.15), aufgestellt werden.

$$\mathbf{e}(\mathbf{x}) = (e_1(\mathbf{x}), e_2(\mathbf{x}), \dots, e_8(\mathbf{x}), e_9(\mathbf{x})) \quad (5.15)$$

$$= \left( \min \left( P_{v,EM}^{(DL1)} \right), \min \left( P_{v,2}^{(DL1)} \right), \dots, \min \left( M_{pp}^{(NVH2)} \right), \max \left( \eta_{EM}^{(KN1)} \right) \right) \quad (5.16)$$

Damit kann unter Berücksichtigung der, ebenfalls in Abschnitt 5.1, beschriebenen Rand- bzw. Nebenbedingungen das gesamtheitliche Optimierungsproblem als

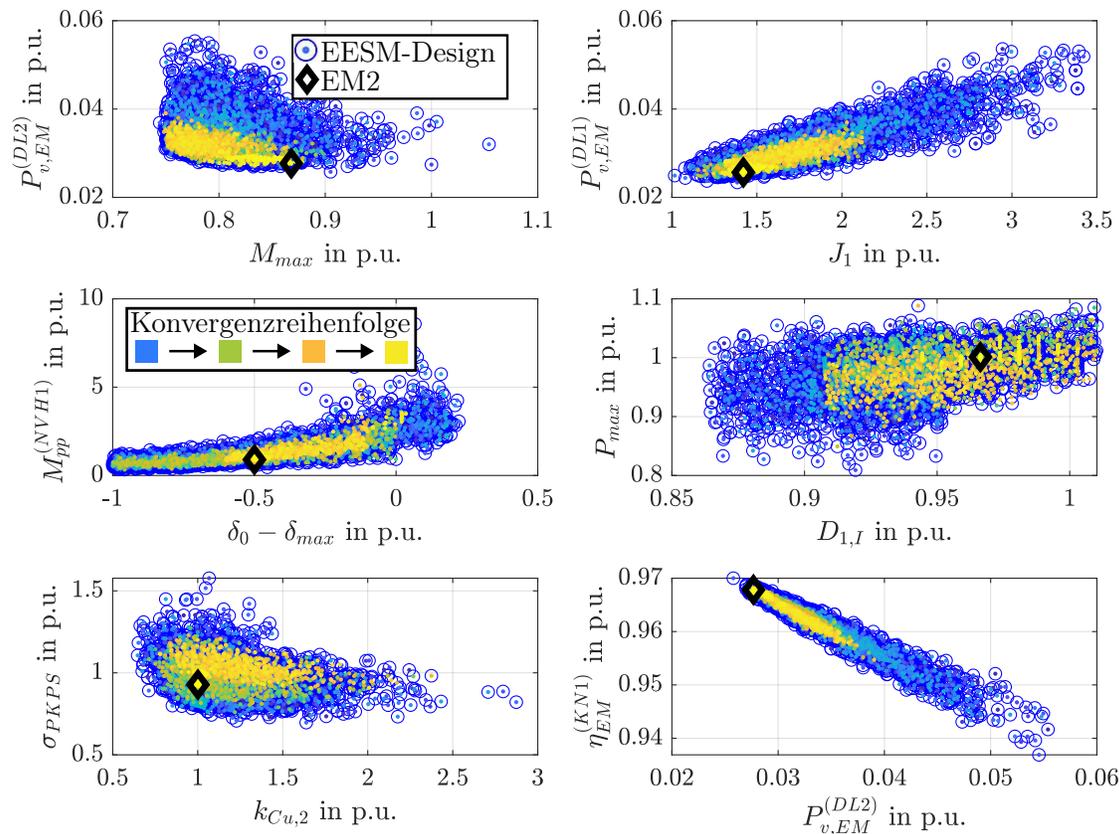
$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{D}} \mathbf{e}(\mathbf{x}) \\ \text{u.B.v.} \quad & l_{FE} \leq 0.7 \\ & M_{max} \geq 0.79, \\ & P_{max} \geq 0.90 \\ & \rho_{v,2,W} \leq 1 \\ & \sigma_{PKPS} \leq 1 \\ & k_{Cu,2} \approx 1 \\ & J_1 \leq 1.75 \end{aligned} \quad (5.17)$$

**Tabelle 5.3:** Einstellungen für die Strom- bzw. Drehwinkelstützstellen, sowie für die beschleunigte Abschätzung des maximalen Drehmoments

Name	Wert
Verdrehschritte $\vartheta$ <sup>1</sup>	20
$I_d$ -Stützstellen	13
$I_q$ -Stützstellen	7
$I_e$ -Stützstellen	8
$M_{min, fm}/M_{max}$	0.95
$\varphi_{fm}$	-15°

beschrieben werden. Um dieses Problem in der Praxis zu lösen, wurden zuerst mittels Latin Hypercube Sampling (LHS) 5000 verschiedene Maschinendesigns generiert, welche anschließend in der Toolkette berechnet wurden. Die dazu verwendeten Einstellungen bezüglich Strom- und Drehwinkelstützstellen sind in Tabelle 5.3 angeführt. Die Parameteridentifikation einer einzelnen Maschine bestand demnach aus 14560 statischen FEM-Berechnungen. Da in der Berechnung auch der in Abschnitt 3.1.3 vorgestellte Ablauf zur schnellen Abschätzung des maximalen Drehmoments zum Einsatz kommt, sind in Tabelle 5.3 auch die Einstellungen bezüglich des minimal zu erwartenden Drehmoments  $M_{min, fm}$  und des für die dazugehörige Berechnung genutzten Stromwinkels  $\varphi_{fm}$  dargestellt. Die Verarbeitung von 3400 Designs dauerte ca. 82 Stunden und dabei wurde für 800 Designs die komplette Stützstellenmatrix ausgewertet. Die restlichen 2600 dieser 3400 Varianten sind entweder in der Modellerstellung gescheitert, weil die Parameterkonfiguration eine ungünstige Geometrie zur Folge hatte oder weil die Abschätzung des maximalen Drehmoments zu gering ausgefallen ist. Im Schnitt dauerte die Auswertung eines der 800 vollständig identifizierten Maschinendesigns somit 6 Minuten und 9 Sekunden und zeigt deutlich, wie effizient diese Berechnungsmethodik sein kann. Vergleicht man diese Zeit mit der durchschnittlichen Berechnungsdauer von ca. 30 Minuten, welche ein einzelnes Design zur vollständigen Berechnung benötigt, ergibt sich durch den Einsatz der Abschätzung des maximalen Drehmoments der Maschine eine Reduktion um den Faktor fünf. Zusätzlich profitiert die gesamte Methodik dabei besonders vom Einsatz einer großen Anzahl an Rechenkernen. Von den 5000 Designs wurde letztendlich für 1146 Maschinen die vollständige Parameteridentifikation durchgeführt. Um aber vor dem Anlernen eines Meta-Modells noch etwas mehr Information zur Verfügung zu haben, wurden mittels LHS weitere 800 Designvorschläge erzeugt, welche 173 relevante EESM-Varianten lieferten. Mit den Daten von nun knapp über 1300 identifizierten Maschinen wurde das erste Meta-Modell trainiert und anschließend mit dem NSGA-II verknüpft. Mithilfe des angelernten Modells war der Optimierungsalgorithmus in der Lage 3200 verschiedene Maschinenvarianten in lediglich 32 Sekunden auszuwerten. Dies entspricht einer Beschleunigung um ca. 9800 % im Vergleich zur detaillierten Auswertung eines mittels der Toolkette berechneten Designs. Da zu diesem Zeitpunkt die Vorhersagequalität des Meta-Modells mit einer mittleren Abweichung über alle Zielgrößen von 5.1 % zwar zufriedenstellend war, aber noch Verbesserungspotential hatte, brauchte es weitere vollständig identifizierte Designs, um diese zu steigern. Dazu wurden allerdings keine weiteren Maschinenvarianten mittels LHS erzeugt, sondern die nach einem Durchlauf des NSGA-II gefundenen Designs genutzt und anschließend in der vollständi-

