

D I S S E R T A T I O N

Effizienter Energietransfer und Steigerung der Energiedichte bei magnetisch gelagerten Schwungradspeichern

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Doktors der technischen Wissenschaften
unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.–Ing. Dr.techn. Johann Wassermann
Dipl.–Ing. Dr.techn. Alexander Schulz
Institut für Mechanik und Mechatronik, E325

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften

von

Thomas Hinterdorfer
Matrikelnummer: 0426476
4362 Bad Kreuzen 2

Wien, im Oktober 2014

Abstract

Flywheel Energy Storage Systems represent an ecologically and economically sustainable technology for decentralized energy storage. Compared to other storage technologies such as e.g. chemical accumulators, they offer longer life cycles without performance degradation over time and usage and need almost no systematic maintenance. Further, they are made of environmentally friendly materials.

By means of the driving torque of an electric motor, the flywheel is accelerated and thus electrical energy is transformed to kinetic energy. The stored energy can be transferred back by the load torque of a generator when needed.

Modern flywheel energy storage applications use magnetic bearings to minimize self-discharge. To avoid bearing forces due to rotor eccentricity an unbalance control strategy is used. However, this leads to an off-centered run of the electric machines rotor which in turn generates undesirable forces. A force-compensating operation of the electric machine will minimize the influence on the magnetic bearings in the planned control scheme, thus increasing their efficiency. Different concepts will be developed and compared to each other by means of simulations. Validation of the simulation models is carried out on a specially constructed test setup under defined conditions.

In addition, the electrical machine will be integrated into the concept of redundancy of the flywheel. A bearingless operation increases the reliability and enables a safe shutdown of the application in case of malfunction of the magnetic bearings.

High strength composite materials are used to achieve high speeds. Based on existing results from past research activities, a disc-shaped rotor is optimized first. To increase material utilization and to maximize energy density a topology optimization is performed. Evolutionary and gradient based optimization algorithms are used. Thereby the unused strength potential of the material is exploited in order to increase the economic efficiency of the overall system.

Kurzfassung

Schwungradspeicher stellen eine ökologisch und ökonomisch nachhaltige Technologie zur dezentralen Speicherung von elektrischer Energie dar. Verglichen mit anderen Speichertechnologien, wie z.B. Akkumulatoren auf chemischer Basis, weisen Flywheels eine wesentlich längere Lebensdauer auf. Sie benötigen minimale systematische Wartung und sind aus ökologisch unbedenklichen Werkstoffen hergestellt.

Durch das Antriebsmoment eines Elektromotors wird ein Schwungrad in Rotation versetzt und damit elektrische Energie in Form von kinetischer Energie gespeichert. Diese gespeicherte Energie kann über das Lastmoment eines Generators bei Bedarf wieder entnommen werden.

Moderne Schwungradspeicher-Applikationen werden mit Magnetlagern betrieben, um möglichst hohe Speicherzeiten zu erreichen. Durch eine Unwuchtregelung werden Lagerkräfte aufgrund einer Rotorexzentrizität vermieden. Dies führt allerdings zu einem außermittigen Lauf der elektrischen Maschine, die dadurch wiederum unerwünschte Kräfte erzeugt. Ein kräftekompensierender Betrieb soll bei der geplanten Regelung der Magnetlager eine geringstmögliche Beeinflussung durch die elektrische Maschine und damit eine Erhöhung deren Effizienz ermöglichen. Dazu werden verschiedene Konzepte erarbeitet und mittels Simulationen gegenübergestellt. Die Validierung der Simulationsmodelle wird an einem eigens konstruierten Messaufbau bei definierten Bedingungen durchgeführt.

Außerdem ist die elektrische Maschine in das Redundanzkonzept des Flywheels mit eingebunden. Durch einen lagernden Betriebsmodus wird die Zuverlässigkeit erhöht und ein sicheres Herunterfahren des Flywheels im Störfall der Magnetlager ermöglicht.

Um hohe Drehzahlen zu erreichen, werden hochfeste Verbundmaterialien eingesetzt. Basierend auf vorhandenen Ergebnissen wird zuerst eine scheibenförmige Schwungmasse optimiert. Aufgrund der suboptimalen Materialausnutzung dieser einfachen Schwungmassenform wird eine Topologieoptimierung durchgeführt, um die Energiedichte zu maximieren. Dabei werden sowohl evolutionäre als auch gradientenbasierte Optimierungsalgorithmen verwendet. Dadurch kann das ungenutzte Potential des Materials ausgeschöpft und die Wirtschaftlichkeit des Gesamtsystems erhöht werden.

Danksagung

Nach vier interessanten Jahren, in denen diese Dissertation entstand, bin ich vielen Menschen großen Dank schuldig.

Prof. Dr. Johann Wassermann danke ich für die Betreuung der Dissertation, für die vielen wertvollen Inputs und für die Leitung des Projekts „SEE-Flywheel“ sowie Herrn Prof. Dr. Wolfgang Amrhein für die Zweitbegutachtung meiner Dissertation.

Großen Dank verdienen Dr. Alexander Schulz und Dr. Harald Sima für die Entwicklung der Elektronik, die wissenschaftliche Unterstützung, die gute Zusammenarbeit und die enorme Entwicklungsleistung. Danke Harald für den gemeinsamen Weg durch beinahe das gesamte Studium.

Ing. Manfred Neumann hat mich bei der messtechnischen Validierung unterstützt und durch so manche Diskussionen bereichert. Ing. Reinhold Wagner hat die Konstruktion des Versuchsstands ausgeführt, danke euch beiden. Weiters danke ich: den Herren Peter Unterkreuter und Johann Schindele für die Hilfe bei der Konstruktion und die Fertigung des Messaufbaus, Dr. Wolfgang Gruber für die interessante Zeit während seines Aufenthalts in Wien und die gemeinsame Publikation, Frau Ruth Polterauer für die Erstellung von Grafiken und Lötarbeiten und Frau Birgit Pimperl sowie Frau Renate Mühlberger für die administrative Abwicklung des Projekts.

Herrn Dr. Alessandro Zanarini möchte ich für die interessanten Gespräche, die gemeinsame Zeit im Büro und die amüsanten Kaffeepausen danken. Für die gemeinsame Bürozeit und seinen guten Humor möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Paul Finsterwalder danken.

Der größte Dank gilt meinen Eltern für die Freiheiten, die ich in meinem Bildungsweg hatte, und die immerwährende bedingungslose Unterstützung. Ebenfalls möchte ich mich bei meinen Großeltern sowie Gerald und Notburga Astleitner für deren Unterstützung bedanken. Meinen Freunden – Michael, Florian, Gerhard, Thomas, Harald, Stephan und vielen anderen – danke ich für den Rückhalt und das Zuhören, wenn die Zeiten einmal schwieriger waren.

Diese Dissertation wurde aus Mitteln des Klima- und Energiefonds gefördert und im Rahmen des Programms „NEUE ENERGIEN 2020“ durchgeführt.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Technik	4
1.1.1	Rotor und Schwungmasse	4
1.1.2	Elektrische Maschine	12
1.2	Forschungsvorhaben	15
1.2.1	Safe and Energy Efficient–Flywheel (SEE)	16
1.2.2	Optimum-Shape-Flywheel (OSF)	18
1.2.3	Ziele der Dissertation	20
2	Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine	23
2.1	Grundlagen und Funktionsweise	26
2.2	Querschnittsgeometrie der 6/4-SRM	30
2.2.1	Geometrie der Spulen	32
2.3	Konverter	33
2.4	FE-Modell und Berechnung der Kennlinien	35
2.4.1	Geometrie	36
2.4.2	Analyse	37
2.4.3	Postprocessing	38
2.5	Dynamische Simulation	44
2.6	Bestimmung der Verluste	47
2.7	Auslegung und Dimensionierung	51
2.7.1	Bestimmung der Polwinkel	52
2.7.2	Dimensionierung des Rotorinnenradius	54
2.7.3	Wahl der Länge und Einfluss der Windungszahl	56
2.8	Quasistatische Kennfelder der optimierten SRM	58
2.9	Bestimmung der Schaltwinkel sowie der Sollstromvorgabe	62
2.10	Regelung	68
2.10.1	Stromregelung	68
2.10.2	Zwischenkreisspannungsregelung	71
2.10.3	Kräftekompensierender Betrieb	73

2.10.4	Lagernder Betrieb	84
2.10.5	Drehzahlregelung	91
2.11	Modellierung des Gesamtsystems	93
2.12	Simulationsergebnisse	95
2.12.1	Normalbetrieb	95
2.12.2	Lagernder Betriebsmodus	96
2.12.3	Kräftekompensierender Betrieb	101
2.13	Realisierung eines Versuchsaufbaus und Validierung	105
2.13.1	Statische Messungen - Validierung der Kennlinien	108
2.13.2	Dynamische Messungen - Validierung der Simulationen	110
2.14	Vergleich der realen und idealisierten Geometrie	120
2.14.1	Mechanische Festigkeit des SRM-Rotors	121
2.15	Wärmeentwicklung und Wärmedehnung	123
3	Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse	127
3.1	Versagenskriterium nach Puck	129
3.2	Finite-Elemente-Modell des Rotors	132
3.2.1	Festigkeitsberechnung	132
3.2.2	Bestimmung der Eigenfrequenzen	134
3.3	Optimierung des Flywheel-Rotors	135
3.3.1	Auslegung des Metall-Composite-Interfaces	139
3.3.2	Festigkeitsanalyse der Welle und der Systemkomponenten	140
3.4	Topologieoptimierung des Rotors	142
3.4.1	Genetic Algorithm for Integer Programming	144
3.4.2	Scheibe konstanter Spannung – Constant Stress Disc	146
3.4.3	Optimierung mit orthotropem Material	150
3.5	Optimierung des Optimum-Shape-Flywheel-Rotors	158
3.6	Vergleich mit H-förmigem Rotor	161
3.7	Realisierung und Validierung	162
3.8	Ventilationsverluste	165
4	Schlussfolgerungen und Diskussion	171
4.1	Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine	171
4.2	Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse	173

Anhang	179
A. Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine	179
A.1 Bestimmung der Polwinkel bei Verwendung von Elektroblech	179
A.2 Flussdichte in den verschiedenen Maschinenbereichen	180
A.3 Simulationsergebnisse	181
B. Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse	182
B.1 Materialdaten	182
Abbildungsverzeichnis	183
Tabellenverzeichnis	190
Symbolverzeichnis	191
Abkürzungsverzeichnis	201
Literaturverzeichnis	203

1 Einleitung

Schwungradspeicher (Flywheels) stellen eine ökologisch und ökonomisch nachhaltige Technologie zur dezentralen Speicherung von elektrischer Energie dar. Verglichen mit anderen Speichertechnologien, wie z.B. Akkumulatoren auf chemischer Basis, weisen Flywheels eine wesentlich längere Lebensdauer auf. Sie benötigen minimale systematische Wartung und sind aus ökologisch unbedenklichen Werkstoffen hergestellt.

Durch das Antriebsmoment eines Elektromotors wird ein Schwungrad in Rotation versetzt und damit elektrische Energie in Form von kinetischer Energie gespeichert. Diese gespeicherte Energie kann über das Lastmoment eines Generators bei Bedarf wieder entnommen werden. Schwungräder werden schon lange als Maschinenelemente verwendet. Durch das Aufkommen von Faserverbundwerkstoffen um 1970 und dem Beginn der Entwicklung von Magnetlagern um 1980 wurde auch eine effiziente Nutzung als Energiespeicher möglich. Die anfängliche Entwicklung wurde sehr von der NASA gefördert mit dem Ziel, die primäre Energieversorgung von Weltraummissionen durch Flywheels zu gewährleisten. In einer Zeit, in der Klimaschutz und der bewusste Umgang mit Energie immer mehr im Fokus stehen, bieten Flywheels viele Einsatzmöglichkeiten, wie z.B. zur Spitzenlastpufferung oder zur Bereitstellung von Regelernergie, und sind daher ein interessanter Bereich in der Forschung.

Durch den Einsatz von Verbundwerkstoffen lassen sich sehr hohe Umfangsgeschwindigkeiten erreichen. Die Verwendung von Magnetlagern und der Betrieb in evakuierten Behältern ermöglichen eine massive Verringerung von Reibverlusten. Daher weisen Flywheels folgende Eigenschaften im Vergleich zu herkömmlichen Energiespeichern, wie z.B. Akkumulatoren auf chemischer Basis, auf:

- Hohe Energietransferraten (Leistung),
- geringe Alterungseffekte bzw. kein Kapazitätsverlust,
- leichte Kontrolle des Ladezustands durch Drehzahlmessung,
- umweltfreundliche und rezyklierbare Materialien.

Ein **Flywheel Energy Storage System (FESS)**, dargestellt in Abbildung 1.1, besteht aus einem Rotor, der Lagerung, einer elektrischen Maschine und einem Containment. Der Ro-

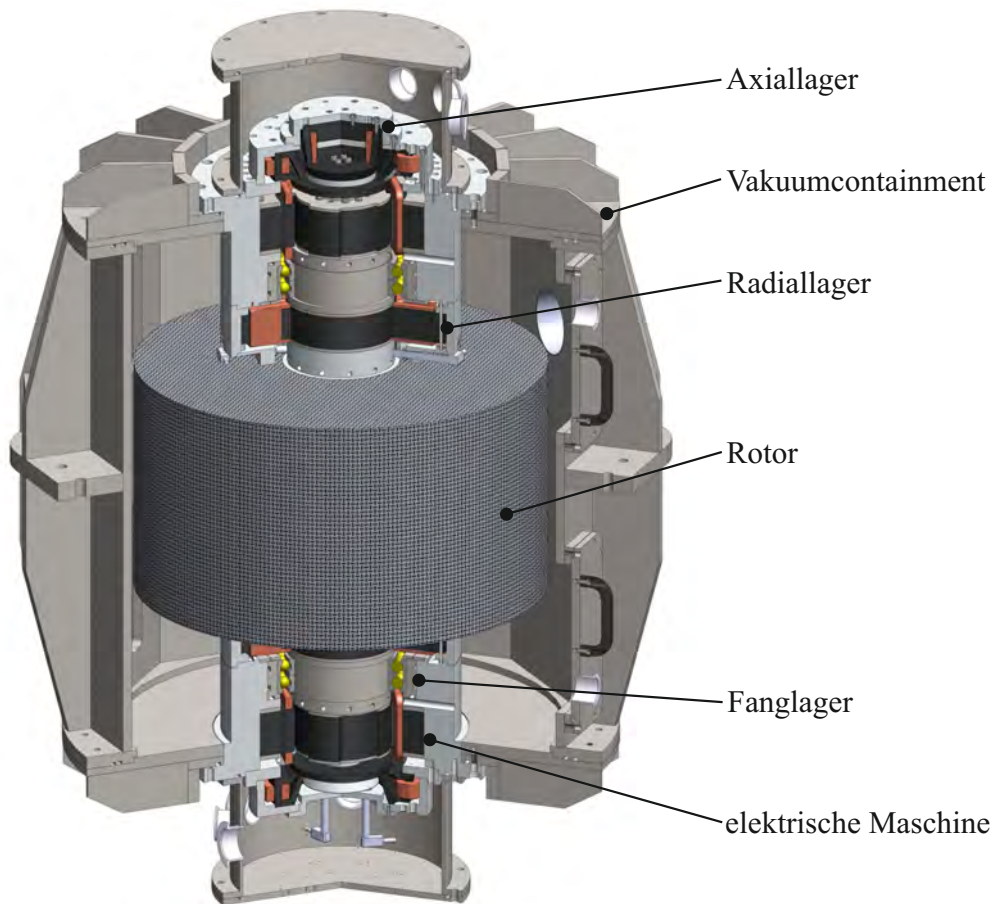


Abbildung 1.1: Aufbau und Komponenten eines Flywheel Energy Storage Systems (aus [134])

tor des Schwungradspeichers dient zum einen als Trägerstruktur für die Rotorteile der Lager und der elektrischen Maschine und zum anderen durch sein Trägheitsmoment als Energiespeicher. Die Lagerung stabilisiert den Rotor sowohl axial als auch radial und hat erheblichen Einfluss auf die Standby-Verluste des Flywheelsystems und stellt somit eine Schlüsselkomponente dar. Je nach Anwendung kommen Wälzlager, aktive Magnetlager, Hybridmagnetlager und supraleitende Magnetlager zum Einsatz. Eine umfangreiche Zusammenfassung von eingesetzten Lagersystemen findet sich in [134]. Durch die elektrische Maschine wird das Flywheel geladen bzw. entladen und das Containment dient als Trägerstruktur und Schutz der Umgebung sowie zur Aufrechterhaltung des Vakuums. Bei Verwendung von Magnetlagern sind meist auch Not- bzw. Fanglager in Form von Wälzlagern vorgesehen, um bei einem Ausfall ein sicheres Auslaufen des Rotors zu ermöglichen.

Einen Überblick über verschiedene FESS und deren Aufbau geben die Abbildungen 1.4

bis 1.7. Der Energieinhalt von verfügbaren FESS reicht von 0.05 kWh bis 100 kWh und der Leistungsbereich von 0.15 kW bis 84 MW. Der große Einsatzbereich von Flywheels wird in Abbildung 1.2 verdeutlicht.

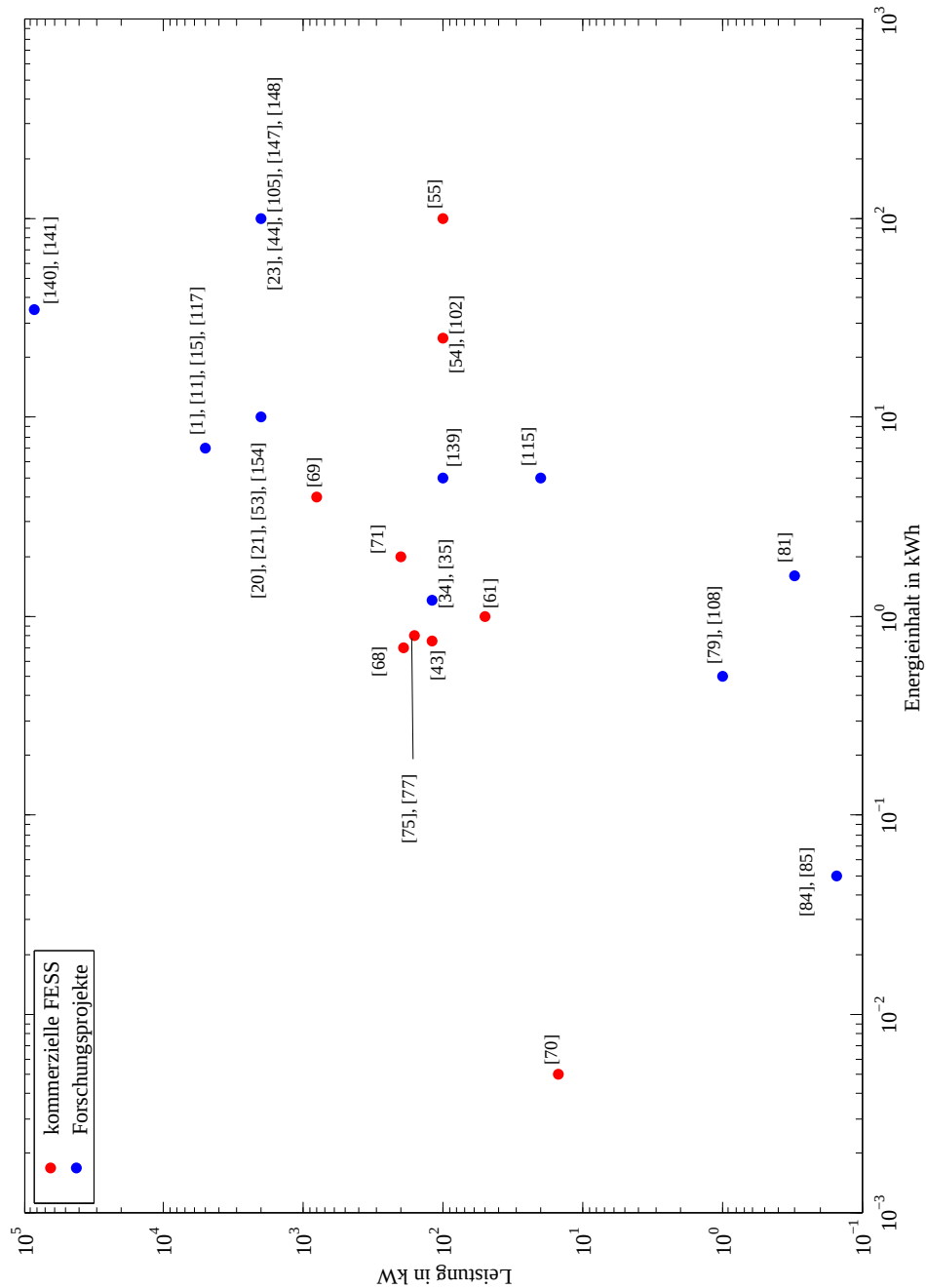


Abbildung 1.2: Leistung über Energieinhalt von kommerziellen und in der Literatur beschriebenen Flywheels

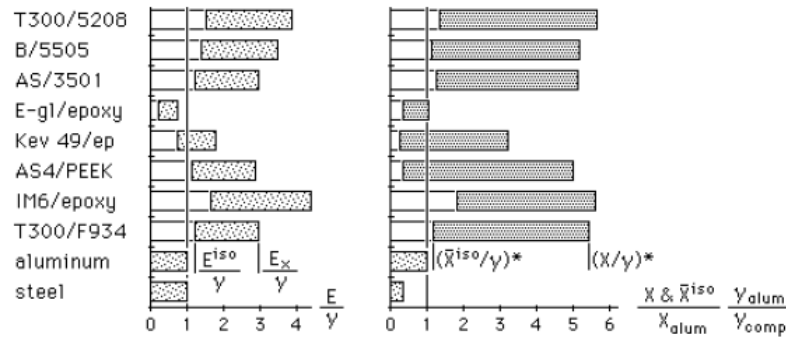


Abbildung 1.3: Spezifische Festigkeit und Steifigkeit verschiedener Composite-Materialien im Vergleich zu Aluminium (siehe [152])

1.1 Stand der Technik

1.1.1 Rotor und Schwungmasse

Schwungrad Materialien

Die kinetische Energie des Rotors ist gegeben durch

$$E_{kin} = \frac{1}{2} I_z \omega^2 \quad (1.1)$$

mit dem Trägheitsmoment um die Rotationsachse I_z und der Winkelgeschwindigkeit ω . Daher ist es das Ziel von modernen Flywheel-Konstruktionen ein hohes Trägheitsmoment und eine möglichst hohe Rotordrehzahl bei minimaler Rotormasse zu erreichen. Die in einem Schwungrad erzielbare Energiedichte κ ist definiert als das Verhältnis von gespeicherter Energie zur Rotormasse und kann bei einem isotropen Werkstoff maximal den Wert der spezifischen Festigkeit annehmen

$$\kappa_{max} = \frac{\sigma_u}{\rho} \quad (1.2)$$

mit der Festigkeit σ_u und der Dichte ρ (vgl. [13]). Abbildung 1.3 (rechts) zeigt die spezifische Festigkeit verschiedener Materialien bezogen auf die von Aluminium. Aus Gl. (1.2) und Abbildung 1.3 erkennt man, dass der Einsatz von Kohlenstofffaserverbundwerkstoffen (CFK) einen wesentlich höheren Energieinhalt bei gleicher Masse ermöglicht. Nachteilig sind die sehr hohen massebezogenen Materialkosten, die aber durch die geringere erforderliche Materialmenge kompensiert wird. Es könnte gezeigt werden, dass Standard-Kohlenstofffasern (z.B. T300, HTS40, T800, etc.) aufgrund ihrer wesentlich höheren spezifischen Festigkeit gegenüber Metallen und Glasfaserverbundwerkstoffen aus Sicht der Materialkosten die bes-

te Wahl darstellen (siehe [46]). Die am Markt verfügbaren hochfesten Kohlenstofffasern bringen zwar einen gewissen Vorteil hinsichtlich der Rotormasse, sind allerdings wesentlich teurer als Kohlenstofffasern mit moderaten Materialeigenschaften. Die Verwendung von Kohlenstofffasern bringt allerdings nicht nur Vorteile. Je nach vorliegender Matrix ist die Einsatztemperatur mehr oder weniger stark beschränkt. Daher wird beispielsweise in [57], [75] bzw. [77] auf den Einsatz von Verbundwerkstoffen verzichtet, was allerdings auch zu einem wesentlich schwereren Rotor führt.

Schwungmassenformen

Der Rotor bildet die zentrale Komponente jedes Flywheels. Durch seine Form und Masse beeinflusst dieser die Gesamtkosten und Baugröße sowie die Verlustleistung der Lagerung. Grundsätzlich kann bei den Rotorbauformen zwischen Innen- und Außenläufer unterschieden werden. Die Innenläufer-Bauform besteht aus einer Vollwelle, die als Trägerstruktur von Lager- und Motor-/Generator-Komponenten dient, während beim Außenläufer eine Hohlwelle Verwendung findet.

Die maximale Energiedichte des Rotors ergibt sich zu

$$\kappa = \frac{\frac{1}{2} I_z \Omega_{max}^2}{m} \quad (1.3)$$

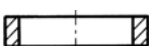
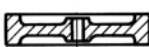
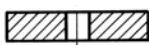
mit der Rotormasse m und der maximalen Winkelgeschwindigkeit Ω_{max} . Die speicherbare Energie wird also durch den Werkstoff und die Geometrie beeinflusst. Das Verhältnis der maximalen Energiedichte eines Rotors zur theoretisch möglichen ergibt den Geometriefaktor

$$K = \frac{\kappa}{\kappa_{max}} \quad (1.4)$$

der bei isotropen Werkstoffen ein Indikator für die Wirtschaftlichkeit einer Schwungmassenform ist. Tabelle 1.1 vergleicht den Geometriefaktor verschiedener Rotorformen.

Bei allen kommerziellen Flywheelsystemen ist der Rotor als Innenläufer ausgeführt. Diese Bauform weist gegenüber der Außenläuferausführung viele Vorteile auf. Der Spannungszustand im Metall ist aufgrund der Vollwelle günstiger. Die Systemkomponenten sind näher an der Rotationsachse angeordnet und damit in einem gering belasteten Bereich. Außerdem ist die radiale Dehnung und damit die Aufweitung der Luftspalte geringer. Des Weiteren hat die elektrische Maschine eine größere räumliche Distanz zum temperaturempfindlichen Composite. Nachteilig ist beim Innenläufer, dass die Rotormasse nicht optimal verteilt ist, da die Systemkomponenten am Rotor nur wenig zum Trägheitsmoment beitragen. Außer-

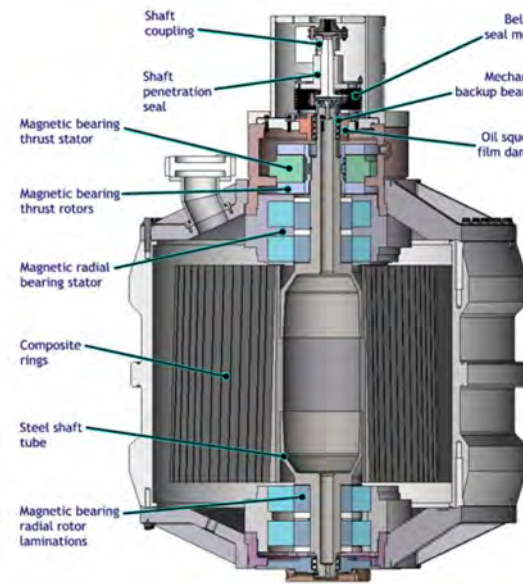
Tabelle 1.1: Geometriefaktor K verschiedener Querschnitte für isotropes Material mit $\nu = 0.3$ (vgl. [38])

Flywheel Geometrie	Querschnitt	Geometriefaktor K
theoretische Scheibe konstanter Spannung		1.000
reale Scheibe konstanter Spannung		0.7-0.98
konische Scheibe		0.7-0.95
Scheibe konstanter Dicke		0.606
dünnere Hohlzylinder		0.5
Scheibe mit Kranz		0.4-0.5
Scheibe konstanter Dicke mit Bohrung		0.303

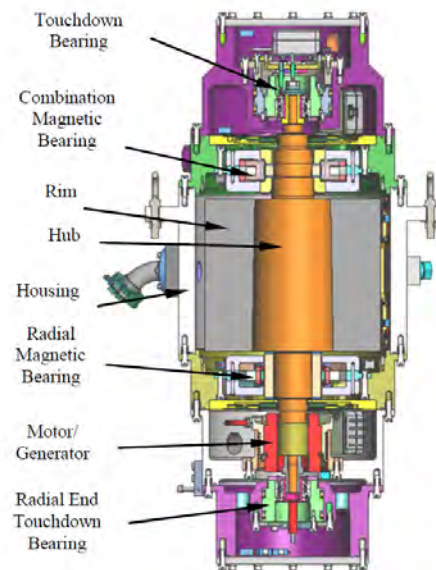
dem ist die Anbindung an die Composite-Schwungmasse, wie weiter unten angeführt, eine konstruktive und fertigungstechnische Herausforderung.

Bei den kommerziellen Systemen werden sowohl scheibenförmige Schwungmassen aus Stahl, wie beispielsweise in [59] der Fa. Active Power und [75] der Fa. Vycon (siehe Abbildung 1.4(c)) als auch faserverstärkte Werkstoffe verwendet. Eine verbreitete Rotorbauform stellt ein Innenläufer mit H-förmiger Composite-Schwungmasse dar. Dieser Typ findet z.B. bei der Fa. Beacon Power ([54], Abbildung 1.5(a)), als auch in [68] (Abbildung 1.5(d)) seine Anwendung. Aktuelle Forschungsprojekte beschäftigen sich in der Regel mit Rotoren aus Faserverbundmaterialien. Dabei werden Innenläufer sowohl mit hohlzylindrischer Schwungmasse (Abbildung 1.4(a) und 1.4(b)) als auch mit H-förmigem Querschnitt (Abbildung 1.5(c)) betrachtet. Die Schwungmassenanbindung mittels einer biegeweichen Platte wird in [81] beschrieben, wodurch sich ein U-förmiger Querschnitt ergibt.

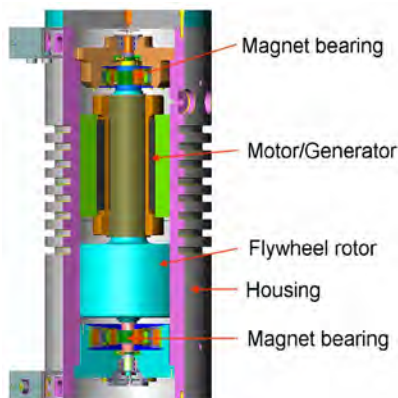
Einen komplett anderen Aufbau bildet der Außenläufer. Bei diesem sind sowohl Ausführungen mit scheibenförmiger (siehe Abbildung 1.6) als auch H-förmiger Schwungmasse (siehe Abbildung 1.7) zu finden. Anstelle einer Welle verfügt dieser über eine zentrale Statoreinheit, die von der Schwungmasse umschlossen ist. Beim Außenläufer ist die Masse weit außen angeordnet und hat daher ein hohes Trägheitsmoment. Der Rotor ist sehr steif, wodurch die elastischen Eigenfrequenzen sehr hoch liegen. Dem gegenüber steht, dass sich bei hohen Drehzahlen der Luftspalt vergrößert, wodurch die Effizienz der elektrischen Maschine sowie der magnetischen Lager sinkt. Außerdem liegt das Metall mit vergleichsweise geringer Festigkeit in einem hochbelasteten Bereich und muss daher vom Composite gestützt werden. Damit sind die weichmagnetischen Komponenten hohen mechanischen Spannungen ausgesetzt, was zum Teil unkonventionelle und energetisch schlechtere weichmagnetische Materialien erfordert (siehe z.B. [15]). Außerdem liegen die Wärmequellen in nächster Nähe



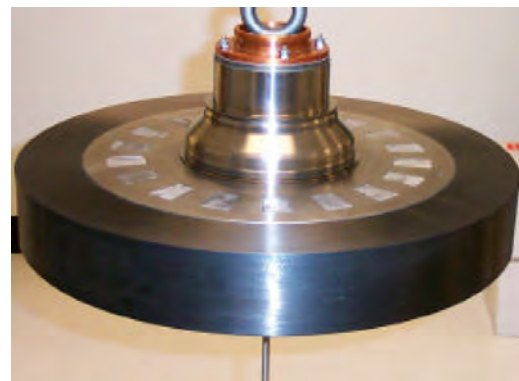
(a) Aufbau des ALPS-Flywheel (aus [23])



(b) Aufbau des G2-Flywheels (aus [79])



(c) Aufbau des Flywheels aus [75]



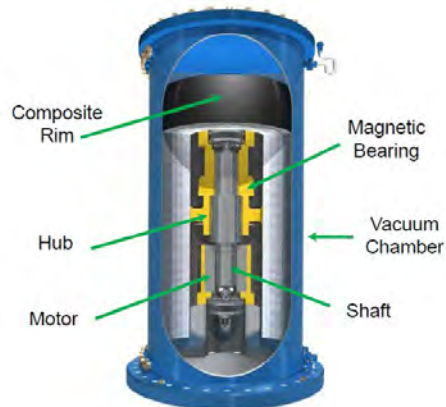
(d) Rotor des Flywheels aus [141]

Abbildung 1.4: Flywheel Energy Storage Systems mit Innenläuferkonstruktion und hohlzylindrischer Schwungmasse

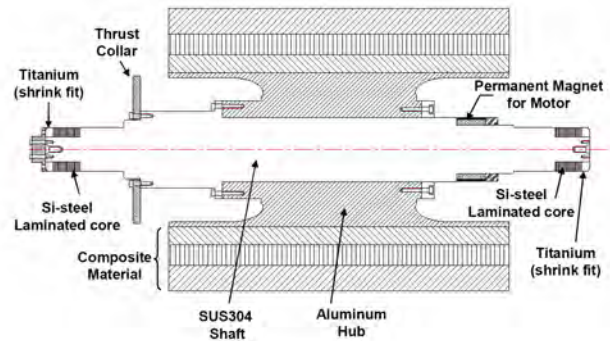
zum temperaturempfindlichen Verbundwerkstoff, da die elektrische Maschine meist mittig angeordnet wird.

Informationen bezüglich der Energiedichte der angeführten Rotoren sind nur spärlich zu finden. Übliche Werte liegen im Bereich von 10.42 Wh/kg (vgl. [14]) bis 25 Wh/kg (vgl. [79]). Die erzielbare Energiedichte ist in großem Maße von der gewählten Versagenssicherheit abhängig, die z.B. in [139] mit 2 gewählt wurde.

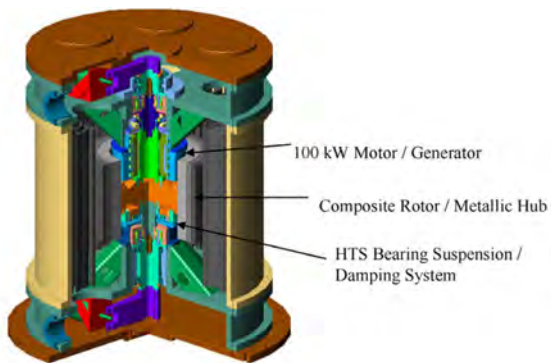
Eine „low cost“-Variante zur Elektrifizierung von ländlichen Gegenden in Afrika wird in [114] präsentiert. Verwendet wird ein kurzglasfaserverstärktes Epoxidharz, das in eine



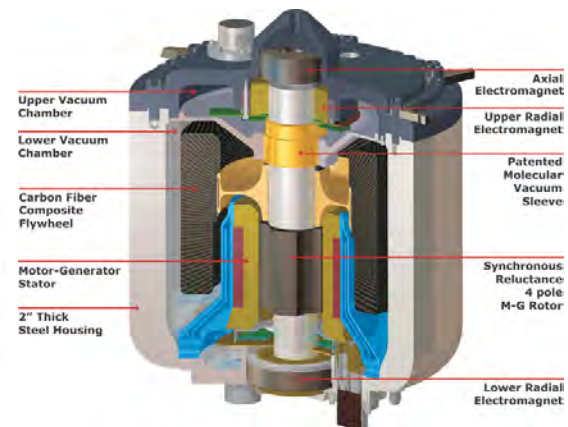
(a) Aufbau des Flywheels der Fa. Beacon-Power (aus [54])



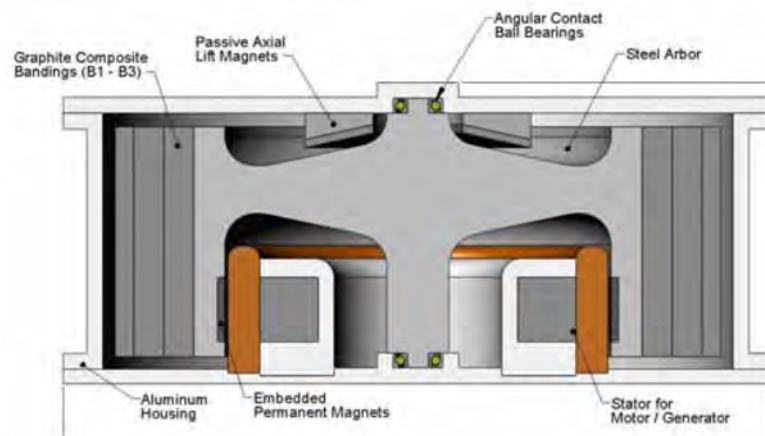
(b) Aufbau des Flywheels aus [115]



(c) Rotor des Flywheels aus [139]

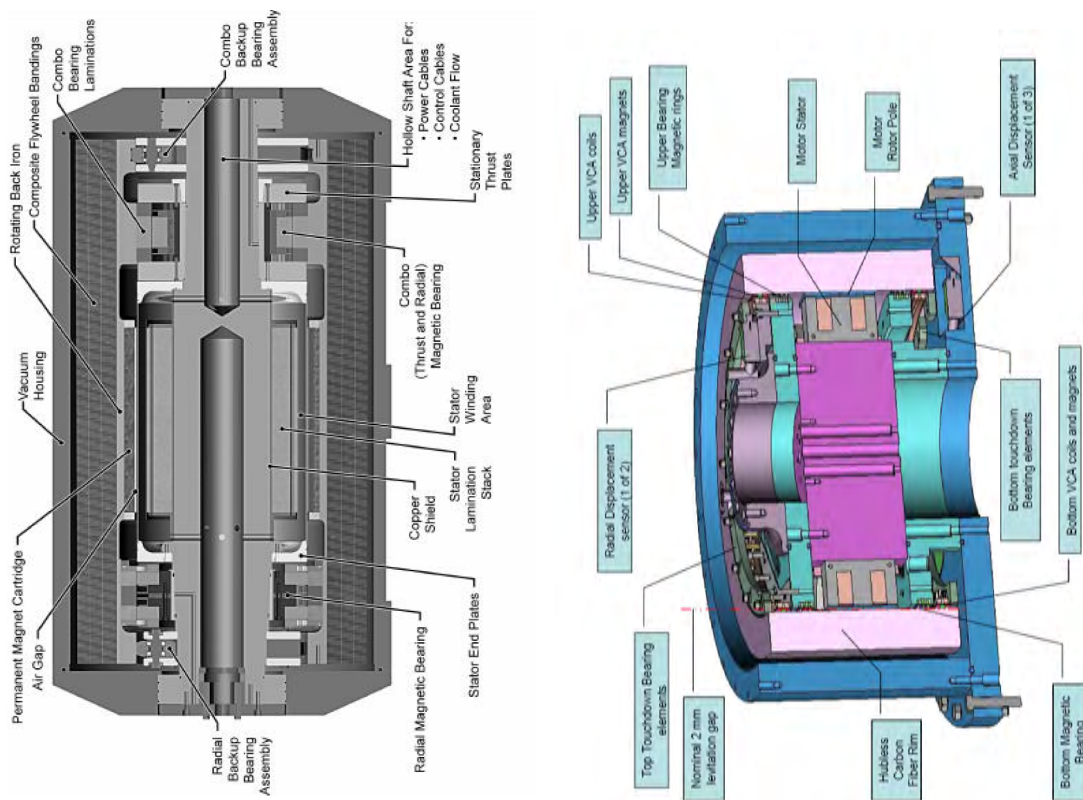


(d) Aufbau des Flywheels aus [68]



(e) „Arbor flywheel motor generator concept“ aus [43]

Abbildung 1.5: Flywheel Energy Storage Systems mit Innenläuferkonstruktion und H-förmiger Schwungmasse



(a) Aufbau des Flywheels aus [15]

(b) Aufbau des Flywheels aus [35]

Abbildung 1.6: Flywheel Energy Storage Systems mit Außenläuferkonstruktion und scheibenförmiger Schwungmasse

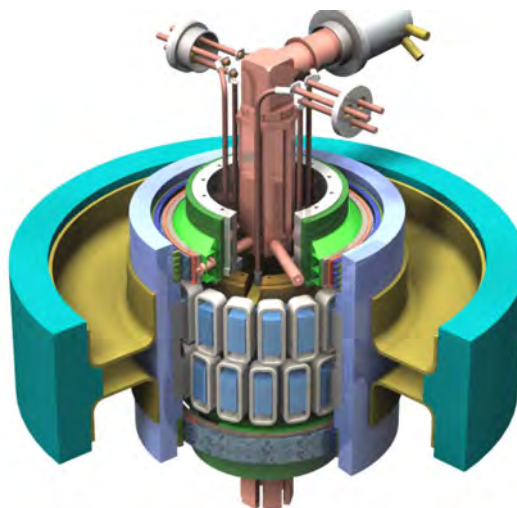


Abbildung 1.7: Flywheel Energy Storage System mit Außenläuferkonstruktion und H-förmiger Schwungmasse

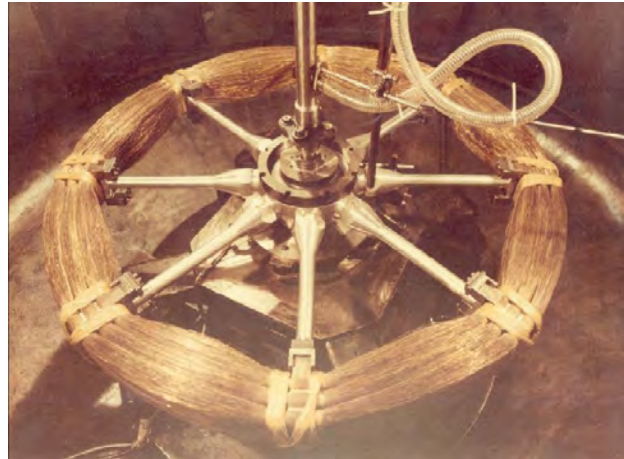
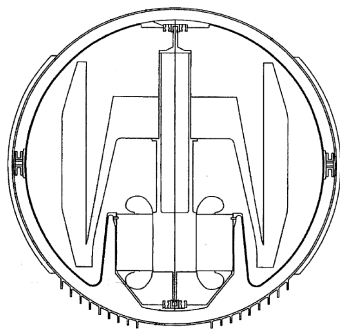
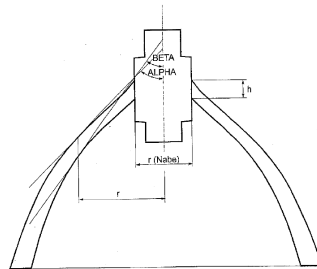


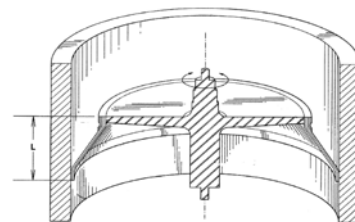
Abbildung 1.8: Bare-Filament-Rotor aus [62]



(a) aus [6]



(b) aus [146]



(c) aus [51] bzw. [138]

Abbildung 1.9: Konstruktive Maßnahmen zur Steigerung der Energiedichte

Form gepresst wird und dort aushärtet, sowie ein aus laminierten platten CNC-gefräster Rotor aus Glasfasermatten. Der geplante Energieinhalt von 300 Wh wurde aufgrund von Vibrationen nicht erreicht. In diesem Fall hätte der Rotor eine Energiedichte von 17.6 Wh/kg. Aufgrund des quasi-isotropen Materials wurde eine Scheibe konstanter Vergleichsspannung als Rotorform verwendet.