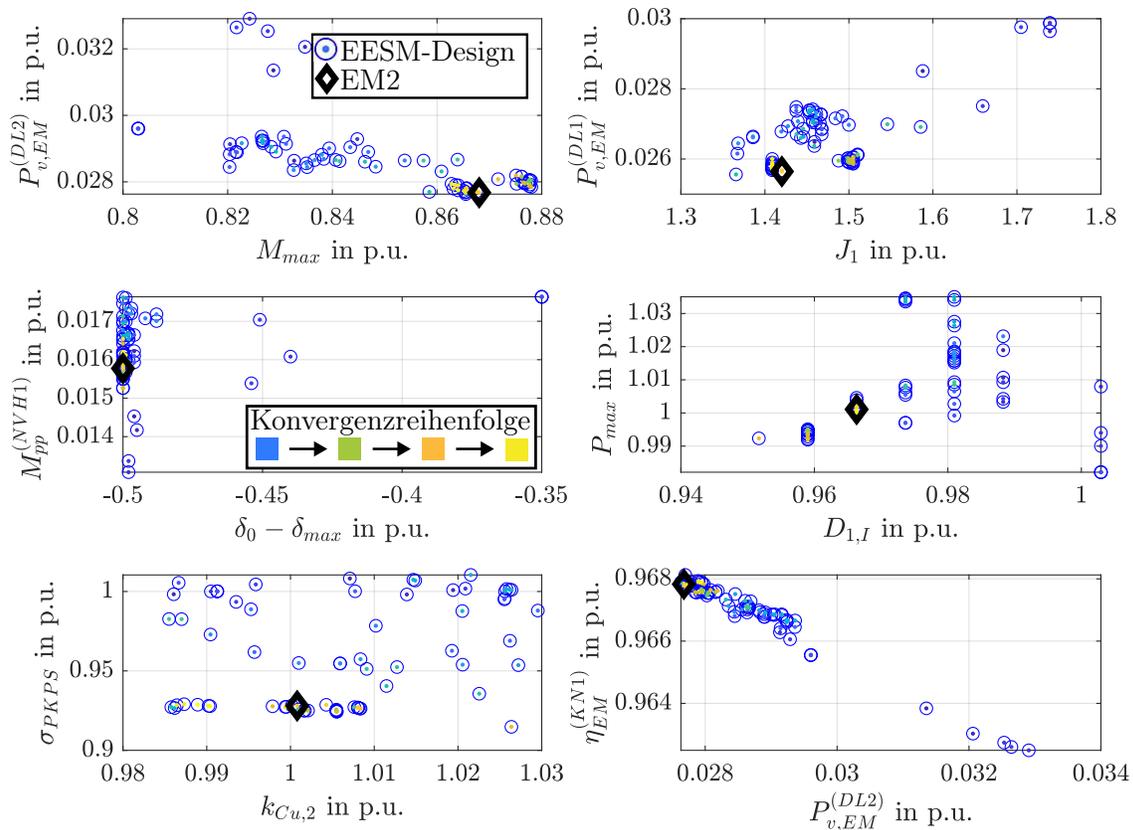
<sup>1</sup>Für ein 1/6 einer elektrischen Periode



**Abbildung 5.1:** Optimierungsergebnisse unterschiedlicher Ziel- und Eingangsgrößen

gen Berechnungstoolkette nachgerechnet, um ihre Plausibilität zu verifizieren. Dieser Vorgang wurde iterativ wiederholt, bis letztendlich 3473 Designs mittels der semi-analytischen Toolkette berechnet wurden und der Optimierungsalgorithmus eine Vielzahl an Pareto-optimalen Designs gefunden hatte. Dabei kam es jedoch zwischenzeitlich zu dem Phänomen, dass der Optimierungsalgorithmus, um den Füllfaktor der Erregerwicklung zu senken, das Wicklungsgebiet so weit ausgedehnt hat, dass sich dieses schon gar nicht mehr unter dem Polschuh befand. Dies war mitunter auf Grund des Aufbaus des CAD-Modells möglich. Dagegen konnte allerdings, mittels analytischer Abschätzungen, eine Vorhersage getroffen werden, ob eine Parameterkombination ein gültiges Wicklungsgebiet erzeugt. Diese Information wurde dann ebenfalls dem Optimierungsalgorithmus zugeführt und dadurch war dieser wieder in der Lage valide Designs zu liefern. Eine Erläuterung zu dieser geometrischen Abschätzung findet sich im Anhang A.1. Ein Überblick über das Verhalten zwischen einer Auswahl an Eingangs- und Zielgrößen dieser Optimierung zueinander ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Dabei stellt jeder Punkt ein einzelnes, mittels FEM ausgewertetes Design dar. Die Punkte besitzen einen Farbverlauf von Blau zu Gelb, welcher das Fortschreiten der Optimierung symbolisieren soll. Die anfänglichen Auswertungen der Toolkette werden in Blau dargestellt, während immer später berechnete Maschinen zunehmend in Gelb aufgetragen sind. Dadurch ist der Verlauf der einzelnen Größen während der Optimierung und dementsprechend die Konvergenz des Optimierungsalgorithmus gut zu erkennen.

Dabei sei erwähnt, dass es sich hierbei um einen ungefilterten Zustand handelt, bei dem auch Designs angezeigt werden, welche nicht sämtliche Anforderungen an die EM2 erfüllen. Die Referenzdaten der Normierung stellen dabei dar. Für die Akustik-Betriebspunkte wurde während der Optimierung ein betriebspunktabhängiger Grenzwert der Drehmomentwelligkeit von 0.0176 p.u. in Bezug auf  $M_{max}$  der EM1 definiert. Zusätzlich ist der im nächsten Abschnitt vorgestellte fiktive Prototyp bereits mit einer schwarzen Raute eingezeichnet, um darzustellen, wo sich dieser innerhalb Punktwolke befindet. Im ersten Bild, welches die Verluste im Betriebspunkt DL2 und das maximale Drehmoment einer Maschine gegenüberstellt, ist erkennbar, dass die minimalen Verluste in diesem Betriebspunkt  $P_{v,EM}^{(DL2)}$  die Tendenz besitzen, mit steigendem Drehmoment  $M_{max}$  zu sinken, bis sie annähernd konstant bleiben. Im zweiten Bild ist der Trend zu erkennen, dass die Verluste im DL1  $P_{v,EM}^{(DL1)}$  deutlich mit der maximalen Stromdichte im Stator  $J_1$  korrelieren. Der Grund dafür ist, dass bei diesem Betriebspunkt die Kupferverluste dominant sind und eine Reduktion der Stromdichte somit auch einen großen Einfluss auf die Gesamtverluste besitzt. Im dritten Plot ist der Einfluss der Kontur des Polschuhs auf den Drehmomentrippel im Betriebspunkt NVH1 erkennbar.  $\delta_0$  stellt dabei den Luftspalt in der Polschuhmitte dar und  $\delta_{max}$  den Luftspalt an der Polschuhaußenkante. Der Trend zeigt eindeutig, dass je größer die Differenz zwischen diesen beiden ist, desto stärker sinkt die Drehmomentwelligkeit in dem Betriebspunkt. Jedoch führt dies auch zu einer Zunahme der Verluste in den Dauerlastbetriebspunkten, sodass hier ein Kompromiss zwischen diesen beiden Anforderungen gefunden werden musste. Im vierten Bild ist die maximale Leistung  $P_{max}$  einer Maschine über dem Statorinnendurchmesser  $D_{1,I}$  aufgetragen und, wie zu erwarten, steigt diese ebenfalls linear mit diesem an und es konnten sogar Werte über denen der EM1 bei einem geringeren Durchmesser erreicht werden. Das vorletzte Diagramm zeigt, wie sich die Normalspannung am Polschuhübergang  $\sigma_{PKPS}$  im Verhältnis zum Kupferfüllfaktor der Erregerwicklung  $k_{Cu,2}$  verändert. Je geringer der Füllfaktor, desto weniger Platz bleibt für den Polkern erhalten bzw. desto größer muss der Polschuh werden und dadurch steigt die Normalspannung an. Dementsprechend musste versucht werden ein Maschinendesign mit dem größtmöglichen, ausführbaren Kupferfüllfaktor zu finden, um die Normalspannung nicht zu groß werden zu lassen und somit die Anforderungen bestmöglich zu erfüllen. Das letzte Bild zeigt die Korrelation zwischen dem Betriebspunkten DL2, sowie KN1 und verdeutlicht, dass niedrigere Verluste im Dauerlastpunkt mit einer höheren Effizienz in einem typischen, kundennahen Betriebspunkt korrelieren. Filtert man nun alle Designpunkte nach den in Gleichung (5.17) definierten Nebenbedingungen, entsteht Abbildung 5.2. Die Anzahl der validen Designs ist somit nur ein Bruchteil der insgesamt berechneten. In dieser Abbildung ist gut der Trend zu höheren Drehmomenten  $M_{max}$  und niedrigeren Stromdichten  $J_1$  bemerkbar, da diese maßgeblich die Verluste in den Dauerlastpunkten, sowie die Effizienz im kundennahen Punkt beeinflussen. Für die Differenz der Luftspaltlänge an Polmitte und Polkante wurde letztendlich eine absolute Grenze von 0.5 p.u. eingeführt, da ansonsten die Außenkante des Polschuhs nicht mehr zur Befestigung einer Wicklungsstütze gereicht hätte. Unter all diesen verbliebenen Designs wurde der eingezeichnete Prototyp gewählt, weil dieser, unter Einhaltung aller definierten Randbedingungen, die geringsten Verluste in den thermisch kritischen Dauerlastbetriebspunkten DL1 bzw. DL2 zeigte. Dieser wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.



**Abbildung 5.2:** Optimierungsergebnisse unterschiedlicher Ziel- und Eingangsgrößen gefiltert nach den Nebenbedingungen

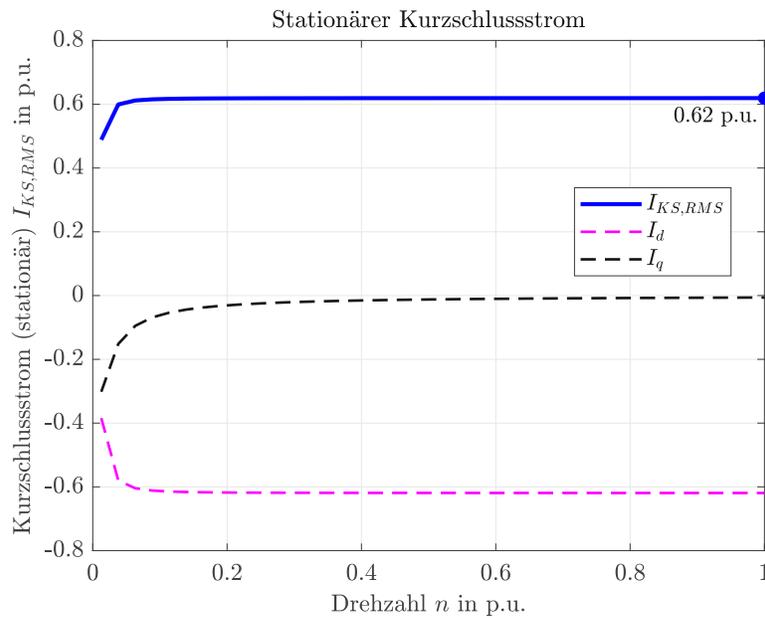
### 5.3 Fiktiver Prototyp

Dieser Abschnitt stellt den, aus der Optimierung resultierenden, fiktiven Prototypen EM2 dar, welcher die Anforderungen eines Sportwagenantriebs bestmöglich erfüllt. Dieses Maschinendesign wurde, wie zuvor beschrieben, deshalb ausgewählt, weil es bei Einhaltung sämtlicher Randbedingungen bzgl. Performance, Ausführbarkeit, usw. die geringsten Verluste innerhalb der Dauerleistungspunkte aufgewiesen hat und dementsprechend ohne zusätzliche Simulation dafür am vielversprechendsten für die Erfüllung der thermischen Grenzwerte ist. Zuerst werden die Eigenschaften der EM2 mit den Anforderungen verglichen und bewertet, um anschließend die dazugehörigen Kennlinien und Kennfelder darzustellen. Dabei wird wieder von der normierten Darstellung der Werte Gebrauch gemacht. Eine Gegenüberstellung der von den geforderten und erreichten Eigenschaften der EM2 ist in Tabelle 5.4 zu sehen. Alle Werte sind dabei in Bezug auf die EM1 angegeben. Die Verlustleistungen in den Betriebspunkten DL1, DL2 und DL3 wurden auf die Maximalleistung der EM1 bezogen und der Wirkungsgrad im Punkt KN1 auf den entsprechenden Wirkungsgrad der Referenzmaschine in diesem Punkt. Es ist ersichtlich, dass der zur Verfügung stehende Bauraum mit einer Eisenlänge von  $l_{FE} = 0.7$  p.u. vollständig ausgenutzt wird, weil durch die größere Luftspaltfläche das selbe Drehmoment bei weniger Strom erzeugt werden kann und somit die Verluste sinken. Mit  $M_{max} = 0.868$