In [58] und [62] wird ein „Bare-Filament-Rotor“ vorgestellt, siehe Abbildung 1.8. Die Fasern sind dabei nicht mit Harz getränkt, sondern ringförmig lose angeordnet und mittels Speichen an einer Welle befestigt.

Abbildung 1.9 zeigt weitere konstruktive Maßnahmen zur Steigerung der Energiedichte. In [6] besteht die Schwungmasse hauptsächlich aus einem Hohlzylinder aus Verbundwerkstoff, der mit einer kegelförmigen Anbindung (Hub) an eine Welle montiert ist. Die Schwungmasse besteht aus Kohlenstoff- und Glasfaserverbundwerkstoff (GFK). Ein innerer Ring aus GFK mit geringerer Festigkeit wird durch die Rotation in den äußeren

gepresst, in dem dadurch wiederum die Radialspannung gesenkt wird. Der innere Teil des Hubs besteht aus Aluminium und ist geschlitzt, wodurch ein vergleichsweise hoher Außenradius erreicht werden kann. In [146] besteht der Rotor aus einer Metallwelle, an der eine hohlkegelähnliche bzw. ellipsoidale Schwungmasse angeordnet ist. Zur Auslegung des Rotors werden der Außenradius und insbesondere die Neigung der Schwungmassenkontur angepasst. Aufgrund der geringen Wandstärke wird nur der radial außen liegende Bereich der Schwungmasse höchst belastet. Die Schwungmasse schließt mit einem spitzen Winkel an die Welle an, wodurch es bei hohen Drehzahlen zu einem Klaffen an der Fügestelle kommen kann. In [51] bzw. [138] ist eine Composite-Schwungmasse mittels eines Hubs an einer Welle fixiert. Besondere Aufmerksamkeit wurde der Auslegung des Hubs gewidmet. Dessen Ausführung hat großen Einfluss auf die Festigkeit des Rotors als auch auf die Lage der Eigenfrequenzen. Die Auslegung erfolgt so, dass der Betriebsdrehzahlbereich zwischen der ersten und zweiten biegekritischen Eigenfrequenz liegt. Die Welle besteht aus Titan, während der Hub aus einem CFK-Kreuzverbund besteht.

Schwungmassenanbindung

Die Welle ist Träger von Lager und Motor-/Generator Komponenten. Die meist aus Verbundwerkstoffen gefertigte Schwungmasse ermöglicht hohe Drehzahlen und ein hohes Trägheitsmoment. Die Verbindung dieser Teile ist eine der wesentlichen konstruktiven Herausforderungen (siehe [2] oder [55]). Da Verbundwerkstoffe quer zur Faserrichtung eine sehr geringe Steifigkeit aufweisen, kommt es durch die wirkenden Massenkräfte zu unterschiedlichen Verformungen von Welle und Schwungmasse. Dies führt, bei einer starren Verbindung von Welle und Schwungmasse, zu Spannungsspitzen an der freien Oberfläche der Fügestelle. Aufgrund der wesentlich höheren Dichte von Aluminium und Stahl im Vergleich zu CFK sind die Massenkräfte bei weit außenliegendem Metall sehr hoch, was zu sehr hohen Spannungen führt. Eine Möglichkeit dies zu vermeiden wird in [2] vorgestellt (siehe Abbildung 1.10(a)). Darin ist die Anbindung geschlitzt und speichenförmig ausgeführt. Dadurch können sich im Metall nur geringe Umfangsspannungen ausbilden und die Radialverschiebung wird durch den sehr steifen Composite-Teil verhindert. Dabei bietet sich der Vorteil, dass die Spannungen im Material trotz großem Radius noch vergleichsweise gering sind. Eine weitere Variante ist die Anbindung nachgiebig zu gestalten. Dadurch kann das Metall der Verformung des CFKs folgen und es treten somit keine Spannungsspitzen auf. Eine innovative Rotorform wird z.B. in [44] vorgestellt. Die Innenläuferwelle ist hohl ausgeführt (siehe Abbildung 1.10(b)), dadurch kann der Materialübergang nachgiebig gestaltet werden und außerdem wird das Aufpressen der weichmagnetischen Bleche erleichtert. In [44]

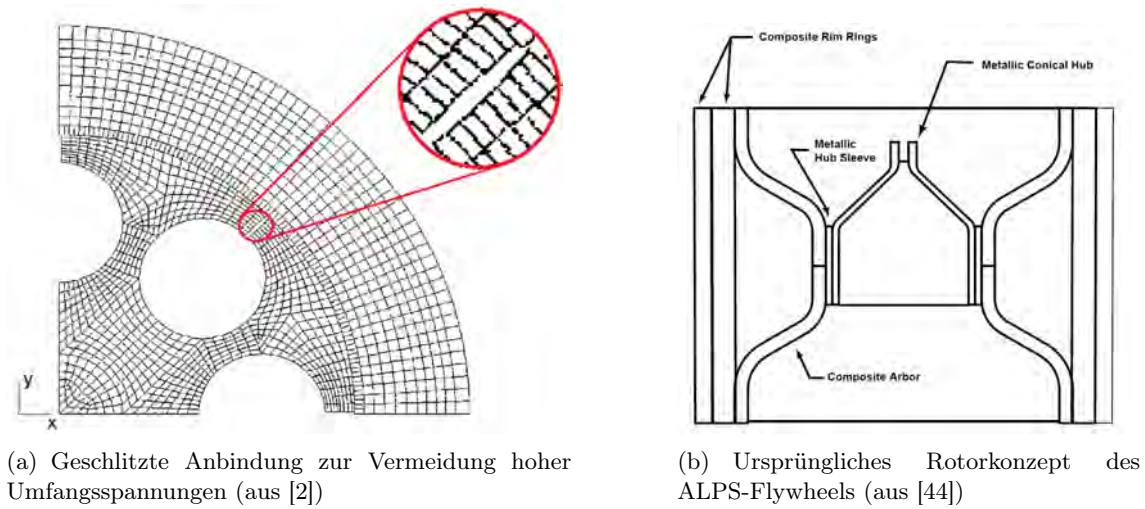


Abbildung 1.10: Verschiedene konstruktive Varianten zur Anbindung der Schwungmasse an die Welle

wird die Auslegung des Rotors für das ALPS-Flywheel vorgestellt, bei der Realisierung in späteren Publikationen wird allerdings eine vereinfachte Rotorform verwendet (siehe Abbildung 1.4(a)).

In [81] ist die Welle über eine dünne Platte mit der Schwungmasse verbunden. Durch die entstehende U-Form soll die Anbindung vorteilhaft gelöst werden. Allerdings führt dies auch zu Plattenschwingungen und daher zu großen Problemen bei der Dynamik des Rotors. Abbildung 1.5(b) zeigt den Rotor aus [115]. An die Stahlwelle ist ein Aluminium-Hub angeflanscht, der dann mit den äußeren CFK-Ringen den H-förmigen Rotor bildet. Durch den relativ dünnen Aluminium-Zylinder gibt auch hier das Aluminium der Verformung des CFKs nach, führt allerdings auch zu einem sehr schweren Rotor. Eine weitere Möglichkeit, die Spannungen an der Fügestelle zu beeinflussen, kann beim Fertigungsprozess erzielt werden (vgl. [30]), indem man die Fasern vorspannt und/oder gezielt Temperaturspannungen einbringt. Ein Modell zur Berücksichtigung dieses Effekts wurde bereits in [46] entwickelt.

Eine weitere Möglichkeit hierfür wird in [90] beschrieben. Mehrere Zylinder werden ineinander gepresst, wodurch radiale Druckspannungen entstehen, die sich vorteilhaft auf den Spannungszustand auswirken. Dadurch wird eine Energiedichte von 35 Wh/kg erreicht, wobei ein walzenförmiger Rotor mit $I_z/I_x = 0.62$ untersucht wurde (vgl. Kapitel 3).

1.1.2 Elektrische Maschine

In der Literatur wird eine Vielzahl an verschiedenen Technologien für die elektrische Maschine der Schwungradspeicher angeführt. Bei der Auslegung der elektrischen Maschine ist

insbesondere die Entladetiefe DOD (Depth of Discharge) des Flywheels ausschlaggebend. Diese bestimmt das Verhältnis von maximaler zu minimaler Betriebsdrehzahl

$$\zeta_{\Omega_{min}} = \frac{\Omega_{min}}{\Omega_{max}} \rightarrow \text{DOD} = 1 - \zeta_{\Omega_{min}}^2 \quad . \quad (1.5)$$

Je tiefer das Flywheel entladen wird, desto höher ist das benötigte Drehmoment der Maschine.

In [40], [135] und [158] werden die verwendeten Motor-/Generatortechnologien von verschiedenen Flywheel-Forschungsprojekten zusammengefasst und gegenübergestellt. Hauptsächlich kommen permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) zum Einsatz, während Asynchronmaschinen aufgrund ihres vergleichsweise schlechten Wirkungsgrads nur eine untergeordnete Rolle spielen.

Die Verwendung von PMSM und Brushless DC Maschinen in Innenläuferausführung wird z.B. in [14], [54], [69], [70], [71], [79], [107] oder [108] beschrieben. Flywheels mit Außenläuferausführungen sind z.B. in [15] oder [156] zu finden. Hierbei liegt die Maschine als Hauptwärmequelle direkt am temperaturempfindlichen Verbundwerkstoff. Außerdem resultiert der verhältnismäßig große Radius in einer hohen mechanischen Beanspruchung der weichmagnetischen Komponenten.

Aufgrund der permanentmagnetischen Erregung zeichnet sich diese Technologie durch eine sehr hohe Leistungsdichte aus. Nachteilig ist jedoch das Bremsmoment in den Standby- bzw. Teillast-Phasen (vgl. [78]), also jenen Phasen, in denen keine oder nur eine geringe Leistungsaufnahme bzw. -abgabe des Flywheels auftritt (vgl. [159]). Wird das Flywheel permanent alternierend geladen und wieder entladen, spielt das Schleppmoment aufgrund der Remanenz der Permanentmagnete bzw. daraus resultierender Wirbelströme keine Rolle, wie z.B. in [79]. Abgesehen davon ist ein weiterer Nachteil, dass sich die Permanentmagnete bei hohen Drehzahlen vom Rotor lösen können. Meistens wird dies durch Bandagen gelöst, die die Magnete an Ort und Stelle halten (siehe z.B. [43]). Durch den damit verbundenen größeren Luftspalt sinkt aber bei gleichem Magnetvolumen auch die Effizienz der Maschine. Da bei Außenläufern die elektrische Maschine meist mittig angeordnet ist, wird außerdem die Wärmeabfuhr erschwert.

Insbesondere werden die herausragenden Eigenschaften von PMSM mit Halbach-Arrays aufgrund deren Ausführung mit eisenlosem Stator und der damit einhergehenden hohen Effizienz hervorgehoben, siehe Abbildung 1.11. Das Halbach-Array führt dabei zu einer Verstärkung der magnetischen Flussdichte. Da die Drehmomentenbildung auf der Lorentzkraft beruht, treten nur Verluste in den Spulen auf. Der Rückschluss des Rotors besteht zwar aus Eisen, jedoch ist die Feldverteilung in diesem konstant. PMSM mit eisenlosem

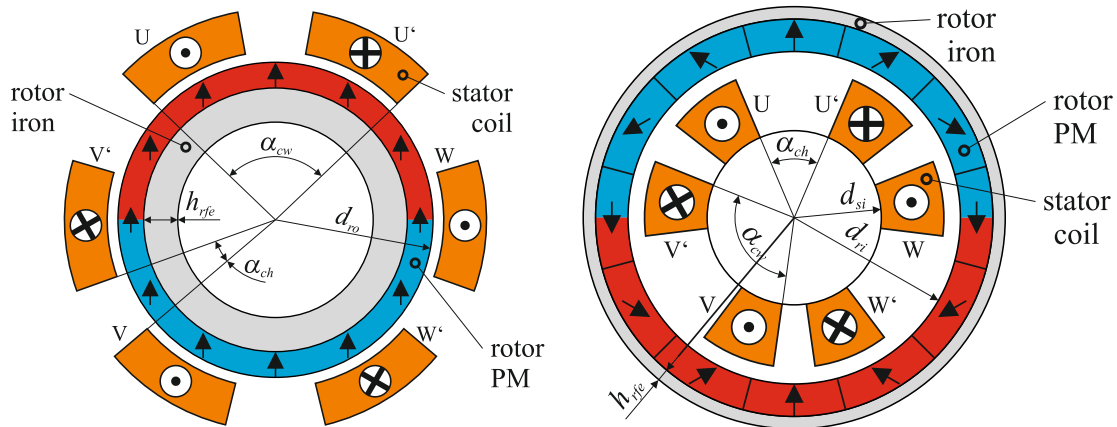


Abbildung 1.11: Permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eisenlosem Stator (aus [40])



Abbildung 1.12: Switched Reluctance Machine in „Inside-Out“-Bauweise (aus [35] bzw. [20])

Stator werden z.B. in [45], [76] und [103] behandelt.

Häufig werden auch Synchronreluktanzmaschinen wie z.B. in [52] oder [115] in Flywheels verwendet. Die geschaltete Reluktanzmaschine und auch die Synchronreluktanzmaschine benötigen eine komplexere Regelung, bieten allerdings den Vorteil, dass im Vergleich zur PMSM mit Statorrückschluss keine Eisenverluste im Leerlauf auftreten.

Eine geschaltete Reluktanzmaschine (Switched Reluctance Machine, SRM) wird beispielsweise in [21] oder [34] bzw. [35] als Außenläufer (siehe Abbildung 1.12) oder in [24] als Innenläuferausführung verwendet. In [124] wird ebenfalls eine SRM verwendet. Die dort eingesetzte passive Lagerung hat nur eine sehr geringe Dämpfung, weswegen die magnetischen Kräfte der Maschine aufgrund von Unwucht zu Oszillationen und zur Destabilisierung des Systems führen können. Durch eine versetzte Anordnung von zwei Maschinen wird das Problem verringert.

Aufgrund des, im Vergleich zur PMSM, schlechten Wirkungsgrads kommen Asynchron-

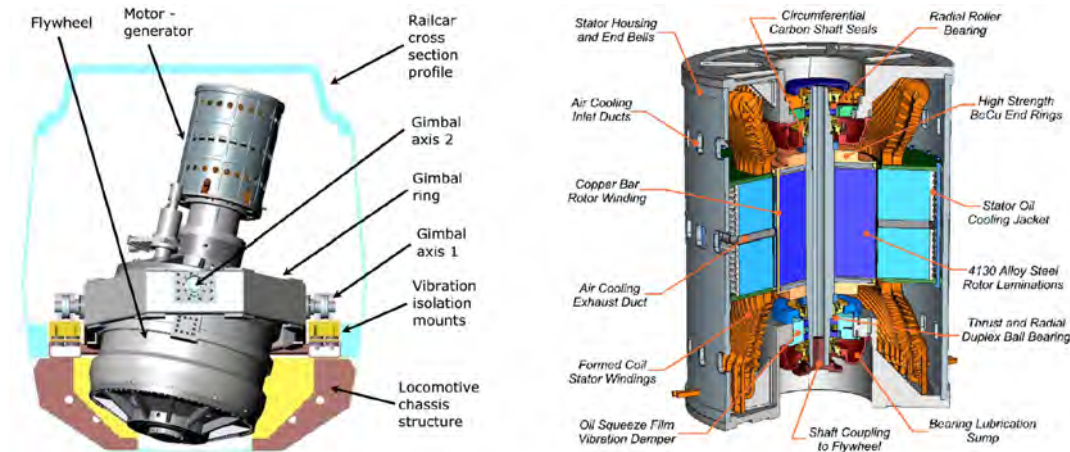


Abbildung 1.13: Externe Asynchronmaschine des ALPS-Flywheels (aus [147])

maschinen relativ selten zum Einsatz. Anwendungen sind z.B. in [82] und [148] beschrieben. Üblicherweise wird die Maschine innerhalb des Vakuumcontainments angeordnet. Dadurch ist der Wärmeübergang vom Rotor auf den Stator zwar auf Strahlung beschränkt, allerdings sind auch keine Vakuumdurchführungen notwendig, die wiederum zu Reibverlusten und Leckagen führen. Außerdem ist eine außenliegende Maschine mit erhöhten Gasreibungsverlusten verbunden. Ein Beispiel für eine externe elektrische Maschine ist das ALPS-Flywheel, bei dem eine Asynchronmaschine verwendet wird (siehe Abbildung 1.13). Vorteilhaft ist hierbei jedoch, dass keine speziellen Vorkehrungen getroffen werden müssen, um die Wärme abzuführen, und dass die Systemkomponenten vor Wärme geschützt sind. Da die Maschine in [148] mit Wälzlager gelagert ist, treten weitere Reibverluste auf. Außerdem ist durch das Verwenden von Wälzlager keine Unwuchtregelung der innerhalb des Vakuumcontainments angeordneten Magnetlager möglich.

In einigen Publikationen werden auch unkonventionelle Antriebstechnologien verwendet, wie z.B. ein Hysteresemotor in [81] oder eine Kombination aus Axiallager und elektrischer Maschine mit axialem Flusspfad in [161] bzw. [163].

1.2 Forschungsvorhaben

Die vorliegende Dissertation wurde im Rahmen zweier Projekte erarbeitet. Das Projekt „**S**afe and **E**nergy **E**fficient (SEE) Flywheel - Ausfallsichere Magnetlager für Flywheels hoher Speicherleistung und Energietransfer-Rate“ (FFG-Nummer 825603) behandelt die Integration der elektrischen Maschine in das Redundanzkonzept des Flywheels zur Steigerung der Zuverlässigkeit sowie die energieeffiziente Regelung. Das Projekt „**O**ptimum **S**hape

Flywheel - Kostenreduktion durch neue Konstruktionsansätze, Rotorbauformen und Fertigungsverfahren“ (FFG-Nummer 834539) zielt auf die Rotorform und Rotorkonstruktion ab, um die Kosten des Gesamtsystems zu senken.

1.2.1 Safe and Energy Efficient–Flywheel (SEE)

Bei Flywheelapplikationen sind hohe Drehzahlen und hohe Massenträgheitsmomente von Vorteil. Um Reibungsverluste gering zu halten, ist es Stand der Technik den Rotor durch eine Kombination von permanentmagnetischen und aktiven Magnetlagern zu stabilisieren. Nachteilig ist hierbei, dass der Rotor in ein mechanisches Fanglager fällt, falls es zum Ausfall einer Komponente kommt. Dies kann zu aufwändigen und teuren Reparaturen und beim Versagen der Fanglager auch zum Komplettausfall des Systems führen. Des Weiteren ist die Speicherzeit von derzeit verfügbaren Flywheels sehr kurz, was durch die hohen Verluste der Lagerung und der elektrischen Maschine begründet ist.

Ziel des Projekts SEE-Flywheel sind eine Erhöhung der Betriebssicherheit, höhere Effizienz und möglichst geringe Systemkosten von Flywheels mit hoher Energiedichte und Leistung. Zur Erhöhung der Betriebssicherheit wird ein Redundanzkonzept entwickelt, das aus folgenden Teilen besteht:

- Hocheffizienz-AMB (Active Magnetic Bearing) mit hoher Energieeffizienz für den Normalbetrieb mit volladaptiver Regelung von dynamischen Kräften,
- Hochleistungs-AMB mit unabhängiger Regelung bei Auftreten von großen Störkräften und Rotorverschiebungen sowie bei Ausfall des Hocheffizienz-AMBs,
- Verwendung der Motor-/Generatorwindungen als zusätzliches Lager. Dadurch soll die Zuverlässigkeit wesentlich erhöht und mögliche Schäden an der Umgebung vermieden werden.

Derzeit verfügbare Magnetlagersysteme für Flywheels sind für ein „Worst-Case“-Szenario ausgelegt, bei dem die maximale Kraft und Kraftanstiegsrate immer zur Verfügung stehen. Durch eine neue Hybridlagerart soll ein minimaler Energiebedarf bei Standby-Betrieb (wenn dem Flywheel keine Energie zu- oder abgeführt wird) sowie im Teillastbetrieb erreicht werden. Dabei werden folgende Ansätze verfolgt:

- Adaptive Reglerabtastrate, Zwischenkreisspannung, Pulsweitenmodulationsfrequenz sowie Unbalance-Control,
- Separate Regelung der Ströme von gegenüberliegenden Spulen der elektrischen Maschine, um Lagerkräfte aufgrund von Fertigungsungenauigkeiten und exzentrischer Rotorposition zu minimieren.

Eine erhöhte Sicherheit und Zuverlässigkeit ist mit höheren Kosten verbunden. Um das Flywheel für eine Massenproduktion lukrativ zu machen, sind die Kosten von großem Interesse. Zur Optimierung des Flywheels werden für die einzelnen Komponenten Simulationsmodelle entwickelt und mit den Softwarepaketen MATLAB&SIMULINK, COMSOL-Multiphysics sowie ANSYS analysiert. Diese Modelle stellen die Grundlage zur Gesamtoptimierung eines Flywheels mit 10 kW und 5 kWh dar. Zur Verifikation der Modelle soll ein Messaufbau gefertigt werden. An diesem sollen sowohl der Normalbetrieb als auch ein Ausfall von Systemkomponenten untersucht werden.

Konzept und Anforderungen

Die Regelung der Radiallager arbeitet nach der beispielsweise in [12] oder [132] beschriebenen Unbalance Control, die den Rotor in seiner Trägheitshauptachse rotieren lässt. Dadurch werden die erforderlichen Lagerkräfte und damit auch der Energiebedarf der Lagerung minimiert. Hierbei wird ein im digitalen Regler implementierter FIR (Finite Impulse Response)-Filter mit adaptiven Koeffizienten verwendet, um den Anteil am Positionssensorsignal, der durch die Unwucht des Rotors entsteht, zu filtern. Dadurch reagiert der nachgeschaltete Positionsregler nicht auf die Abweichung aufgrund der Unwucht, sondern nur auf den restlichen Signalanteil. Außerdem sieht das Lagerkonzept eine adaptive Führung der Magnetlagerzwischenkreisspannung vor, um nur die jeweils notwendige Regeldynamik aufzuwenden.

Um das Potential des Lagerkonzepts nutzen zu können, sollen Einflüsse bedingt durch die elektrische Maschine möglichst vermieden werden. Daher sieht das Regelungskonzept der elektrischen Maschine einen kräftekompensierenden Betrieb vor. Dieser soll zum einen Kräfte aufgrund eines unwuchten Laufs kompensieren und zum anderen auch Kräfte, bedingt durch Fertigungstoleranzen oder Abweichungen bei der Assemblierung, ausgleichen. Außerdem soll die Betriebssicherheit des Flywheels durch Verwendung der Maschine als zusätzliches Lager erhöht werden. Bei einem Ausfall der Radiallager oder bei sehr hohen externen Kräften soll daher ein lagernder Betrieb der Maschine zum Einsatz kommen. Um diese beiden Betriebsmodi zu realisieren, werden die beiden Strangströme von zwei gegenüberliegenden Spulen separat geregelt, wodurch, abgesehen von der höheren Zahl an Leistungskonvertern, kein zusätzlicher Hardwareaufwand nötig ist.

Die Verwendung der elektrischen Maschine als zusätzliches Back-Up-Lager bzw. zur Unterstützung der Lagerung erfolgt in Abhängigkeit des Betriebszustandes. Einer der Kernaspekte dafür ist eine Aufteilung des Motors/Generators in zwei gleiche Baugruppen mit jeweils halber Leistung. Durch eine automatische Detektions- und Umschalteneinrichtung

erfolgt ein Wechsel zwischen den Betriebsmodi sowohl der Lagerung als auch der elektrischen Maschinen (vgl. [129]). Die Umschaltung erfolgt bei Überschreitung von Grenzwerten eines oder mehrerer Betriebsparameter. Diese sind beispielsweise die Beschleunigung des Flywheel-Gehäuses oder die Auslenkung des Rotors aus der Sollposition.

Solange ein Sollzustand eingehalten wird, erfolgt die Kraftgenerierung nur mittels der berührungsfreien Lagerung im Unbalance Control-Betrieb, d.h. der Lagerung des Rotors in dessen Trägheitshauptachse. Die elektrische Maschine wird kräftekompensierend betrieben, um die Magnetlager geringstmöglich zu beeinflussen. Tritt eine externe Störung auf, erfolgt eine Umschaltung in den lagernden Betriebsmodus der Maschine.

Abbildung 1.14 gibt einen Überblick über das Konzept. Dies besteht aus einer Hauptgruppe und zwei Redundanzgruppen, die vollständig voneinander getrennt arbeiten. Jede Gruppe weist eine axiale und eine radiale Magnetlagerung auf und wird von jeweils zwei Strängen der oberen Maschine und zwei der unteren versorgt. Die Radiallagerung ist bei allen Gruppen durch drei Elektromagnete in Y-Anordnung ausgeführt. Die Axiallagerung besteht in der Hauptgruppe aus einem Hybridmagnetlager und in den Redundanzgruppen aus reinen Elektromagnetlagern (vgl. [130]). Eine detaillierte Betrachtung der entwickelten Lagerung findet sich in [134].

1.2.2 Optimum-Shape-Flywheel (OSF)

Die wenigen aktuell verfügbaren Flywheels weisen vor allem aufgrund des komplexen Aufbaus mit suboptimaler Materialausnutzung hohe Investitionskosten auf. Im Rahmen des Optimum-Shape-Flywheel-Forschungsprojekts werden innovative Ansätze zur optimalen Formgebung sowie des optimalen Materialaufbaus der zentralen Komponente jedes hocheffizienten Flywheels, der Schwungmasse, inklusive optimaler Integration aller erforderlichen Komponenten (Motor/Generator, magnetische Lagerung, etc.), sowie geeignete Fertigungstechniken erarbeitet. Durch die damit wesentlich bessere Materialausnutzung („Fully-Stressed-Design“) bei fertigungsoptimiertem Aufbau lassen sich zum einen die Investitionskosten wesentlich reduzieren und zum anderen die Gesamtenergieeffizienz nochmals steigern, wodurch hocheffiziente Flywheels für ein breites Anwendungsfeld wirtschaftlich nutzbar werden. Folgende Forschungsschwerpunkte sind hierzu geplant:

Modellbildung zur Finite Elemente basierten Festigkeitsrechnung von Composite-Werkstoffen mit komplexem Lagenaufbau: Erstellung der für die Berechnung der Optimum-Shape-Flywheel-Geometrie erforderlichen komplexen Modelle für die Festigkeits- und Eigenfrequenzberechnung unter Berücksichtigung eines ortsabhängigen Lagenaufbaus und variablen Faserwinkels. Experimentelle Erfassung aller

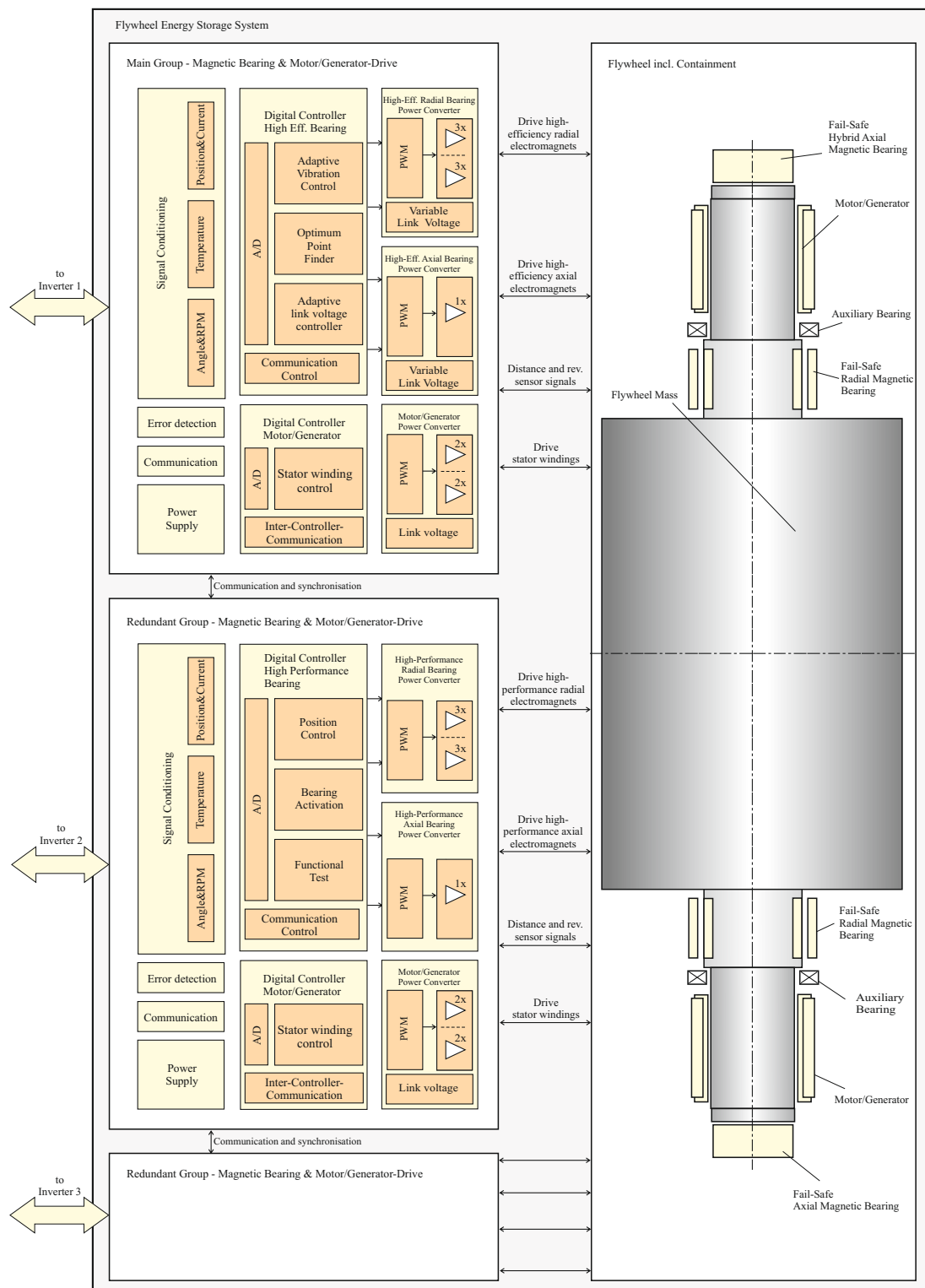


Abbildung 1.14: Redundanzkonzept des SEE-Flywheels

erforderlichen Materialparameter und Auswahl der bestmöglichen Modellierung.

Innovative Schwungmassenformgebung: Vollkommen neue Schwungradgeometrie durch Topologieoptimierung zur bestmöglichen Materialausnutzung („Fully-Stressed-Design“) hinsichtlich Festigkeit, Eigenfrequenzen, thermischem Verhalten, optimaler Integration aller erforderlichen Motor/Generator- und Lager-Komponenten.

Fertigungstechnik für die optimale Schwungradtopologie: Fertigung komplexer Composite-Strukturen, Optimierung der Formgebungsgenauigkeit in Bezug auf die Fertigungszeit, sichere Integration metallischer Inserts, gezielte Fadenvorspannung und Temperaturbehandlung zur Reduktion mechanischer Spannungen im Composite.

Messtechnische Verifikation aller Forschungsergebnisse: Statischer Messaufbau zur sicheren Verifikation der FE-Festigkeitsberechnung. Optimum-Shape-Flywheel-Messaufbau zur Gesamtverifikation aller Modelle sowie der Interaktion aller Komponenten, der Erfassung der Effizienzsteigerung und der Implementierung einer magnetlagerbasierten Wuchtung.

Die Optimum-Shape-Flywheel-Technologie stellt somit einen wesentlichen Beitrag zum Übergang zu einer nachhaltigen Energieversorgung mit einem hohen Anteil erneuerbarer Energie dar. Die Forschungsergebnisse sind hierbei ein großer Schritt in Richtung Serienfertigung.

1.2.3 Ziele der Dissertation

Die vorliegende Dissertation befasst sich mit den beiden Schwerpunkten effizienter Energietransfer und Steigerung der Energiedichte von magnetisch gelagerten Schwungradspeichern. Für detaillierte Betrachtungen der Magnetlager, des Vakuumcontainments sowie zur Leistungs- und Signalelektronik sei auf [134] verwiesen.

Im Rahmen dieser Dissertation wird die Auslegung und Dimensionierung der elektrischen Maschine (Kapitel 2) und deren Regelung mit Berücksichtigung des Redundanzkonzepts des Flywheels entwickelt. Besonderes Augenmerk wird dabei auf die Dimensionierung sowie die beiden Betriebsmodi „kräftekompensierend“ in Kapitel 2.10.3 und „lagernd“ in Kapitel 2.10.4 gelegt. Der kräftekompensierende Betrieb soll bei der geplanten Unwuchtregelung der Magnetlager eine geringstmögliche Beeinflussung durch die Maschine und damit eine Erhöhung deren Effizienz ermöglichen. Dazu sollen verschiedene Konzepte erarbeitet und gegenübergestellt werden. Anhand von Simulationen wird die Funktion der verschiedenen Regelstrategien untersucht und das Maschinenverhalten analysiert. Ein eigens konstruierter Versuchsstand dient zur messtechnischen Validierung der Simulationsergebnisse.

Basierend auf vorhandenen Ergebnissen wird in Kapitel 3 zuerst eine scheibenförmige

ge Schwungmasse optimiert. Aufgrund der suboptimalen Materialausnutzung dieser einfachen Schwungmassenform wird in Kapitel 3.4 eine Topologieoptimierung durchgeführt, um die Energiedichte zu maximieren. Darauf aufbauend wird die Optimierung des Optimum-Shape-Rotors in Kapitel 3.5 erläutert, wobei sowohl evolutionäre als auch gradientenbasierte Optimierungsalgorithmen verwendet werden. Dadurch soll das ungenutzte Potential des Materials ausgeschöpft werden, um die Wirtschaftlichkeit des Gesamtsystems zu erhöhen.

2 Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine

Für den Energietransfer des Flywheels wird eine geschaltete Reluktanzmaschine verwendet. Diese besteht aus einem Stator mit ausgeprägten Polen, an dem die Erregerspulen angebracht sind, und einem Rotor, der ebenfalls ausgeprägte Pole aufweist. Aufgrund der Rotorform ändert sich der Luftspalt mit dem Drehwinkel, wodurch eine Winkelabhängigkeit des magnetischen Widerstands (Reluktanz) entsteht. Durch ein sequentielles Beschalten der Spulen kann somit ein Erregerfeld erzeugt werden, dem der Rotor synchron folgt, da dieser eine Winkelstellung anstrebt, die minimale Reluktanz aufweist. SRM-Ausführungen gibt es beginnend bei Leistungen von wenigen Watt bis hin zu hunderten kW. Durch moderne Leistungselektronik und Regelung kann auch bei variabler Drehzahl eine hohe Effizienz erreicht werden (vgl. [162]).

Der Vorteil dieser Technologie ist, dass keine Permanentmagnete erforderlich sind und damit kein Schleppmoment aufgrund deren Remanenz entsteht. Da keine Permanentmagnete am Rotor befestigt werden müssen, hat die SRM einen sehr robusten Aufbau. Außerdem kann zur Ansteuerung die gleiche Konvertertopologie wie für aktive Magnetlager eingesetzt werden. Des Weiteren ist es durch eine separate Regelung gegenüberliegender Spulen auch möglich, radiale Kräfte zu erzeugen. Da durch die Unwuchtregelung der Magnetlager der Rotor permanent mit einer Exzentrizität umläuft, kann diese separate Regelung der Spulen auch genutzt werden, um die von der elektrischen Maschine generierten magnetischen Störkräfte zu minimieren und damit die geringstmögliche Beeinflussung der Lagerung und deren Effizienz anzustreben.

Die grundlegenden Bauformen einer SRM sind als Prinzipskizzen in Abbildung 2.1 dargestellt. In der Bauform links wird der magnetische Fluss über zwei gegenüberliegende Pole geführt. Im Vergleich dazu verläuft der Fluss in der rechten Bauform über zwei nebeneinanderliegende Pole. Letztere ergibt einen kürzeren Flusspfad. Die SRM mit langem Flusspfad weist einen einfachen Aufbau auf und hat ein kleineres Volumen bei gleicher Strangzahl als die Variante mit kurzem Flusspfad. Aufgrund des kompakteren Aufbaus wird im Weiteren die SRM mit langem Flusspfad näher betrachtet.

In [33] sind die Pole mit Zähnen versehen, was zu einer Effizienzsteigerung bei niedrigen

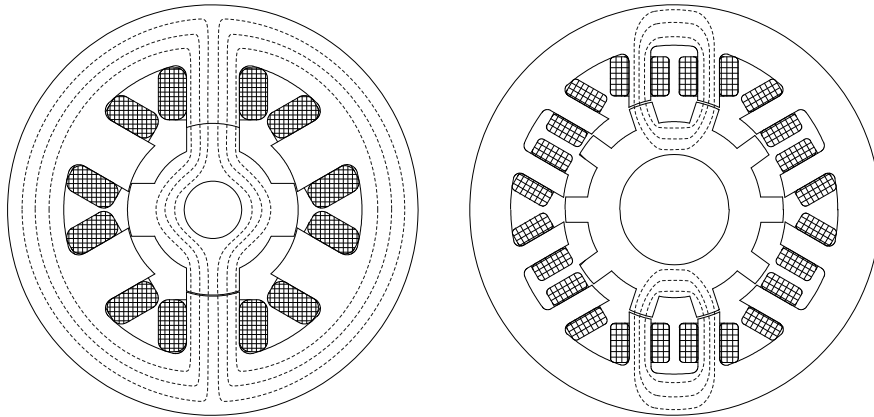


Abbildung 2.1: Grundlegende Bauformen der geschalteten Reluktanzmaschine;
 Links: SRM mit langem Flusspfad; Rechts: SRM mit kurzem Flusspfad

Drehzahlen führt, allerdings bei hohen Drehzahlen einen gegensinnigen Effekt hat.

Zwei gegenüberliegende Spulen bilden ein Spulenpaar. Häufig werden 6/4-, 12/8-, 8/6- und 12/10-SRMs verwendet, wobei zuerst die Anzahl der Stator- und dann die Anzahl an Rotorpolen genannt wird. Um die Maschine ohne weitere konstruktive Maßnahmen aus dem Stillstand in Rotation versetzen zu können, sind mindestens zwei Spulenpaare notwendig. Weitere Bedingungen für die Selbststartfähigkeit sind in Kapitel 2.7.1 angeführt. Mit der Anzahl der Spulen pro Phase steigt auch die Betriebssicherheit, allerdings steigen damit auch die Kosten, da sowohl das Eisenvolumen als auch die nötige Anzahl an Leistungskonvertern steigt. Die Frequenz der ersten Harmonischen des Flussdichteverlaufs ist proportional zur Anzahl der Rotorpole P_r . Daher führt eine Reduktion der Polanzahl zu geringeren Eisenverlusten. Bei High-Speed-Maschinen spielt diese eine besondere Rolle, da die Anzahl an Schaltvorgängen der elektronischen Bauteile mit dieser steigen.

Das Redundanzkonzept des Flywheels sieht drei unabhängige Zwischenkreise mit 350 V vor. Um diese zu versorgen, sind somit mindestens drei Phasen und damit sechs Statorpole notwendig.

Da eine kleine Baugröße von enormer Bedeutung für die Flywheel-Auslegung ist, wird eine 6/4-SRM mit langem Flußpfad verwendet, wodurch auch die Eisenverluste und die Schaltfrequenz möglichst gering bleiben und somit eine hohe Effizienz erreicht wird. Die Betriebssicherheit ist durch die Aufteilung in zwei identische elektrische Maschinen gegeben, was zusätzlich den Vorteil eines symmetrischen Rotors bringt und eine radiale Stabilisierung des Rotors durch einen lagernden Betriebsmodus zulässt. Zusammengefasst weist die SRM folgende Vorteile auf:

- Robuster und einfacher Aufbau und dadurch geeignet für High-Speed-Betrieb,

- einfacher und spulenfreier Rotor,
- hohe Effizienz bei variabler Drehzahl,
- Hauptwärmequelle liegt am Stator, der einfacher gekühlt werden kann,
- Motor und Generator in einer Maschine,
- durch separate Regelung ist ein lagernder bzw. kräftekompensierender Betrieb möglich (siehe Kapitel 2.10.3 bzw. 2.10.4),
- hohe Betriebssicherheit.

Dem stehen folgende Nachteile gegenüber:

- Große Drehmomentenschwankungen,
- große Kräfte bei exzentrischer Rotorposition,
- Beschaltung durch 2-Quadrantenkonverter und nicht 3-Phasen-Umrichter,
- starke Vibrationen und dadurch hohe Betriebslautstärke.