**Tabelle 5.4:** Eigenschaften der EM2 inkl. zugehöriger Anforderungen

Größe	Anforderung in p.u.	Wert in p.u.	Bezugsgröße
$l_{FE}$	$\leq 0.7$	0.7	$l_{FE}^{(EM1)}$
$M_{max}$	$\geq 0.79$	0.868	$M_{max}^{(EM1)}$
$P_{max}$	$\geq 0.90$	1	$P_{max}^{(EM1)}$
$\rho_{v,2,W}$	$\leq 1.0$	1	$\rho_{v,2,W}^{(EM1)}$
$\sigma_{PKPS}$	$\leq 1.0$	0.91	$\sigma_{PKPS}^{(EM1)}$
$k_{Cu,2}$	$\leq 1.0$	1	$k_{Cu,2}^{(EM1)}$
$J_1$	$\leq 1.75$	1.42	$J_1^{(EM1)}$
$P_{v,EM}^{(DL1)}$	min	0.026	$P_{max}^{(EM1)}$
$P_{v,2}^{(DL1)}$	min	0.011	$P_{max}^{(EM1)}$
$P_{v,EM}^{(DL2)}$	min	0.028	$P_{max}^{(EM1)}$
$P_{v,2}^{(DL2)}$	min	0.012	$P_{max}^{(EM1)}$
$P_{v,EM}^{(DL3)}$	min	0.020	$P_{max}^{(EM1)}$
$P_{v,2}^{(DL3)}$	min	0.006	$P_{max}^{(EM1)}$
$M_{pp}^{(NVH1)}$	$\leq 0.0176$	0.0157	$M_{max}^{(EM1)}$
$M_{pp}^{(NVH2)}$	$\leq 0.0317$	0.0317	$M_{max}^{(EM1)}$
$\eta_{EM}^{(KN1)}$	max	1	$\eta_{EM}^{(KN1,EM1)}$

p.u. übertrifft der Prototyp die Anforderungen für das maximale Drehmoment sogar um fast 10 % und selbiges gilt auch bei der Maximalleistung  $P_{max}$ . Die Verlustdichte der Erregerwicklung stimmt exakt mit der EM1 überein, da auch der maximale Erregerstrom gleichgeblieben ist und der Einfluss einer veränderten Windungszahl pro Pol  $w_p$  gleichermaßen in den Wicklungswiderstand  $R_2$ , sowie in das Wicklungsvolumen mit eingeht. Damit hebt sich dessen Einfluss für diese Kennzahl auf. Die Normalspannung am Übergang von Polkern zu Polschuh konnten in Bezug auf die EM1 sogar um 9 % reduziert werden. Grund dafür ist ein verringerter Luftspaltdurchmesser, sowie ein breiterer Polkern. Diese Änderungen sollten sich vorteilhaft auf die Drehzahlfestigkeit der Maschine auswirken und sind ein gutes Indiz dafür, dass auch die Erhöhung der maximalen Drehzahl auf  $n_{max} = 1.18$  p.u. kein Problem für die Maschine darstellt. Der zur Verfügung stehende Wicklungsbereich wird mit  $k_{Cu,2} = 1$  p.u. im gleichen Maß ausgenutzt wie bei der EM1 und somit sollte das Unterbringen der Wicklung in diesem Bereich auch kein Problem in der Herstellung der Maschine darstellen. Die potentielle Stromdichte von  $J_1 = 1.75$  p.u. muss nicht vollständig ausgereizt werden, weil sie, wie bereits im vorherigen Abschnitt diskutiert, negativen Einfluss auf die Verluste in den Dauerlastbetriebspunkten hat. Die minimalen Gesamtverluste  $P_{v,EM}$  in den Dauerbetriebspunkten DL1, DL2 und D3 liegen bei 2.0 bis 2.8 % der Maximalleistung der EM1. Dabei entfallen in den ersten beiden Punkten knapp 43 % dieser Verluste auf die Rotorwicklung, während es im letzten Punkt nur mehr exakt 30 % sind. Das liegt daran, dass der letzte Dauerlastpunkt bei maximaler Drehzahl platziert ist und sich somit schon im Feldschwächbereich befindet. Dabei wird der Erregerstrom reduziert und dementsprechend sinken auch die Gesamtverluste im Rotor. Auch die NVH-Anforderungen kann die EM2 erfüllen und im Falle



**Abbildung 5.3:** Kurzschlusskennlinie der EM2 bei  $I_2 = I_{2,max}$  bezogen auf  $I_{1,max}$  und  $n_{max}$  der EM2

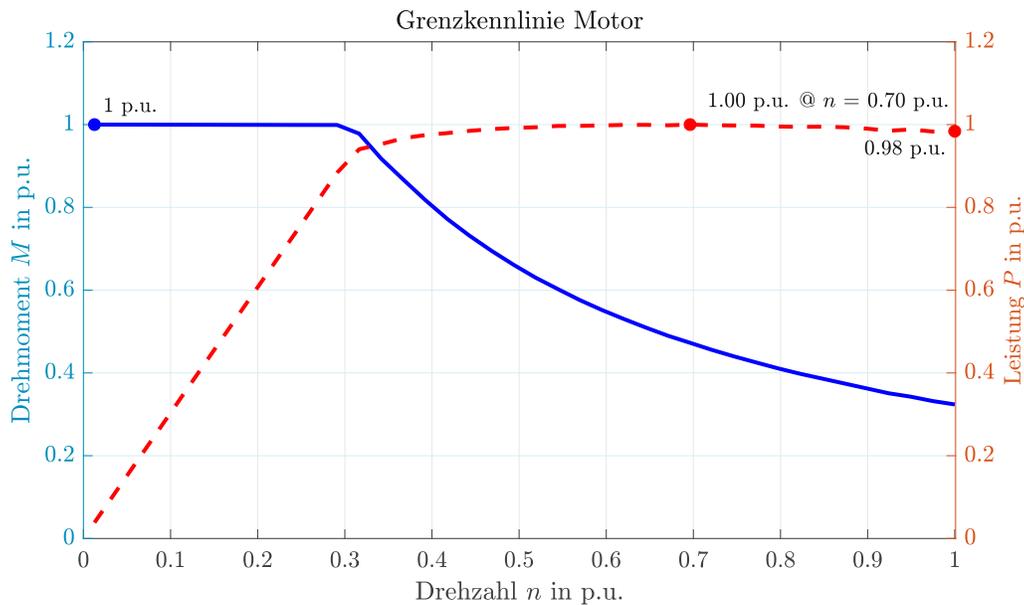
des NVH1-Betriebspunkts sogar noch etwas unterbieten. Da die Maschine allerdings ohne Schrägung ausgeführt ist, weil diese in der Berechnungstoolkette noch nicht berücksichtigt werden kann, gibt es hierbei sicherlich noch Möglichkeiten, die Drehmomentwelligkeit weiter zu reduzieren. Im kunden-nahen Betriebspunkt KN1 kann exakt derselbe Wirkungsgrad wie bei der Referenzmaschine erreicht werden und dieser Umstand stellt ein zufriedenstellendes Ergebnis diesbezüglich dar. Im Anschluss werden nun die Kurzschluss-, sowie Grenzkennlinie und das Effizienzkennfeld der EM2 dargestellt und erläutert.