Wie bereits in Kapitel 1.1.2 angeführt, wird bei Schwungradspeichern meistens eine PMSM eingesetzt, da diese die höchste Effizienz aufweist. Da allerdings auch der konstruktive Aufwand steigt, wurde eine SRM gewählt. Durch die gewählte Ausführung sind zwar zusätzliche Leistungskonverter nötig, allerdings wird auch eine kompakte Bauweise erreicht.

In den folgenden Abschnitten wird zuerst die grundlegende Funktionsweise dieser Maschinentopologie erläutert und Auslegungskriterien definiert. Anschließend wird auf die Modellierung eingegangen, um die darauf folgende Dimensionierung durchführen zu können. Die Maschine stellt ein gekoppeltes System dar. Durch die Schaltvorgänge der Elektronik werden die jeweiligen Spulen erregt, wodurch sich eine magnetische Kraftwirkung ergibt, die wiederum eine mechanische Verschiebung des Rotors verursacht. Daher wird zuerst eine statische Finite-Elemente-Analyse durchgeführt, um die Kennlinien der Maschine zu bestimmen. Diese werden dann in weiterer Folge für die dynamischen Simulationen verwendet.

Weiters wird auf die Bestimmung von Ein- und Ausschaltwinkel eingegangen und das Regelungskonzept mit Fokus auf lagernden und kräftekompensierenden Betrieb erläutert. Die Wirkungsweise wird weiters durch Simulationen am Flywheelgesamtsystem gezeigt sowie eine Modellvalidierung mittels eines Versuchsstands durchgeführt.

Abschließend erfolgt ein Vergleich der Maschinenkennlinien der realen und idealisierten Geometrie sowie die Untersuchung der Festigkeit des Rotors und der Wärmeentwicklung im Vakuumcontainment.

2.1 Grundlagen und Funktionsweise

Im Folgenden sollen grundlegende Begriffe eingeführt und Zusammenhänge hergeleitet werden (vgl. [89] und [160]). Der Rotorwinkel θ wird im mathematisch positiven Sinn gezählt und sei 0° , wenn sich die Statorpole A mit einem Rotorpolpaar in Überdeckung befinden. Befinden sich die Statorpole A und die Rotorpole R_1 und R'_1 wie in Abbildung 2.2 (links) gezeigt in einer nichtüberdeckten Stellung, wird durch Erregung des Spulenpaars A mit dem Strom I_A ein magnetischer Fluss Φ erzeugt. Dadurch werden die Rotorpole in Richtung der Statorpole gezogen, wodurch die Reluktanz minimiert wird. Sobald sich die Pole überdecken, wird der Erregerstrom des Spulenpaars A abgeschaltet und das Spulenpaar B mit dem Strom I_B angeregt. Der daraus resultierende magnetische Fluss versucht wiederum die Rotorpole R_2 und R'_2 mit den Statorpolen B in Überdeckung zu bringen. Durch die Beschaltung der Spulenpaare in der Reihenfolge $A - B - C$ wird eine Rotation des Rotors um 90° im mathematisch positiven Sinn erreicht. Um eine volle Umdrehung zu erreichen, muss jedes Spulenpaar P_r -mal beschaltet werden, wobei P_r die Anzahl der Rotorpole bezeichnet. Dreht man die Reihenfolge der Erregung um, erreicht man eine Umkehr der Rotationsrichtung.

Stellt man eine Energiebilanz für eine Spule auf, erkennt man unter Vernachlässigung aller Verluste, dass die zugeführte elektrische Energie W_e gleich der Summe aus der gespeicherten magnetischen Energie W_f und der verrichteten mechanischen Arbeit W_m sein muss

$$W_e = W_f + W_m \quad . \quad (2.1)$$

Das Induktionsgesetz besagt, dass die angelegte Spannung U gleich der zeitlichen Änderung der Flussverkettung ψ ist

$$U = \frac{d\psi}{dt} \quad , \quad (2.2)$$

wobei die Flussverkettung definiert ist als das Produkt aus Windungszahl N und dem

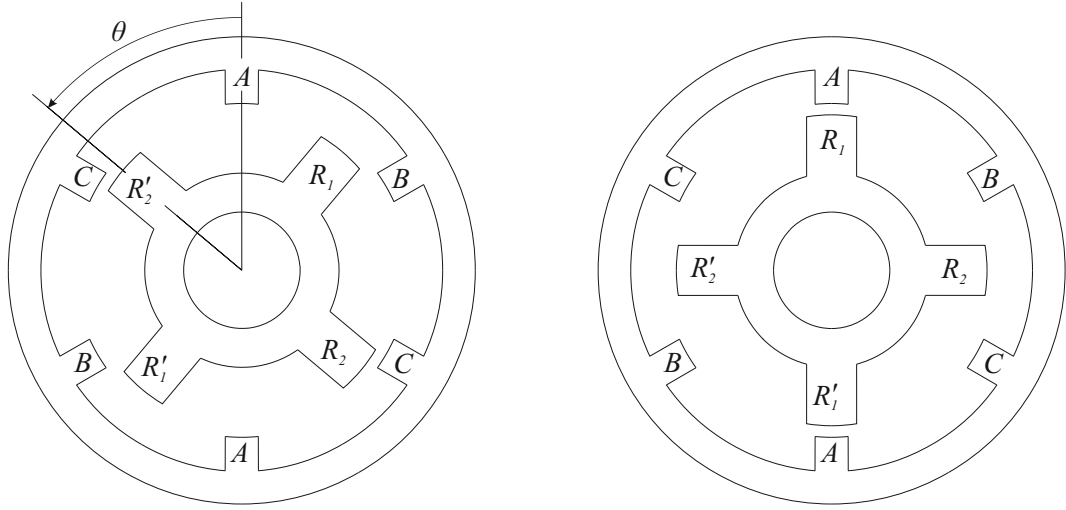


Abbildung 2.2: 6/4-SRM in zwei unterschiedlichen Winkelstellungen zur Erläuterung der Funktionsweise und Beschaltungsfolge

magnetischen Fluss Φ

$$\psi = N\Phi \quad . \quad (2.3)$$

Die magnetische Flussverkettung ist eine Funktion des Stroms und aufgrund des variablen Luftspalts auch des Drehwinkels und ist außerdem von den magnetischen Eigenschaften des Materials abhängig. Abbildung 2.3 zeigt einen charakteristischen Verlauf von ψ einer SRM. Die zugeführte elektrische Energie entspricht dem Integral der Leistung

$$W_e = \int_0^t UI dt = \int_0^t I \frac{d\psi}{dt} dt = \int_0^\psi I d\psi \quad . \quad (2.4)$$

Geht man von einer Variation des verketteten Flusses bei konstantem Strom aus, wie in Abbildung 2.3 durch Drehen des Rotors von Stellung ① in Stellung ② dargestellt, so ist die Variation der elektrischen Energie

$$\delta W_e = I (\psi_{\textcircled{2}} - \psi_{\textcircled{1}}) \quad . \quad (2.5)$$

Die gespeicherte magnetische Energie erhält man durch das Integral über die Magnetisie-

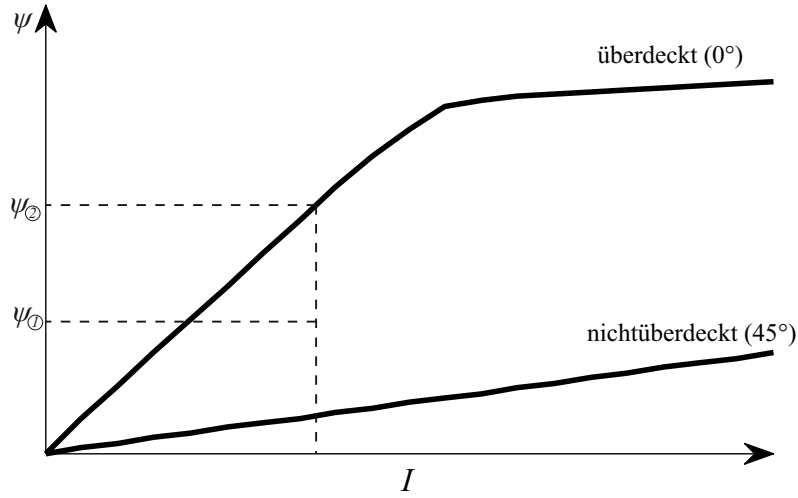


Abbildung 2.3: Charakteristischer Verlauf des verketteten Flusses als Funktion des Stroms bei überdeckter und nichtüberdeckter Rotorlage

rungskurve

$$W_f = \int_0^{\psi} I(\psi) d\psi \quad (2.6)$$

und entspricht der eingeschlossenen Fläche zwischen der Kurve und der ψ -Achse. Somit ergibt sich für die Variation der magnetischen Energie

$$\delta W_f = \int_0^{\psi_{\textcircled{2}}} I(\psi) d\psi - \int_0^{\psi_{\textcircled{1}}} I(\psi) d\psi \quad . \quad (2.7)$$

Daher gilt für die Variation der mechanischen Arbeit

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f = \left[I\psi_{\textcircled{2}} - \int_0^{\psi_{\textcircled{2}}} I(\psi) d\psi \right] - \left[I\psi_{\textcircled{1}} - \int_0^{\psi_{\textcircled{1}}} I(\psi) d\psi \right], \quad (2.8)$$

woraus sich für die mechanische Arbeit

$$W_m = \int_0^I \psi(I) dI \quad (2.9)$$

ableiten lässt, was dem Komplementär der magnetischen Energie entspricht, das als Koenergie W'_f bezeichnet wird.

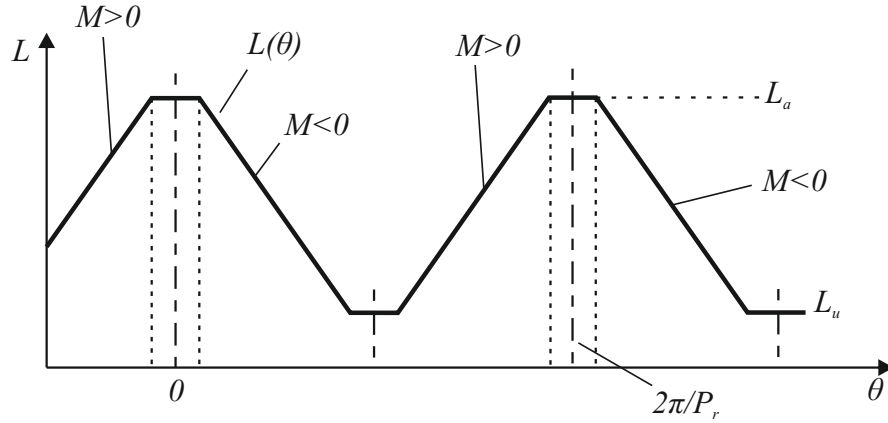


Abbildung 2.4: Schematischer Verlauf der Induktivität

Das Luftspaltmoment entspricht der Änderung der mechanischen Arbeit über dem Winkel

$$M = \frac{\partial W_m}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^I \psi(I) dI \quad . \quad (2.10)$$

Die (Sekanten-)Induktivität L der jeweiligen Spule sei definiert als

$$\psi = N\Phi = LI \quad \rightarrow \quad L = \frac{\psi}{I} \quad . \quad (2.11)$$

Unter Vernachlässigung von Materialnichtlinearitäten ist diese vom Strom unabhängig und das Integral in Gl. (2.9) lässt sich umformen zu

$$W'_f = W_m = \int_0^I \psi dI = \int_0^I LI dI = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2.12)$$

und man erhält das Drehmoment M in vereinfachter Form zu

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} I^2 \quad . \quad (2.13)$$

Abbildung 2.4 zeigt einen charakteristischen Verlauf der Induktivität einer SRM. Bei einem Winkel von 0° befinden sich Stator- und Rotorpole in Überdeckung und die Induktivität weist ein Maximum auf, da der Luftspalt in dieser Stellung am geringsten ist. Entfernen sich die Pole voneinander, nimmt die Induktivität ab und erreicht ihr Minimum, wenn der erregte Statorpol zwischen zwei Rotorpolen steht. Nähert sich der nächste Rotor-

Tabelle 2.1: Bezeichnung der SRM-Geometrieparameter

	Bezeichnung		Bezeichnung
P_s	Anzahl der Statorpole	R_{sp}	Statorpolradius
P_r	Anzahl der Rotorpole	h_{sy}	Dicke des Statorrückschlusses
β_r	Rotorpolwinkel	R_{so}	Statoraußenradius
β_s	Statorpolwinkel	w_{sp}	Statorpolbreite
R_{ri}	Rotorinnenradius; Wellenradius	h_c	Spulenhöhe
h_{rp}	Höhe des Rotorpols	w_c	Spulenbreite
R_{rp}	Rotorpolradius	w_{cs}	Abstand von Spule zur Polflanke
h_{ry}	Dicke des Rotorrückschlusses	L	Maschinenlänge
w_{rp}	Rotorpolbreite	g	nominaler Luftspalt
h_{sp}	Höhe des Statorpols	N	Anzahl der Windungen pro Spule

pol, steigt die Induktivität erneut an. Mit dem Induktivitätsverlauf in Abbildung 2.4 und dem Drehmoment in Gl. (2.13) lässt sich erkennen, dass sich ein positives Drehmoment im Bereich steigender Induktivität erzeugen lässt. Analog führt die Erregung im Bereich fallender Induktivität zu einem negativen Drehmoment. Durch diese Betrachtungsweise lassen sich folgende Eigenschaften der SRM erkennen (vgl. [89]):

- Das Luftspaltmoment ist entsprechend Gl. (2.13) vom Quadrat des Stroms abhängig, der daher unipolar sein kann. Daher können 2-Quadrantenkonverter verwendet werden, wodurch die Anzahl an Schaltelementen im Vergleich zum 4-Quadrantenkonverter halbiert wird.
- In beiden Rotationsrichtungen lässt sich sowohl positives als auch negatives Drehmoment erzeugen, womit sich die SRM in allen 4-Quadranten (M, ω) betreiben lässt.
- Die Rotationsrichtung kann durch simple Änderung der Beschaltungsreihenfolge geändert werden.
- Die SRM kann nicht mit Dreiphasenwechselstrom betrieben werden, sondern muss mittels Konverter angesteuert werden. Daher ist der Einsatz mit konstanter Drehzahl mit vergleichsweise hohen Kosten verbunden. Eine hohe ökonomische Effizienz kann nur in Bereichen mit variabler Drehzahl erreicht werden.

2.2 Querschnittsgeometrie der 6/4-SRM

Abbildung 2.5 zeigt den Querschnitt einer 6/4-SRM. Die eingezeichneten Bemaßungen sind nochmals in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Der Rotor der SRM wird an einer Welle mit dem Außenradius R_{ri} angebracht und besteht aus dem ringförmigen Rotorrückschluss mit

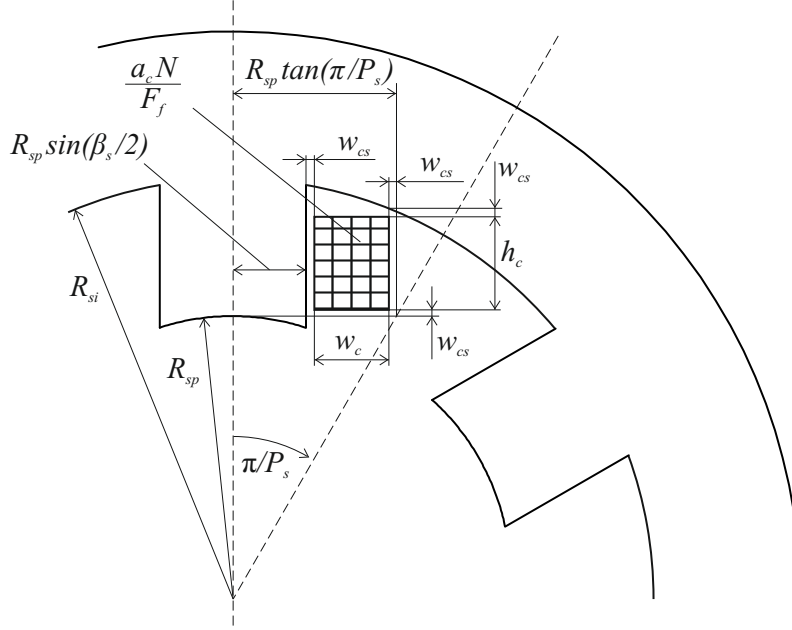


Abbildung 2.6: Dimensionierung der Geometrieparameter der Spulen

sowie die Induktivität. Der Einfluss ist in überdeckter Position größer, da die Flussdichte hier höher ist. Es kann ein gleichmäßigeres Drehmoment erreicht werden, wodurch die Anforderungen an den Drehmomentenregler sinken. Für Details sei auf [109] verwiesen.

2.2.1 Geometrie der Spulen

Die Dimensionierung der Spulen hat großen Einfluss auf die Baugröße der Maschine. Um eine einfache Herstellung der Spulen zu ermöglichen, wird eine rechteckige Ausführung verwendet. Abbildung 2.6 zeigt die Spulengeometrie sowie die zur Auslegung erforderlichen geometrischen Größen. Die Breite der Spule ergibt sich aus der Statorgeometrie zu

$$w_c = R_{sp} \left[\tan \left(\frac{\pi}{P_s} \right) - \sin \left(\frac{\beta_s}{2} \right) \right] - 2w_{cs} \quad , \quad (2.15)$$

wobei die Spule vom Statorrückschluss, der Polflanke sowie von der benachbarten Spule den Abstand w_{cs} haben soll. Zur Bestimmung des Drahtdurchmessers wird angenommen, dass der Effektivwert des Stroms im Betrieb am höchsten ist, wenn eine Erregung über 45° vorliegt¹, was bei geringen Drehzahlen der Fall ist. Da der Stromverlauf dabei rechteckförmig

¹ dies entspricht dem gesamten Winkelbereich des positiven bzw. negativen Drehmoments aufgrund der 4 Rotorpole

ist, beträgt der Effektivwert des Stroms dann

$$I_{eff} = I_{max,ult} \sqrt{\frac{45^\circ}{90^\circ}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_{max,ult} \quad (2.16)$$

mit dem maximal zulässigen Strom $I_{max,ult}$. Mit der zulässigen Stromdichte J_{max} ergibt sich die nötige Leiterquerschnittsfläche zu

$$a_c = \frac{I_{max,ult}}{\sqrt{2} J_{max}} \quad (2.17)$$

Für die benötigte Spulenfläche ergibt sich die Spulenhöhe mit dem Füllfaktor F_f und der Windungszahl N zu

$$h_c = \frac{a_c N}{w_c F_f} \quad (2.18)$$

Um eine kompakte Bauweise zu erreichen, ergibt sich der Innenradius des Statorrückschlusses, wie in Abbildung 2.6 gezeigt, zu

$$R_{si} = \sqrt{\left[R_{sp} \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + w_c + 2w_{cs} \right]^2 + \left[R_{sp} + h_c + 2w_{cs} \right]^2} \quad (2.19)$$

Da die Statorpolhöhe im Vergleich zur Höhe des Rotorpols keinen wesentlichen Einfluss auf die Charakteristik der Maschine hat, kann diese an die Spulenhöhe angepasst werden.

Mit den geometrischen Abmessungen sowie dem spezifischen Widerstand $\rho_{Cu,20^\circ} = 17.8 \cdot 10^{-9} \Omega\text{m}^2/\text{m}$ für Kupfer bei 20°C kann der ohmsche Widerstand der Spule anhand der Länge der äußersten Wickellage mit

$$R = \rho_{Cu,20^\circ} (2L + 2w_{sp} + 8w_c + 8w_{cs}) \frac{N}{a_c} \quad (2.20)$$

abgeschätzt werden.

2.3 Konverter

Als Leistungskonverter werden 2-Quadrantenkonverter mit zwei Transistoren und zwei Dioden verwendet (siehe Abbildung 2.7). Leiten beide Transistoren, liegt an der jeweiligen Spule eine positive Spannung an. Überschreitet der Strom den geforderten Grenzwert, werden beide Transistoren abgeschaltet, wodurch sich die Induktivität der Spule dann über die Dioden zur Quelle entlädt. Beim Entladen ist die angelegte Spannung gleich der negativen

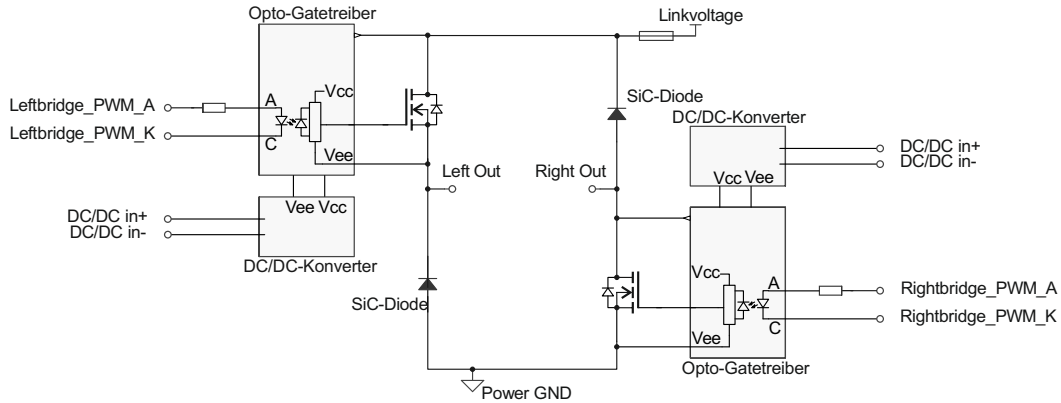


Abbildung 2.7: Prinzipskizze des hocheffizienten Konverter-Prototyps für AMBs und SRMs: 2-Quadranten-Vollbrücke für eine Stromrichtung (aus [127])

Zwischenkreisspannung. Ist nur ein Transistor leitend, so liegt keine Spannung an und die Spule wird im Freilauf betrieben. Die Induktivität hält den Strom aufrecht, der aufgrund des ohmschen Widerstands sinkt. Für Details zum verwendeten Konverter sei auf [127] verwiesen, woraus auch die folgenden Betrachtungen stammen.

Die Konverterverluste setzen sich im Wesentlichen aus den Verlusten der Leistungshalbleiter (Leit- und Schaltverluste), den Verlusten in Filtern und den Verlusten der Treiberschaltungen zusammen. Die Anforderungen an den Konverter sind eine hohe Robustheit der Schaltung, galvanische Trennung zwischen Ansteuer- und Leistungsteil, hoher Wirkungsgrad über einen möglichst weiten Anwendungsbereich, mögliche Zwischenkreisspannung zwischen 30 V und 600 V, ein maximaler Laststrom von 20 A und Schaltfrequenzen bis zu 200 kHz.

Das Schaltungsgrundkonzept basiert weitgehend auf den Entwicklungen aus [125] und [126]. Diese Schaltung wurde auf ein Minimum reduziert, da in vorliegender Anwendung die Redundanz bzw. Zuverlässigkeit durch unabhängig voneinander arbeitende Magnetlagerbaugruppen gegeben ist, wodurch eine hohe Robustheit gewährleistet ist.

Die Ansteuerung der Transistor-Gates erfolgt mittels bewährter Opto-Gatetreiber. Diese ermöglichen aufgrund der galvanischen Trennung eine hohe Sicherheit für Messungen an der Elektronik und optimale Arbeitsbedingungen für die Microcontroller (μ Cs) der Regelung. Oftmals wird die Stromversorgung der Gatetreiber mittels Standard-DC/DC-Wandlern kleiner Ausgangsleistung durchgeführt. Diese weisen jedoch einen mäßigen Wirkungsgrad und eine geringe mittlere Betriebsdauer zwischen Ausfällen (Mean Time Between Failures - MTBF) auf. Aus diesem Grund wurde ein DC/DC-Wandlersystem entwickelt, das einen wesentlich höheren Wirkungsgrad und, aufgrund der geringen Bauteilanzahl, eine höhere

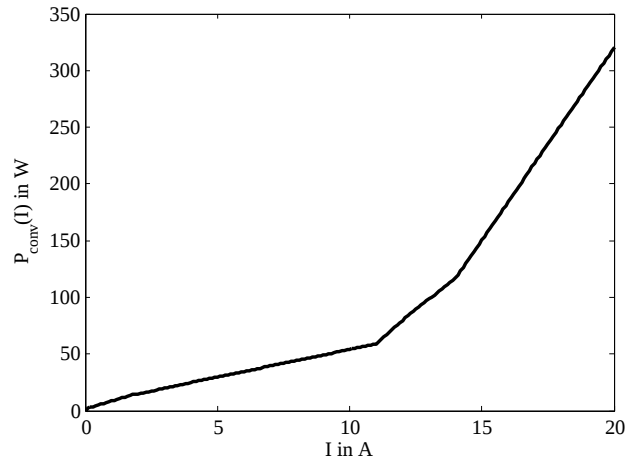


Abbildung 2.8: Verluste der Leistungskonverter als Funktion des Ausgangsstroms $P_{conv}(I)$ (vgl. [127]) bei einer PWM-Frequenz von 100 kHz

MTBF aufweist und dadurch speziell bei sehr geringen Ausgangsleistungen der Leistungskonverter zu einem hohen Gesamtwirkungsgrad beiträgt.

Die Leitverluste von IGBTs sind in erster Näherung proportional dem Ausgangsstrom, die Leitverluste von MOSFETs hingegen steigen quadratisch mit dem Ausgangsstrom an. Die Schaltverluste von MOSFETs sind geringer, da sie schneller schalten und keinen Strom-Tail beim Abschalten aufweisen. Da für die geplante SRM-Ansteuerung hohe Schaltfrequenzen erforderlich sind, führen MOSFETs daher zu einer höheren Systemeffizienz.

Die höhere Gate-Kapazität von MOSFETs gegenüber IGBTs gleicher Leistung spielt eine untergeordnete Rolle. Daher wurden für die Transistoren Si-MOSFETs verwendet. Bei der Wahl der Freilaufdioden muss ebenfalls ein Optimum hinsichtlich Leitverlusten und Schaltverlusten gefunden werden. Schottky-Dioden weisen keine Reverse-Recovery-Verluste auf und sind damit optimal für hohe Schaltfrequenzen geeignet. Die SiC-Technologie ermöglicht Schottky-Dioden auch mit der hier erforderlichen Spannungsfestigkeit zu fertigen.

Die Verlustleistung des Konverters ist in Abbildung 2.8 als Funktion des Stroms dargestellt. Die Messungen wurden bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz und Verwendung einer 3-Pegel-Pulsweitenmodulation (PWM) durchgeführt. Die dargestellte Kurve dient zur Berechnung der Verlustleistung der Elektronik bei den Simulationen.

2.4 Finite-Elemente-Modell und Berechnung der Kennlinien

Die Grundlage der Analyse und Optimierung der Maschine stellt ein mit dem Programmpaket COMSOL-Multiphysics erstelltes Finite-Elemente (FE) Modell dar. Bei diesem Modell

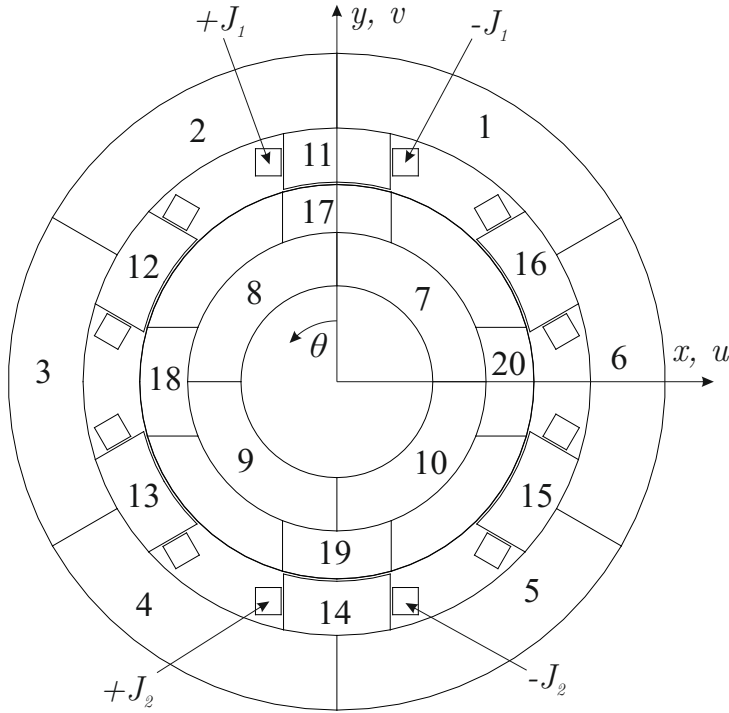


Abbildung 2.9: Aufteilung der FE-Geometrie der 6/4-SRM

wurde besonders auf die vollständige Parametrierung und Einbindung in MATLAB Wert gelegt. Dadurch können jede Geometrie und Bestromung simuliert und die Ergebnisse direkt für eine Optimierung in MATLAB sowie einer Gesamtoptimierung des Flywheels herangezogen werden.

2.4.1 Geometrie

Abbildung 2.9 zeigt die Geometrie des FE-Modells. Da die Flussdichte in den verschiedenen Bereichen der Maschine unterschiedliche Frequenzen und Amplituden aufweist, ist die Geometrie in mehrere charakteristische Bereiche aufgeteilt. Die Auswertung der magnetischen Flussdichte in der gesamten Maschine ist für die in Kapitel 2.6 angeführte Berechnung der Verlustleistung erforderlich. Zur Berücksichtigung eines exzentrischen Laufs kann der Rotor translatorisch um die Auslenkungen u in x -Richtung bzw. v in y -Richtung verschoben werden. Die Statorwindungen sind als Rechtecke modelliert, um eine einfache Vernetzung zu gewährleisten. Um diesen Umstand zu berücksichtigen, wurde die Stromdichte in diesen Rechtecken der Fläche entsprechend angepasst.

2.4.2 Analyse

Um die Rechenzeit zu verkürzen, ist es zweckmäßig, die Elemente des Rotors mit dem Drehwinkel θ mit zu bewegen. Zu diesem Zweck werden Rotor und Stator separat vernetzt und die Verbindungsfläche als „Sliding Surface“ modelliert. Bei dieser wird das Vektorpotential an der Rotoraußenfläche mittels Interpolation des Statorfeldes berechnet und als zusätzliche Gleichung gelöst. Die nötige Verschiebung des Rotors Δx bzw. Δy ist hierbei

$$\begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x - u \\ y - v \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x - u \\ y - v \end{pmatrix} . \quad (2.21)$$

Sieht man von Randeffekten an der Ober- und Unterseite der Maschine sowie einer Verkipfung des Rotors ab, ist eine zweidimensionale Betrachtung der Maschine zur vollständigen Beschreibung ausreichend. Das hysteretische Verhalten sowie dynamische Effekte in Form von Wirbelströmen seien ebenfalls vernachlässigt, wodurch eine quasistatische Analyse möglich ist. Eine Abschätzung der Eisenverluste aufgrund der Hysterese und der Wirbelströme wird in Kapitel 2.6 angegeben.

Des Weiteren wird die Kopplung der einzelnen Spulen vernachlässigt, was den Simulationsaufwand wesentlich reduziert, da das Superpositionsprinzip angewendet werden kann. Somit ist es möglich, das Verhalten der gesamten Maschine durch die Bestromung eines Spulenpaars zu beschreiben. Zu diesem Zweck wird folgend nur auf das Spulenpaar A eingegangen. Mit den Erregerströmen der ersten und zweiten Spule von A erhält man die eingeprägte Stromdichte zu

$$J_1 = \frac{NI_1}{A_{c,FE}}, \quad J_2 = \frac{NI_2}{A_{c,FE}} , \quad (2.22)$$

mit der im FE-Modell verwendeten Spulenquerschnittsfläche $A_{c,FE}$.

Durch die Modellierung mittels einer „Sliding Surface“ ist das Verwenden eines parametrischen Gleichungslösers möglich, der als Startwert die Lösung des vorhergehenden Parametersatzes verwendet und damit die Rechenzeit verkürzt. Bei festen translatorischen Verschiebungen u und v ist die magnetische Flussdichte als Ergebnis der Simulation eine Funktion von den beiden Strömen sowie vom Drehwinkel

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}(\theta, I_1, I_2, u, v) , \quad (2.23)$$

wobei die Flussdichte eine vektorwertige Größe ist und einen Anteil in radialer und einen in Umfangsrichtung aufweist.

Vernetzung und Randbedingungen

Um die Kontinuität des magnetischen Flusses zu gewährleisten, müssen die Randbedingungen am Übergang vom Rotor- zum Statorluftspalt mit dem Drehwinkel mitgeführt werden. Durch diese Vorgehensweise ist eine Neuvernetzung der Geometrie nur bei Änderung der translatorischen Auslenkung notwendig, da diese nicht analytisch, ähnlich Gl. (2.21) beschrieben werden kann. Bei der Vernetzung muss dem Luftspalt besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. Zum einen sollte das Netz in diesem sehr fein sein, um eine Auswertung des Drehmoments und der magnetischen Kräfte über den Maxwell-Spannungstensor in ausreichender Genauigkeit zu gewährleisten und um den Materialübergang abbilden zu können. Zum anderen kann eine große Zahl an Elementen im Luftspalt zum Abbruch des Vernetzungsalgorithmus führen, was insbesondere bei exzentrischer Lage des Rotors auftritt.

Da die Flussdichte ein reines Wirbelfeld ist, müssen die Feldlinien innerhalb des Rechengebiets geschlossen sein, was durch Nullsetzen des magnetischen Vektorpotentials am Statoraußenradius erreicht wird.

Wie in Kapitel 2.4.3 angeführt, ist nur der Mittelwert der Feldgrößen in den einzelnen Bereichen von Interesse. Aufgrund der glättenden Eigenschaften der Integration zur Mittelung sind die Anforderungen an die Netzfeinheit gering.

Materialbeschreibung

Um Sättigungseffekte zu berücksichtigen, wurde der nichtlineare Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte $\mathbf{B}$ und der magnetischen Feldstärke $\mathbf{H}$ in COMSOL als Magnetisierungskurve angegeben. Verwendet wurde Vacoflux 50 für den Stator und Vacodur 50 für den Rotor (siehe [74]). Wie in Abbildung 2.10 zu erkennen ist, zeichnen sich diese Eisen-Kobalt-Legierungen durch eine sehr hohe Sättigungsinduktion von 2.35 T aus. Dies ermöglicht bei gleichem Drehmoment einen kleineren Bauraum. Für Details zur Messung der in Abbildung 2.10 dargestellten Magnetisierungskurve sowie deren dynamischen Verhaltens sei auf [134] verwiesen. In den Bereichen aus Kupfer, Luft und Aluminium wurde die relative Permeabilität zu eins gesetzt.

2.4.3 Postprocessing

Zur Bestimmung der Maschinenkennlinien ist nicht der lokale Wert der Flussdichte ausschlaggebend, sondern deren Mittelwert, daher wird die lokale Flussdichte über die Fläche

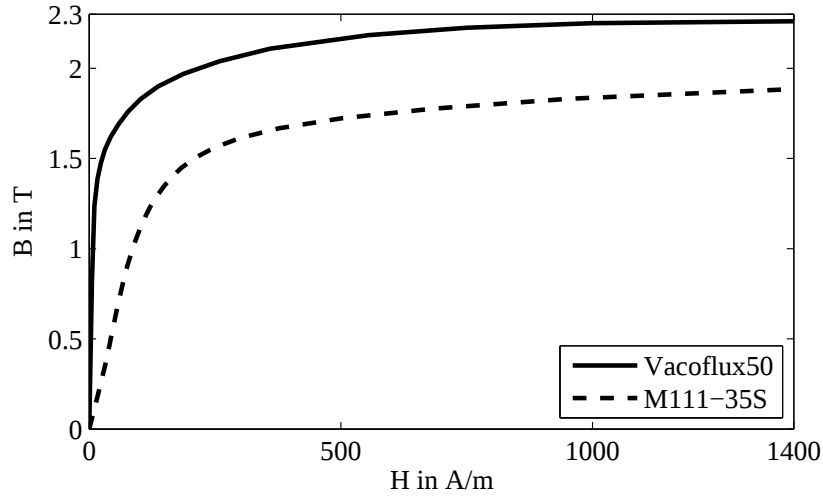


Abbildung 2.10: Magnetisierungskurve von Vacoflux 50 und M111-35S (vgl. [74] und [134])

der einzelnen Bereiche gemittelt

$$\overline{\mathbf{B}}_i = \frac{1}{A_i} \iint_{A_i} \mathbf{B} dA_i \quad \text{mit } i = 1, \dots, 20 \quad . \quad (2.24)$$

Wird der Rotor translatorisch verschoben, sind die Charakteristika der Maschine nicht mehr punktsymmetrisch bezüglich 45° . Durch Nutzen von Symmetrien ist nur eine Simulation des Drehwinkels von 0° bis $180^\circ/P_r$ bei zentrischem Lauf bzw. $360^\circ/P_r$ bei exzentrischem Lauf notwendig.

Betrachtet man die Flussdichte $\overline{\mathbf{B}}_{11}$ des Statorpols 1 von A , so ist diese im zweiten Quadranten der u - v -Ebene gleich wie im ersten, allerdings mit gestürzter θ -Achse. Im dritten Quadranten ist diese gleich der Flussdichte $\overline{\mathbf{B}}_{14}$ des Statorpols 2 von A , jedoch mit vertauschten Strömen, und im vierten Quadranten gleich $\overline{\mathbf{B}}_{14}$ mit gestürzter θ -Achse und vertauschten Strömen

$$\overline{\mathbf{B}}_{11} = \begin{cases} \overline{\mathbf{B}}_{11}(\theta, I_1, I_2, u, v) & \text{für } u \geq 0 \text{ und } v \geq 0 \\ \overline{\mathbf{B}}_{11}\left(\frac{2\pi}{P_r} - \theta, I_1, I_2, -u, v\right) & \text{für } u < 0 \text{ und } v \geq 0 \\ \overline{\mathbf{B}}_{14}(\theta, I_2, I_1, -u, -v) & \text{für } u < 0 \text{ und } v < 0 \\ \overline{\mathbf{B}}_{14}\left(\frac{2\pi}{P_r} - \theta, I_2, I_1, u, -v\right) & \text{für } u \geq 0 \text{ und } v < 0. \end{cases} \quad (2.25)$$

Für alle anderen Bereiche gelten zu Gl. (2.25) analoge Beziehungen. Somit erhält man

für jede Rotorlage und jeden Erregerstrom der Spulen die zugehörige Flussdichte, mit der die Maschinenkennlinien und, wie in Kapitel 2.6 beschrieben, die Eisenverluste berechnet werden können. Der Verlauf der magnetischen Flussdichte in den einzelnen Maschinenbereichen bei einer Bestromung von $I_1 = I_2 = 20$ A über eine vollständige Rotordrehung ist exemplarisch in Abbildung A.2 dargestellt.

Prinzip der virtuellen Arbeit

Die Berechnung der wirkenden magnetischen Kräfte ist auf verschiedene Arten möglich. Analytische Methoden werden z.B. in [29], [91], [95] und [143] beschrieben. Darin werden zwar verschiedene Bestromungen der beiden Spulen, allerdings nur die zentrische Rotorposition berücksichtigt. Durch die geplante Unwuchtregelung der magnetischen Lagerung ist der Arbeitspunkt des Rotors nicht in dessen geometrischen Mitte, was auch einen Einfluss auf den Verlauf der Kräfte hat. Weitere analytische Methoden sind in [25] und [26] angeführt. Darin werden auch Streuflüsse berücksichtigt, jedoch keine Materialnichtlinearitäten. In [22] wird eine analytische Variante, basierend auf den Maxwell Spannungen, angeführt. Der Einfluss der Rotorexzentrizität auf die Induktivität und das Drehmoment werden z.B. in [98] beschrieben.