### Kurzschlusskennlinie

Abbildung 5.3 zeigt den Verlauf der Kurzschlusskennlinie der EM2 bei Betrieb mit vollem Erregerstrom  $I_{2,max}$ . Wie zu erwarten nimmt der  $q$ -Anteil des Stroms mit steigender Drehzahl immer weiter ab bis nur noch ein reiner  $d$ -Anteil vorhanden ist. Mit 62 % des maximalen Statorstroms  $I_{1,max}$  ist die Amplitude des Kurzschlussstroms auch in einem absolut unkritischen Bereich für sowohl die Maschine, als auch den dahinterliegenden Pulswechselrichter. Der Maximalwert wird bereits bei  $n \leq 0,1$  p.u. erreicht und bleibt über das gesamte Drehzahlband nahezu konstant.

### Grenzkennlinie

Die bei maximalem Erregerstrom  $I_{2,max}$  ermittelte Grenzkennlinie ist in normierter Darstellung in Abbildung 5.4 abgebildet. Ihre Werte und Achsen sind jeweils auf die Maximalwerte der EM2-spezifischen Größen normiert. Das maximale Drehmoment kann bis zu ca. einem Drittel der Maximaldrehzahl gehalten werden, bevor der Feldschwächbereich einsetzt. Dabei fällt es mit einem  $1/n$ -Verlauf auf einen Wert von ungefähr 0,3 p.u. ab. Die Leistung hingegen steigt linear bis zum Eckpunkt und von dort



**Abbildung 5.4:** Grenzkennlinie der EM2 bezogen auf  $n_{max}$ ,  $M_{max}$  und  $P_{max}$  der EM2

nur mehr langsam, bis ihr Maximalwert bei  $n = 0.7$  p.u. erreicht ist. Von dort aus fällt sie wieder ab, um bei  $n_{max}$  einen Wert von 98 % der Maximalleistung einzunehmen.

### Effizienzkennfeld

Das Effizienzkennfeld der EM2 ist in Abbildung 5.5 dargestellt und die Achsen sind ebenfalls auf die Maximalwerte der Maschine normiert. Bereiche unter 60 % Wirkungsgrad werden hierbei nicht dargestellt. Dies ist bei sehr niedrigen Drehzahlen und sehr niedrigen Momenten der Fall. Der Wirkungsgrad liegt im weiten Teilen über 90 % und besitzt einen Spitzenwert von 97.5 %. Wie für die EESM typisch, liegt der Bereich der höchsten Effizienz bei niedrigen bis mittleren Momenten und mittlerer bis hoher Drehzahl. Selbst bei maximaler Drehzahl sind so Wirkungsgrade von 96 % möglich. Zusätzlich sind in Abbildung 5.6 die Erregerverluste  $P_{v,2,W}$  in jedem Betriebspunkt in Prozent der maximalen Leistung  $P_{max}$  dargestellt. Es ist klar ersichtlich, dass die Verluste und somit auch der Erregerstrom linear in Richtung höherer Drehmomente ansteigen, bis der maximale Erregerstrom erreicht ist. Dabei betragen die Erregerverluste 2 % der Maximalleistung der EM2. Damit ist gezeigt worden, dass eine EESM die Anforderungen an einen Sportwagenantrieb zufriedenstellend erfüllen kann und somit eine attraktive Alternative zur bisher auf dem Markt dominanten PSM darstellt, sofern detaillierte Analysen von Mechanik und Thermik zeigen, dass die Maschine in dieser Art und Weise ausführbar ist. Nun soll abschließend im folgenden Abschnitt noch ein Fazit zum Inhalt dieser Arbeit gegeben werden. Dieses beinhaltet dabei auch einen Ausblick zu möglichen Themen, welche in Zukunft interessant zu betrachten wären.

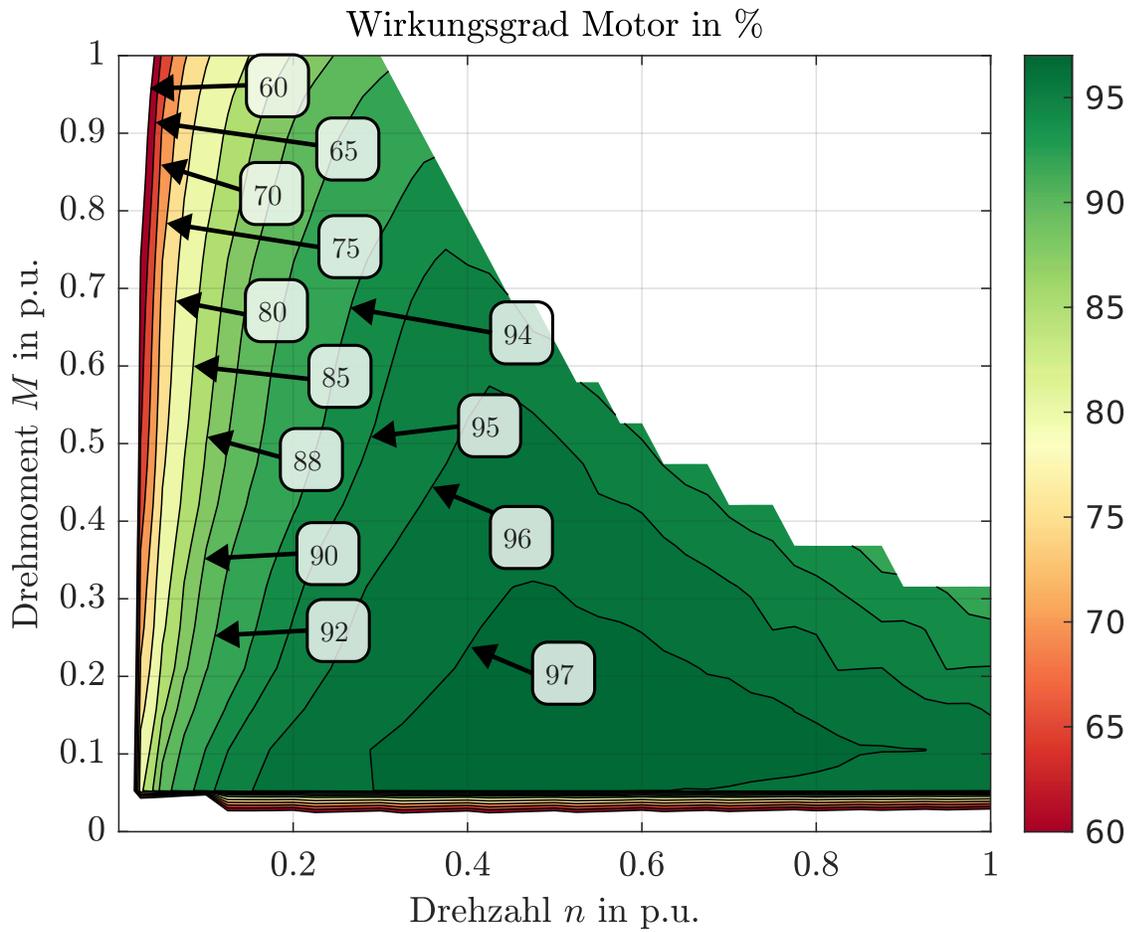


Abbildung 5.5: Effizienzkennfeld der EM2 bezogen auf  $n_{max}$  und  $M_{max}$  der EM2