Wie in Kapitel 2.1 angeführt, ist der Verkettungsfluss der Spulen 1 und 2

$$\begin{aligned}\psi_1 &= N\Phi_{11,r} = NR_{sp}\beta_s L\bar{B}_{11,r} \\ \psi_2 &= N\Phi_{14,r} = NR_{sp}\beta_s L\bar{B}_{14,r} \quad ,\end{aligned}\tag{2.26}$$

worin der Index r andeutet, dass es sich um die radiale Komponente handelt. Nimmt man einen zentrischen Lauf des Rotors sowie gleiche Bestromung der Spulen² an, so ergibt sich die Koenergie zu

$$W'_f(\theta, I, I, 0, 0) = \int_0^I \psi \, di = 2 \int_0^I \psi_1(\theta, i, i, 0, 0) \, di \quad ,\tag{2.27}$$

wobei hier i als Integrationsvariable verwendet wird. Wie eingangs erwähnt und in Kapitel 2.10 beschrieben, sieht das verwendete Regelkonzept eine separate Regelung der Spulenströme sowie einen möglichen exzentrischen Lauf vor. Abbildung 2.11 zeigt den verketteten Fluss ψ_1 der Spule 1 als Funktion der beiden Spulenströme bei Polüberdeckung und zentrischer Rotorposition. Bei gleicher Bestromung der beiden Spulen entspricht Gl. (2.27) der Integration der Projektion von ψ_1 , ausgewertet entlang der Diagonale $I_1 = I_2$, auf die

² entspricht der elektischen Serienschaltung gegenüberliegender Spulen

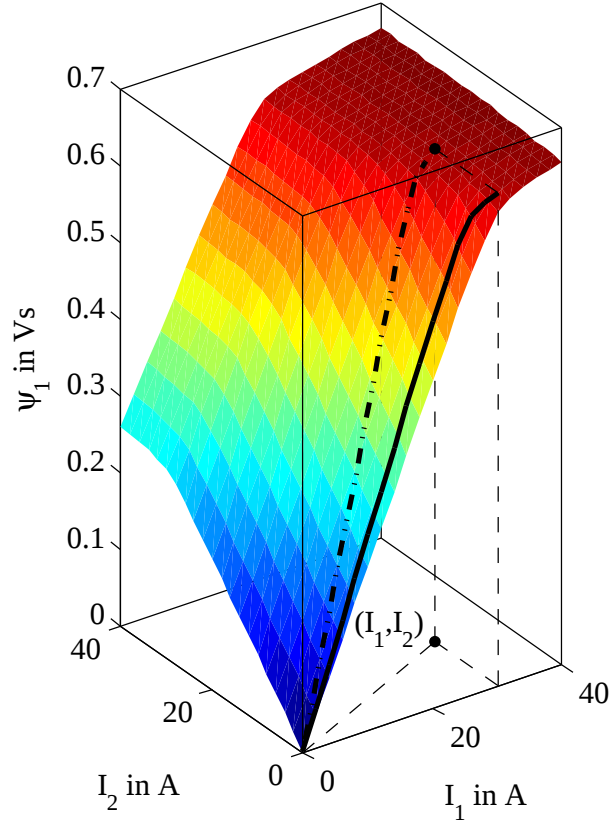


Abbildung 2.11: Verkettungsfluss ψ_1 bei $u = v = 0$ mm als Funktion der Ströme I_1 und I_2

ψ_1 - I_1 -Ebene über dem Strom I_1 . Werden nun die beiden Spulen mit unterschiedlichen Strömen erregt, muss der verkettete Fluss entlang der Geraden durch den Ursprung und den Punkt (I_1, I_2) ausgewertet werden. Dadurch erhält man die Koenergie der beiden Spulen als Funktion der Erregerströme sowie der Rotorposition zu

$$W'_{f,1}(\theta, I_1, I_2, u, v) = \int_0^{I_1} \psi_1 \left(\theta, i, i \frac{I_2}{I_1}, u, v \right) di \quad (2.28)$$

$$W'_{f,2}(\theta, I_1, I_2, u, v) = \int_0^{I_2} \psi_2 \left(\theta, i \frac{I_1}{I_2}, i, u, v \right) di$$

und durch Summation die gesamte Koenergie des Spulenpaars

$$W'_f = W'_{f,1} + W'_{f,2} \quad . \quad (2.29)$$

Das Prinzip der virtuellen Arbeit besagt, dass bei einer virtuellen Verschiebung eines Systems aus der Gleichgewichtslage heraus die von den inneren und äußeren Kräften insgesamt geleistete Arbeit gleich null ist (vgl. [116]). Durch die berechnete Annahme eines holonomen Systems erhält man dann aus der Koenergie die in x - bzw. in y -Richtung wirkenden Kräfte und das generierte Drehmoment zu

$$F_x = \frac{\partial W'_f}{\partial x}, \quad F_y = \frac{\partial W'_f}{\partial y}, \quad M = \frac{\partial W'_f}{\partial \theta}, \quad (2.30)$$

wobei die Integration in Gl. (2.28) und die Differentiation in Gl. (2.30) numerisch ausgeführt werden muss. Bei Verwendung der Trapezregel lautet z.B. die Koenergie aus Gl. (2.28)

$$W'_{f,1}(\theta, I_{1,n}, I_2, u, v) \approx \sum_{i=2}^n \frac{I_{1,i} - I_{1,i-1}}{2} \left[\psi_1(\theta, I_{1,i}, I_{1,i} \frac{I_2}{I_{1,n}}, u, v) + \psi_1(\theta, I_{1,i-1}, I_{1,i-1} \frac{I_2}{I_{1,n}}, u, v) \right]. \quad (2.31)$$

Für die numerische Differentiation empfiehlt sich der zentrale Differenzenquotient, da andernfalls Symmetrien nicht erfüllt werden. Das Drehmoment ergibt sich dann zu

$$M(\theta_n, I_1, I_2, u, v) \approx \frac{W'_f(\theta_{n+1}, I_1, I_2, u, v) - W'_f(\theta_{n-1}, I_1, I_2, u, v)}{\theta_{n+1} - \theta_{n-1}} \quad (2.32)$$

und analoge Beziehungen gelten für die Kräfte F_x und F_y .

Eine wichtige Kenngröße der Maschine ist die Selbstinduktivität L_{11} und die Gegeninduktivität L_{12} der Spulen, die insbesondere bei der Stromregelung eine große Rolle spielen. Diese ergibt sich aus der inkrementellen Induktivität durch Integration und Division durch den Iststrom

$$L_{11}(\theta, I_1, I_2, u, v) = \frac{1}{I_1} \int_0^{I_1} \frac{\partial \psi_1(\theta, i, I_2, u, v)}{\partial i} di \quad (2.33)$$

$$L_{12}(\theta, I_1, I_2, u, v) = \frac{1}{I_2} \int_0^{I_2} \frac{\partial \psi_1(\theta, I_1, i, u, v)}{\partial i} di \quad .$$

Eine analoge Beziehung gilt für L_{22} und L_{21} . Aufgrund des nichtlinearen Materialverhaltens ist die Induktivität nicht nur eine Funktion der Geometrie, sondern auch der beiden Erregerströme.

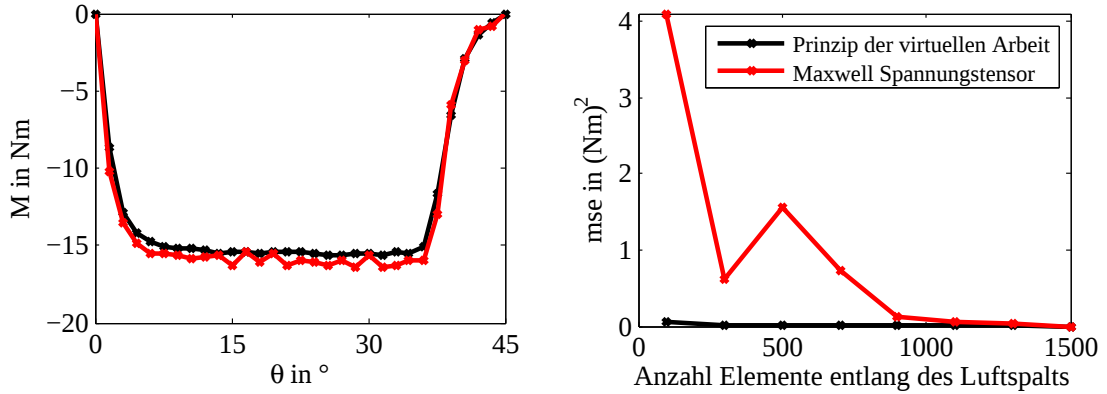


Abbildung 2.12: Links: Vergleich der verwendeten Methoden anhand des Drehmoments bei zentrischem Rotor mit 1500 Elementen; Rechts: Mittlerer quadratischer Fehler bezogen auf das Drehmoment bestimmt mit 1500 Elementen entlang des Luftspalts

Validierung

Zur Validierung des oben beschriebenen Modells wurde das Drehmoment bei zentrischem Lauf mittels dem aus dem Maxwell-Spannungstensor ermittelten Drehmoment verglichen. Verwendet wurde die Methode nach Arkio (vgl. [8])

$$M(\theta) = \frac{L}{\mu_0} \left(\frac{R_{sp} + R_{rp}}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} B_r(\theta, \varphi) B_\theta(\theta, \varphi) d\varphi \quad , \quad (2.34)$$

wobei die Flussdichte in radialer Richtung und Umfangsrichtung jeweils in der Mitte des Luftspalts ausgewertet wurde. In Abbildung 2.12 sind die Ergebnisse beider Methoden einander gegenübergestellt. Zu diesem Zweck wurde das Drehmoment bei unterschiedlicher Diskretisierung des Luftspalts ermittelt. Dargestellt ist das Drehmoment berechnet mit beiden Methoden mit jeweils 1500 Elementen entlang des Luftspalts. Außerdem ist der mittlere quadratische Fehler (mse) bezüglich der Lösung mit 1500 Elementen der jeweiligen Methode abgebildet. Es ist klar ersichtlich, dass mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit aufgrund der Mittelwertbildung bereits mit sehr grobem Netz gute Ergebnisse erzielt werden können. Mit der Integration des maxwellschen Spannungstensors zeigen die Resultate erst ab 1000 Elementen entlang des Luftspalts die gewünschte Genauigkeit (siehe auch [47]).

2.5 Dynamische Simulation

In diesem Abschnitt wird ein vereinfachtes Modell für Optimierungsbetrachtungen erläutert. Eine detailliertere Modellierung wird in Kapitel 2.11 beschrieben.

Aufgrund des starken nichtlinearen Verhaltens der SRM ist eine dynamische Simulation zur Auslegung und Dimensionierung unumgänglich. Grundlage ist das Induktionsgesetz unter Vernachlässigung der Gegeninduktion

$$U = RI + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.35)$$

das allerdings aufgrund der Zeitableitung nur bedingt für eine numerische Simulation brauchbar ist. Durch Umformen erhält man die integrale Form, die wesentlich besser geeignet ist. Mit der Anfangsbedingung $\psi(t = 0) = 0$ lautet diese

$$\psi = \int_0^t (U - RI) dt \quad . \quad (2.36)$$

Die aus der FE-Analyse gewonnene ψ -Kennlinie muss daher mittels Interpolation in eine Stromkennlinie umgerechnet werden (siehe z.B. Abbildung 2.24). Nachteilig ist hierbei, dass die beiden Spulenströme magnetisch miteinander gekoppelt sind, wodurch sich bei der Simulation eine algebraische Schleife ergibt.

Abbildung 2.13 zeigt das zur Dimensionierung verwendete Modell. Die Winkelgeschwindigkeit ist aufgrund des großen Trägheitsmoments des Rotors als konstant angenommen.

Der Rotor läuft in seiner geometrischen Mittellage, womit die Induktivitäten der beiden Spulen gleich sind und daher nur die Regelung eines Stroms notwendig ist. Der Stromregler und die PWM-Ansteuerung sind durch einen Hystereseregler ersetzt, um die Simulation unabhängig von Reglerparametern und PWM-Frequenz durchführen zu können. Des Weiteren werden die Zwischenkreisspannung mit 350 V eingeprägt sowie die Störsignalanteile der Sensoren und das dynamische Verhalten der analogen und digitalen Filter vernachlässigt. Da der Betrieb stationär ist, werden das Drehmoment und die Verlustleistungen der einzelnen Spulenpaare superponiert. Damit ist die Betrachtung eines einzelnen Spulenpaars und eine anschließende Überlagerung ausreichend, wobei die Polarisierung der Spulen beachtet werden muss. Abbildung 2.14 zeigt das Bestromungsschema.

Der in Abbildung 2.13 in orange dargestellte Block beinhaltet die Schaltlogik. Ist eine



der Bedingungen

$$\begin{aligned}
 & (\theta_{on} < \theta_{off}) \wedge \left[(\theta \geq \theta_{on}) \wedge (\theta \leq \theta_{off}) \right] \\
 & (\theta_{on} \geq \theta_{off}) \wedge \left[(\theta \geq \theta_{on}) \vee (\theta \leq \theta_{off}) \right] \quad ,
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

worin θ_{on} den Ein- und θ_{off} den Ausschaltwinkel bezeichnen, erfüllt, wird der Sollstrom mit 1, andernfalls mit 0 multipliziert. Der blaue Block repräsentiert das Modell des in Kapitel 2.3 beschriebenen 2-Quadrantenkonverters, wobei sämtliche Bauteile als ideale Leiter bzw. Schalter ausgeführt wurden. Die Berechnung des Induktionsgesetzes sowie des Drehmoments befinden sich im grünen Block. Die hinterlegten Kennfelder werden darin linear interpoliert. Im grauen Block werden die Stromwärmeverluste der Spulen und die Konverterverluste als Funktion des Stroms berechnet und im gelb markierten Block befindet sich ein Simulationsstopp, der ausgelöst wird, sobald ein eingeschwungener Zustand erreicht ist. Ergebnisse der Simulation sind dann die mittlere mechanische Leistung $\bar{P}_{mech}$ und der Stromverlauf, aus dem sich dann die Stromwärmeverluste aus Gl. (2.39), die Konverterverluste aus Gl. (2.40) und die Eisenverluste aus Gl. (2.44) als Funktion des Sollstroms sowie des Ein- und Ausschaltwinkels berechnen lassen.

Da die Induktivität der SRM vom Drehwinkel abhängt, wird eine Spannung induziert, die dem Strom und der Winkelgeschwindigkeit proportional ist

$$\begin{aligned}
 U &= RI + \frac{d\psi}{dt} \approx RI + \frac{d(LI)}{dt} \\
 &\approx RI + L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{dt} = RI + L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \\
 &\approx RI + L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{d\theta} \omega \quad .
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Wie Abbildung 2.15 links zeigt, wird aufgrund der Induktivität zur Erreichung des gewünschten Stroms ein größerer Winkelbereich benötigt, je höher die Winkelgeschwindigkeit ist. Des Weiteren wird der Term $dL/d\theta$ im Bereich von $\theta \approx 50^\circ$ immer größer, weswegen bei höheren Winkelgeschwindigkeiten die Spannung nicht ausreicht, um den gewünschten Stromanstieg zu gewährleisten. Der Term $I(dL/d\theta)\omega$ wird als genelektromotorische Kraft (BEMF) bzw. induzierte Spannung bezeichnet und wirkt dem Stromanstieg entgegen. Daher müssen Ein- und Ausschaltwinkel sowie der Sollstrom in Abhängigkeit von Leistung und Drehzahl variiert werden, wie in Kapitel 2.9 beschrieben wird. Abbildung 2.15 rechts zeigt den verketteten Fluss als Funktion des Stroms bei verschiedenen Drehzahlen. Erkennbar ist, dass die eingeschlossene Fläche und damit die eingebrachte Energie und das

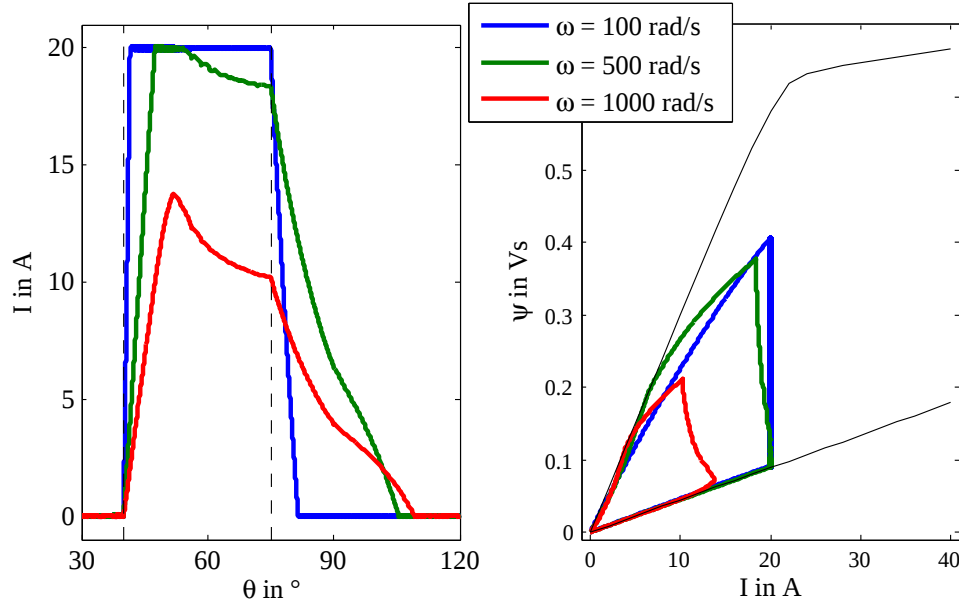


Abbildung 2.15: Stromverlauf und Phasendiagramm bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten bei konstanten Ein- und Ausschaltwinkeln

Drehmoment kleiner werden, je schneller die Maschine dreht.

2.6 Bestimmung der Verluste

Die in Kapitel 2.9 angeführte Optimierung der Betriebsparameter wird hinsichtlich maximalem Wirkungsgrad durchgeführt. Zu diesem Zweck ist eine Ermittlung der einzelnen Verluste notwendig. Des Weiteren sind die Eisenverluste neben den Stromwärmeverlusten der elektrischen Maschine die größte Wärmequelle innerhalb des Flywheel Containments und somit wichtige Eingangsparameter für das in Kapitel 2.15 angeführte Modell zur Analyse der Wärmeentwicklung innerhalb des Containments. Die Verluste entstehen durch den elektrischen Widerstand in den Spulen und den Bauteilen der Konverter, den Schaltverlusten der Transistoren und Dioden der Konverter sowie durch das hysteretische Materialverhalten und die Wirbelströme in den Blechungen.

Der Mittelwert der Stromwärmeverluste in den Spulen ist gegeben durch

$$\bar{P}_\Omega = I_{eff}^2 R = R \cdot \frac{1}{\tau} \int_{T-\tau}^T I^2 dt \quad (2.39)$$

mit der Periodendauer τ , dem Effektivwert des Spulenstroms I_{eff} und dem Widerstand R

Tabelle 2.2: Hysteres- und Wirbelstromverluste verschiedener Materialien bei $B_0 = 1.5$ T und $f_0 = 50$ Hz pro kg Eisen

Material	Blechstärke in mm	k_H in W/kg	k_E in W/kg
Vacoflux 50	0.1	1.25	0.0625
Vacoflux 50	0.35	1.25	0.38
M400-50A	0.5	3.125	0.855
M111-35S	0.35	0.45	0.42

der Spule, dessen Berechnung in Kapitel 2.2.1 angeführt ist. Der Effektivwert des Spulenstroms ist i.A. abhängig vom Betriebspunkt und muss daher aus Simulationen gewonnen werden. Einen Einfluss haben auch erhöhte Temperatur und der Skin-Effekt. In [121] wird eine Abweichung aufgrund dieser Effekte von etwa 10% angegeben.

Der Mittelwert der Verluste in den Leistungskonvertern setzt sich aus den Leit- und Schaltverlusten der einzelnen Bauteile zusammen und ergibt sich mit der in Kapitel 2.3 angeführten Funktion $P_{conv}(I)$ durch Mittelung über eine Umdrehung zu

$$\bar{P}_{conv} = \frac{1}{\tau} \int_{T-\tau}^T P_{conv}(I) dt \quad . \quad (2.40)$$

Die Bestimmung der Eisenverluste, bestehend aus Hysteres- und Wirbelstromverlusten, gestaltet sich hingegen wesentlich aufwändiger. Dies liegt daran, dass in verschiedenen Maschinenbereichen der Verlauf der Flussdichte unterschiedliche Frequenzen aufweist. Eine in der Literatur übliche Vorgehensweise ist die Verwendung der modifizierten Steinmetzgleichung, die für den i -ten Maschinenbereich aus Abbildung 2.9

$$\bar{P}_{iron,i} = m_i \sum_{j=1}^{N_f} \left[k_H \left(\frac{|B(f_j)|}{B_0} \right)^{a+b|B(f_j)|} \left(\frac{f_j}{f_0} \right) + k_E \left(\frac{|B(f_j)|}{B_0} \right)^2 \left(\frac{f_j}{f_0} \right)^2 \right] \quad (2.41)$$

lautet, darin bezeichnen m_i die Masse des vorliegenden weichmagnetischen Teils, N_f die Anzahl der Harmonischen im Flussdichteverlauf, $|B(f_j)|$ die Amplitude der j -ten Harmonischen von B und f_j deren Frequenz. Die Materialparameter k_H und k_E geben die Hysteres- bzw. Wirbelstromverluste pro Masse bei einer Flussdichte von B_0 und einer Frequenz von f_0 an und sind für verschiedene Materialien in Tabelle 2.2 angeführt. Für Details zur Messung und Bestimmung der Verluste sei auf [133] und [134] verwiesen.

In [121] wird Gl. (2.41) mit den Koeffizienten $a = 2$ und $b = 0$ verwendet. Es werden zwei Varianten zur Berechnung der Eisenverluste angegeben, die sich durch die Auswertung der Harmonischen unterscheiden. Nachteilig ist, dass jeweils eine Komponente der vektorwer-

tigen Flussdichte herangezogen wird. Außerdem wird die Flussdichte in den einzelnen Maschinenbereichen analytisch, wie in [89] beschrieben, ermittelt, wodurch eine Beschreibung von komplexen Geometrien sowie materialbedingten Nichtlinearitäten erschwert wird. In [36] wurde Gl. (2.41) in ANSYS implementiert und wird für jedes Element des FE-Modells ausgewertet. Eine ähnliche Vorgehensweise ist in der FE-Software FEMAG (siehe [123]) implementiert. Sowohl in [36] als auch in [123] werden die Tangential- und Radialkomponente der Flussdichte zur Verlustberechnung herangezogen. Nachteilig ist dabei, dass durch die Berechnung in jedem Element die Rechenzeit erheblich steigt. In [89] und [101] wird statt der Steinmetzgleichung ein Verlustfaktor verwendet, der logarithmisch von der Frequenz abhängt. Der Einfluss der PWM-Frequenz auf die Wirbelstromverluste wird z.B. in [42] untersucht.

Um die Eisenverluste in die Optimierung der Betriebsparameter einfließen zu lassen, wird zur Auslegung der elektrischen Maschine des Flywheels eine Kombination oben angeführter Methoden verwendet. Die Flussdichte in den einzelnen Maschinenbereichen ist, wie in Kapitel 2.4 angeführt, eine Funktion des Drehwinkels und des Stroms. Unter der Annahme, dass die Flussdichte bei Bestromung aller drei Spulenpaare superponiert werden kann, erhält man, bei bekanntem zeitlichen Verlauf der Strangströme, die entsprechende Flussdichte in den einzelnen Bereichen. Durch Verwendung von Gl. (2.41) mit den Konstanten $a = 2$ und $b = 0$ sowie der Erweiterung mit dem Absolutbetrag des Flussdichtevektors zur Berücksichtigung von Radial- und Tangentialkomponenten ergeben sich die Hystereseverluste zu

$$\bar{P}_H = \sum_{i=1}^{20} m_i k_H \sum_{j=1}^{N_f} \left[\left(\frac{\sqrt{|B_{i,r}(f_j)|^2 + |B_{i,\theta}(f_j)|^2}}{B_0} \right)^2 \left(\frac{f_j}{f_0} \right) \right], \quad (2.42)$$

und die Wirbelstromverluste zu

$$\bar{P}_E = \sum_{i=1}^{20} m_i k_E \sum_{j=1}^{N_f} \left[\left(\frac{\sqrt{|B_{i,r}(f_j)|^2 + |B_{i,\theta}(f_j)|^2}}{B_0} \right)^2 \left(\frac{f_j}{f_0} \right)^2 \right] \quad (2.43)$$

mit der j -ten Harmonischen der gemittelten Radial- und Tangentialkomponente des Flussdichteverlaufs $|B_{i,r}(f_j)|$ bzw. $|B_{i,\theta}(f_j)|$, die mittels Fast-Fourier-Transformation (FFT) ermittelt werden können. Die gesamten Eisenverluste ergeben sich dann durch Summation der beiden Anteile

$$\bar{P}_{iron} = \bar{P}_H + \bar{P}_E \quad . \quad (2.44)$$

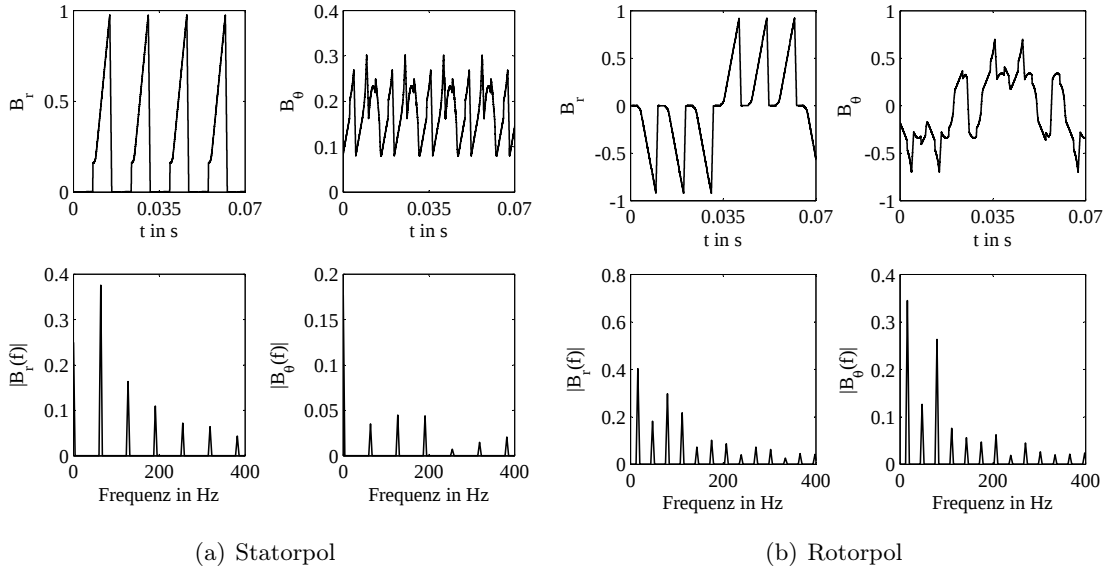


Abbildung 2.16: Zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum der Flussdichte im Rotor- und Statorpol des Spulenpaars A für $\omega = 100$ rad/s, $I_{cmd} = 10$ A, $\theta_{on} = 45^\circ$ und $\theta_{off} = 85^\circ$

Der zeitliche Verlauf und das Frequenzspektrum der Flussdichte im Stator- und Rotorpol des Spulenpaars A mit den Betriebsparametern $\omega = 100$ rad/s, einem Sollstrom $I_{cmd} = 10$ A, $\theta_{on} = 45^\circ$ und $\theta_{off} = 85^\circ$ sind in Abbildung 2.16(a) bzw. Abbildung 2.16(b) dargestellt. Sowohl im Stator- als auch im Rotorpol ist die Radialkomponente der Flussdichte dominant. Im Statorpol liegt die erste Harmonische bei der vierfachen Drehfrequenz, wogegen die erste Harmonische der Flussdichte im Rotorpol mit dieser zusammenfällt. Die Harmonischen der Statorpolflussdichte treten mit dem P_r -fachen der Drehfrequenz auf. Im Gegensatz dazu die Harmonischen der Rotorpolflussdichte mit den ungeraden Vielfachen der Drehfrequenz. Dies liegt am in Abbildung 2.14 gezeigten Bestromungsschema. Würde man die Polarität der Spulen des Spulenpaars B umdrehen, würde sich die Frequenz der Harmonischen der Flussdichte im Rotorpol verdreifachen und zu einer erheblichen Steigerung der Verluste führen.

Die errechneten Verluste wurden mit Ergebnissen aus FEMAG verglichen und zeigten gute Übereinstimmung. Lediglich die Wirbelstromverluste im Rotor werden unterschätzt. Aufgrund der Aufteilung der Geometrie in unterschiedliche Bereiche entsteht durch die Mittelung der Flussdichte ein Fehler, der zu diesen geringen Verlusten führt. Eine Verbesserung der Ergebnisse kann erwartet werden, wenn die Geometrie noch weiter unterteilt wird.

2.7 Auslegung und Dimensionierung

Die Auslegung der Geometrie ist zum Teil durch Vorgaben des Schwungradrotors und durch eine Begrenzung der Flussdichte in den einzelnen Maschinenbereichen vorgegeben. Einen großen Einfluss auf die Effizienz haben Rotor- und Statorpolwinkel. Um eine optimale Wahl hinsichtlich der Eisenverluste zu treffen, erfolgt eine Optimierung hinsichtlich maximalen Drehmoments pro Volumen, da die Eisenverluste proportional zum Volumen sind. Dieses Konzept wird auch bei der Bestimmung der Maschinenlänge verfolgt. Die Länge wird so gewählt, dass innerhalb des Betriebsdrehzahlbereichs die erforderliche Leistung erbracht werden kann. Es ist jedoch günstig die Länge so klein als möglich zu wählen, um die Materialkosten zu minimieren.

Für die Dicke des Statorrückschlusses wird in [89] ein bevorzugter Bereich von $0.5w_{sp} \leq h_{sy} < w_{sp}$ angegeben. Die untere Grenze soll verhindern, dass die Flussdichte im Rückschluss höher ist als im Pol. Ein höherer Wert als dieser wird empfohlen, um Vibrationen zu verhindern. Im Weiteren wird $\frac{h_{sy}}{w_{sp}} = 0.7$ verwendet. Die Rotorrückschlussdicke soll ebenfalls groß genug sein, um die Flussdichte gering zu halten. Je dünner der Rotorrückschluss ist, desto höher ist allerdings das Verhältnis von überdeckter und nicht-überdeckter Induktivität und damit das Drehmoment, da die Polhöhe steigt. In [89] wird $0.5w_{sp} < h_{ry} < 0.75w_{sp}$ angegeben. Im Weiteren wird $\frac{h_{ry}}{w_{sp}} = 0.5$ verwendet. Um eine Montagefähigkeit an der Welle zu schaffen, wird der Rotorrückschluss erweitert und durchbohrt, wodurch dieses Verhältnis wiederum steigt. Ein Vergleich der Maschinenkennlinien der realen und idealisierten Geometrie erfolgt in Kapitel 2.14. Der Abstand vom Flywheel-Rotor zu den mechanischen Fanglagern beträgt 0.6 mm, weswegen der Luftspalt zu $g = 1$ mm gewählt wurde. Dabei wurde ein mögliches vertikales Verkippen des Rotors berücksichtigt. Bei einer SRM liegt das Verhältnis von „unaligned“ zu „aligned“ Induktivität, L_u bzw. L_a , üblich zwischen 0.07 und 0.18. Das Drehmoment als auch die aligned Induktivität sind indirekt proportional zum Luftspalt. Dieser sollte nicht zu klein gewählt werden, da sonst L_a zu groß wird, sodass die Konverterspannung eventuell nicht ausreicht, um den erforderlichen Stromanstieg zu erzielen. Im Sinne der Kompaktheit sollte der Luftspalt möglichst klein gewählt werden, da hierdurch die erforderliche Durchflutung und damit die Spulengröße klein gehalten wird und die eingebrachte Flussdichte am größten ist. Um die Assemblierung der Spulen gewährleisten zu können, wurde $w_{cs} = 1$ mm gewählt. Für die Stromdichte wurde 6 A/mm^2 verwendet, was ein in der Praxis üblicher Wert ist. Die Sättigungsinduktion von Vacoflux 50 liegt bei 2.35 T. Die maximal auftretende Flussdichte im Statorpol wurde zu $B_{max} = 2$ T gewählt, um Nichtlinearitäten zu vermeiden und Reserven zur Generierung von Lagerkräften zu haben. Die maximale Durchflutung wird so

Tabelle 2.3: Gewählte Parameter zur Dimensionierung der SRM

Bezeichnung	Wert	Bezeichnung	Wert
$\frac{h_{ry}}{w_{sp}}$	0.5	$\frac{h_{sy}}{w_{sp}}$	0.7
F_f	0.6	$I_{max,ult}$	20 A
J_{max}	6 A/mm ²	B_{max}	2 T
w_{cs}	1 mm	U_{DC}	350 V

gewählt, dass in der Polüberdeckung die mittlere Flussdichte im Statorpol nach Gl. (2.24) die maximal zulässige Flussdichte nicht übersteigt. Mit der maximalen Durchflutung ergibt sich mit dem durch die Leistungskonverter limitierten maximalen Strom die Windungszahl N . Diese Spulenauslegung führt bei gegebener Länge zu maximalem Drehmoment bei geringen Drehzahlen. Dem steht entgegen, dass mit einer geringeren Anzahl an Windungen aufgrund der geringeren Induktivität ein schnellerer Stromanstieg erreicht wird. Der Einfluss der Windungszahl auf die Ausgangsleistung wird in Kapitel 2.7.3 beschrieben. Die verwendeten Parameter sind in Tabelle 2.3 nochmals zusammengefasst.

2.7.1 Bestimmung der Polwinkel

Die Wahl der Polwinkel β_s und β_r ist ein essenzieller Bestandteil der Maschinenauslegung. Zum einen ist eine richtige Wahl wichtig, um die Startfähigkeit des Motors zu gewährleisten, zum anderen haben diese Parameter großen Einfluss auf die Baugröße und Drehmomentencharakteristik der Maschine. Üblicherweise wird der Statorpolwinkel β_s kleiner gewählt als der Rotorpolwinkel β_r . Dadurch wird im Bereich der Polüberdeckung eine geringere Änderung der Induktivität erreicht und damit die Kommutierung erleichtert.

Um Selbststart zu ermöglichen, muss $\beta_s > \frac{2\pi}{\frac{P_s}{2}P_r}$ sein. Andernfalls gibt es Winkelpositionen, bei denen kein Drehmoment erzeugt werden kann, da sich alle Stator- und Rotorpole in nichtüberdeckter Lage befinden. Der Statorpolwinkel muss außerdem kleiner sein als der Winkel zwischen zwei Rotorpolen. Ist dies nicht gegeben, befindet sich ein Spulenpaar im Bereich von positiver Steigung der Induktivität, bevor das vorhergehende die minimale Induktivität erreicht hat. Es muss daher $\beta_s < \frac{2\pi}{P_r} - \beta_r$ erfüllt sein (vgl. [89] und [153]). Zusammengefasst müssen die Polwinkel folgende Bedingungen erfüllen:

$$\beta_s > \frac{2\pi}{\frac{P_s}{2}P_r}, \quad \beta_s < \beta_r, \quad \beta_s < \frac{2\pi}{P_r} - \beta_r \quad . \quad (2.45)$$

Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 2.17 für die hier betrachtete Bauform mit 6 Stator- und 4 Rotorpolen graphisch dargestellt. Die Auswirkungen des Verhältnisses

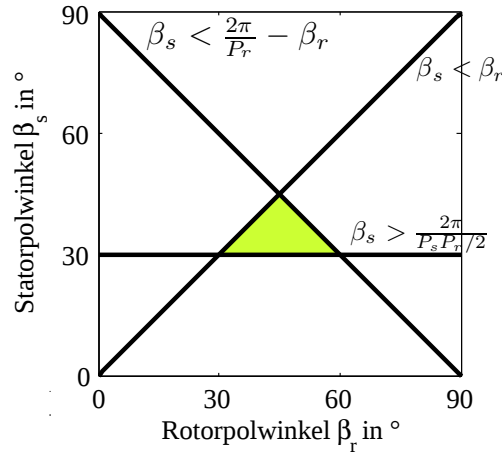


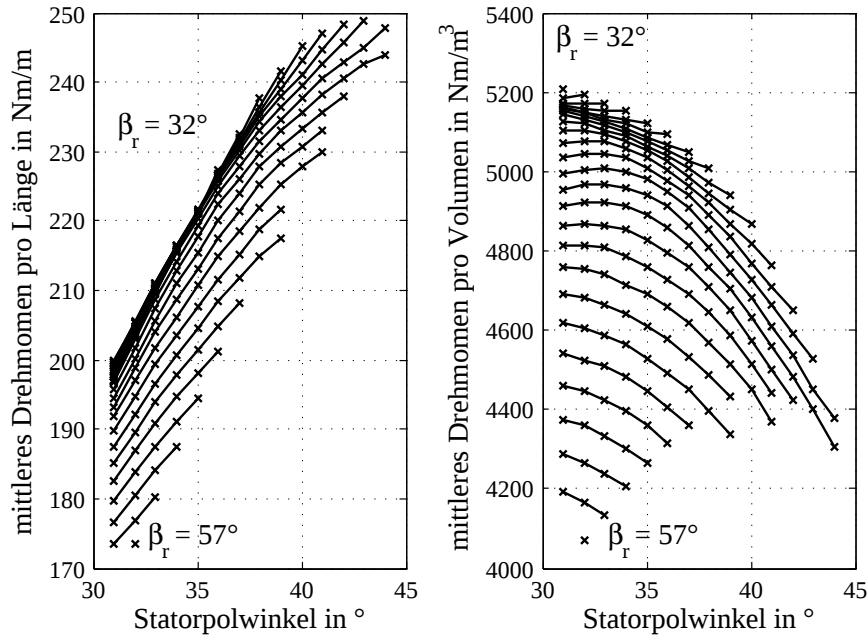
Abbildung 2.17: Mögliche Kombinationen von Rotor- und Statorpolwinkeln

von Polwinkel zu Polabstand werden in [5] beschrieben. Das Drehmoment zeigt eine Abhängigkeit vom Verhältnis von Polwinkel zu Polabstandswinkel, sowohl beim Rotor als auch beim Stator.

Die folgenden Betrachtungen wurden mit einem Rotorpolradius von 79 mm, einem Wellenradius von $R_{ri} = 0.4 \cdot R_{rp} = 31.6$ mm und die Auswertung des mittleren Drehmoments beim Maximalstrom $I_{max,ult} = 20$ A durchgeführt

$$\bar{M} = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi/2} M(\theta, I_{max,ult}) d\theta \quad . \quad (2.46)$$

Abbildung 2.18 zeigt das mittlere Drehmoment bezogen auf die Maschinenlänge bzw. das Maschinenvolumen als Funktion des Statorpolwinkels bei verschiedenen Rotorpolwinkeln. Zu erkennen ist, dass, sowohl zur Maximierung des Drehmoments pro Länge als auch pro Volumen der Rotorpolwinkel möglichst klein gewählt werden sollte. Das mittlere Drehmoment pro Länge ist maximal bei $\beta_s = 43^\circ$ und $\beta_r = 44^\circ$ mit 248.9 Nm. Mit dem Statorpolwinkel steigt auch die Polfläche, wodurch sich das Drehmoment erhöht. Da jedoch die damit verbundene Volumsvergrößerung höher ist als die Steigerung des Drehmoments, verringert sich das mittlere Drehmoment pro Volumen mit steigendem Statorpolwinkel. Dessen Maximum von 5207.6 Nm/m³ liegt bei $\beta_s = 31^\circ$ und $\beta_r = 32^\circ$. Wie bereits in Kapitel 2.6 angeführt, steigen die Eisenverluste mit dem Volumen, womit diese Polwinkelkombination die optimale Wahl hinsichtlich Effizienz wäre. Eine zu Abbildung 2.18 analoge Betrachtung mit kornorientiertem Elektroblech (M111-35S) als Material ist in Abbildung A.1 dargestellt.



Abbildungung 2.18: Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Statorpolwinkel bei Verwendung von Vacoflux 50

Im Sinne der Baugröße ist hier bei vorgegebener Ausgangsleistung ein Kompromiss zu schließen. Daher wurde der Statorpolwinkel mit $\beta_s = 37^\circ$ und der Rotorpolwinkel $\beta_r = 38^\circ$ gewählt. Das mittlere Drehmoment pro Länge beträgt dabei 232.5 Nm/m und das mittlere Drehmoment pro Volumen 5050.6 Nm/m^3 . Bei einer Solleistung von 5 kW ergibt sich bei der unteren Betriebswinkelgeschwindigkeit³ des Flywheels 636.6 rad/s eine minimal erforderliche Maschinenlänge von 33.8 mm .

2.7.2 Dimensionierung des Rotorinnenradius

Im Vergleich zum Rotorpolradius ist der Wellenradius nicht vorgegeben. Es wird ein großer Wellendurchmesser angestrebt, womit eine steifere Rotorkonstruktion und auch höhere Eigenfrequenzen des Rotors erreicht werden. Die Wahl des Wellenradius hat großen Einfluss auf das mittlere Drehmoment, da dieser die Rotorpolhöhe bestimmt. Die Auslegung muss keine Drehmomentanforderungen erfüllen, allerdings ist ein hohes Drehmoment erstrebenswert, um eine kompakte Bauweise zu erreichen. Abbildung 2.19 zeigt die Abhängigkeit des mittleren Drehmoments pro Länge bzw. Volumen vom Verhältnis Wellenradius zu Rotorpolradius. Die Kurven wurden mit den in Tabelle 2.3 angeführten Parametern und den in

³ die Rotorauslegung und Festlegung des Drehzahlbereichs wird in Kapitel 3.3 beschrieben.

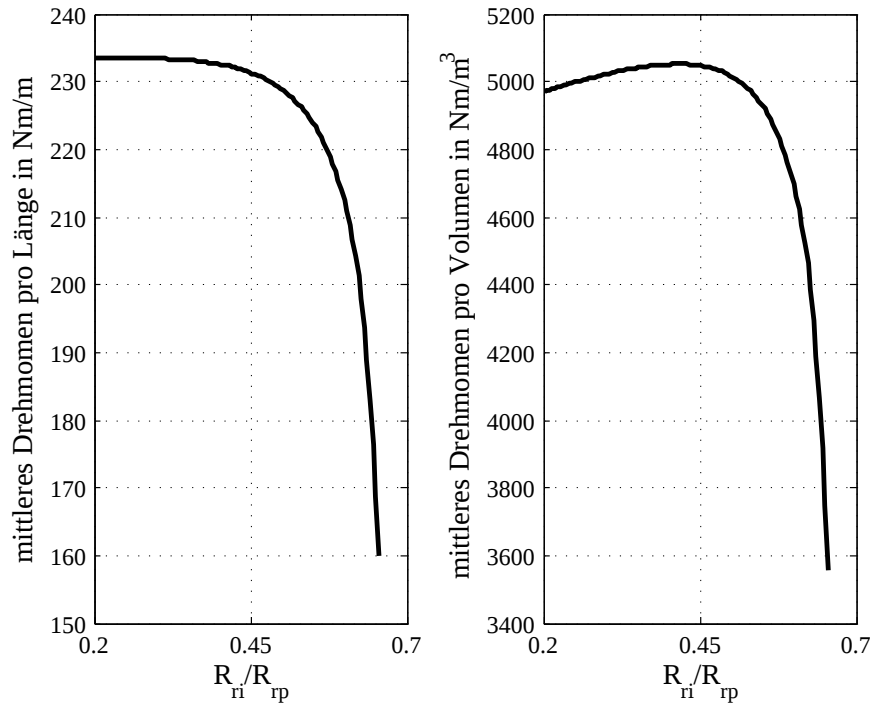


Abbildung 2.19: Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Verhältnis R_{ri} zu R_{rp}

Kapitel 2.7.1 festgelegten Polwinkeln erstellt. Das mittlere Drehmoment pro Länge ist bei kleinem R_{ri}/R_{rp} mit 217.9 Nm/m annähernd konstant und fällt dann stark ab. Das mittlere Drehmoment pro Volumen weist ein Maximum von 5052.9 Nm/m³ bei $R_{ri}/R_{rp} = 0.415$ auf und sinkt ebenfalls bei hohen Werten von R_{ri}/R_{rp} .

Da die Polflanken parallel verlaufen, wird der Polfußwinkel bei kleiner werdendem Wellenradius immer größer und damit der Bereich zwischen den Polen kleiner, wodurch die niedrige Induktivität im Bereich der Polzwischenstellung nicht mehr zur Drehmomentgenerierung genutzt werden kann. Aus diesem Grund bleibt das mittlere Drehmoment pro Länge bei kleinem Wellenradius konstant. Da das Rotorvolumen aufgrund der großen Polhöhe steigt, sinkt das mittlere Drehmoment pro Volumen.

Vergrößert man den Wellenradius, wird die Polhöhe h_{rp} immer kleiner und das Verhältnis von überdeckter zu nichtüberdeckter Induktivität wird immer kleiner, wodurch das Drehmoment sinkt.

Gewählt wurde $R_{ri}/R_{rp} = 0.58$, womit das mittlere Drehmoment pro Länge 217.9 Nm und das mittlere Drehmoment pro Volumen 4810.9 Nm/m³ beträgt. Dies stellt einen Kompromiss aus Maximierung des Drehmoments und der Effizienz sowie der Anforderung einer möglichst steifen Welle dar.

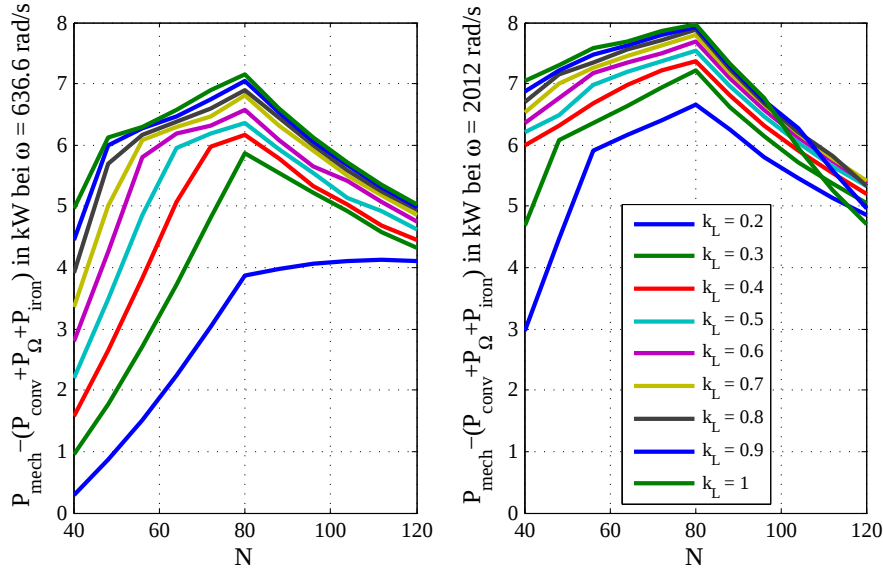


Abbildung 2.20: Maximale Leistung als Funktion der Windungszahl bei unterschiedlichen Maschinenlängen und Winkelgeschwindigkeiten

2.7.3 Wahl der Länge und Einfluss der Windungszahl

Bei unendlich hoher Konverterleistung gilt für die Leistung näherungsweise die Proportionalität zur Länge und zum Quadrat des Bohrungsdurchmessers

$$P \propto (2 \cdot R_{sp})^2 L \quad . \quad (2.47)$$

Damit ist die Maschinenlänge eine essenzielle Größe bei der Maschinendimensionierung. Da auch die Induktivität und damit die induzierte Spannung von der Länge abhängig sind, ist die erzielbare Ausgangsleistung bei gegebener Konverterleistung nicht proportional zur Länge. Die maximale Ausgangsleistung bei einer bestimmten Länge muss daher durch Simulation bei verschiedenen Ein- und Ausschwinkeln bestimmt werden. Im Folgenden wird nur der Motorbetrieb betrachtet. Die Länge wird so angepasst, dass die mechanische Leistung unter Abzug aller Verluste der Nennleistung mit Regelreserve entspricht. Abbildung 2.20 zeigt die Leistung bei der unteren und oberen Betriebsdrehzahl als Funktion der Windungszahl bei verschiedenen Maschinenlängen. Der Faktor k_L ist dabei wie folgt definiert

$$k_L = \frac{L}{2R_{rp}} \quad . \quad (2.48)$$

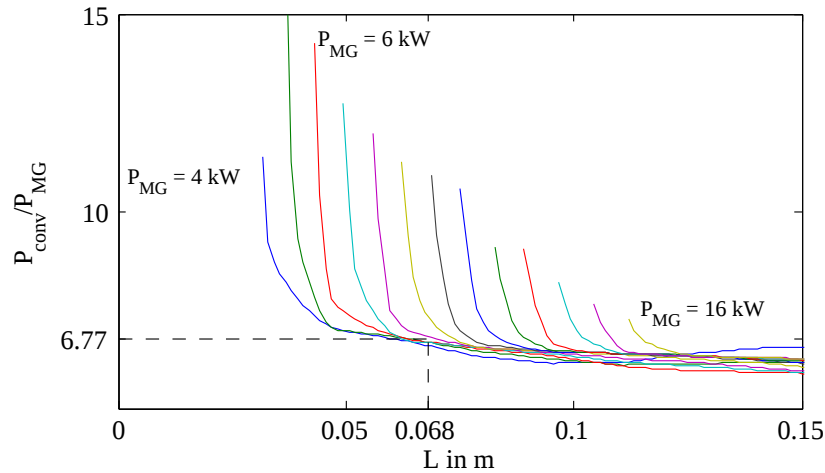


Abbildung 2.21: Verhältnis von Konverterleistung zur Motorausgangsleistung als Funktion der Maschinenlänge bei verschiedenen Motorausgangsleistungen bei $\omega = 650 \text{ rad/s}$

Die Windungszahl wurde so festgelegt, dass beim maximal zulässigen Strom von 20 A eine Flussdichte von 2 T erreicht wird, wodurch sich $N = 80$ Windungen ergeben. Aus diesen beiden Beschränkungen erklärt sich, dass die maximale Leistung in Abbildung 2.20 bei genau dieser Windungszahl auftritt. Wird die Windungszahl erhöht, muss der Maximalstrom gesenkt werden, da andernfalls die Durchflutung und damit auch die Flussdichte steigt und 2 T überschreitet. Wird die Anzahl der Windungen reduziert, sinkt die Durchflutung, da der Maximalstrom beschränkt ist. Beide Fälle resultieren in einer Reduktion der Ausgangsleistung.

Gewählt wurde $k_L = 0.43$ bei $N = 80$ und damit eine Länge von $L = 68 \text{ mm}$. Die maximale Leistung beträgt bei minimaler Betriebsdrehzahl 6 kW und bei maximaler 7.4 kW, was einer Regelreserve von 20% entspricht. Nach [89] ist $0.25 < k_L < 0.70$ üblich.

In den vorangegangenen Betrachtungen wurde immer der in Kapitel 2.3 beschriebene Konverter verwendet, der mit einer Zwischenkreisspannung von 350 V betrieben wird. Die Auswirkungen einer Veränderung der Zwischenkreisspannung und damit der Eingangsleistung soll Abbildung 2.21 veranschaulichen. Dargestellt ist das Verhältnis von Konverterleistung zur Motorausgangsleistung bei jeweils vorgegebener Ausgangsleistung als Funktion der Länge L bei der unteren Betriebsdrehzahl. Wird genügend Konverterleistung bereitgestellt, wird das gesamte Drehmoment der Maschine genutzt und es ergibt sich eine vertikale Asymptote. Mit den gewählten Beschränkungen lässt sich die Ausgangsleistung nicht steigern. Die horizontale Asymptote liegt bei 5.94, d.h., es muss mindestens die beinahe sechsfache Konverterleistung bereitgestellt werden, um die geforderte Ausgangsleistung zu

Tabelle 2.4: Abmessungen der verwendeten SRM

	Wert		Wert
P_s	6	R_{sp}	80 mm
P_r	4	h_{sy}	35.5 mm
β_r	38°	R_{so}	139.7 mm
β_s	37°	w_{sp}	50.8 mm
R_{ri}	45.9 mm	h_c	11.8 mm
h_{rp}	7.7 mm	w_c	18.8 mm
R_{rp}	79 mm	w_{cs}	1 mm
h_{ry}	25.4 mm	L	68 mm
w_{rp}	51.4 mm	g	1 mm
h_{sp}	24.1 mm	N	80

erreichen. Je länger die Maschine ist, desto mehr wird die zur Verfügung stehende Konverterleistung genutzt.

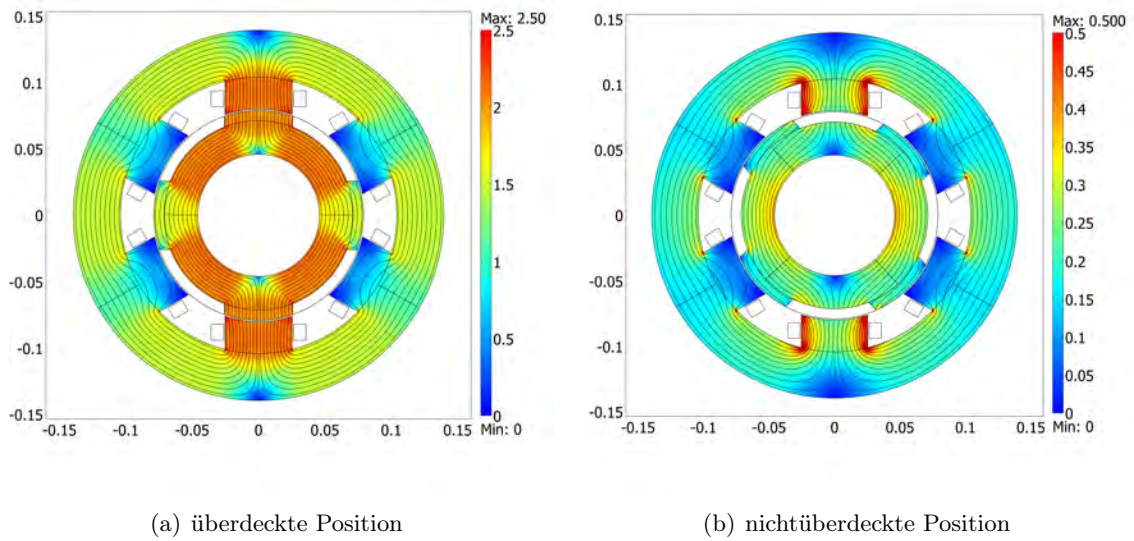
Mit den Parametern aus Tabelle 2.3 und den in diesem Kapitel erläuterten Auslegungskriterien ergeben sich die in Tabelle 2.4 zusammengefassten Maschinendaten.

2.8 Quasistatische Kennfelder der optimierten SRM

In diesem Kapitel sollen die wichtigsten Kenngrößen der Maschine dargestellt und erläutert, deren Auswirkungen auf den Betrieb sowie deren Abhängigkeiten diskutiert werden. Insbesondere für die in Kapitel 2.10 beschriebene Regelung sind die im Folgenden angeführten Eigenschaften wichtig.

In Abbildung 2.22 ist als Ergebnis der FE-Analyse exemplarisch die SRM in überdeckter- und in nichtüberdeckter Position dargestellt. Dabei wurden das Spulenpaar A jeweils mit 20 A bestromt und der Rotor befindet sich in der geometrischen Mittellage. Bei $\theta = 0^\circ$ ist die Flussdichte im Statorpol im Mittel 2 T. In nichtüberdeckter Position bildet sich der Fluss vorwiegend in den Randbereichen des Pols aus.

Für das elektrische Verhalten der Maschine ist die Flussverkettung ausschlaggebend. Deren Verlauf über dem Strom bei verschiedenen Drehwinkeln bei zentrischer Rotorposition für die beschriebene Maschine zeigt Abbildung 2.23(a). In nichtüberdeckter Lage ist die Flussverkettung am niedrigsten. Ausschlaggebend ist der große Luftspalt, wodurch der Fluss linear mit dem Strom ansteigt. Nähert sich der Rotorpol dem Statorpol, steigt der verkettete Fluss an und die Steigung nimmt mit höherem Strom aufgrund der Sättigung des weichmagnetischen Materials ab. Überdecken sich Rotor- und Statorpol, wird ψ maximal und die Reluktanz weist ein Minimum auf. Für diese Winkellage wirkt sich die Sättigung am

Abbildung 2.22: FE-Modell der Maschine mit Contourplot der Flussdichte B in T

stärksten aus und die Kurve flacht mit steigendem Strom immer mehr ab. Da die Auslegung unter Berücksichtigung einer maximalen Flussdichte von 2 T durchgeführt wurde, ist die Kurvenschar im Bereich von 0 A bis 20 A annähernd linear.

Abbildung 2.23(b) zeigt die Induktivität der SRM bei zentrischer Rotorposition und gleicher Bestromung. Aufgrund des minimalen Luftspalts bei der Polüberdeckung ist die Induktivität an dieser Stelle maximal. Bei linearem Materialverhalten ist diese nur von der Geometrie und damit von der Rotorstellung abhängig. Erst im Bereich der Materialsättigung sinkt die Induktivität mit steigendem Strom. Eine weitere für das Verhalten der Maschine wichtige Größe ist die Ableitung der Induktivität, dargestellt in Abbildung 2.23(c). Wie aus Gl. (2.13) ersichtlich ist diese proportional zum Drehmoment.

Das Drehmoment, dargestellt in Abbildung 2.23(d), ist bei 0° gleich null, da sich gerade ein Rotorpol mit dem bestromten Statorpol in Überdeckung befindet. An diesem Punkt ist die Induktivität der Spule maximal und deren Ableitung entsprechend null. Dreht sich der Rotor weiter, sinkt die Induktivität ab, was einem negativen Drehmoment entspricht. Bei 45° befindet sich der Statorpol zwischen zwei Rotorpolen und die Induktivität wird minimal, wodurch das Drehmoment wieder einen Nulldurchgang aufweist. Durch die Annäherung des nächsten Rotorpols wird der Luftspalt kleiner und die Induktivität steigt wieder an und führt zu einem positiven Drehmoment.

Für die dynamische Simulation muss die Kennlinie des verketteten Flusses $\psi_1(\theta, I_1, I_2, u, v)$ in eine Stromkennlinie $I_1(\theta, \psi_1, I_2, u, v)$ umgerechnet werden. Diese

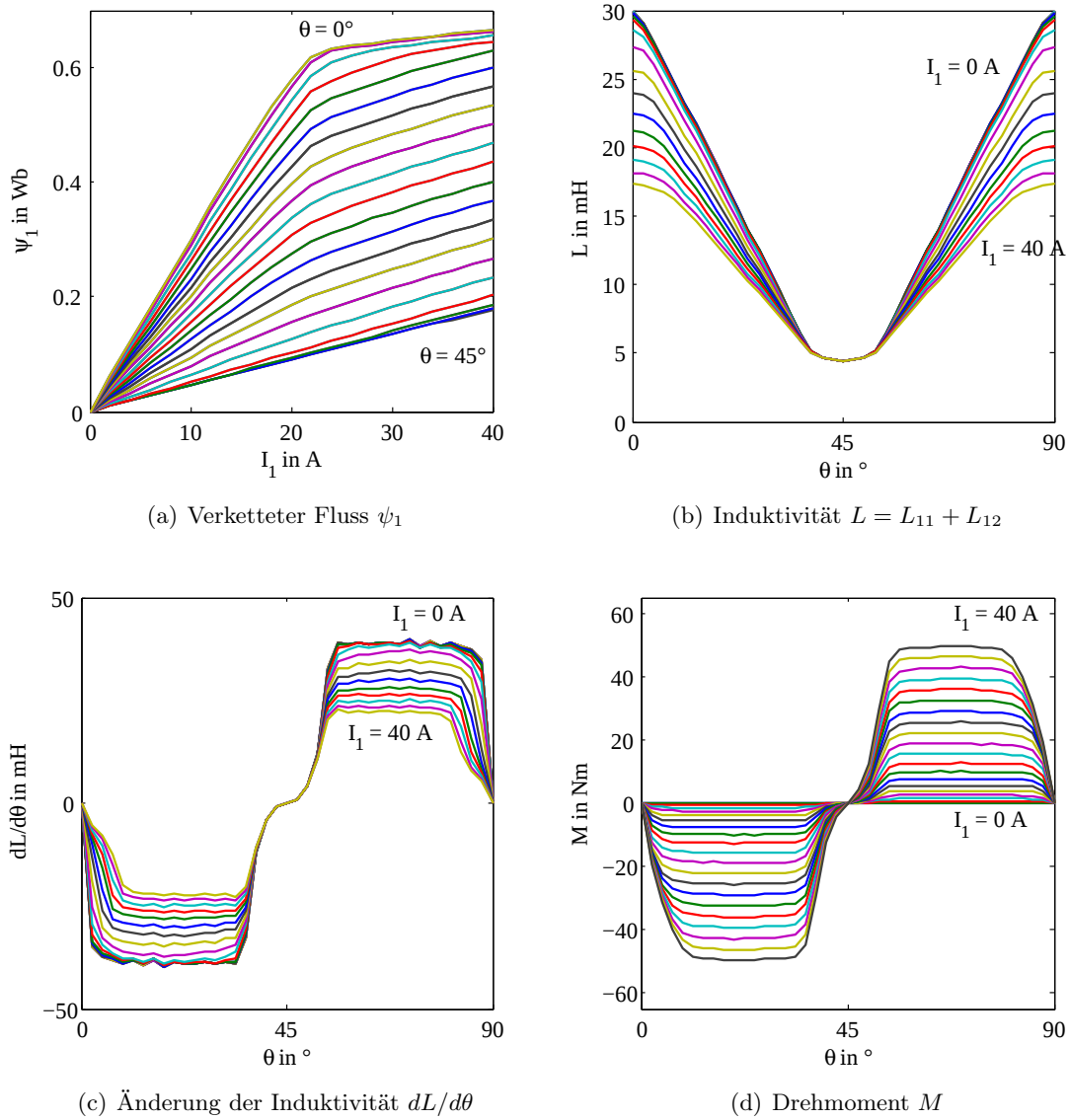


Abbildung 2.23: Kennfelder der SRM in Abhängigkeit von Strom $I_1 = I_2$ und Drehwinkel θ

ist exemplarisch für $I_1 = I_2$ und $u = v = 0$ mm in Abbildung 2.24 dargestellt.

Bewegt sich der Läufer außermittig, ändert sich das Verhalten der Maschine. Eine negative Verschiebung v bewirkt, dass der Luftspalt am Pol A1 größer wird, wodurch die Induktivität kleiner wird (siehe Abbildung 2.25). Damit verbunden ist auch eine geringere Änderung der Induktivität und somit der gegen elektromotorischen Kraft, womit ein schnellerer Stromanstieg und eine einfachere Stromregelung möglich ist. Dieser Effekt kann zur Kompensation von Unwuchtkräften genutzt werden, siehe Kapitel 2.10.3.

Die generierten Kräfte in vertikaler Richtung F_y als Funktion des Drehwinkels bei ver-

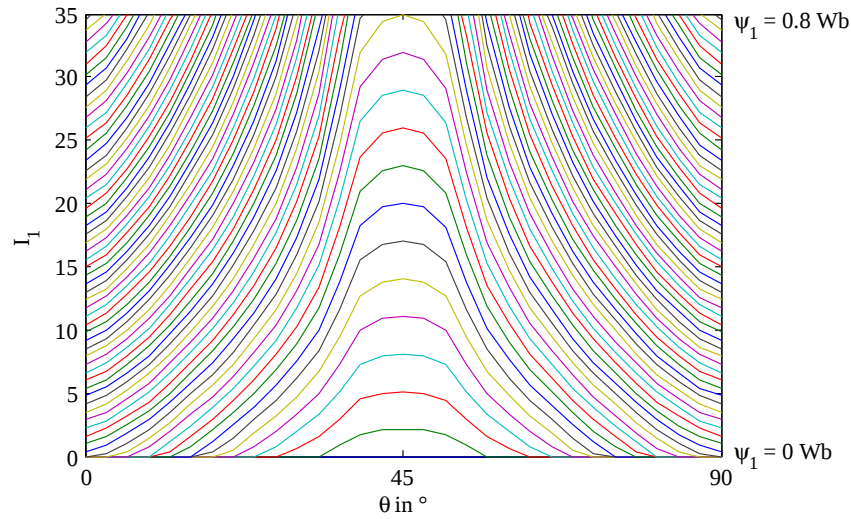


Abbildung 2.24: Stromkennlinie einer Spule als Funktion des Winkels bei verschiedenen Werten des verketteten Flusses

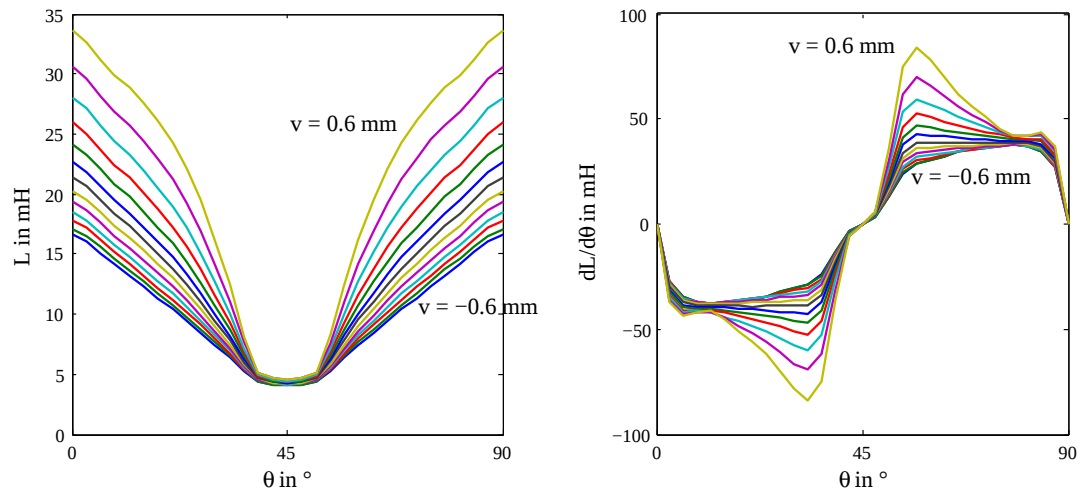
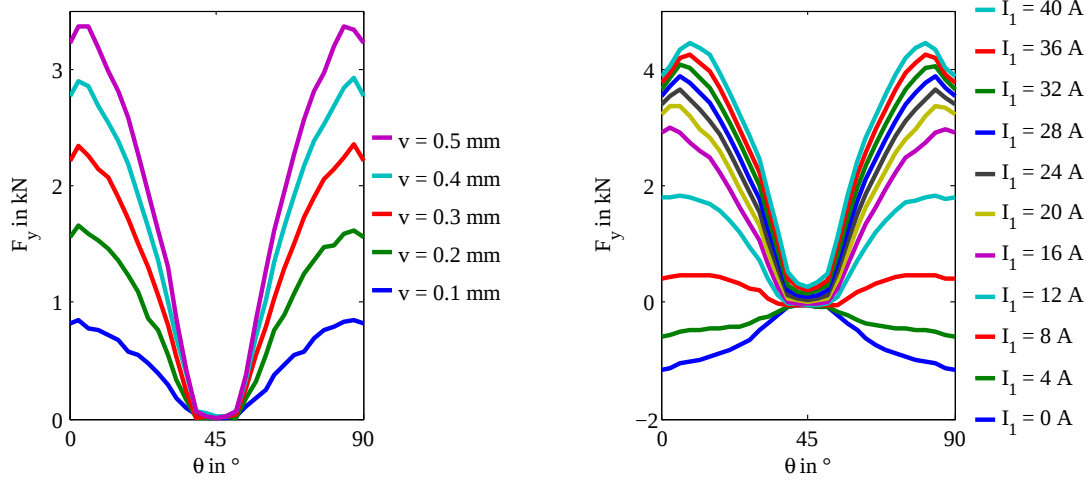


Abbildung 2.25: Induktivität und Änderung der Induktivität als Funktion des Winkels θ bei verschiedenen Auslenkungen in y -Richtung

schiedenen Werten für die Verschiebung v sind in Abbildung 2.26(a) dargestellt. Dabei wurde in beiden Spulen der gleiche Erregerstrom von $I_1 = I_2 = 20$ A eingeprägt. Bei höheren Werten von v ist der Einfluss der Materialsättigung klar ersichtlich.

Abbildung 2.26(b) zeigt die wirkenden Kräfte in y -Richtung bei verschiedenen Bestromungen. Es ist zu erkennen, dass bei jeder Winkelstellung ein Strom I_1 existiert, bei dem die generierten Kräfte in y -Richtung zu null werden. Im vorliegenden Beispiel liegt der Wert für I_1 zwischen 4 A und 8 A. Die Abhängigkeit von der Horizontalverschiebung ist



(a) F_y bei verschiedenen y -Auslenkungen v , $u = 0$ mm und einer Bestromung von $I_1 = I_2 = 20$ A als Funktion von θ

(b) F_y bei $u = 0$ mm, $v = 0.5$ mm und $I_2 = 20$ A bei verschiedenen Werten für I_1 als Funktion von θ

Abbildung 2.26: Kraft in y -Richtung bei verschiedenen Bestromungen und Rotorpositionen

wesentlich geringer und daher nicht dargestellt.

Die Auswirkung einer Exzentrizität auf die Flussverkettung als auch auf die induktive Kopplung der einzelnen Stränge wird beispielsweise in [149] untersucht, wobei ein 3D-Finite-Elemente Modell verwendet wurde.

2.9 Bestimmung von Ein- und Ausschaltwinkel sowie der Sollstromvorgabe

Die Wahl von Ein- und Ausschaltwinkel ist von großer Bedeutung für die Effizienz der Maschine. Aufgrund der Spuleninduktivität ist der Stromanstieg mit einer bestimmten Zeitspanne verbunden. Bei geringen Drehzahlen ist der nötige Winkelbereich zur Stromregelung sehr klein. Daher ist es ausreichend, wenn der Einschaltwinkel im Bereich von 45° und der Ausschaltwinkel kurz vor 90° gewählt wird, um ein positives Drehmoment zu generieren. Mit steigender Drehzahl nimmt auch die nötige Winkelspanne beim Einschalten zu (siehe Abbildung 2.15). Daher wird der Sollstrom im Bereich des maximalen Drehmoments nicht erreicht, wodurch nur eine geringe Leistung erzielt wird und der Wirkungsgrad klein ist. Beginnt die Kommutierung bereits früher, wird zwar kurzzeitig ein negatives Drehmoment erzeugt, jedoch ist der Sollstrom im Bereich des maximalen Drehmoments verfügbar. Die Abschaltung muss ebenfalls früher beginnen,

um das Generieren eines negativen Moments nach der Polüberdeckung zu vermeiden. Bei hohen Drehzahlen kann es bei entsprechend hohem Sollstrom dazu kommen, dass der Strom innerhalb des Winkelbereichs $2\pi/P_r$ eines Rotorpols immer größer null ist, da die benötigte Winkelspanne für den Stromabfall zu groß ist. Außerdem steigt die induzierte Spannung mit der Drehzahl, wodurch der Strom nicht mehr ausreichend geregelt werden kann.

Zur Bestimmung der optimalen Schaltwinkel können verschiedene Kriterien herangezogen werden. Einfache Beziehungen ohne Berücksichtigung der Effizienz sind z.B. in [104] zu finden. In [137] wird das mittlere Drehmoment bezogen auf den Effektivwert des Stroms verwendet, da dieser proportional zu den Stromwärmeverlusten ist. Da jedoch die Konverterverluste nicht nur aus den Stromwärmeverlusten, sondern auch aus den Schaltverlusten der Leistungshalbleiter bestehen, ist dieses Kriterium nicht geeignet, um die Effizienz der Maschine zu verbessern. Der Sollstrom wird durch einen Winkelgeschwindigkeitsregler vorgegeben und der Ausschaltwinkel über eine analytische Funktion von Sollstrom und Winkelgeschwindigkeit berechnet. Der Einschaltwinkel wird über einen eigenen Regler angepasst, der den Winkelabstand zwischen dem maximalen vorliegenden Strom und der Position des maximalen Drehmoments minimiert. In [86] werden, bei Abweichung von der Solldrehzahl, die Betriebsparameter durch analytische Beziehungen vorgegeben. Ist ein stationärer Zustand erreicht, wird der Einschaltwinkel so geregelt, dass der Sollstrom, der notwendig ist um die geforderte Leistung bereitzustellen, minimiert wird. Da die Verlustleistung großteils vom Strom abhängt, wird somit eine hohe Effizienz erreicht. In [151] wird auch die Anzahl der Schaltvorgänge in den Bauteilen der Leistungsverstärker in die Optimierung miteinbezogen. Allerdings wird ein Hystereseregler verwendet und die Methode ist nicht direkt auf eine PWM-Ansteuerung übertragbar. In [144] wird eine Low-Speed-SRM hinsichtlich dem Verhältnis von Drehmoment zu Strom optimiert. Die offline ermittelten Werte werden dann in der Regelung als Kennfeld verwendet. Allerdings ist das der Optimierung zugrundeliegende Modell sehr vereinfacht, weswegen insbesondere der Ausschaltwinkel, im Betrieb nachgeregelt werden muss.

Mit der im Folgenden beschriebenen Methode zur Optimierung der Betriebsparameter, Sollstrom sowie Ein- und Ausschaltwinkel, sollen Parametersätze ermittelt werden, die dann als Kennfelder in den Reglereinheiten implementiert werden. Ziel ist es, dass im Betrieb keine Anpassung dieser Werte geschehen muss, wodurch der Rechenbedarf sinkt. Zu diesem Zweck soll das in Abbildung 2.13 dargestellte SIMULINK-Modell verwendet werden,

um die nichtlineare Charakteristik der Maschine berücksichtigen zu können. Dabei muss darauf geachtet werden, dass die automatische Auswertung der Simulationsergebnisse eine leichte Streuung aufweist und somit die Konvergenzeigenschaften von Optimierungsalgorithmen sehr schlecht sind. Des Weiteren ist der Rechenbedarf erheblich höher als bei analytischen Methoden.

Der Wirkungsgrad sei für Motor- und Generatorbetrieb wie folgt definiert

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\bar{P}_{mech} - \bar{P}_{iron}}{\bar{P}_{mech} + \bar{P}_{\Omega} + \bar{P}_{conv}} & \text{für } P_{cmd} > 0 \quad , \\ \eta &= \frac{\bar{P}_{mech} + \bar{P}_{\Omega} + \bar{P}_{conv} + \bar{P}_{iron}}{\bar{P}_{mech} + \bar{P}_{iron}} & \text{für } P_{cmd} < 0 \quad . \end{aligned} \quad (2.49)$$

Das Optimierungsproblem besteht aus der Zielfunktion den Wirkungsgrad zu maximieren unter der Nebenbedingung, dass die an der Welle wirkende Leistung für Motorbetrieb bzw. die in den Zwischenkreis eingespeiste Leistung im Generatorbetrieb mit einer gewissen Toleranz P_s der Sollleistung entspricht. Eine weitere Nebenbedingung ist, dass der maximal auftretende Strom I_{max} kleiner ist als der maximal zulässige Konverterstrom $I_{max,ult}$

$$\begin{aligned} & \min_{I_{cmd}, (\theta_{off}-\theta_{on}), \theta_{on}} \{-\eta\} \\ \text{s.t.: } & P_{cmd} - P_s < \bar{P}_{mech} - \bar{P}_{iron} < P_{cmd} + P_s & \text{für } P_{cmd} > 0 \\ & P_{cmd} - P_s < \bar{P}_{mech} + \bar{P}_{\Omega} + \bar{P}_{conv} + \bar{P}_{iron} < P_{cmd} + P_s & \text{für } P_{cmd} < 0 \\ & I_{max} < I_{max,ult} \quad . \end{aligned} \quad (2.50)$$

Da der Ausschaltwinkel bei gegebener Leistung stark vom Einschaltwinkel abhängt, ist es zweckmäßig, nicht den Ausschaltwinkel, sondern den Einschaltwinkelbereich als Optimierungsvariable zu verwenden.

Wie oben angeführt, werden Leistung und Verluste mittels Simulation ermittelt. Da dies die Konvergenz von Optimierungsalgorithmen wesentlich verschlechtert, wurde ein Multistart-Verfahren mit einem Interior-Point-Algorithmus verwendet. Bei diesem werden die Startwerte variiert, um ein globales Optimum zu finden. Die Ergebnisse der Optimierung sind in Abbildung 2.27 für einen Leistungsbereich von 0 W bis 5.5 kW und einer Winkelgeschwindigkeit von 636 rad/s bis 2012 rad/s dargestellt. Zu erkennen ist, dass die optimierten Werte keinen glatten Verlauf aufweisen, was auf den hohen numerischen Einsatz zurückzuführen ist. Daher werden die Kurven für die Implementierung in den Reglereinheiten interpoliert. Dies verringert den Rechenbedarf, da im Betrieb nur eine Funktion

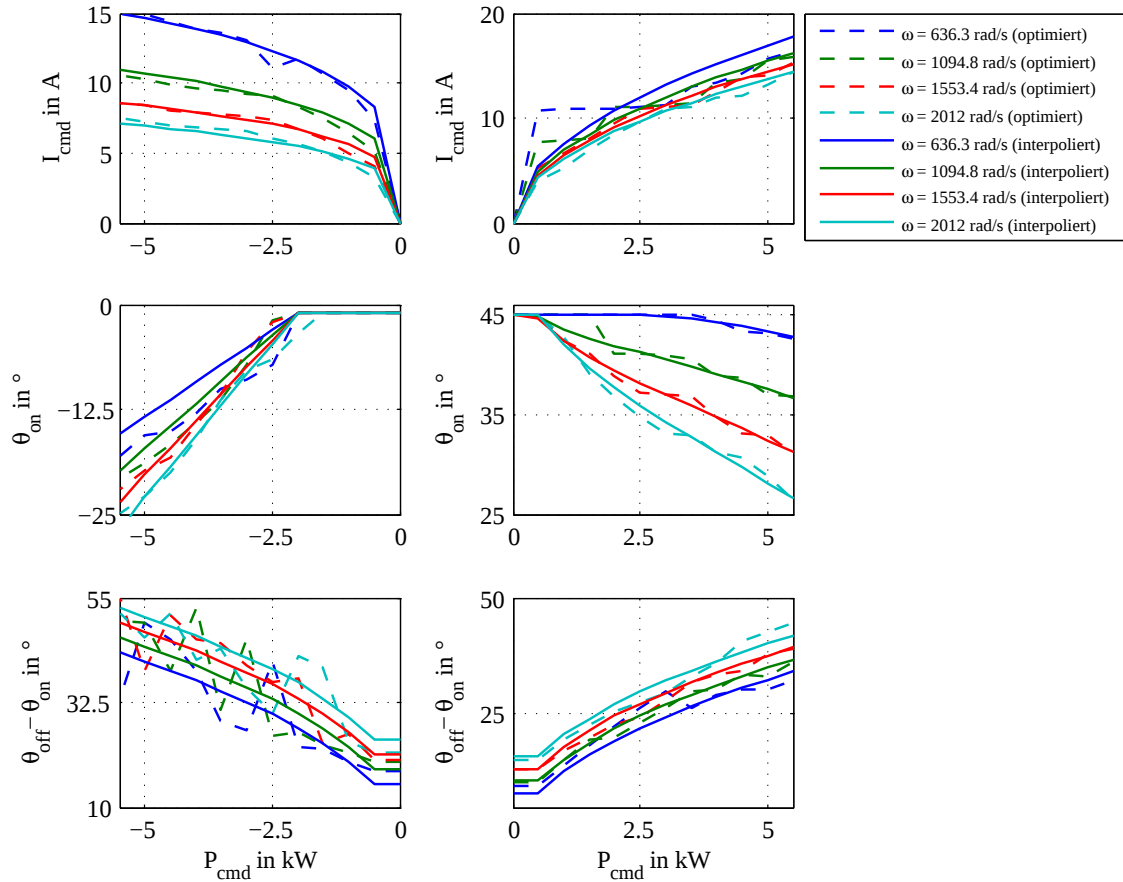


Abbildung 2.27: Optimierte und interpolierte Betriebsparameter für einen Leistungsbe- reich von 0 W bis 5.5 kW und einer Winkelgeschwindigkeit von 636 rad/s bis 2012 rad/s

ausgewertet und keine Interpolation durchgeführt werden muss bzw. die Funktionen auch im Vorhinein ausgewertet und in diskreten Schritten in einer Echtzeitanwendung imple- mentiert werden können.

Der in Abbildung 2.27 dargestellte Sollstrom I_{cmd} für Motor- und Generatorbetrieb lässt sich interpoliert anschreiben als

$$\begin{aligned}
 I_{cmd}(P_{cmd}, \omega) &= 1.3619 \sqrt{\frac{P_{cmd}}{\sqrt{\omega + 410}}} & \text{für } P_{cmd} \geq 0 \\
 I_{cmd}(P_{cmd}, \omega) &= 2134.2 \frac{\sqrt[4]{|P_{cmd}|}}{\omega + 580} & \text{für } P_{cmd} < 0
 \end{aligned} \quad (2.51)$$

Der Sollstrom wird aufgrund des quadratischen Zusammenhangs von Strom und Dreh- moment hauptsächlich von der Quadratwurzel der Leistung bestimmt. Auffällig ist, dass der Sollstrom im Generatorbetrieb im Allgemeinen kleiner ist als im Motorbetrieb. Dies führt dazu, dass der Wirkungsgrad im Generatorbetrieb höher liegt als im Motorbetrieb.

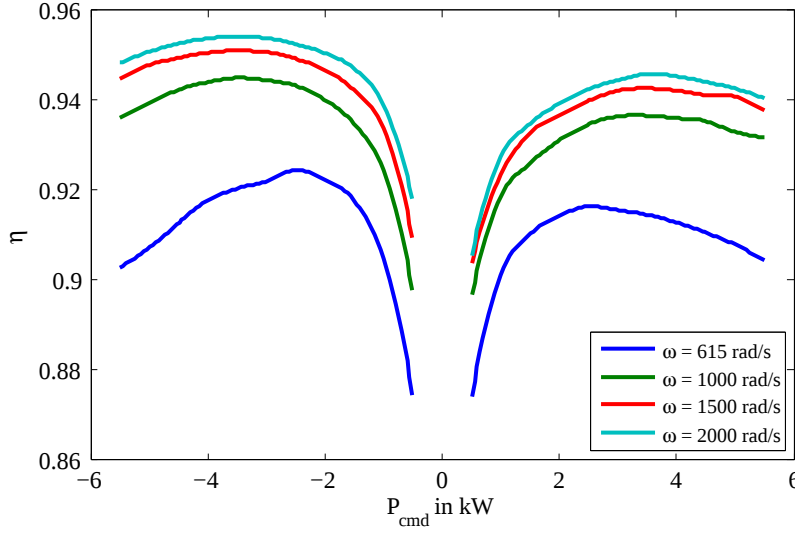


Abbildung 2.28: Wirkungsgrad als Funktion der Ausgangsleistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten

Abbildung 2.28 zeigt den Wirkungsgrad als Funktion der Leistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten und veranschaulicht diesen Zusammenhang. Der Wirkungsgrad steigt nicht monoton mit der Leistung, sondern weist ein Maximum auf, weswegen auch eine ungleichmäßige Aufteilung der Sollleistung zwischen den beiden Maschinen zur Gesamtwirkungsgradmaximierung zweckmäßig ist (siehe [129]). Im Gegensatz dazu steigt der Wirkungsgrad monoton mit der Drehzahl. Die Interpolation des Einschaltwinkels als Funktion der Winkelgeschwindigkeit und der Leistung erfolgt mittels folgender Funktion

$$\begin{aligned}
 \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) &= 47.03 + 2.41 \cdot 10^{-3} P_{cmd} - 0.25 \cdot 10^{-6} P_{cmd}^2 + 10^{-11} P_{cmd}^2 \omega + \dots \\
 &\quad \dots + 1.8 \cdot 10^{-6} \omega^2 - 2.29 \cdot 10^{-4} \sqrt{P_{cmd}} \omega \quad \text{für } 500 < P_{cmd} \\
 \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) &= 45 \quad \text{für } 0 < P_{cmd} \leq 500 \\
 \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) &= -1 \quad \text{für } -2000 < P_{cmd} \leq 0 \\
 \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) &= -1 + 1.63 \cdot 10^{-4} (P_{cmd} + 2000) \sqrt{\omega} \quad \text{für } P_{cmd} < -2000
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

und die Interpolation des Ausschaltwinkels mit

$$\begin{aligned}
 \theta_{off}(P_{cmd}, \omega) &= \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) - 6.77 + 5.67 \cdot 10^{-3} \omega + 0.5 \sqrt{P_{cmd}} \quad \text{für } P_{cmd} > 0 \\
 \theta_{off}(P_{cmd}, \omega) &= 3.3 + 7 \cdot 10^{-3} \omega \quad \text{für } P_{cmd} = 0 \\
 \theta_{off}(P_{cmd}, \omega) &= \theta_{on}(P_{cmd}, \omega) - 1.91 + 7 \cdot 10^{-3} \omega + 0.55 \sqrt{|P_{cmd}|} \quad \text{für } P_{cmd} < 0.
 \end{aligned} \tag{2.53}$$

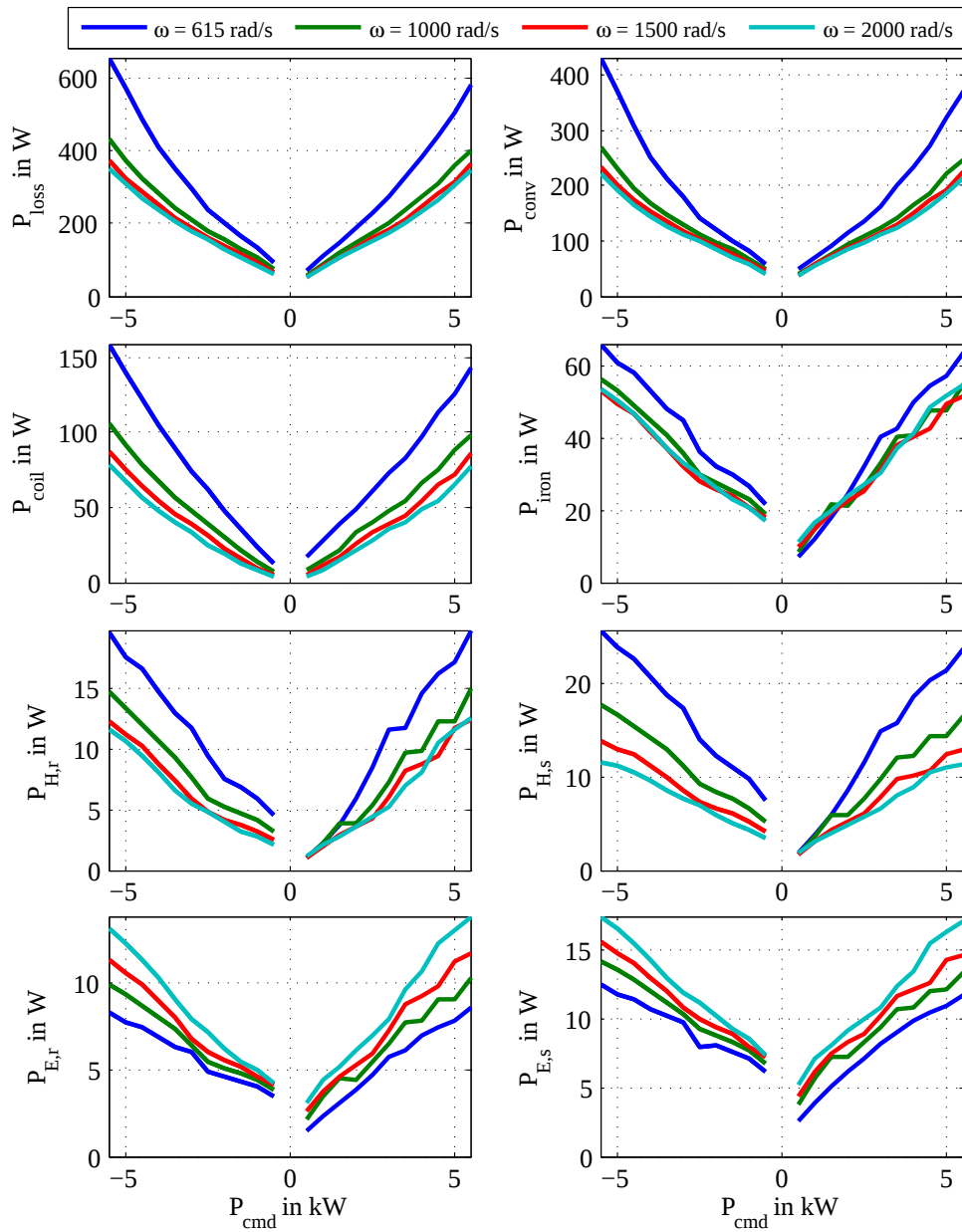


Abbildung 2.29: Verluste als Funktion der Ausgangsleistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten

Wie in Kapitel 2.10.2 angeführt, wird die elektrische Maschine bei geringen Leistungen ausgeschaltet. Die Definition von Ein- und Ausschaltwinkel ist aufgrund der Möglichkeit des lagernden Betriebsmodus auch in diesem Bereich notwendig.