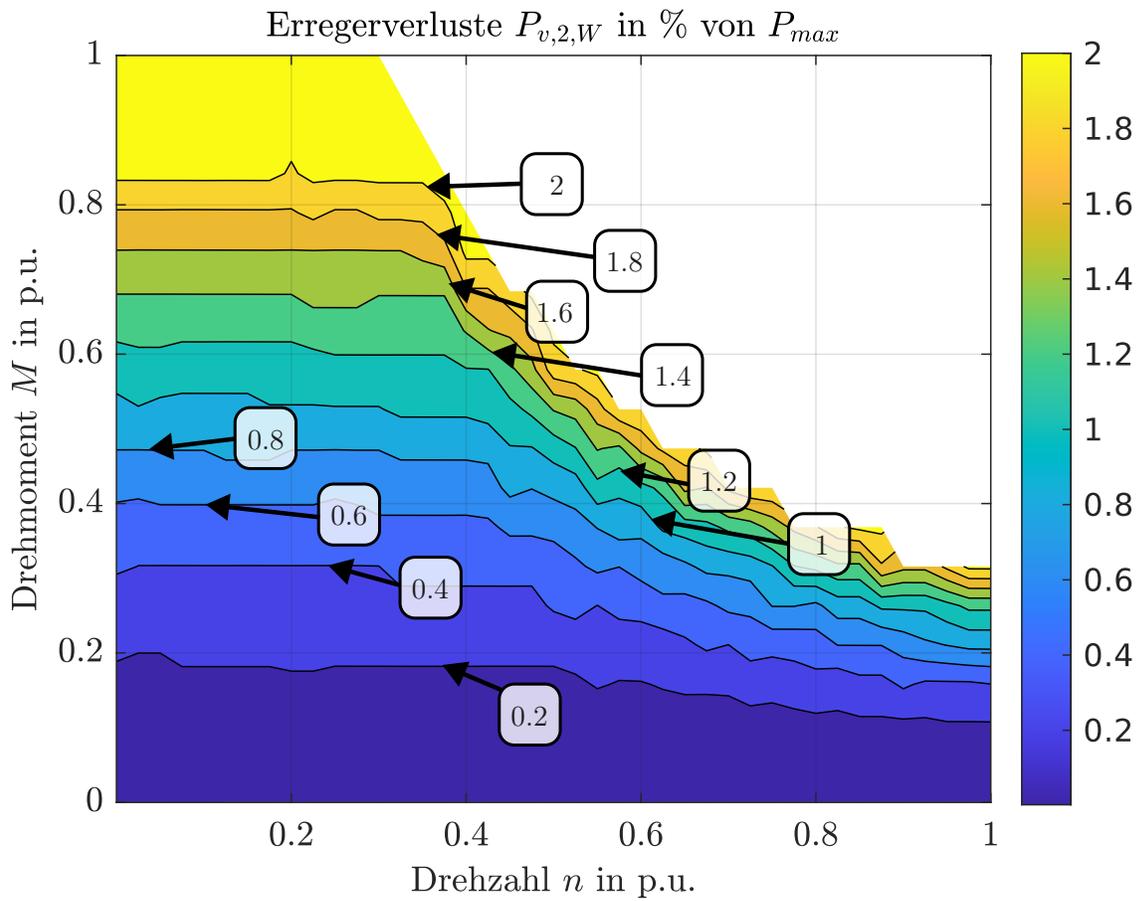


Abbildung 5.6: Erregerverlustkennfeld der EM2

## 6 Fazit und Ausblick

Abschließend sollen die wichtigsten, in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse noch einmal zusammengefasst werden, um so einen schnellen Überblick über diese zu ermöglichen. Zusätzlich wird noch ein Ausblick auf mögliche in Zukunft zu beleuchtende Themen gegeben, die auf den Inhalten dieser Arbeit aufbauen können.

- Nachdem anfänglich der Aufbau und das mathematische Modell der EESM erläutert wurden, konnte in Abschnitt 1.3 festgehalten werden, dass sie, trotz diverser vorteilhafter Eigenschaften, in heutigen automobilen Fahrzeugen noch immer sehr selten vertreten ist. Jedoch wird ihr für die Zukunft auf Grund ihrer Vorteile hinsichtlich Ökologie und Kosten großes Potential zugeschrieben [9, 20, 54].
- Abschnitt 2.3 präsentiert eine zeitgemäße Mehrzieloptimierungsmethodik zur Auslegung des elektromagnetischen Designs einer EESM mittels Meta-Modellen, welche in der Industrie als etabliert gelten. Diese können, wie in Kapitel 5 sichtbar, während einer Optimierung zu einer enormen Beschleunigung bei der Auswertung einzelner Maschinendesigns, im Vergleich zur herkömmlichen Berechnung mittels FEM, führen. Für eine akkurate Vorhersage der Performance eines Designs müssen jedoch im Voraus jedoch mit Hilfe der Methoden der statistischen Versuchsplanung ausreichend viele Daten über das Verhalten der EESM im zu betrachtenden Parameterraum generiert werden, welche anschließend zum Training des Meta-Modells beitragen.
- Um das Generieren dieser Daten möglichst zeiteffizient zu gestalten, wurde in Kapitel 3 ein semi-analytisches Berechnungsverfahren vorgestellt und weiterentwickelt, welches schnelle, stationäre FEM-Berechnungen mit einem intelligenten, analytischen Post-Processing koppelt, um innerhalb kurzer Zeit möglichst akkurate Vorhersagen über das Verhalten und die Verluste einer EESM treffen zu können. Diese Vorhersagen beinhalteten die Leerlauf-, Kurzschluss- und Grenzkennlinie, sowie ein beliebiges Kennfeld unter einer gewünschten Betriebsstrategie. Für die Zukunft wäre denkbar die berechneten Verlustarten um die betriebspunktabhängigen Verluste des PWR zu erweitern und so eine Betriebsstrategie für die minimalen Verluste des gesamten Antriebssystems zu implementieren. Eine Erweiterung dieser Toolkette, welche in Zukunft implementiert werden könnte, ist die Berücksichtigung einer möglichen Schrägung der Maschine innerhalb der Berechnung.
- Einen großen Beitrag zur zeitsparenden FEM-Berechnung liefert der Aufbau des Modells aus seinen kleinsten symmetrischen Elementen, weil dadurch nur ein Sechstel der ansonsten notwendigen Verdrehwinkel berechnet werden muss. Zusätzlich wurde in Abschnitt 3.1.3 eine Methode

zur schnellen Abschätzung des maximalen Drehmoments einer Maschine präsentiert, welche in einer Optimierung im Vorausgang zu der rechenintensiven Parameteridentifikation des Verfahrens genutzt werden kann, um zu entscheiden, ob das Design überhaupt weiter verfolgt werden soll. Dies führte in der Berechnungspraxis zu einer enormen Zeitersparnis, da nur Designs vollständig analysiert wurden, welche das geforderte Drehmoment höchstwahrscheinlich erfüllen konnten.