Die mit oben angeführten Betriebsparametern ermittelten Verluste als Funktion der Leistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten sind in Abbildung 2.29 dargestellt. Den größten Anteil an den Verlusten stellen die Verluste in den Konvertern dar. Daher

entspricht die Maximierung des Wirkungsgrads in guter Näherung der Minimierung des Effektivwerts des Stroms. Sowohl Konverter- als auch die Stromwärmeverluste steigen mit der Sollleistung und sinken mit der Drehzahl. Dies liegt daran, dass bei höherer Drehzahl ein geringeres Drehmoment benötigt wird und damit der nötige Strom sinkt. Vergleichsweise gering sind die auftretenden Eisenverluste. Die Hystereseverluste im Stator und Rotor, $P_{H,s}$ bzw. $P_{H,r}$, sinken ebenfalls mit steigender Drehzahl, da mit geringerem Strom die Flussdichte kleiner ist. Im Gegensatz dazu steigen die Wirbelstromverluste $P_{E,s}$ und $P_{E,r}$ mit der Drehzahl, da die Frequenz quadratisch einfließt. Ein bei der Kommutierung nachteiliger Effekt erweist sich hier als Vorteil. Aufgrund der mit der Drehzahl steigenden induzierten Spannung müssen Ein- und Ausschalwinkel verändert werden, um ein gewünschtes Drehmoment zu erzeugen. Die induzierte Spannung sorgt jedoch dafür, dass der rechteckförmige Sollstromverlauf nicht erreicht werden kann, wodurch der Stromverlauf geringere höhere Harmonische enthält und damit die Wirbelstromverluste sinken.

Die Erwärmung des Gesamtsystems aufgrund der hier ermittelten Verluste wird in Kapitel 2.15 behandelt.

2.10 Regelung

Das Grundkonzept der Regelung wurde bereits in Kapitel 1.2.1 beschrieben. Vorgesehen sind zwei identische Motor-/Generatoreinheiten jeweils an einem Wellenende des Rotors. Jede Maschine weist sechs Spulen auf, von denen je zwei gegenüberliegende zu einer Phase gehören. Je zwei Stränge der unteren und der oberen Maschine versorgen einen Zwischenkreis, der durch eine Zwischenkreisspannungsregelung auf Nennspannung gehalten wird.

Die einzuprägende Spannung wird durch einen Stromregler und je nach Betriebsmodus auch von einer Kraftkompensation bestimmt.

Die Aufteilung in zwei identische Maschinen ermöglicht einen lagernden Betrieb, der, wie auch der Zwischenkreisspannungsregler, auf die Sollstromvorgabe einwirkt. Da zwischen den einzelnen Reglereinheiten keine Kommunikation vorgesehen ist, kann hier kein integraler Regelanteil verwendet werden.

Die Bestromung der Maschine erfolgt mit den in Kapitel 2.9 optimierten Betriebsparametern. Die Kommutierung wurde bereits in Gl. (2.37) beschrieben.

2.10.1 Stromregelung

Die unterste hierarchische Stufe der Maschinenregelung bildet der Stromregler. Dieser berechnet aus der Abweichung des Stroms von dessen Sollwert eine Stellgröße in Form einer normierten Spannung d . Insbesondere bei hohen Drehzahlen sowie im kräftekompensieren-

den und lagernden Betriebsmodus ist eine hohe Reglerfrequenz notwendig, weswegen ein einfacher Regelalgorithmus wichtig ist, um die Rechenzeit gering zu halten. Üblicherweise wird die Stromregelung mittels P- oder PI-Reglern realisiert. Der Stromanstieg wird durch das Induktionsgesetz aus Gl. (2.38)

$$U = RI + \frac{d\psi}{dt} = RI + L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{d\theta} \omega$$

beschrieben. Vernachlässigt man den ohmschen Widerstand und führt die Laplace-Transformation durch, lautet die Übertragungsfunktion der Strecke nach kurzer Umformung

$$G_{p,I}(s) = \frac{I}{U - I \frac{dL}{d\theta} \omega} = \frac{1}{Ls} \quad . \quad (2.54)$$

Durch eine Vorschaltung der induzierten Spannung $I \frac{dL}{d\theta} \omega$ entspricht die Strecke einem Integrator mit dem Kehrwert der Induktivität als statische Verstärkung. Wie aus Abbildung 2.23(b) ersichtlich, ändert sich diese stark mit dem Drehwinkel, weswegen sich eine adaptive Regelverstärkung anbietet. Durch Multiplikation des P-Anteils mit der Induktivität lässt sich der Regelkreis linearisieren. Damit ergibt sich folgendes Regelgesetz für die normierte Spannung der beiden Spulen mit Vorschaltung der induzierten Spannung

$$d_{1,2} = \frac{1}{U_{DC}} \left(K_{P,I} \bar{L}(\theta) e_{I_{1,2}} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} I_{1,2} \omega \right) \quad (2.55)$$

mit dem Stromfehler

$$e_{I_{1,2}} = (I_{1,2,cmd} - I_{1,2}) \quad (2.56)$$

und dem adaptiven Faktor für den P-Anteil zur Kompensation der nichtlinearen Induktivität

$$\bar{L}(\theta) = \frac{L(\theta)}{L(\theta = 0^\circ)} \quad (2.57)$$

sowie dem Regelparameter $K_{P,I}$. Die normierte Induktivität $\bar{L}$ sowie die Ableitung der Induktivität nach dem Winkel sind in Abbildung 2.30 dargestellt. Die Sollstromvorgabe $I_{1,2,cmd}$ wird durch übergeordnete Regler vorgegeben und ist hauptsächlich durch die nötige Leistung bestimmt.

In Simulationen erwies es sich als günstig den Verstärkungsfaktor $K_{P,I}$ mit der Winkelgeschwindigkeit zu variieren, um die Rückwirkung der kaskadierten Regelung zu vermindern.

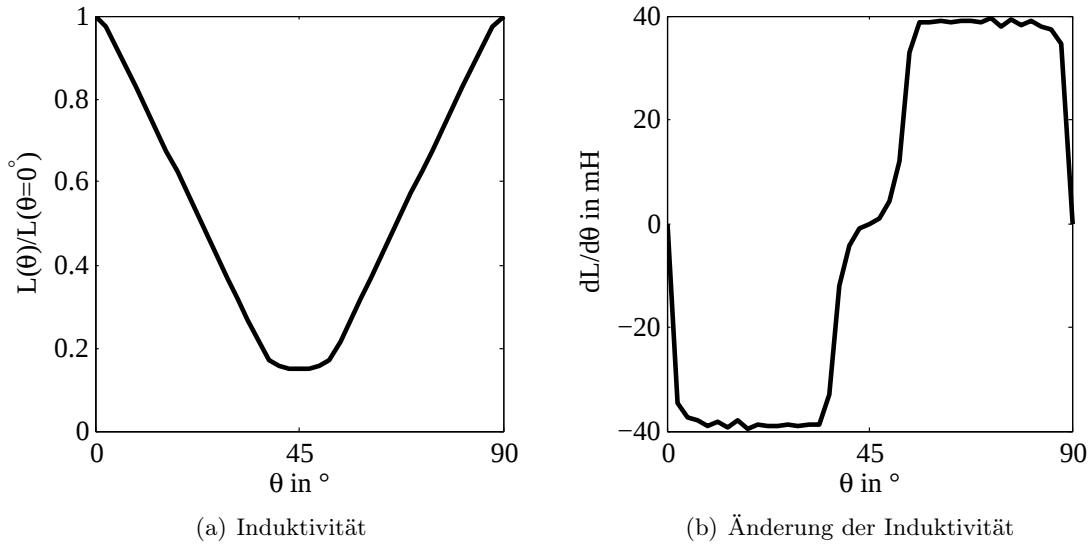


Abbildung 2.30: Normierte Induktivität und Änderung der Induktivität als Funktion des Rotorwinkels

Verwendet wird im Folgenden eine Adaption mit der Winkelgeschwindigkeit der Form

$$K_{P,I} = \frac{K_{P,I}^{min} - K_{P,I}^{max}}{(-\Omega_{max})^n} (\omega - \Omega_{max})^n + K_{P,I}^{max} \quad . \quad (2.58)$$

$K_{P,I}^{min}$ und $K_{P,I}^{max}$ bezeichnen darin die Regelverstärkung bei Stillstand bzw. maximaler Drehzahl. Die Verstärkung im Stillstand wird so groß wie möglich gewählt, jedoch genügend klein, sodass kein Überschwingen bei einem Sollgrößensprung auftritt. Im Gegensatz dazu sollte $K_{P,I}^{max}$ möglichst klein gewählt werden, jedoch groß genug, um die Sollleistung zu erbringen. Wird die Verstärkung bei maximaler Drehzahl allerdings zu groß gewählt, ist z.B. im lagernden Betrieb die Kopplung von Positions- und Zwischenkreisspannungsregelung zu groß, wodurch die Zwischenkreisspannung nicht mehr ausgeregelt werden kann. Durch den Exponenten n kann bei Bedarf die Regelverstärkung im mittleren Drehzahlbereich gehoben werden.

Abbildung 2.31 zeigt die Sprungantwort des Stromregelkreises eines Spulenpaars bei verschiedenen Werten für $K_{P,I}^{min}$. Die Simulation wurde im Stillstand bei einem Rotorwinkel von $\theta = 53^\circ$ durchgeführt. Man erkennt, dass der Strom ab einer Verstärkung von 400 ein Überschwingen aufweist, weswegen $K_{P,I}^{min} = 400$ V/A gewählt wurde. Des Weiteren ist auch ein Stromverlauf mit hohen Werten für die Regelverstärkung gezeigt. Aufgrund der Verzögerung durch die Anti-Aliasing-Filter und die separate Regelung der beiden Ströme

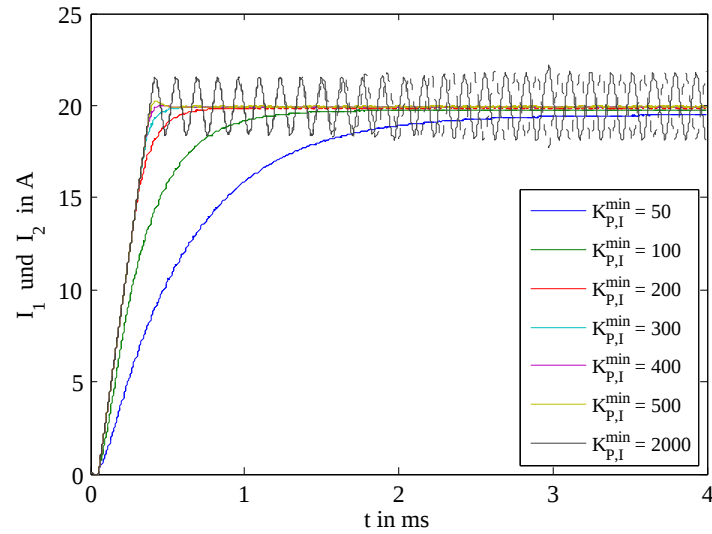


Abbildung 2.31: Sprungantwort des Stromregelkreises der Spule A1 und A2 (strichliert) bei verschiedenen Reglerparametern

schwingt der Regelkreis auf. Außerdem tritt noch eine Phasenverschiebung zwischen den beiden Strömen auf, wodurch sehr hohe Störkräfte generiert werden können.

Alternativ kann auch eine Flussregelung, wie z.B. in [7] beschrieben, verwendet werden. Diese gestaltet sich wesentlich einfacher, da ein lineares System ohne Winkelabhängigkeit vorliegt

$$G_{p,\psi}(s) = \frac{\psi}{U} = \frac{1}{s} \quad , \quad (2.59)$$

wobei der ohmsche Widerstand vernachlässigt wurde. Daher ist auch keine adaptive Regelung notwendig. In [7] wird die Flusskennlinie durch Integration der Pulsweite bei festgehaltener Rotorposition gemessen. Diese offline ermittelten Kennfelder wurden dann im Regler implementiert und eine lineare Interpolation zwischen den Punkten durchgeführt. Zur Regelung des Drehmoments wurden fünf Punkte der Flusskurve vorgegeben.

2.10.2 Zwischenkreisspannungsregelung

Die erforderliche elektrische Gesamtleistung des Systems wird, basierend auf der Abweichung der tatsächlichen Zwischenkreisspannung und deren Sollwert, errechnet. Ein Anstieg der Zwischenkreisspannung ergibt sich, wenn von extern kommende, im Flywheel zu speichernde Energie in den Zwischenkreis eingebracht wird. Ein Spannungsabfall ergibt sich, wenn Energie aus dem Zwischenkreis entnommen, und somit das Flywheel entladen wird.

Die gemessene Zwischenkreisspannung wird hierzu mittels Isolationsverstärker galvanisch getrennt, gefiltert und digitalisiert der Regelung zugeführt.

Das Redundanzkonzept des Flywheels sieht drei unabhängige Zwischenkreise vor, vgl. Abbildung 1.14. Diese werden von je einem Spulenpaar der oberen und einer der unteren SRM versorgt und durch eine Regelung auf einem konstanten Sollwert gehalten. Aufgrund der kaskadierten Regelung ist eine Kopplung der einzelnen Regelkreise nicht zu vermeiden. Daher ist es von Vorteil die Zwischenkreisspannungsregelung wesentlich langsamer zu gestalten als die Stromregelung. Da die Zeitkonstanten der Zwischenkreise größer sind als die der Spulen, ist dies unproblematisch. Ein PI-Regler weist ausreichende Dynamik auf und beeinflusst aufgrund fehlendem D-Anteil die nachfolgenden Regler nur gering.

Jeder Zwischenkreis wird durch die vier Kondensatoren der Leistungskonverter gestützt. Die um die Sollspannung U_{cmd} linearisierte Übertragungsfunktion der Strecke lautet

$$G_{p,U}(s) = \frac{2}{3U_{cmd}C_{ges}s} \quad (2.60)$$

mit der Gesamtkapazität eines Zwischenkreises $C_{ges} = 4 \text{ mF}$ und der Sollspannung $U_{cmd} = 350 \text{ V}$. Der Faktor $2/3$ ergibt sich aus der Anordnung mit zwei elektrischen Maschinen und drei Zwischenkreisen. Die Solleistung setzt sich wie folgt zusammen

$$P_{cmd}(z) = K_{P,U}e_U + P_I(z) \quad (2.61)$$

mit dem Spannungsregelfehler e_U , der proportionalen Regelverstärkung $K_{P,U}$ und dem integralen Regelanteil

$$P_I(z) = K_{I,U}T_s e_U + P_I(z)z^{-1} \quad (2.62)$$

mit der integralen Regelverstärkung $K_{I,U}$ und der Abtastzeit T_s . Zusammengefasst lautet die Übertragungsfunktion des Spannungsreglers

$$G_{c,U}(z) = \frac{P_{cmd}(z)}{e_U} = \frac{K_{P,U}(1 - z^{-1}) + K_{I,U}T_s}{1 - z^{-1}} \quad (2.63)$$

Ein Blockschaltbild des Regelkreises zeigt Abbildung 2.32. Reicht die Leistung der Maschine nicht aus, um die Spannung wieder auf ihren Sollwert zurückzuführen, wächst der integrale Regelanteil immer weiter an und führt bei einem Lastwechsel zu sehr hohen Spannungsschwankungen, da der I-Anteil erst wieder sinken muss. Aus diesem Grund wird ein Anti-Windup eingeführt, indem der Integrand in der diskreten Integration in Gl. (2.62) zu null gesetzt wird, sobald der integrale Anteil P_I die maximale Motor- oder Generatorleis-

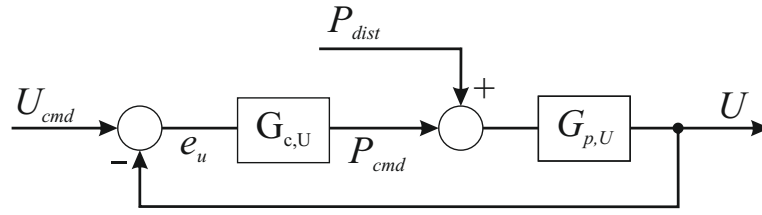


Abbildung 2.32: Blockschaltbild der Zwischenkreisspannungsregelung

tung über- bzw. unterschreitet

$$e_U = 0 \quad \text{für} \quad P_{max}^G > P_I > P_{max}^M \quad . \quad (2.64)$$

Um den nachfolgenden Stromregler so gering wie möglich zu beeinflussen, soll der proportionale Regelanteil so klein wie möglich gewählt werden. Gleichzeitig sollen die Anforderungen erfüllt sein, dass bei einem Störgrößensprung von $P_{dist} = 5$ kW die maximale Spannung von 354 V nicht übersteigt und die Reglerausgangsgröße unter 5.5 kW bleibt. Daraus ergeben sich folgende, im Sinne der Anforderungen, optimalen Regelparameter

$$\begin{aligned} K_{P,U} &= -982.8 \frac{\text{W}}{\text{V}} \\ K_{I,U} &= -74430 \frac{\text{W}}{\text{Vs}} \quad . \end{aligned} \quad (2.65)$$

Abbildung 2.33 zeigt den zeitlichen Verlauf der Zwischenkreisspannung und der Sollleistung bei einem Störgrößensprung von 5 kW.

Die berechnete Sollleistung wird anschließend mittels den in Abbildung 2.27 gezeigten Kennfeldern und der aktuellen Winkelgeschwindigkeit in einen Sollstrom sowie Ein- und Ausschwinkel umgerechnet. Durch die offline ermittelten Kennfelder ist somit eine einfache Zwischenkreisspannungsregelung ohne hohen Rechenbedarf möglich. Da im unteren Leistungsbereich der Wirkungsgrad sehr gering ist, vgl. Abbildung 2.28, wird die Maschine nur außerhalb des Bereichs $-0.5 \text{ kW} < P_{cmd} < 0.5 \text{ kW}$ betrieben.

2.10.3 Kräftekompensierender Betrieb

Dieser Betriebsmodus entspricht dem Standardbetrieb des Flywheels und soll eine Rückwirkung der Maschine auf die Radialmagnetlager verhindern und somit deren Effizienz steigern. Die Unwuchtregelung der Magnetlager führt zu einem exzentrischen Lauf des Rotors. Die Asymmetrie des Luftspalts wird durch eine Kraftkompensation berücksichtigt.

Zur Kompensation von Unwuchtkräften der SRM ist nur wenig Literatur verfüg-

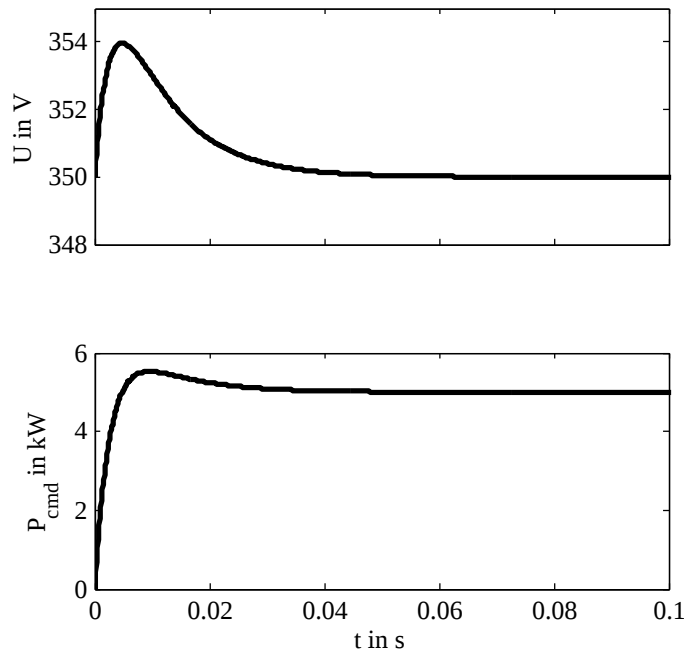


Abbildung 2.33: Zeitverlauf der Spannung und der Sollleistung bei einem Störgrößensprung von 5 kW

bar. Methoden zum Ausgleichen von Unwuchtkräften und Fertigungsungenauigkeiten für Synchron- und Asynchronmaschinen werden z.B. in [3] beschrieben. Durch Parallelschaltung und Ausgleichsleitungen der Spulen einer Phase wird ohne dedizierte Regelung eine teilweise Kompensation der auftretenden Kräfte erreicht. Durch die Parallelschaltung wird durch die Spulen einer Phase jeweils annähernd die gleiche Flussdichte erzeugt.

Eine ähnliche Vorgehensweise wird in [92] und [93] beschrieben. Darin werden die Kräfte aufgrund eines exzentrischen Laufs einer 12/8-SRM mit drei Strängen kompensiert. Untersucht werden allerdings nur Topologien mit mindestens vier Spulen pro Phase. Es zeigte sich als günstig, gegenüberliegende Spulen parallel zu schalten und benachbarte in Serie. Außerdem brachte eine Ausgleichsleitung (Equalizer) zwischen den jeweils diametral gegenüberliegenden Spulen weitere Vorteile und führte zu einer besseren Unwuchtkompensation. Dies lässt sich allerdings nur auf die beschriebene 12/8-Maschine anwenden.

Eine ebenfalls passive Methode wird in [100] vorgestellt. Durch am Rotor angebrachte kurzgeschlossene Windungen wird eine asymmetrische Flussverteilung vermieden und damit werden die Kräfte verringert und gleichzeitig die Betriebssicherheit erhöht. Vorteilhaft ist dabei, dass die Statorspulen einer Phase in Serie geschaltet sind, wodurch weniger Leistungskonverter benötigt werden. Dem steht der im Sinne eines FESS große Nachteil ge-

genüber, dass dieser Aufbau Spulen am Rotor benötigt, wodurch der konstruktive Aufwand steigt, da diese enormen Trägheitskräften standhalten müssen.

In [145] werden magnetische Unwuchtkräfte einer 6/4-Maschine durch Variation der Amperewindungen kompensiert. Die Statorspulen können durch Schalter um eine entsprechend nötige Anzahl an Windungen erweitert bzw. vermindert werden. Dadurch wird eine Asymmetrie der Flussverkettung ausgeglichen. Die damit verbundene Verminderung des Drehmoments wird durch die Amplitude des Stroms ausgeglichen, um die geforderte Leistung zu gewährleisten. Nachteilig ist, dass die Windungszahl nur in diskreten Schritten verändert werden kann. Je feiner diese Schrittweite sein soll, desto mehr Schaltelemente werden benötigt, wodurch der Aufwand steigt. Die nötige Korrektur der Windungszahl wird durch eine analytische Gleichung, in Abhängigkeit der Auslenkung des Rotors, bestimmt. Diese kann durch Erhöhung der Stromamplitude aufgrund der Gegeninduktion detektiert werden (vgl. [150]).

In [80] werden die Kräfte mittels analytischer Funktionen angenähert und diese zur Berechnung der nötigen Ströme zur Kraftkompensation herangezogen. Diese sind abhängig vom Drehwinkel und der Auslenkung. Beschrieben wird eine 12/8-Maschine, bei der die Unwuchtkräfte durch separate Regelung der Ströme von gegenüberliegenden Spulen minimiert werden sollen. Es wird allerdings nur ein Vergleich mit einer statischen FE-Simulation angeführt, jedoch keine dynamischen Simulationsergebnisse und keine reale Umsetzung.

Die angeführten Methoden lassen sich allerdings nicht in das Redundanzkonzept des Flywheels integrieren, da, abgesehen von [80], keine aktive Generierung von Lagerkräften möglich ist. Im Folgenden werden verschiedene Varianten zur Kompensation der generierten magnetischen Kräfte erläutert. Simulationsergebnisse und ein quantitativer Vergleich der Varianten sind in Kapitel 2.12 und 2.13 angeführt.

Änderung der Stromvorgabe

Die einzige Möglichkeit, direkt auf die Kräfte Einfluss zu nehmen, ist eine entsprechende Variation des Stroms. Abbildung 2.34 zeigt das Regelungskonzept anhand eines Spulenpaars. Die unterste hierarchische Regeleinheit stellt der in Abschnitt 2.10.1 beschriebene Stromregler dar, dessen Ausgang die normierte Spannung zur Ansteuerung der Leistungskonverter ist. Der Sollstrom der beiden Spulen $I_{1,cmd}$ bzw. $I_{2,cmd}$ setzt sich aus zwei Anteilen additiv zusammen. Zum einen aus dem Sollstrom der Zwischenkreisspannungsregelung I_{cmd} , zum anderen aus einer Stromkorrektur ΔI_0 , die nötig ist, um Unwuchtkräfte zu

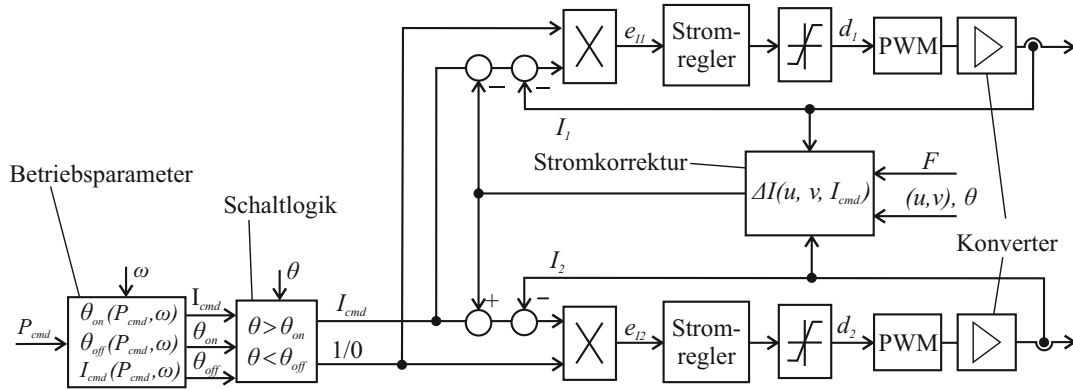


Abbildung 2.34: Blockschaltbild des Regelkonzepts „Änderung der Stromvorgabe“ sowie für den lagernden Betrieb

kompensieren. Die auftretenden Kräfte der betrachteten Maschine bei verschiedenen Betriebszuständen sind in Kapitel 2.8 beschrieben. Da die Kräfte in y -Richtung⁴ wesentlich größer sind als quer dazu, sollen im Weiteren nur diese betrachtet werden. Um diese auszugleichen, wird der Sollstrom der beiden Spulen um einen Korrekturstrom ΔI_0 erweitert

$$\begin{aligned} I_{1,cmd} &= I_{cmd} - \Delta I_0 \\ I_{2,cmd} &= I_{cmd} + \Delta I_0 \end{aligned} \quad (2.66)$$

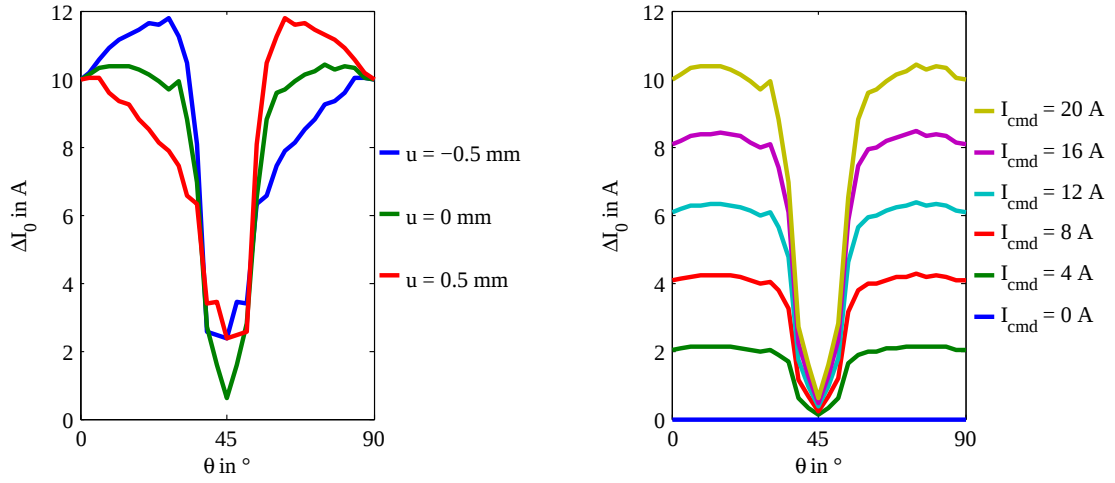
Zu diesem Zweck muss aus den Kräften in Abbildung 2.26 der Korrekturstrom ΔI_0 als Funktion der Rotorposition bestimmt werden, was der Lösung der Gleichung

$$F_y(\theta, I_{cmd} - \Delta I_0, I_{cmd} + \Delta I_0, u, v) = 0 \quad (2.67)$$

bei konstantem u , v und θ entspricht. Abbildung 2.35 zeigt den Korrekturstrom für verschiedene translatorische Auslenkungen in x -Richtung und bei verschiedenen Sollstromvorgaben. Zu erkennen ist die lineare Abhängigkeit vom Sollstrom sowie von der translatorischen Rotorauslenkung. Da Materialnichtlinearitäten im betrachteten Bereich gering sind, kann das Superpositionsprinzip angewendet werden. Dadurch lässt sich der Korrekturstrom auf einen winkelabhängigen Zusammenhang reduzieren

$$\Delta I_0 = \left[\Delta_{I,x}(\theta) u + \Delta_{I,y}(\theta) v \right] \bar{I} \quad (2.68)$$

⁴ im lokalen Koordinatensystem des betrachteten Spulenpaares



(a) $I_{cmd} = 20$ A, $v = 0.5$ mm und verschiedene Werte von u

(b) $u = 0$ mm, $v = 0.5$ mm und verschiedene Sollstromvorgaben I_{cmd}

Abbildung 2.35: Korrekturstrom ΔI_0 als Funktion des Drehwinkels θ bei verschiedenen Rotorpositionen

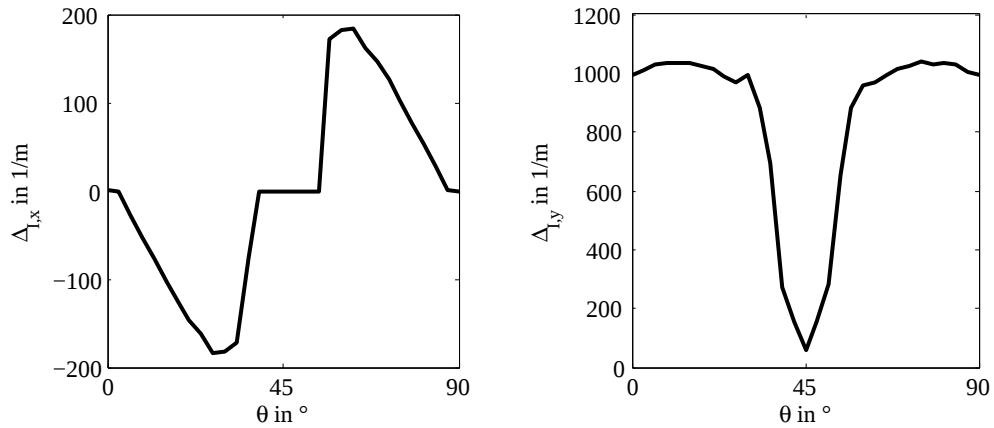
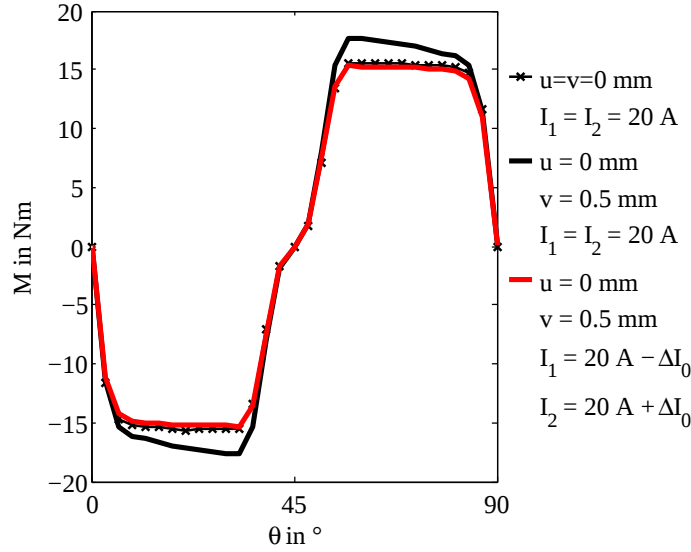


Abbildung 2.36: Stromkorrektur bei Auslenkung in x - bzw. y -Richtung als Funktion des Drehwinkels θ

mit dem mittleren Strom

$$\bar{I} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (2.69)$$

und den in Abbildung 2.36 dargestellten Stromkorrekturen ΔI_x und ΔI_y für Auslenkung in x - bzw. in y -Richtung. Die Korrektur ΔI_y ist symmetrisch bezüglich 45° und wesentlich größer als in x -Richtung, die punktsymmetrisch bezüglich 45° ist. Da bei Einsatz der



Abbildungung 2.37: Drehmoment bei zentrischer und exzentrischer Rotorposition und $I_1 = I_2 = 20$ A mit und ohne Kraftkompensation

Kraftkompensation die einander gegenüberliegenden Spulen aufgrund der unterschiedlichen Bestromung annähernd den gleichen Fluss einbringen, ist das Drehmoment gleich wie bei zentrischem Rotorlauf. Abbildung 2.37 soll diesen Zusammenhang verdeutlichen. Ist der Rotor ausgelenkt, ist das Drehmoment höher als beim zentrischen Lauf, da die magnetischen Kräfte quadratisch vom Luftspalt abhängen. Dieses Resultat ist deshalb von Bedeutung, da somit die in Kapitel 2.9 durchgeführte Optimierung der Betriebsparameter auch für den kräftefreien Betrieb gültig ist.

Um eine Überschreitung des zulässigen Stroms zu vermeiden, ist eine Sollstromvorgabe der Form

$$\left. \begin{aligned} I_{1,cmd} &= \bar{I} - \Delta I_0 \\ I_{2,cmd} &= I_{cmd} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta I_0 \geq 0$$

$$\left. \begin{aligned} I_{1,cmd} &= I_{cmd} \\ I_{2,cmd} &= \bar{I} + \Delta I_0 \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta I_0 < 0 \quad (2.70)$$

anstatt Gl. (2.66) zweckmäßig.

Vorteil dieser Variante ist, dass die Kräfte vollständig ausgeglichen werden. Allerdings ist dafür eine sehr genaue Regelung erforderlich. Nachteilig ist, dass die Stromkorrektur modellbasiert ist und dadurch ein Modellierungsfehler vorhanden ist. Außerdem werden dadurch fertigungsbedingte oder durch den Zusammenbau bedingte Abweichungen vom

Ideal nicht berücksichtigt.

Bei der Anpassung des Sollstroms ist die drehzahlabhängige Stromanstiegsgeschwindigkeit ein erhebliches Problem. Zur Kraftkompensation ist eine sensible Regelung des Stroms nötig, die durch die gegen elektromotorische Kraft (BEMF) erschwert wird. Dies wird außerdem noch durch die Phasenverschiebung der Analogfilter sowie die Totzeit der Analog-Digital-Wandlung verstärkt.

Kompensation durch Quasi-Parallelschaltung

Im Gegensatz zu einer üblichen Serienschaltung der gegenüberliegenden Spulen sind die Ströme bei einer Parallelschaltung verschieden. Da allerdings dieselbe Spannung anliegt, haben die beiden Strangströme bei exzentrischem Lauf aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten auch unterschiedliche Anstiegsgeschwindigkeiten. Vernachlässigt man Streuflüsse, so sind die generierten Kräfte gleich null, wenn die Differenz der beiden Flussverkettungen gleich null ist

$$\Delta\psi = \psi_1 - \psi_2 = \int_0^t \left[U_{DC}(d_1 - d_2) - R(I_2 - I_1) \right] dt = 0 \quad . \quad (2.71)$$

Diese Gleichung ist genau dann zu jedem Zeitpunkt t erfüllt, wenn der Integrand gleich null ist, womit sich folgendes Regelschema ergibt

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{cmd} - \frac{R}{U_{DC}}(I_2 - I_1), \quad d_2 = d_{cmd} \quad \text{für} \quad I_1 \leq I_2 \\ d_2 &= d_{cmd} - \frac{R}{U_{DC}}(I_1 - I_2), \quad d_1 = d_{cmd} \quad \text{für} \quad I_1 > I_2 \quad , \end{aligned} \quad (2.72)$$

wobei d_{cmd} die normierte Spannung aus der Regelung des gemittelten Stroms, d_1 und d_2 die normierte Spannung für die Konverter der Spule 1 bzw. 2 bezeichnen. Abbildung 2.38 zeigt das Regelungskonzept, worin Δd Gl. (2.72) andeuten soll. Da nur der Mittelwert der beiden Ströme geregelt wird, ist nur ein Stromregler notwendig. Zur Vermeidung von zu hohen Strömen können Beschränkungen implementiert werden, die dies verhindern.

Da bei dieser Methode die aktuelle translatorische Rotorverschiebung nicht eingeht, können auch Imperfektionen bedingt durch die Fertigung oder durch die Assemblierung ausgeglichen werden. Im Vergleich zu einer tatsächlichen Parallelschaltung kann zusätzlich der Spannungsabfall durch den ohmschen Widerstand berücksichtigt werden. Der Effekt ist allerdings marginal. Außerdem ist ein lagernder Betrieb weiterhin ohne Einschränkung möglich, da die Parallelschaltung nur in der Software geschieht.

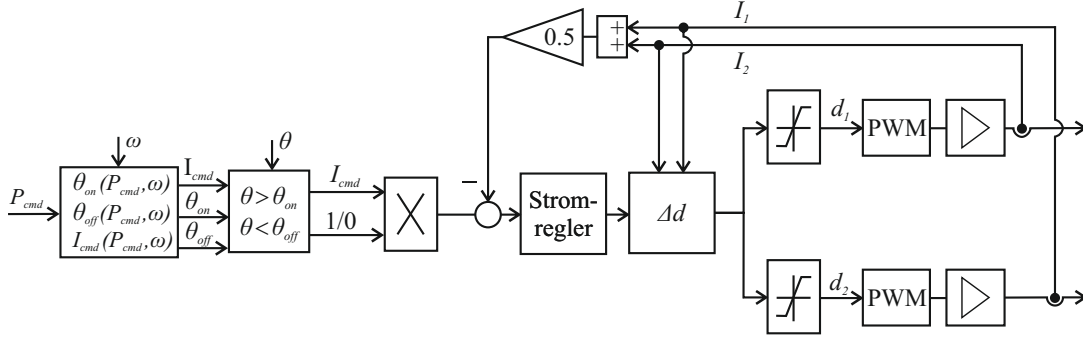


Abbildung 2.38: Blockschaltbild der Kompensation durch Quasi-Parallelschaltung

Regelung des verketteten Flusses

Wie bereits in Abschnitt 2.10.1 angeführt, gestaltet sich eine Flussregelung aufgrund der linearen Regelungsstrecke einfacher.

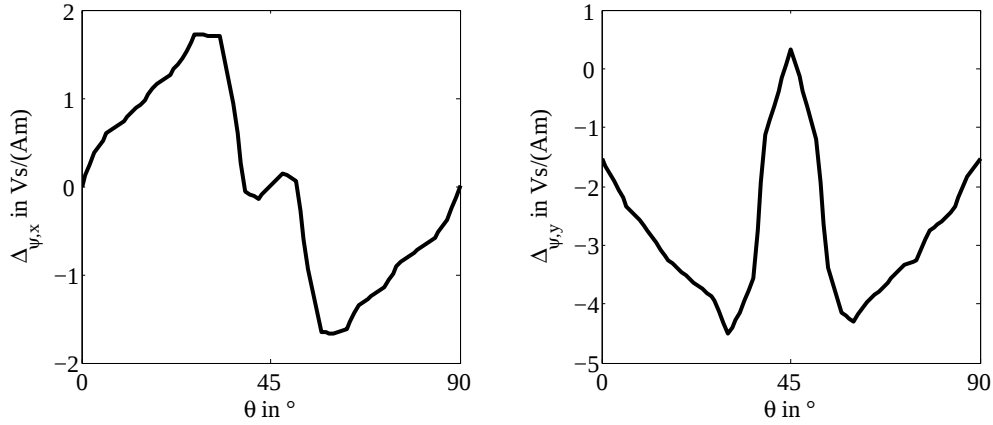
Im Folgenden wird eine Erweiterung der Quasi-Parallelschaltung erläutert, indem zusätzlich die auftretenden Streuflüsse durch Modellbildung berücksichtigt werden. Die Differenz der beiden Verkettungsflüsse ist dann nicht mehr null, sondern muss auf einen Sollwert $\Delta\psi_0$ geregelt werden. Die Differenz der beiden Verkettungsflüsse kann, wie in Gl. (2.71) angeführt, über die Spannung berechnet werden. Durch Anwendung der Z-Transformation lautet die Gleichung im Frequenzbereich

$$\Delta\psi = \Delta\psi z^{-1} + T_s \left[U_{DC}(d_1 - d_2) + R(I_2 - I_1) \right] \quad . \quad (2.73)$$

Zur Berechnung der nötigen Differenz des Verkettungsflusses soll wiederum ein Korrekturstrom $\Delta\tilde{I}_0$ berechnet werden, mit dem die Kräfte in y -Richtung zu null werden

$$F_y(\theta, I_{cmd} - \Delta\tilde{I}_0, I_{cmd}, u, v) = 0 \quad . \quad (2.74)$$

Im Vergleich zu Gl. (2.67) wird die Stromkorrektur nur bei einem der beiden Spulenströme abgezogen. Dies liegt daran, dass hier nicht auf einen mittleren Strom geregelt werden soll, um ein Überschreiten des zulässigen Stroms zu vermeiden. Nach Lösen von Gl. (2.74) und Einsetzen in die Kennfelder des verketteten Flusses kann der nötige Korrekturfluss $\Delta\psi_0$ berechnet werden. Bei Annahme von linearem Materialverhalten ist der Korrekturfluss linear vom Strom abhängig und setzt sich aus einem Anteil durch Verschiebung in x -Richtung, $\Delta\psi_{,x}$, und aus einem Anteil aufgrund der Verschiebung in y -Richtung, $\Delta\psi_{,y}$, zusammen, die in Abbildung 2.39 dargestellt sind

Abbildung 2.39: Korrekturfluss aufgrund einer Verschiebung in x - bzw. in y -Richtung

$$\Delta\psi_0 = \begin{cases} \Psi_0(\theta, u, v) I_1 & \text{für } \Psi_0 > 0 \\ \Psi_0(\theta, u, v) I_2 & \text{für } \Psi_0 \leq 0 \end{cases} \quad (2.75)$$

mit

$$\Psi_0(\theta, u, v) = \left[\Delta\psi_x(\theta) u + \Delta\psi_y(\theta) v \right] \quad (2.76)$$

Durch die Fallunterscheidung wird das Auftreten zu hoher Ströme vermieden. Für die Regelung weist ein einfacher P-Regler ausreichende Dynamik auf. Somit ist die nötige Differenz der normierten Spannungen gegeben durch

$$\Delta d = K_{P,\psi_0} (\Delta\psi_0 - \Delta\psi) \quad (2.77)$$

mit der proportionalen Regelverstärkung K_{P,ψ_0} . Da die Zwischenkreisspannung endlich ist, erweist es sich als günstig einen der beiden Ströme auf den Sollstrom zu regeln und den anderen gemäß Gl. (2.77) zu verringern

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= d_2 - \Delta d \\ d_2 &= d_{cmd} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta\psi_0 \leq 0 \quad (2.78)$$

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= d_{cmd} \\ d_2 &= d_1 + \Delta d \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta\psi_0 > 0$$

mit d_{cmd} aus Gl. (2.55). Abbildung 2.40 fasst das Regelkonzept in Form eines Blockschaltbilds zusammen.

Als problematisch erweist sich die in Gl. (2.73) angeführte Berechnung der Flussdifferenz

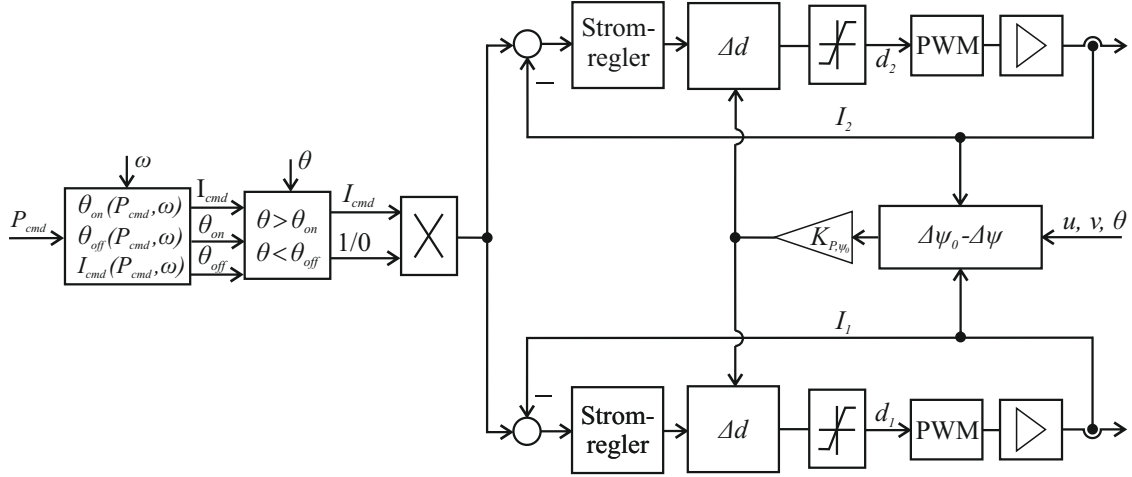


Abbildung 2.40: Blockschaltbild der Regelung des Verkettungsflusses zur Kraftkompensation

(vgl. [94]). Durch Abweichungen bei der Modellierung und durch die im Regler vorhandene Diskretisierung sowie durch den Störsignalanteil im Messsignal wird bei der Integration ein Fehler aufsummiert. Dies ist unproblematisch, sofern der Strom wieder auf null abfällt und damit den Zusammenhang korrigiert. Bei sehr hohen Winkelgeschwindigkeiten und Strömen ist oft ein Absinken des Stroms auf null nicht möglich, weswegen die angeführte Methode nicht verwendet werden kann. Ebenfalls problematisch ist die Integration bei sehr niedrigen Drehzahlen, da eine große Zeitspanne zwischen den Kommutierungsvorgängen liegt.

Eine weitere Methode zur Berechnung des aktuellen Flusses ist ein Beobachter, der auf der Definition der Sekanteninduktivität basiert. Setzt man lineares Materialverhalten voraus, ergibt sich der verkettete Fluss als Linearkombination der beiden Strangströme

$$\psi_1 = L_{11}(\theta, u, v)I_1 + L_{12}(\theta, u, v)I_2 \quad . \quad (2.79)$$

Um die Abhängigkeit der Rotorposition zu berücksichtigen, ist eine Linearisierung um den Arbeitspunkt $u = v = 0$ mm nötig

$$\begin{aligned} \psi_1 \approx & \left[L_{11}(\theta)|_0 + \frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial x} \Big|_0 u + \frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial y} \Big|_0 v \right] I_1 + \dots \\ & \left[L_{12}(\theta)|_0 + \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial x} \Big|_0 u + \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial y} \Big|_0 v \right] I_2 \quad . \end{aligned} \quad (2.80)$$

Die einzelnen Anteile der Selbst- und Gegeninduktivität sind in Abbildung 2.41 dargestellt.

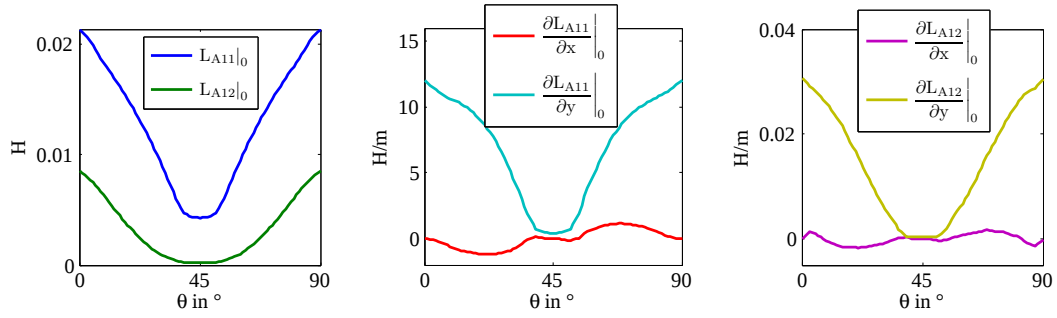


Abbildung 2.41: Linearisierung der Induktivität und Gegeninduktivität

Erkennbar ist, dass die Abhängigkeit der Gegeninduktivität von der translatorischen Verschiebung relativ gering ist und vernachlässigt werden könnte. Ebenfalls vergleichsweise klein ist die Ableitung der Selbstinduktivität bezüglich der x -Richtung. Eine analoge Beziehung gilt für ψ_2 , wobei aufgrund der Symmetrie folgende Beziehungen verwendet werden können

$$\begin{aligned}
 L_{11}(\theta)|_0 &= L_{22}(\theta)|_0 \\
 L_{12}(\theta)|_0 &= L_{21}(\theta)|_0 \\
 \frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 &= -\frac{\partial L_{22}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 \\
 \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 &= -\frac{\partial L_{21}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 \\
 \frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 &= -\frac{\partial L_{22}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 \\
 \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 &= -\frac{\partial L_{21}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 .
 \end{aligned} \tag{2.81}$$

Damit ergibt sich nach kurzer Umformung die Flussdifferenz $\Delta\psi$ zu

$$\begin{aligned}
 \Delta\psi &= \left(L_{11}(\theta)|_0 - L_{12}(\theta)|_0 \right) (I_1 - I_2) + \dots \\
 &\quad \left[\left(\frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 + \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial x}\bigg|_0 \right) u + \left(\frac{\partial L_{11}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 + \frac{\partial L_{12}(\theta)}{\partial y}\bigg|_0 \right) v \right] (I_1 + I_2) .
 \end{aligned} \tag{2.82}$$

Gl. (2.82) lässt erkennen, dass zur Berechnung der aktuellen Flussdifferenz nur die gemessenen Ströme, die Rotorverschiebung sowie drei Koeffizienten notwendig sind, die nur vom Drehwinkel abhängen und daher nur geringen Speicherbedarf in einer Echtzeitrealisierung benötigen.

Die einzelnen Regelungen zur Kraftkompensation werden in den Kapiteln 2.12 und 2.13 genauer analysiert und miteinander verglichen.

2.10.4 Lagernder Betrieb

Der lagernde Betrieb dient zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des Flywheels bei großen externen Störkräften. In der Literatur sind viele Varianten für lagerlose Reluktanzmaschinen zu finden. In [142] werden die radialen Kräfte durch zusätzliche Spulen am Stator erzeugt. Untersucht wird eine 12/8-Maschine mit der in Abbildung 2.42(a) dargestellten Spulenkonfiguration. Eine Phase speist je vier in Serie geschaltete Drehmomentspulen und zwei in Serie geschaltete gegenüberliegenden Spulen zur Lagerkraftherzeugung für je eine Richtung. Durch Bestromung der Spulen zur Kraftherzeugung wird das drehmomentgenerierende Feld auf einer Seite geschwächt und auf der anderen verstärkt, sodass eine Kraftwirkung in der gewünschten Koordinatenrichtung entsteht. Nachteilig ist dabei, dass ein Strom in den Drehmomentspulen notwendig ist, um Kräfte generieren zu können. Um auch im Leerlauf einen stabilen Lauf zu gewährleisten, werden die Schaltwinkel so gewählt, dass das Drehmoment im Mittel null ist. Die Modellierung wird in [19] diskutiert. Das Kennfeld der Flussverkettung wird aus einem 3D-FE-Modell durch Fourierreihen approximiert.

[29] beschreibt ebenfalls eine 12/8-Maschine, allerdings werden keine zusätzlichen Spulen zur Kraftgenerierung angebracht, wodurch die Leistungsdichte erhöht wird, siehe Abbildung 2.42(b). Zum drehmomentgenerierenden Strom wird ein Lagerstrom addiert bzw. subtrahiert. Der Lagerstrom wird aus einer analytischen Funktion, die vom Rotorwinkel abhängt, berechnet.

In [28] wird die lagerlose Ausführung der in Abbildung 2.42(c) dargestellten 8/6-Maschine präsentiert. Die Auslegung wird in [26] und die Berechnung der Flüsse und Kräfte in [26] bzw. [27] beschrieben. Die Ströme i_4 und i_8 werden separat geregelt und können dadurch eine Kraft in der entsprechenden Richtung erzeugen. Die Spulen für i_1 und i_5 sind in Serie geschaltet und erzeugen ebenfalls eine Kraft. Durch die Regelung eines drehmomentbildenden Stroms i_m und zwei Ströme für die Kräfte i_{t1} und i_{t2} kann eine Kraft mit beliebiger Richtung in der x - y -Ebene erzeugt werden

$$i_1 = -i_5 = i_{t2}, \quad i_4 = i_m + i_{t1}, \quad i_8 = i_m - i_{t1} \quad . \quad (2.83)$$

Dieses Konzept weist den Vorteil auf, dass nur sechs Leistungskonverter notwendig sind und ein Lagerbetrieb auch im Leerlauf möglich ist.

Die in [91] beschriebene lagerlose SRM-Variante weist eigene Lagerpole auf und hat

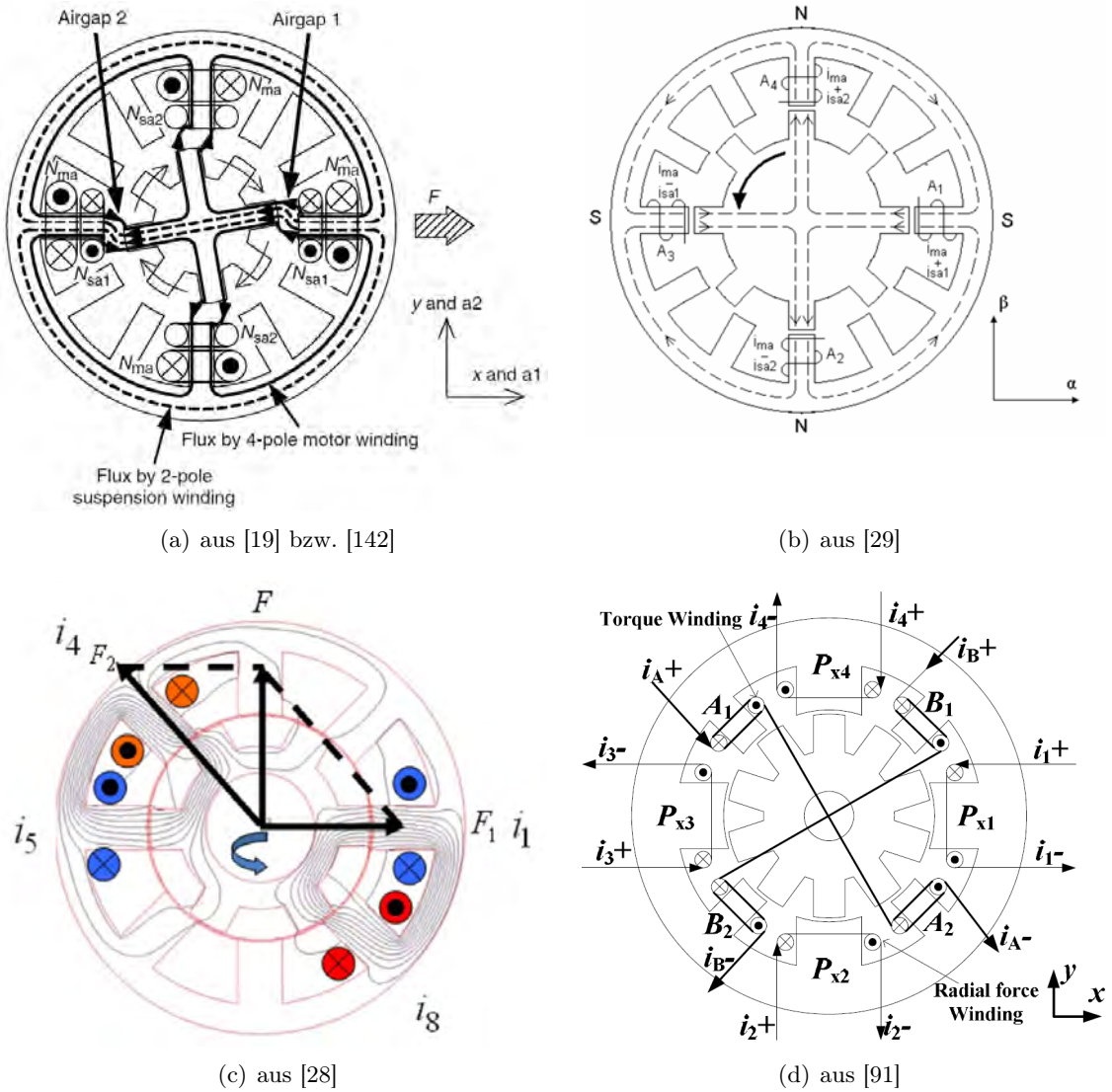


Abbildung 2.42: Verschiedene Konzepte lagerloser SRM

eigene Drehmoment- und Lagerwicklungen, siehe Abbildung 2.42(d). Dadurch wird das System entkoppelt und es ist möglich, die Lagerung und den Antrieb getrennt zu regeln. Der Polwinkel der Lagerpole ist sehr groß gewählt, wodurch die Induktivität nur wenig mit dem Drehwinkel variiert. Somit ist die Lagerkraft annähernd unabhängig vom Drehwinkel, wodurch die Lagerung vom Antrieb annähernd entkoppelt wird.

Im Folgenden sollen zwei Varianten vorgestellt werden, um mit dem bestehenden Konzept einen lagernden Betrieb der Maschine zu gewährleisten.

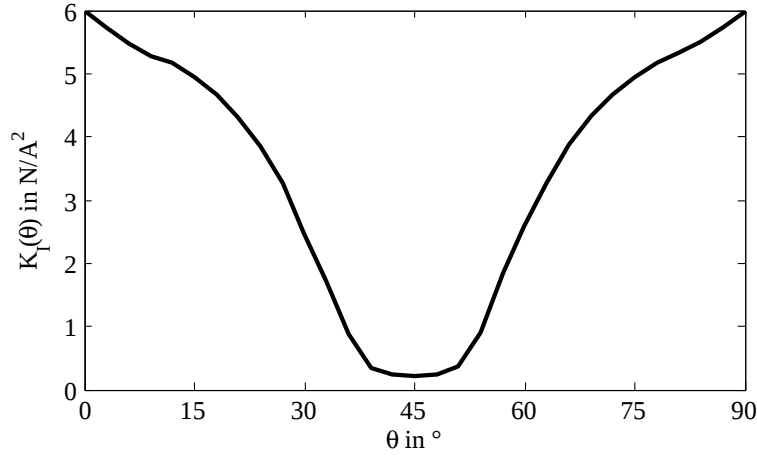


Abbildung 2.43: Steifigkeit $K_I(\theta)$ für den Strom als Funktion des Rotorwinkels

Änderung der Stromvorgabe

Aufgrund der geringen Polanzahl kann nicht in jeder Position eine beliebige Krafrichtung erzielt werden. Durch die Trägheit des Rotors ist dies allerdings bei höheren Winkelgeschwindigkeiten nicht zwingend notwendig. Im Stillstand ist jedoch keine radiale Stabilisierung möglich. Ein stabiler Lauf kann nur gewährleistet werden, wenn zumindest zwei der drei Spulenpaare je Maschine gleichzeitig wirken (vgl. Kapitel 2.12.2).

Im Folgenden sei lineares Materialverhalten und eine zentrische Rotorposition vorausgesetzt. Dann ist die in Richtung des Pols $A1$ wirkende Kraft proportional zum Quadrat des Stroms und zur Änderung der Induktivität in der entsprechenden Richtung

$$F_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial L_{11}}{\partial y} I_1^2 = K_I(\theta) I_1^2 \quad . \quad (2.84)$$

Die in Gl. (2.84) definierte Steifigkeit $K_I(\theta)$ ist eine Funktion des Drehwinkels und in Abbildung 2.43 dargestellt. Wie zu erwarten, ist diese bei überdeckten Polen maximal. Die durch ein Spulenpaar generierte Kraft setzt sich aus den erzeugten Kräften der einzelnen Pole zusammen, die quadratisch vom jeweiligen Strom abhängen

$$F = F_1 - F_2 = K_I(\theta)(I_1^2 - I_2^2) \quad . \quad (2.85)$$

Daraus ergibt sich mit einer Überlagerung des Sollstroms I_{cmd} und der Stromkorrektur ΔI

$$\begin{aligned} I_{1,cmd} &= I_{cmd} - \Delta I \\ I_{2,cmd} &= I_{cmd} + \Delta I \end{aligned} \quad (2.86)$$

nach kurzem Umformen der kräftegenerierende Korrekturstrom zu

$$\Delta I_F = \frac{F_{cmd}}{-4K_I(\theta)I_{cmd}} \quad (2.87)$$

wobei F_{cmd} die Kraftvorgabe bzw. Sollkraft bezeichnet.

Wird nun der Korrekturstrom größer als der geforderte Sollstrom, ist Gl. (2.86) nicht mehr gültig, da nur eine positive Stromrichtung möglich ist. Die Gesamtkraft ist dann

$$F_1 = K_I(\theta)I_{1,cmd}^2 = K_I(\theta)(I_{cmd} - \Delta I_F)^2 \quad (2.88)$$

und der nötige Korrekturstrom zur Generierung der geforderten Kraft ergibt sich nach kurzer Umformung zu

$$\Delta I_F = I_{cmd} - \sqrt{\frac{F_{cmd}}{K_I(\theta)}} \quad , \quad (2.89)$$

wobei zu berücksichtigen ist, dass nur ein positiver Strom fließen kann. Durch Gleichsetzen von Gl. (2.87) und (2.89) erhält man die Gültigkeitsgrenze der beiden Gleichungen bei

$$I_{cmd} = \frac{1}{2} \frac{F_{cmd}}{K_I(\theta)} \quad . \quad (2.90)$$

Tritt zusätzlich eine Rotorverschiebung auf, setzt sich der Korrekturstrom zusammen aus Gl. (2.68) zur Korrektur einer exzentrischen Rotorposition sowie Gl. (2.87) bzw. (2.89). Zusammengefasst erhält man

$$\Delta I = \Delta I_0 + \Delta I_F \quad (2.91)$$

mit der Vorsteuerung zur Berücksichtigung der Rotorauslenkung

$$\Delta I_0 = \left[\Delta_{I,x}(\theta) u + \Delta_{I,y}(\theta) v \right] \bar{I} \quad (2.92)$$

und

$$\begin{aligned} \Delta I_F &= \frac{F_{cmd}}{-4K_I(\theta)I_{cmd}} \quad \text{für } I_{cmd} \geq \frac{1}{2} \frac{F_{cmd}}{K_I(\theta)} \\ \Delta I_F &= I_{cmd} - \sqrt{\frac{F_{cmd}}{K_I(\theta)}} \quad \text{für } I_{cmd} < \frac{1}{2} \frac{F_{cmd}}{K_I(\theta)} . \end{aligned} \quad (2.93)$$

Durch Gl. (2.86) wird dann die Stromvorgabe für den Stromregler gebildet.

Regelung des verketteten Flusses

Eine andere Möglichkeit, um Kräfte zu generieren und damit eine radiale Stabilisierung zu erreichen, ist die Regelung des Verkettungsflusses. Aufgrund der separaten Regelung der gegenüberliegenden Spulen kann die Regelung dahingehend ausgelegt werden, dass die Differenz der magnetischen Flüsse in den beiden Polen einer gewünschten Kraft entspricht. Im Folgenden sei eine zentrische Rotorposition und lineares Materialverhalten vorausgesetzt.

Fließt in der Spule der Strom I_1 , so wirkt bei zentrischer Rotorlage eine Kraft

$$F_1 = K_I(\theta)I_1^2 , \quad (2.94)$$

die durch eine Imbalance der Flüsse in den beiden gegenüberliegenden Polen verursacht wird. Diese kann auch über die Selbst- und Gegeninduktivität ausgedrückt werden

$$\Delta\psi_F = (L_{11} - L_{12})I_1 . \quad (2.95)$$

Durch Umformen von Gl. (2.95) und Einsetzen in Gl. (2.94) erhält man für die Kraft

$$F_1 = K_I(\theta)I_1 \frac{\Delta\psi_F}{L_{11} - L_{12}} . \quad (2.96)$$

Die Steifigkeit für den Verkettungsfluss K_ψ hängt daher mit der Steifigkeit für den Strom über die Induktivität zusammen

$$K_\psi(\theta) = \frac{K_I(\theta)}{L_{11} - L_{12}} \quad (2.97)$$

und ist in Abbildung 2.44 dargestellt. Da ein Strom I_2 in der Spule 2 dieselbe Differenz des Verkettungsflusses erzeugt, allerdings mit anderem Vorzeichen, erhält man die gesamte

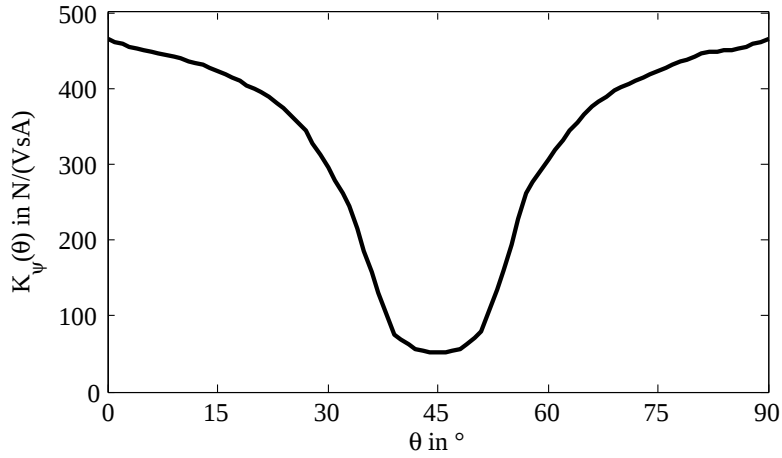


Abbildung 2.44: Steifigkeit $K_\psi(\theta)$ für den Verkettungsfluss als Funktion des Rotorwinkels

generierte Kraft zu

$$F = F_1 - F_2 = K_\psi(\theta)\Delta\psi_F I_1 - K_\psi(\theta)(-\Delta\psi_F)I_2 \quad . \quad (2.98)$$

Nach kurzer Umformung erhält man daher die nötige Flussdifferenz

$$\Delta\psi_F = \frac{F_{cmd}}{K_\psi(\theta)(I_1 + I_2)} \quad (2.99)$$

für eine Sollkraft F_{cmd} .

Wie auch im kräftekompensierenden Betrieb durch Regelung des Flusses kann auch hier die aktuelle Flussdifferenz $\Delta\psi$ mit einem Beobachter approximiert und eine Korrektur der normierten Spannung durch einen P-Regler vorgegeben werden

$$\Delta d = K_{P,\psi_F} (\Delta\psi_F - \Delta\psi) \quad (2.100)$$

mit der proportionalen Reglerverstärkung K_{P,ψ_F} . Im Vergleich zu Gl. (2.78) muss bei der Addition bzw. Subtraktion zur ursprünglichen normierten Spannung eine weitere Fallun-

terscheidung berücksichtigt werden

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= d_2 + \Delta d \\ d_2 &= \begin{cases} d_{cmd} - \Delta d & \text{für } d_{cmd} \geq 1 \\ d_{cmd} & \text{sonst} \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta\psi_F \leq 0$$

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= \begin{cases} d_{cmd} + \Delta d & \text{für } d_{cmd} \geq 1 \\ d_{cmd} & \text{sonst} \end{cases} \\ d_2 &= d_1 - \Delta d \end{aligned} \right\} \quad \text{für } \Delta\psi_F > 0 \quad (2.101)$$

mit d_{cmd} aus Gl. (2.55). Diese ist notwendig, um die endliche Zwischenkreisspannung bei hohen Kraftamplituden zu berücksichtigen.

Auslegung des Positionsreglers

Da jedes SRM-Spulenpaar unabhängig geregelt wird, werden für jede Maschine drei Positionsregler eingesetzt. Dadurch ist ein integraler Anteil in der Regelung ausgeschlossen.

Die Strecke ist durch den Schwerpunktsatz gegeben

$$G_{p,y}(s) = \frac{1}{ms^2} \quad (2.102)$$

mit der Rotormasse m .

Verwendet wird ein realer PD-Regler, dessen Reglergesetz ein Verzögerungsglied erster Ordnung zur Filterung beinhaltet. Die Übertragungsfunktion lautet in der z -Ebene

$$F(z) = K_{P,y}e_y + F_d(z) \quad (2.103)$$

mit den proportionalen und differenzierenden Regelparametern $K_{P,y}$ bzw. $K_{D,y}$ sowie

$$e_y = 0 - v$$

$$F_d(z) = \frac{N_{c,y}K_{D,y}e_y(1 - z^{-1}) + F_d z^{-1}}{1 + N_{c,y}T_s} \quad , \quad (2.104)$$

worin $N_{c,y}$ den Filterkoeffizienten des Verzögerungsglieds, e_y den Regelfehler und T_s die Abtastzeit bezeichnen. v bezeichnet die Auslenkung in y -Richtung im lokalen Koordinatensystem des jeweiligen Spulenpaars.

Die Reglerübertragungsfunktion ergibt sich dann zu

$$G_{c,y}(z) = \frac{K_{P,y}N_{c,y}T_s + (K_{P,y} + N_{c,y}K_{D,y})(1 - z^{-1})}{1 + N_{c,y}T_s - z^{-1}}. \quad (2.105)$$

Die Verwendung eines realen PD-Reglers ist notwendig, da der D-Anteil andernfalls die Zwischenkreisspannungsregelung beeinflusst. Die Zeitkonstante des Verzögerungsglieds erster Ordnung hat großen Einfluss. Liegt die Eckfrequenz dieses Filters zu tief, kann die Unwucht zu instabilem Verhalten führen. Liegt sie zu hoch, ist der differentielle Regelanteil hoch, was die Zwischenkreisspannungsregelung der Maschine aufgrund der kaskadierten Regelung beeinflusst.

Die Gesamtlagersteifigkeit der beiden Maschinen ergibt sich aus dem Prinzip der virtuellen Arbeit zu

$$\begin{aligned} k_x &= 2 \left[2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{3} \right) \right] K_{P,y} = 3 K_{P,y} \\ k_y &= 2 \left[1 + 2 \cos^2 \left(\frac{\pi}{3} \right) \right] K_{P,y} = 3 K_{P,y} \end{aligned} \quad (2.106)$$

d.h., die Lagersteifigkeit ist in beiden Richtungen gleich.

2.10.5 Drehzahlregelung

Um eine kontrollierte Inbetriebnahme und ein sicheres Herunterfahren zu gewährleisten, ist eine Drehzahlregelung vorgesehen. Die Regelstrecke ergibt sich durch den Drallsatz

$$G_{p,\omega}(s) = \frac{\omega}{M} = \frac{1}{I_z s} \quad (2.107)$$

mit dem Drehmoment M und dem Trägheitsmoment I_z . Verwendet wird ein PI-Regler

$$G_{c,\omega}(s) = \frac{M}{e_\omega} = K_{P,\omega} + \frac{K_{I,\omega}}{s} \quad (2.108)$$

mit den Regelparametern $K_{P,\omega}$ und $K_{I,\omega}$, dessen Übertragungsfunktion im Frequenzbereich

$$G_{c,\omega}(z) = \frac{K_{P,\omega}(1 - z^{-1}) + K_{I,\omega}T_s}{1 - z^{-1}} \quad (2.109)$$

lautet. Wie auch bei der Zwischenkreisspannungsregelung wird ein Anti-Windup eingesetzt.

Der Reglerentwurf soll durch Spezifikation der Pol-Nullstellenkonfiguration auf ein do-

Tabelle 2.5: Verwendete Regelparameter für die Drehzahlregelung

	$I_z = 0.032 \text{ kgm}^2$	$I_z = 10.37 \text{ kgm}^2$
ω_n in rad/s	1.885	0.1885
ζ	4.8	3

minantes Polpaar geschehen. Das charakteristische Polynom der Regelkette lautet

$$P(s) = I_z s^2 + K_{P,\omega} s + K_{I,\omega} = s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2 = 0 \quad , \quad (2.110)$$

wodurch sich die Regelparameter mittels Koeffizientenvergleich zu

$$K_{I,\omega} = \omega_n^2 I_z \quad (2.111)$$

$$K_{P,\omega} = 2\omega_n \zeta I_z$$

mit der Eigenkreisfrequenz ω_n und Dämpfung ζ des geschlossenen Regelkreises, ergeben. Für das Flywheel mit $I_z = 10.37 \text{ kgm}^2$ und dem SRM-Messaufbau mit $I_z = 0.032 \text{ kgm}^2$ wurden die natürliche Reglerfrequenz ω_n und Dämpfung ζ aus Tabelle 2.5 verwendet.

Um eine Beeinflussung der Redundanzgruppen zu vermeiden, ist es zweckmäßig den I-Anteil $K_{I,\omega}$ der Regelung in den Redundanzgruppen gleich null zu setzen. Da bei dem in Kapitel 2.13 beschriebenen SRM-Messaufbau kein Rückspeisen in den Zwischenkreis möglich ist, wird dieser nur mit positivem Drehmoment betrieben.

Des Weiteren erwies sich eine Softstartprozedur mit konstantem Drehmoment als vorteilhaft. Dabei wird die Vorgabe der Winkelgeschwindigkeit ω_{cmd} mittels einer Rampenfunktion bis zum Zeitpunkt

$$\tau_\omega = \omega_{ref} \frac{I_z}{M_{max}} \quad (2.112)$$

gesteigert und danach konstant auf dem gewählten Wert ω_{ref} gehalten

$$\omega_{cmd}(t) = \begin{cases} \omega_{ref} \frac{t}{\tau_\omega} & \text{für } 0 < t \leq \tau_\omega \\ \omega_{ref} & \text{für } t > \tau_\omega \end{cases} \quad (2.113)$$

2.11 Modellierung des Gesamtsystems

Für die Untersuchung des Gesamtsystems und das Zusammenspiel samt Beeinflussung der einzelnen Regelungen wurde ein umfangreiches Modell erstellt. Wie auch bei den Modellen zuvor wird eine Kopplung der einzelnen Spulen untereinander vernachlässigt.

Das Modell hat fünf mechanische Freiheitsgrade und nur die axiale Verschiebung ist zu null gesetzt. Das Rotormodell bildet sowohl eine statische als auch eine dynamische Unwucht ab. Dies wird realisiert durch eine exzentrische Position des Rotorschwerpunkts sowie durch nichtverschwindende Deviationsmomente im Trägheitstensor.

Die drei unabhängigen Zwischenkreise der drei Redundanzgruppen haben eine nominale Spannung von 350 V und je eine Gesamtkapazität von 4 mF, die mittels SimPowerSystems modelliert wurden. Eine Einspeisung in den Zwischenkreis erfolgt nur, wenn die Spannung zwischen 340 V und 360 V liegt. Jeder Zwischenkreis ist mit einem Spulenpaar der oberen und einer der unteren Maschine verbunden, welche um 60° (mechanisch) gegeneinander versetzt sind.

Der Störsignalanteil der Stromsensoren wurde dreiecksförmig mit einer Frequenz von 475 kHz und 0.4 A Amplitude modelliert. Alle anderen Sensorsignale wurden als ideal angenommen. Vor den Analog-Digital-Wandlern (ADCs) werden sämtliche Signale durch einen Besselfilter sechster Ordnung mit einer Eckfrequenz von 32.5 kHz für Spannung und Position sowie 62.5 kHz für die Ströme geleitet.

Die ADCs haben eine Auflösung von 12 Bit. Deren Störsignal wurde mit einer Varianz von 10 Quantisierungsschritten und dem Mittelwert 0 angenommen.

Die zur Regelung herangezogenen Werte werden durch arithmetische Mittelung in der jeweils vorherigen Reglerperiode berechnet. Hierdurch kann eine höhere Signalqualität erzielt werden. Aufgrund der im μC beschränkten Rechenzeit wird bei der Messung des Stroms nur der letzte aufgenommene Wert verwendet und auf eine digitale Filterung verzichtet.

Die Regelung der Maschinen ist zweigeteilt. Die Zwischenkreisspannungs- bzw. Drehzahlregelung und die Positionsregelung werden mit einer Reglerfrequenz von 20 kHz durchgeführt und die Stromregelung mit 80 kHz getaktet. Die PWM-Frequenz beträgt ebenfalls 80 kHz.

Die 2-Quadrantenkonverter, beschrieben in Kapitel 2.3, wurden ebenfalls mit SimPowerSystems modelliert. Die Leistungsbauteile sind, bis auf einen Innenwiderstand von 1 m Ω , als ideale Schalter modelliert. Abbildung 2.45 zeigt exemplarisch die oberste hierarchische Ebene des entwickelten Modells. Dargestellt sind die drei Phasen (grün), die über das Rotormodell (orange) gekoppelt sind. Die Koordinatentransformationen werden jeweils in den gelben Blöcken durchgeführt.

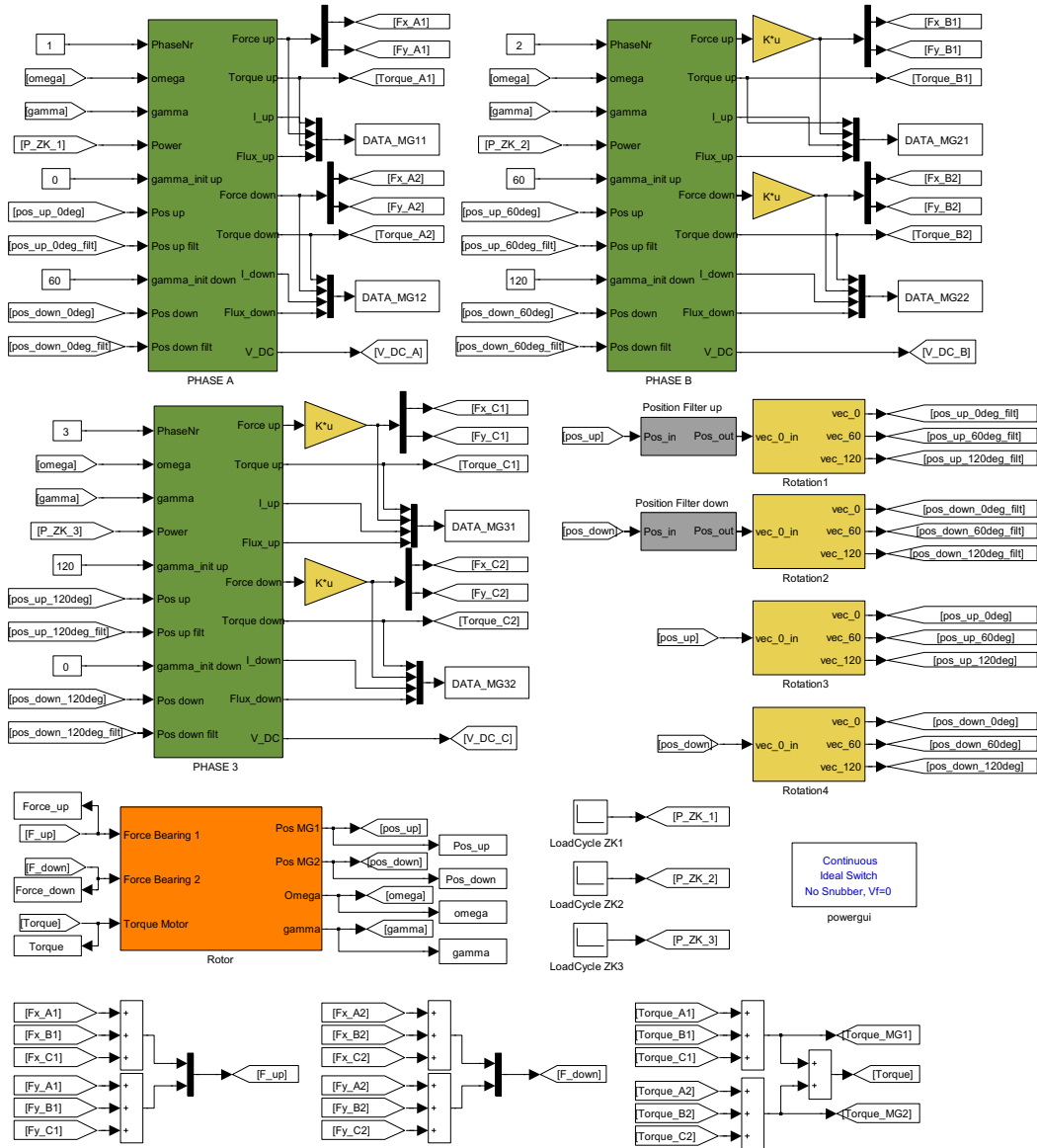


Abbildung 2.45: Oberste hierarchische Ebene des verwendeten SIMULINK-Modells

Die Charakteristiken der Maschine sind in diesem Modell 5-dimensional. Drehmoment, Kräfte in x - und y -Richtung sowie Stromkennlinien sind in Kennfeldern abgespeichert und sind Funktionen vom Drehwinkel θ , den beiden Strömen I_1 und I_2 sowie von den translatorischen Verschiebungen u und v . Bei der Simulation wurde eine lineare Interpolation der Kennfelder verwendet, da jede andere Variante zu einer enormen Steigerung der Rechenzeit führt. Auch hier wurde die Kennlinie des verketteten Flusses in eine Stromkennlinie

umgerechnet, womit sich der verkettete Fluss aus dem Induktionsgesetz ergibt

$$\begin{aligned}\psi_1 &= \int_0^t \left[U_1 - RI_1(\theta, \psi_1, I_2, u, v) \right] dt \\ \psi_2 &= \int_0^t \left[U_2 - RI_2(\theta, I_1, \psi_2, u, v) \right] dt\end{aligned}\tag{2.114}$$

mit den angelegten Spannungen U_1 und U_2 .