- Um in der semi-analytischen Berechnung der Maschine deren Effizienz möglichst genau bestimmen zu können, müssen sämtliche im Betrieb auftretenden Verlustarten berücksichtigt werden. Dazu zählen auch durch das Takten des PWR auftretende Oberschwingungsverluste. Da diese numerisch nur durch die sehr zeitaufwendige transiente FEM-Berechnung ermittelt werden können, wurde das in [72] vorgestellte analytische Abschätzungsverfahren genutzt und um eine Methodik zur Berücksichtigung der Eisenverluste im Rotor auf Grund dessen geometrischen Aufbaus erweitert. Da aber auch der in der Rotorwicklung fließende Erregerstrom durch ein getaktetes Schaltmodul innerhalb eines PWR eingepreßt werden kann, besitzt der dort fließende Strom auch höherfrequente Anteile in seinem Spektrum, welche zu zusätzlichen Verlusten führen. Um diese berücksichtigen zu können, ist ebenfalls ein analytisches Verfahren entwickelt und präsentiert worden. Jedoch bedarf es für Bestimmung der Vorhersagegenauigkeit dessen noch einen Abgleich mittels transienter FEM, da die auftretenden Verluste noch zu hoch erscheinen.
- Zur Verifikation der Ergebnisse des zuvor vorgestellten Berechnungsverfahrens wurde ein Messabgleich der Leerlauf-, Kurzschluss- und Grenzkennlinie, sowie eines Effizienzkennfelds eines von einem anderen Hersteller zur Verfügung gestellten EESM-Prototypen durchgeführt. Dabei wurden sowohl die Verläufe, als auch die Verluste der vermessenen Betriebspunkte verglichen. Die Verläufe von Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie zeigten sehr gute Übereinstimmung mit denen der Simulation und der Verlauf der Grenzkennlinie ebenfalls eine gute Genauigkeit. Auch die Prädiktion der Verluste innerhalb im Leerlauf, sowie innerhalb des Effizienzkennfeldes waren sehr zufriedenstellend. Allerdings zeigte die Simulation deutliche Abweichungen zur Messung in den Betriebszuständen der Kurzschluss- und Grenzkennlinie. Die möglichen Ursachen dafür wurde am Ende von Kapitel 4 diskutiert und der Schluss gezogen, dass die vom Hersteller gelieferten Messungen für einen Verlustabgleich nicht vollständig geeignet sind, weil es im Messaufbau und während der Durchführung einige Umstände gab, die die Genauigkeit der Messung diesbezüglich in Frage stellen. Darum wäre für eine weitere Validierung der Berechnungsmethodik in Zukunft ein zusätzlicher Verlustabgleich interessant, wobei hierbei auf die korrekte Aufnahme der Verlustmessungen geachtet werden sollte.
- Schlussendlich ist in Kapitel 5 ein fiktiver EESM-Prototyp als Antrieb für einen Sportwagen der Porsche AG ausgelegt worden. Dazu wurden anfänglich die für das Fahrzeug geltenden Randbedingungen definiert und anschließend die notwendigen Eigenschaften der Maschine abgeleitet. Basierend auf diesen wurde die Auslegung in zwei Schritten durchgeführt. Zuerst wurde die in Kapitel 4 zur Verifikation genutzte Maschine hinsichtlich der neuen Randbedingungen skaliert und anschließend eine Optimierung ihrer elektromagnetischen Eigenschaften mittels der in Abschnitt 2.3 beschriebenen Methodik durchgeführt. Durch die Kombination von zeiteffizienter Berechnung und moderner Optimierungsmethodik konnte innerhalb von kurzer Zeit ein

zufriedenstellendes Design gefunden werden, welches im Anschluss dazu als fiktiver Prototyp präsentiert und an seinen Anforderungen gemessen wurde. Es konnte gezeigt werden, dass eine EESM in der Lage, ist alle für ein Sportfahrzeug erforderlichen Eigenschaften zu erfüllen und somit in Zukunft eine valide Alternative zur bisher herkömmlichen PSM darstellt.

- Obwohl Thermik und Mechanik der EESM keinen grundlegenden Bestandteil dieser Arbeit darstellen, wurden für die Designoptimierung trotzdem zwei analytische Abschätzungsfunktionen entwickelt, welche einen groben Vergleichswert eines neuen Maschinendesigns in Bezug auf die bereits ausgeführte Referenzmaschine aus Kapitel 4 erlauben. Dadurch konnte sichergestellt werden, dass das finale Design bezüglich dieser Eigenschaften in einem plausiblen Bereich liegt. Allerdings bedarf es im Nachgang dieser Arbeit trotzdem einer detaillierten Analyse des thermischen und mechanischen Verhaltens, um die Betriebsfestigkeit der ausgelegten Maschine zu verifizieren.

# A Anhang

## A.1 Begrenzung des zulässigen Wicklungsgebiets

Während des Optimierungsprozesses für die EESM2 kam es auf Grund des Aufbaus des CAD-Modells zu dem Phänomen, dass die Außenkante des Wicklungsgebiets über das Ende des Polschuhs hinausgeragt ist. Der Optimierungsalgorithmus hat diesen Weg höchstwahrscheinlich deshalb eingeschlagen, um den Füllfaktor des Erregerwicklungsgebiets zu senken. Dieser Aufbau wäre in der Realität allerdings nicht umsetzbar und ist somit ungültig. Deshalb musste ein Weg gefunden werden, um dem Optimierungsalgorithmus mitzuteilen, dass solche Designs ungeeignet sind. Dazu wurde, basierend auf den Parametern des Rotormodells nach Abbildung A.1, eine Bedingung entwickelt, welche gültige Designs erfüllen müssen. Diese ist in Gleichung (A.1) angeführt.

$$h_{Cu} \geq h_{Cu,min} \quad (\text{A.1})$$

Der Parameter  $h_{Cu}$  muss dabei einen Minimalwert  $h_{Cu,min}$  übersteigen, um sicherzustellen, dass die Wicklung im korrekten Bereich liegt. Zur Ermittlung dieses Minimalwerts müssen zuerst die drei in Abbildung A.1 eingezeichneten Punkte  $P_1 = (x_1, y_1)$ ,  $P_2 = (x_2, y_2)$  und  $P_3 = (x_3, y_3)$  ermittelt werden. Die Koordinaten des ersten Punktes  $P_1$  errechnen sich dabei mit dem Rotoraußendurchmesser  $D_{2,A}$ , der Polschuhhöhe  $h_{PS}$ , dem Polbedeckungswinkel  $\alpha$  und dem minimalen Abstand der Wicklung zur Polkante  $d_{min}$  zu

$$x_1 = \frac{D_{1,A}}{2} \sin(\alpha) - d_{min} \quad (\text{A.2a})$$

$$y_1 = \frac{D_{1,A}}{2} - h_{PS} \quad (\text{A.2b})$$

und die für den Punkt  $P_2$  mit dem Abstand der Wicklung von der Querachse  $a_{Cu}$  und dem Polwinkel  $\tau_p$  zu

$$x_2 = 0 \quad (\text{A.3a})$$

$$y_2 = \frac{a_{Cu}}{\sin(\tau_p/2)} \quad (\text{A.3b})$$

Die Koordinaten des dritten Punktes  $P_3$  sind der Schnittpunkt zweier von  $P_1$  und  $P_2$  ausgehender Geraden. Die zum Punkt  $P_1$  zugehörige Gerade verläuft parallel zur x-Achse und besitzt somit die Geradengleichung

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} + \lambda_1 \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Die zweite Gerade verläuft von Punkt  $P_2$  parallel zur Querachse und somit ergibt sich ihre Gleichung zu

$$\begin{pmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} + \lambda_2 \begin{pmatrix} 1 \\ \tan(\tau_p/2) \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Zur Bestimmung des Schnittpunkts dieser Geraden müssen die Gleichungen gleichgesetzt und anschließend einer der Parameter  $\lambda_1$  bzw.  $\lambda_2$  ermittelt werden.

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} + \lambda_1 \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} + \lambda_2 \begin{pmatrix} 1 \\ \tan(\tau_p/2) \end{pmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Der Parameter  $\lambda_2$  kann dabei direkt zu

$$\lambda_2 = x_1 - x_2 \quad (\text{A.7})$$

bestimmt werden. Somit ergeben sich die Koordinaten von  $P_3$  zu

$$\begin{pmatrix} x_3 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} + (x_1 - x_2) \begin{pmatrix} 1 \\ \tan(\tau_p/2) \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Der Parameter  $h_{cu,min}$  lässt sich somit entsprechend Gleichung (A.9) berechnen.

$$h_{cu,min} = y_1 - y_3 \quad (\text{A.9})$$

$$= \left( \frac{D_{1,A}}{2} - h_{PS} \right) - (y_2 + (x_1 - x_2) \tan(\tau_p/2)) \quad (\text{A.10})$$

$$= \left( \frac{D_{1,A}}{2} - h_{PS} \right) - \left( \frac{a_{Cu}}{\sin(\tau_p/2)} + \left( \frac{D_{1,A}}{2} \sin(\alpha) - d_{min} \right) \tan(\tau_p/2) \right) \quad (\text{A.11})$$

Dadurch ist sichergestellt, dass das Wicklungsgebiet in einem validen Bereich liegt, solange

$$h_{Cu} \geq \left( \frac{D_{1,A}}{2} - h_{PS} \right) - \left( \frac{a_{Cu}}{\sin(\tau_p/2)} + \left( \frac{D_{1,A}}{2} \sin(\alpha) - d_{min} \right) \tan(\tau_p/2) \right) \quad (\text{A.12})$$

gilt.

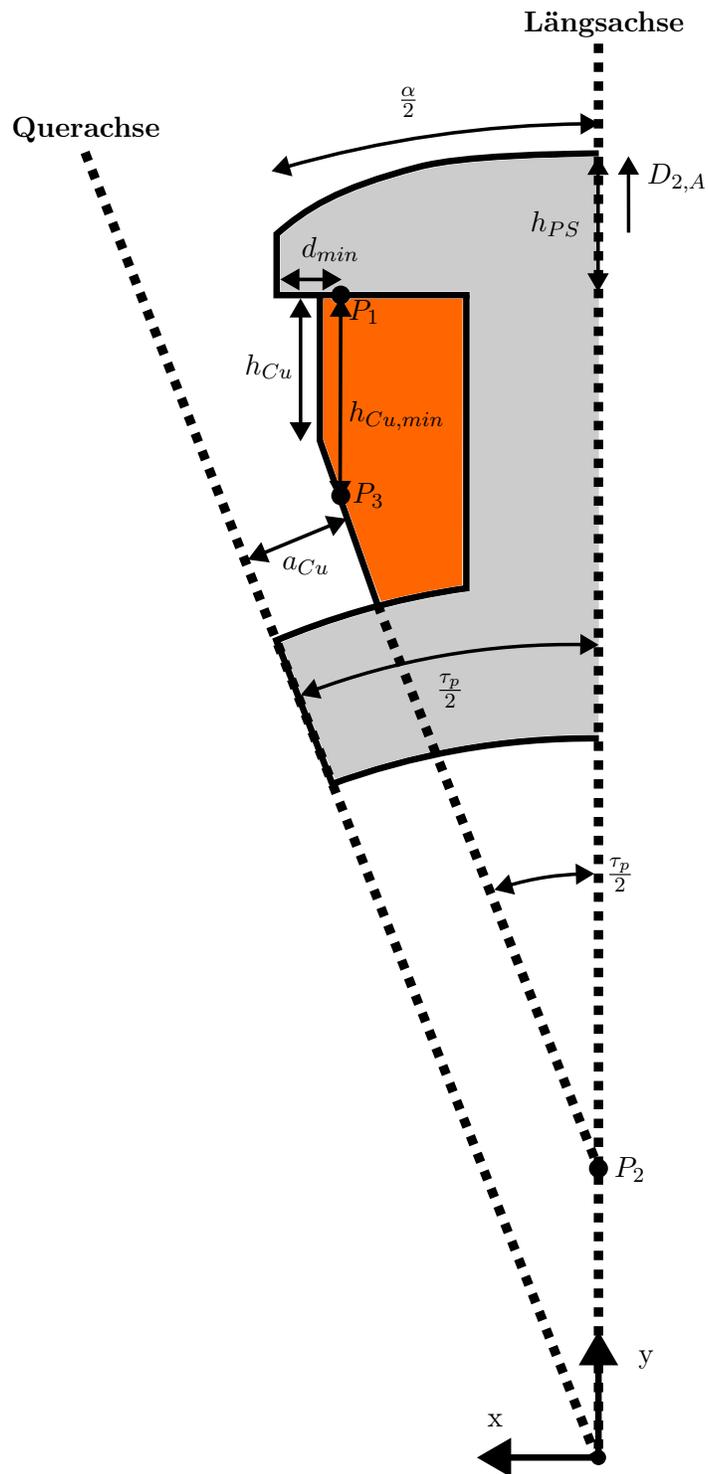


Abbildung A.1: Skizze zur Berechnung der erlaubten Grenzen des Wicklungsgebiets