2.12 Simulationsergebnisse

Im Folgenden sind Simulationsergebnisse von ausgewählten Betriebszuständen angeführt. Bei allen Simulationen wurde die Abhängigkeit der Verstärkung des Stromreglers mit der Drehzahl als linear⁵ gewählt und eine maximale Verstärkung von $K_{P,I}^{max} = 2500 \text{ V/A}$ verwendet. Für die Zeitintegration wurde die Dormand-Prince-Methode mit einer maximalen Schrittweite von $100 \mu\text{s}$, einer minimalen Schrittweite von $0.01 \mu\text{s}$ sowie einer relativen und absoluten Toleranz von 10^{-8} verwendet. Sämtliche winkelabhängigen Kennfelder wurden mit einer Auflösung von 1° diskretisiert. Die Drehzahlabhängigkeit der Betriebsparameter wurde mit 40 rad/s und die Leistung mit Schritten von 100 W aufgelöst. Die aktuellen Werte von Leistung, Winkel und Winkelgeschwindigkeit werden auf den jeweiligen Betrag nach unten gerundet und der zugehörige Wert in den Kennfeldern verwendet.

2.12.1 Normalbetrieb

Im Normalbetrieb wird der Rotor durch die dedizierte magnetische Lagerung stabilisiert. Daher sei angenommen, dass der Rotor in seiner Trägheitshauptachse gehalten wird und mit einer Exzentrizität von $e = 50 \mu\text{m}$ umläuft⁶. Die beiden Ströme je eines Spulenpaars werden auf dieselbe Referenz geregelt. Im Vergleich zu einer Serienschaltung ergibt sich aufgrund des exzentrischen Rotors eine Abweichung im Stromverlauf. Abbildung 2.46 zeigt ein Simulationsergebnis bei 600 rad/s . Dabei wurden für jeden Zwischenkreis unterschiedliche Lastzyklen P_{IN}^A , P_{IN}^B und P_{IN}^C und damit Störgrößenverläufe vorgegeben. Anhand der Spannungsverläufe U_{DC}^A , U_{DC}^B und U_{DC}^C der drei Zwischenkreise ist zu erkennen, wie die Regelung auf Störgrößensprünge reagiert und diese kompensiert. Da die untere Maschine

⁵ entspricht der Verwendung von $n = 1$ in Gl. (2.58)

⁶ dies entspricht bei $\Omega_{max} = 2000 \text{ rad/s}$ einer Wuchtgüte von G100

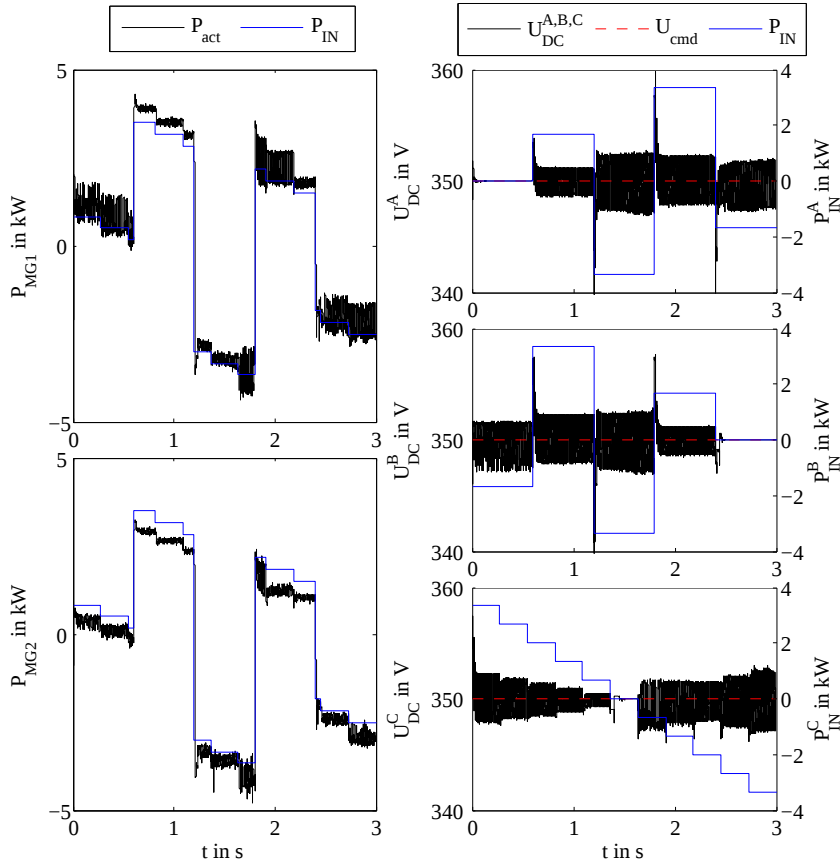


Abbildung 2.46: Simulationsergebnis bei 600 rad/s und Vorgabe eines Lastzyklus im Normalbetrieb für die zwei Maschinen und deren drei Phasen A , B und C

um 60° versetzt ist, ist die Leistung P_{MG1} bei einer positiven Solleistung höher als P_{MG2} . Ein gegensätzliches Verhalten tritt im Generatorbetrieb auf.

2.12.2 Lagernder Betriebsmodus

Der lagernde Betrieb dient zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des Flywheels bei großen externen Störkräften und ist daher kein Dauerbetrieb. Für die Analyse des lagernden Betriebsmodus ist eine Kopplung des Magnetfelds mit dem mechanischen Modell des Rotors notwendig. Die Rotormasse wurde mit $m = 269$ kg angegeben und der folgende Trägheitstensor verwendet

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 15.89 & 0 & -5.52 \cdot 10^{-6} \\ 0 & 15.89 & 0 \\ -5.52 \cdot 10^{-6} & 0 & 10.37 \end{pmatrix} \text{ kgm}^2 \quad . \quad (2.115)$$

Der Abstand der elektrischen Maschinen vom Schwerpunkt bei symmetrischem Rotor sei 0.42 m. Weiters wurde angenommen, dass die Unwucht auf der x -Achse liegt und $3.15 \mu\text{m}$ beträgt, was einer Wuchtgüte von G6.3 entspricht. Um zu hohe Regelsollkräfte zu vermeiden, wurde der Reglerausgang des Positionsreglers mit $F_{max} = 500 \text{ N}$ beschränkt.

Bei den Reglerparametern des Positionsreglers ist insbesondere die Zeitkonstante vom Verzögerungsglied $1/N_{c,y}$ von großer Bedeutung. Wird diese zu groß gewählt, wird die Phasenreserve sehr klein und das System instabil. Bei kleinen Werten ist die Filterwirkung zu gering, wodurch die Regelung stark vom Störsignalanteil der Positionsmessung beeinflusst wird.

Um eine stabile Positionsregelung zu gewährleisten, wurde eine Parametervariation bei 650 rad/s und 2000 rad/s durchgeführt. Die jeweiligen Parametersätze werden als stabil definiert, wenn bei einer Anfangsauslenkungen von $x_0 = y_0 = 0.2 \text{ mm}$ die Position über die gesamte Simulationsdauer von 0.5 s und beiden Winkelgeschwindigkeiten innerhalb folgender Grenzen liegt

$$\begin{pmatrix} x(t) \\ y(t) \end{pmatrix} \begin{matrix} \leq \\ \geq \end{matrix} \pm \left[f_1 \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\omega_n \zeta t} + f_2 e \right] \quad (2.116)$$

mit

$$\zeta = 0.2, \quad \omega_n = 50 \text{ rad/s}, \quad f_1 = 1.5, \quad f_2 = 10, \quad e = 3.15 \mu\text{m} \quad . \quad (2.117)$$

Außerdem wird gefordert, dass die Zwischenkreisspannung bei selbigen Lastzyklen, wie in Abbildung 2.46, über die gesamte Simulationsdauer zwischen 340 V und 360 V liegt. Abbildung 2.47 zeigt das Ergebnis der Parametervariation. Die simulierten Werte sind mit einem Punkt gekennzeichnet. Variiert wurden die Steifigkeit, die Dämpfung und die Zeitkonstante des Verzögerungsglieds. In grün sind jene Werte markiert, bei denen ein stabiler Lauf gewährleistet ist und die Leistung erbracht wird. Blau markiert sind Wertekombinationen, die eine stabile Positionsregelung ermöglichen, bei denen allerdings die Leistung nicht erbracht wird, da die Positionsregelung die Zwischenkreisspannungsregelung beeinflusst. In rot sind jene Werte gehalten, bei denen die Positionsregelung instabil ist. Erkennbar ist, dass die Eckfrequenz $N_{c,y}$ einen großen Einfluss hat. Ein günstiger Wertebereich liegt um $N_{c,y} = 1 \text{ kHz}$. Für die weitere Untersuchung wurden die Werte

$$K_{P,y} = 1 \frac{\text{MN}}{\text{m}}, \quad K_{D,y} = 8 \frac{\text{kN}}{\text{ms}}, \quad N_{c,y} = 10 \text{ kHz} \quad (2.118)$$

verwendet.

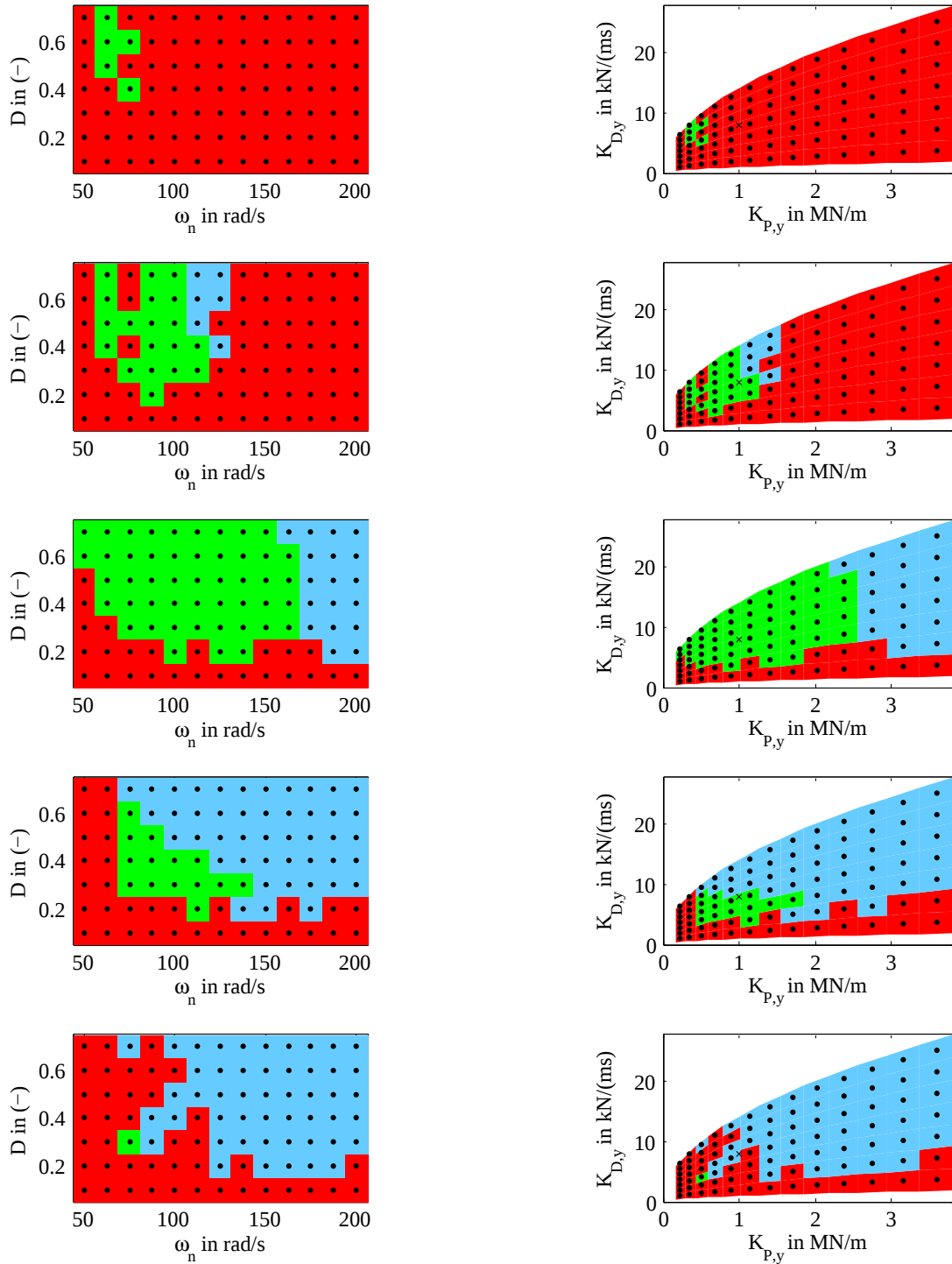


Abbildung 2.47: Stabilität verschiedener Steifigkeitswerte; rot: instabil; blau: Position stabil, Leistung nicht erbracht; grün: stabil, Leistung erbracht;
für $N_{c,y} = 0.1$ kHz, 0.5 kHz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz

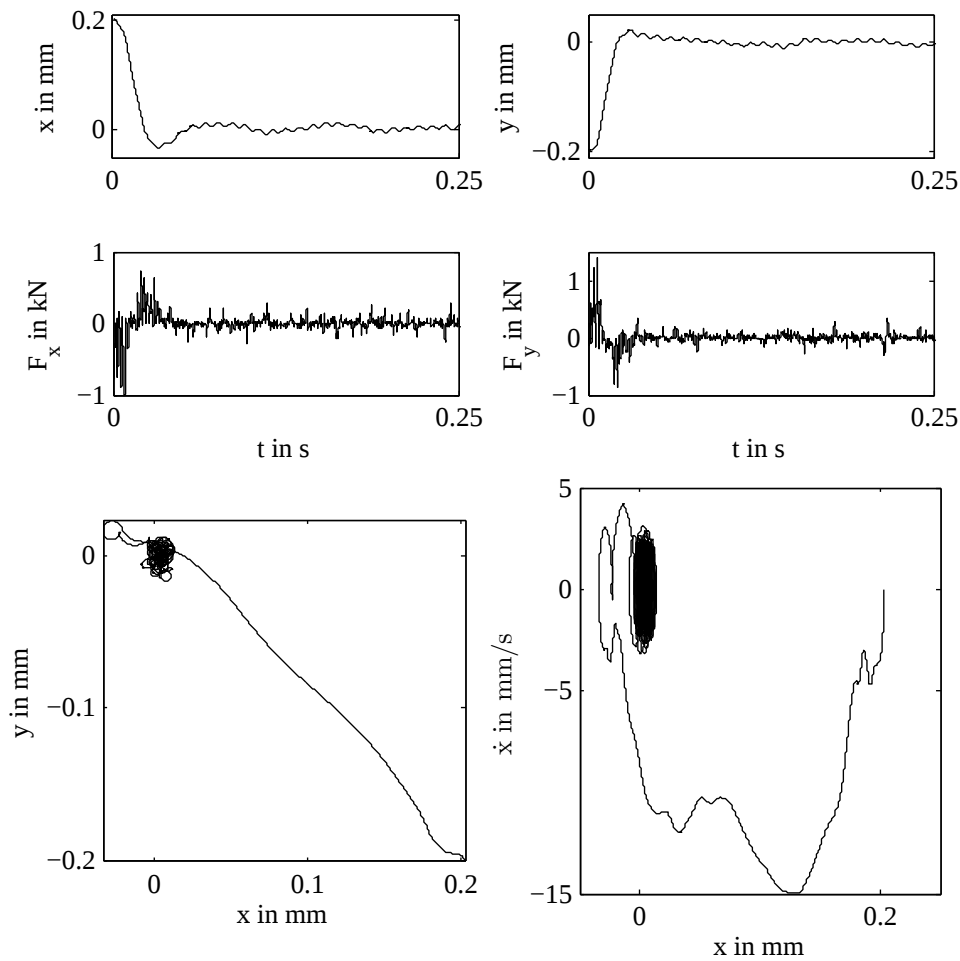


Abbildung 2.48: Zeitlicher Verlauf der Rotorschwerpunktsposition sowie der erzeugten Kräfte, Orbit und Phasendiagramm der x -Komponente bei 650 rad/s und 10 kW Sollleistung

Ein weiteres Simulationsergebnis mit den angeführten Werten ist in Abbildung 2.48 dargestellt. Die Anfangsauslenkungen betragen $x_0 = 0.2$ mm und $y_0 = -0.2$ mm. Simuliert wurde ein Motorbetrieb mit 10 kW bei 650 rad/s. Die Rotorposition schwingt leicht über die Nulllage. Deutlich zu erkennen sind die Schwingung aufgrund der Unwucht und auch die dadurch erzeugten Kräfte. Aufgrund der diskontinuierlichen Bestromung treten deutliche Spitzen im Kraftverlauf auf. Weiters sind der Rotororbit sowie ein Phasendiagramm für die horizontale Auslenkung dargestellt.

Steifigkeit und Dämpfung sind aufgrund der variablen Kommutierungswinkel insbesondere von der geforderten Leistung abhängig und nur geringfügig von der Drehzahl. Insbesondere im Generatorbetrieb weichen diese von den Sollwerten ab, da sich hier die Stromrege-

Tabelle 2.6: Steifigkeit und Dämpfung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten und Leistungen

$\omega_{n,x}$ in rad/s					$\omega_{n,y}$ in rad/s				
		ω in rad/s					ω in rad/s		
		650	1250	2000			650	1250	2000
P_{cmd} in kW	-10	45.7	47.7	56.0	P_{cmd} in kW	-10	41.8	42.7	50.7
	-4	71.0	71.3	60.8		-4	66.8	63.9	56.0
	0	74.7	80.3	80.1		0	73.5	75.8	79.8
	4	71.4	76.8	69.0		4	81.3	79.6	72.1
	10	98.4	101.2	92.9		10	109.0	104.5	93.9

D_x					D_y				
		ω in rad/s					ω in rad/s		
		650	1250	2000			650	1250	2000
P_{cmd} in kW	-10	0.36	0.22	0.24	P_{cmd} in kW	-10	0.24	0.20	0.24
	-4	0.31	0.35	0.30		-4	0.37	0.31	0.29
	0	0.34	0.38	0.40		0	0.34	0.37	0.41
	4	0.30	0.40	0.33		4	0.29	0.45	0.38
	10	0.46	0.54	0.52		10	0.56	0.60	0.51

lung schwieriger gestaltet als im Motorbetrieb. Tabelle 2.6 quantifiziert diesen Sachverhalt.

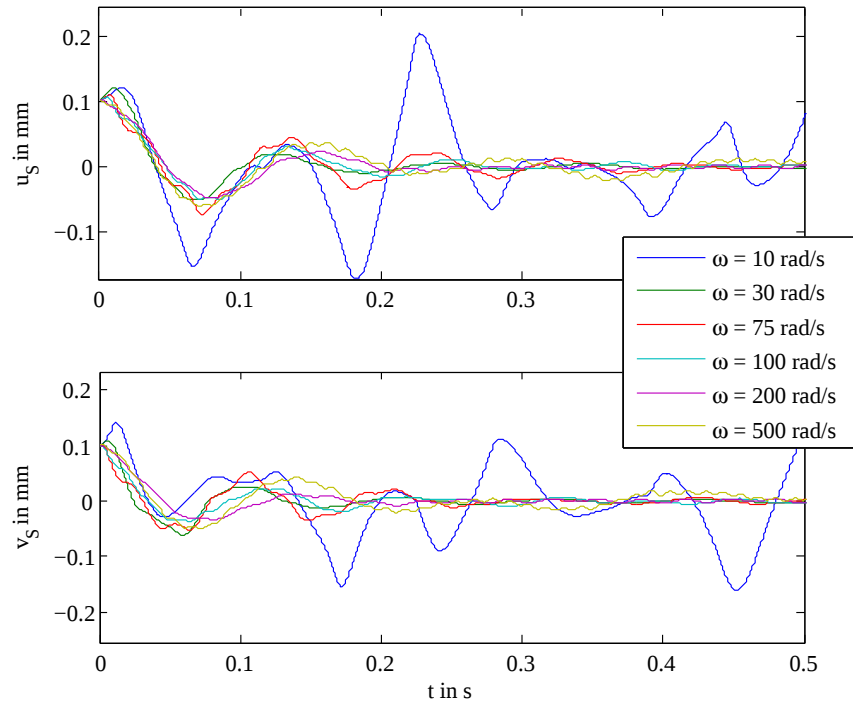
Aufgelistet sind Eigenkreisfrequenzen $\omega_{n,x}$ bzw. $\omega_{n,y}$ in x - und y -Richtung und das zugehörige Lehrsche Dämpfungsmaß D_x und D_y bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten. Dabei wurde die Rotorschwerpunktssposition mit der Differentialgleichung des Einmassenschwingers

$$\ddot{x} + 2D_x\omega_{n,x}\dot{x} + \omega_{n,x}^2(x + x_0) = 0 \quad (2.119)$$

$$\ddot{y} + 2D_y\omega_{n,y}\dot{y} + \omega_{n,y}^2(y + y_0) = 0$$

verglichen und die Werte für $\omega_{n,x}$, $\omega_{n,y}$, D_x und D_y mittels Least-Squares-Regression angepasst.

Beim lagernden Betrieb der Maschinen ist die Funktionalität bei niedrigen Drehzahlen von besonderem Interesse. Bei einem Ausfall der Magnetlager muss ein sicheres Herunterfahren des Flywheels möglich sein, bis ein Auslaufen in den mechanischen Fanglagern ohne Schaden gegeben ist. Zu diesem Zweck wurden Simulationen des Herunterfahrvorgangs bei verschiedenen Anfangsdrehzahlen durchgeführt. Die Zwischenkreisspannung wurde konstant auf 350 V gehalten und die Winkelgeschwindigkeitsreferenz auf 0 rad/s gesetzt,



Abbildungung 2.49: Zeitlicher Verlauf der Rotorposition bei verschiedenen Drehzahlen

womit die Maschine bei der maximalen Generatorleistung betrieben wird. Die Anfangsauslenkung wurde zu $x_0 = y_0 = 0.1$ mm gewählt. Der zeitliche Verlauf der Position ist in Abbildung 2.49 zu sehen. Erkennbar ist, dass bis zu einer Winkelgeschwindigkeit von 30 rad/s noch ein stabiler Lauf möglich ist. Erst unter 30 rad/s ist die Regelung auf den Sollwert 0 mm nicht mehr möglich. In diesem Bereich kann der Rotor allerdings bereits sicher in den Fanglagern auslaufen.

Mit demselben Modell wurde unter gleichen Bedingungen eine Simulation nur mit den Spulenpaaren A und B durchgeführt. Hierbei ist ein stabiler Lauf bei Winkelgeschwindigkeiten über 75 rad/s möglich. Das Ergebnis zeigt, dass nur zwei der drei Phasen für eine radiale Stabilisierung des Rotors nötig sind.

2.12.3 Kräftekompensierender Betrieb

Dieser Betriebsmodus entspricht dem Standardbetrieb des Flywheels und soll eine Rückwirkung der Maschine auf die Radialmagnetlager verhindern und somit deren Effizienz steigern.

Im Folgenden soll der kräftekompensierende Betrieb demonstriert werden. Dazu wird

die Rotorposition eingepreßt und eine Wuchtgüte von G100, was einer Exzentrizität von $50\text{ }\mu\text{m}$ entspricht, angenommen. Es werden sieben Varianten einander gegenübergestellt und verglichen. Es wurden zehn Umdrehungen simuliert und der Absolutwert der von der Maschine generierten Kräfte über die Zeit gemittelt, um eine Vergleichsbasis zu schaffen. Abbildung 2.50 zeigt den Mittelwert der generierten Kräfte bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten, wenn die Unwucht entlang einer Achse durch einen Rotorpol liegt. Weiters ist die Wirksamkeit der Kraftkompensation in Form eines Balkendiagramms dargestellt. Die Balken stellen die Abweichung der über die Leistung und Drehzahl gemittelten Kräfte von denen im Normalbetrieb dar. Ebenfalls sind die Maximal- und Minimalwerte für die jeweiligen Regelalgorithmen eingezeichnet. Eine analoge Darstellung zeigt Abbildung A.3, wobei hier die Unwucht in einer um 45° versetzten Achse liegt. Die Referenzlösung stellt der oben beschriebene Normalbetrieb dar. Außerdem wird auch die übliche Serienschaltung der gegenüberliegenden Spulen betrachtet und in den Abbildungen mit „serie“ bezeichnet. Die beiden Ströme sind bei dieser Anordnung gleich groß ($I_1 = I_2$) und es ist keine Kompensation möglich. Im Mittel sind die generierten Kräfte um 79% größer als im Normalbetrieb.

Eine weitere Variante ist die Parallelschaltung der Spulen, die in den Abbildungen mit „parallel“ bezeichnet ist. Dabei wird der Summenstrom der gegenüberliegenden Spulen $I = I_1 + I_2$ geregelt. Dies ist nur eine passive Variante und ermöglicht daher nicht das gewollte Generieren von Lagerkräften. Da in den beiden Spulen aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten näherungsweise der gleiche Fluss erzeugt wird, liegt die Kraftkompensation bei 44%. Nachteilig ist, dass über die einzelnen Ströme keine Kontrolle vorhanden ist und keine Maßnahmen gegen Überstrom getroffen werden können, was insbesondere beim Generatorbetrieb problematisch ist.

Die in Kapitel 2.10.3 angeführte Quasi-Parallelschaltung ist ähnlich der Parallelschaltung und wird mit „ZFC $_{\Delta\psi=0}$ “ bezeichnet. Vernachlässigt man Streuflüsse, wird keine Kraft erzeugt, wenn der verkettete Fluss beider Spulen gleich groß ist. Dies wird erreicht, indem die Spannung so gewählt wird, dass der Integrand in Gl. (2.71) zu null wird. Diese Vorgehensweise führt zwar rechnerisch nicht zu vollständig verschwindenden Kräften, allerdings ergeben sich in der Simulation gute Resultate. Im Vergleich zur Änderung der Stromvorgabe ist keine so hohe Reglerfrequenz notwendig und verglichen zur tatsächlichen Parallelschaltung der Spulen ist hier vorteilhaft, dass einem Überstrom in einer der beiden Spulen aktiv entgegengewirkt werden kann und auch aktiv Kräfte erzeugt werden können. Außerdem wird der ohmsche Widerstand berücksichtigt. Die mittlere erreichte Kraftkompensation liegt daher knapp über jener der tatsächlichen Parallelschaltung bei 46%.

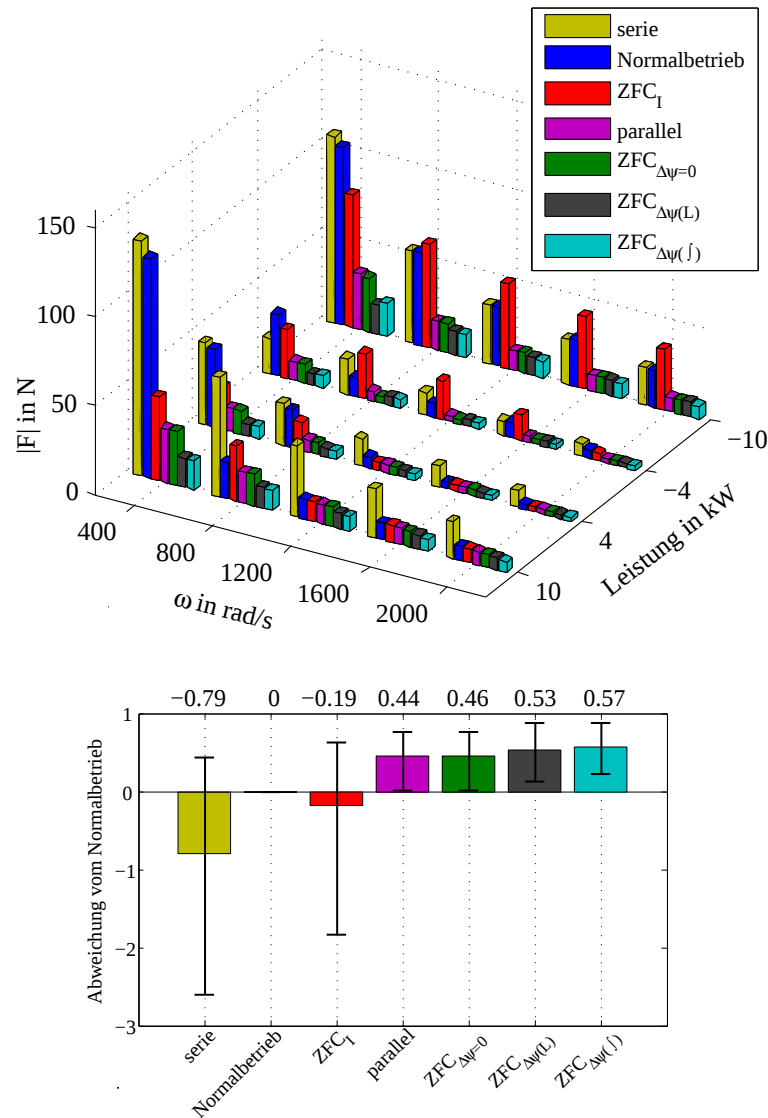


Abbildung 2.50: Gegenüberstellung der verschiedenen Regelalgorithmen; Mittelwert der generierten Kräfte bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten; über Drehzahl und Leistung gemittelter Wert sowie Minimum und Maximum der Kraftkompensation bezogen auf den Normalbetrieb

Bei der Änderung der Stromvorgabe („ZFC_I“) wird im Mittel mehr Kraft generiert als im Normalbetrieb. Dies liegt an der erschwerten Stromregelung aufgrund der hohen induzierten Spannung. Die Änderung des Referenzstroms erfordert eine sehr exakte und sensible Regelung, was durch das Übertragungsverhalten der Analogfilter und der Analog-Digital-Wandlung erschwert wird.

Die besten Ergebnisse werden mit der Regelung des verketteten Flusses erzielt, wo-

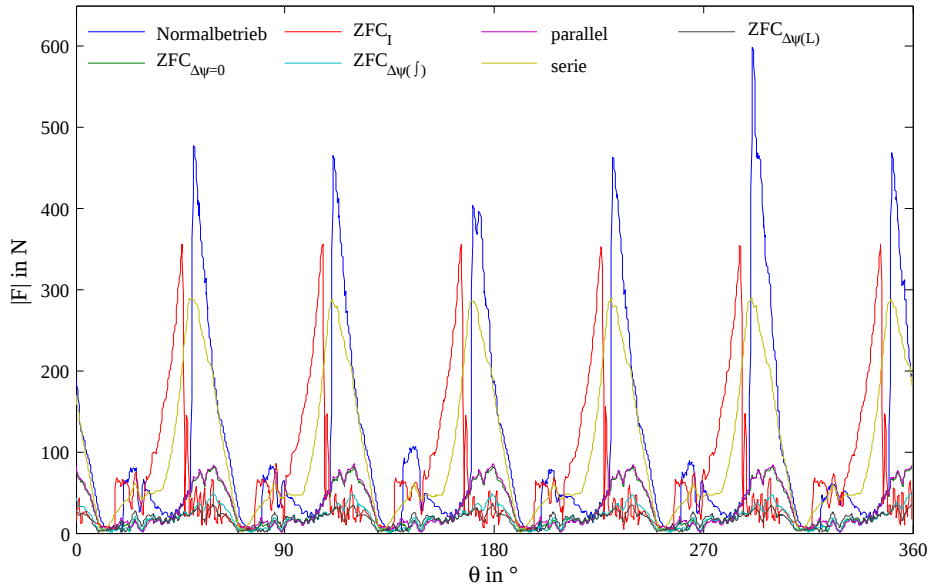


Abbildung 2.51: Gegenüberstellung der generierten Kräfte der verschiedenen Regelalgorithmen für den kräftekompensierenden Betrieb bei 400 rad/s und einer Sollleistung von -10 kW bei einer Exzentrizität von $50 \mu\text{m}$

bei diese bei Verwendung der Zeitintegration zur Bestimmung des aktuellen Flusses mit „ $\text{ZFC}_{\Delta\psi(f)}$ “ und bei Verwendung des Flussbeobachters mit „ $\text{ZFC}_{\Delta\psi(L)}$ “ bezeichnet wird. Die erreichte Kraftkompensation liegt bei 57% bzw. 53%. Die Integration liefert eine bessere Vorhersage des aktuellen Flusses, führt allerdings auch zu einer Fehlerrückmeldung und in Folge zu Instabilitäten (vgl. Kapitel 2.10.3).

Da auch Simulationen im High-Speed-Betrieb bei der Mittelwertbildung miteinbezogen wurden, wirkt die erzielbare Kraftkompensation relativ gering, da hier generell nur geringe Kräfte erzeugt werden.

Abbildung 2.51 zeigt die wirkenden Kräfte bei Verwendung der verschiedenen Regelalgorithmen bei 400 rad/s und einer Sollleistung von -10 kW. Auffällig sind insbesondere die Serienschaltung, der Normalbetrieb und die Änderung der Stromvorgabe durch die hohe Amplitude. Die Kraftwirkung bei Serienschaltung hat zwar einen geringeren Maximalwert, deckt allerdings einen größeren Winkelbereich ab. Bei der Änderung der Stromvorgabe werden im Bereich des Stromanstiegs große Kräfte generiert, während beim Normalbetrieb erst nach Erreichen des Sollstroms das Maximum auftritt.

Weitere Vergleiche der verschiedenen Regelungen werden in Kapitel 2.13 angeführt.

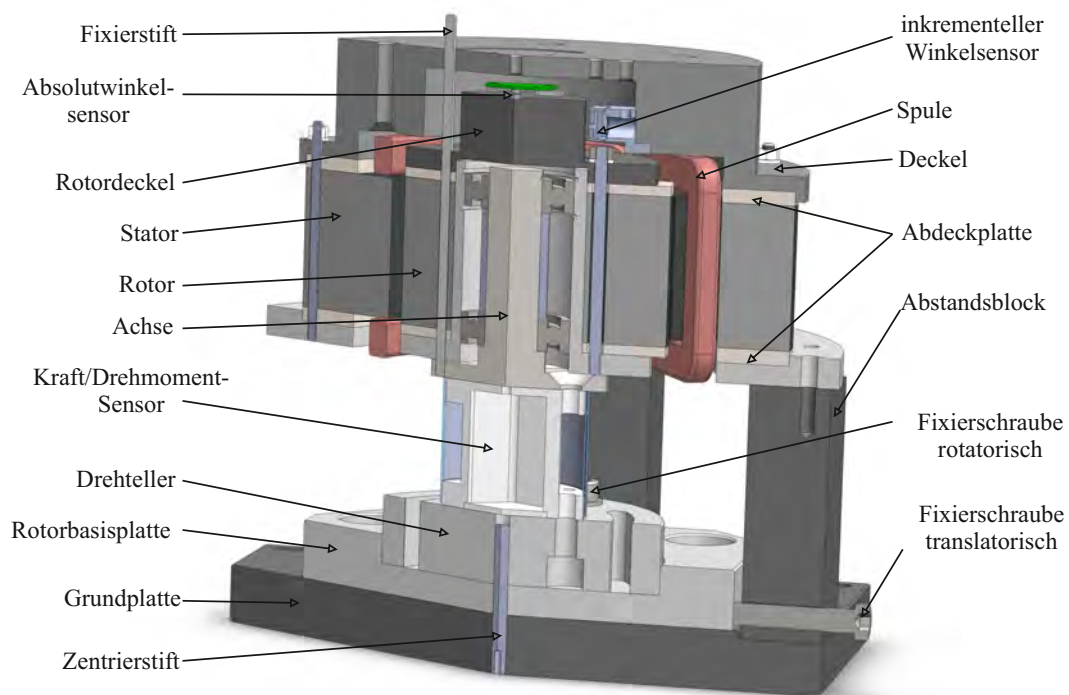


Abbildung 2.52: Konstruktion des Versuchsaufbaus

2.13 Realisierung eines Versuchsaufbaus und Validierung

Zur Validierung der Simulationsergebnisse wurde ein Versuchsaufbau entwickelt, der sowohl die Messung von statischen Kennlinien als auch Messungen bei Hochfahrvorgängen ermöglicht. Von Interesse sind die generierten Kräfte, die durch einen Kraft/Drehmoment-Sensor mit passendem Messverstärker (siehe [67] und [66]) aufgenommen werden. Der Versuchsaufbau ist in Abbildung 2.52 in einem 3D-Schnitt dargestellt. Auf einer Grundplatte ist die Rotorbasisplatte angebracht, die translatorisch verschiebbar ist, um beliebige Rotorstellungen zu erreichen. Auf dieser ist ein Drehteller, der sich gegen die Rotorbasisplatte verdrehen lässt und mittels Schrauben fixiert werden kann, montiert. Auf dem Drehteller sind weiters der Kraft/Drehmoment-Sensor sowie der Rotorteil der Maschine fixiert. Der Rotor ist mittels zweier Wälzlager an einer Achse angebracht und lässt sich durch zwei Fixierstifte rotatorisch sperren. Am Rotor ist weiters ein Rotordeckel befestigt, der den Permanentmagneten des Absolutwinkelsensors trägt. Durch einen Zentrierstift lässt sich der gesamte Rotor in Bezug auf den Stator in eine definierte Position bringen. Der Stator der Maschine ist mittels Abstandsblöcken zur Grundplatte positioniert. An diesem sind die Spulen sowie ein Deckel, der den Winkelsensor trägt, angebracht. Für die Fixierstifte sind Ausnehmungen vorgesehen, um diese einfach entfernen zu können.

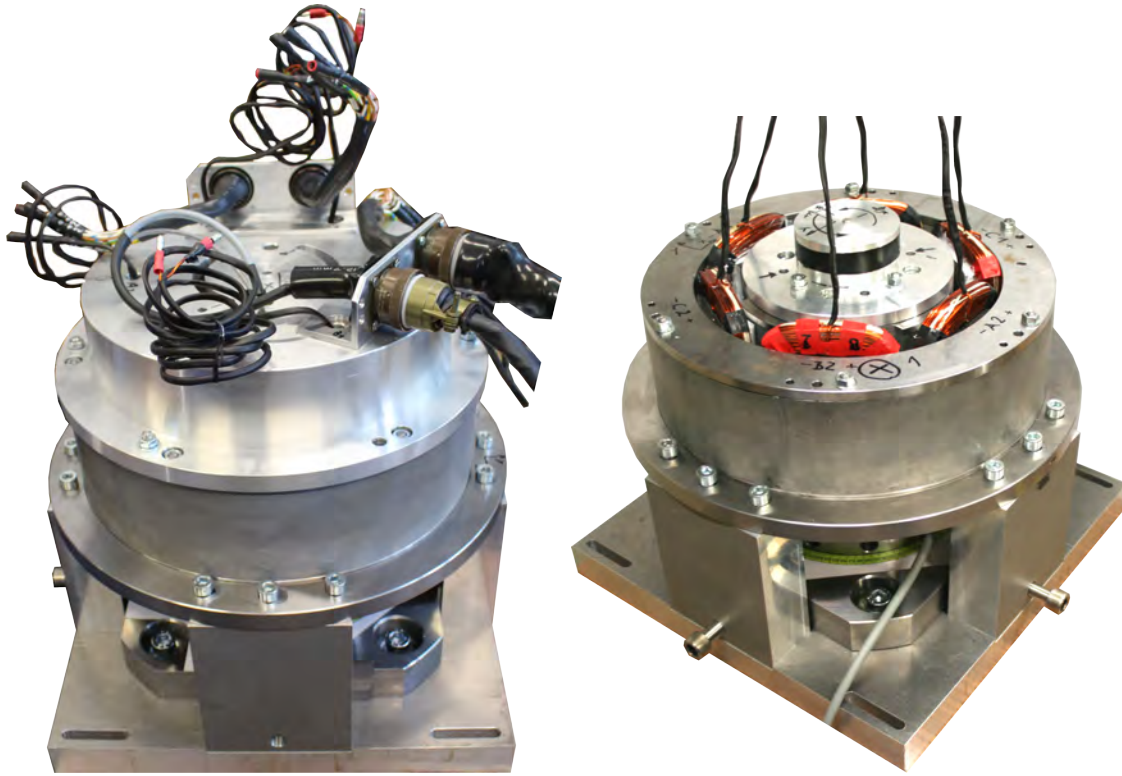


Abbildung 2.53: Foto des Versuchsaufbaus mit (links) und ohne Deckel (rechts)

Für statische Messungen bei definierter Rotorposition werden die Fixierstifte eingesetzt und dadurch die Rotation gesperrt. Außerdem wird die Position des Drehtellers mit den rotatorischen und translatorischen Fixierschrauben festgelegt. Für dynamische Messungen wird der Drehteller in die gewünschte Position gebracht. Durch das Entfernen der Fixierstifte wird die Rotation freigegeben. Fotos des Versuchsaufbaus sind in Abbildung 2.53 zu sehen. Wie auch bei den Simulationsmodellen wurden die Kennfelder der Betriebsparameter in den μ Cs mit 40 rad/s und 100 W diskretisiert und winkelabhängige Kennfelder mit einer Genauigkeit von 1° aufgelöst.

Die unterschiedlichen Reglertaktungen wurden auf zwei ARM-Cortex-M4 Prozessoren (vgl. [72]) aufgeteilt und die Signalübertragung mit einer 20 kHz PWM realisiert. Im Folgenden wird der mit 80 kHz getaktete Regler mit „Stromregler“ und der mit 20 kHz getaktete mit „Zwischenkreisspannungsregler“ bezeichnet.

Zur Winkelbestimmung wurde ein magnetischer Drehwinkelgeber (siehe [60]) im PWM-Modus verwendet. Das PWM-Ausgangssignal weist eine Frequenz von 976.56 Hz auf. Da dies mit steigender Winkelgeschwindigkeit unzureichend ist, wurde ein Winkelbeobachter implementiert. Bei Annahme einer konstanten Winkelgeschwindigkeit ergibt sich der

Tabelle 2.7: Koeffizienten der Winkelgeschwindigkeitsschätzung nach [99]

$N = 3; f = 800 \text{ Hz}$		$N = 19; f = 2000 \text{ Hz}$			
$c_{\omega,0}$	240	$c_{\omega,0}$	28.571	$c_{\omega,10}$	-1.504
$c_{\omega,1}$	80	$c_{\omega,1}$	25.564	$c_{\omega,11}$	-4.511
$c_{\omega,2}$	-80	$c_{\omega,2}$	22.556	$c_{\omega,12}$	-7.519
$c_{\omega,3}$	-240	$c_{\omega,3}$	19.549	$c_{\omega,13}$	-10.526
		$c_{\omega,4}$	16.541	$c_{\omega,14}$	-13.534
		$c_{\omega,5}$	13.534	$c_{\omega,15}$	-16.541
		$c_{\omega,6}$	10.526	$c_{\omega,16}$	-19.549
		$c_{\omega,7}$	7.519	$c_{\omega,17}$	-22.556
		$c_{\omega,8}$	4.511	$c_{\omega,18}$	-25.564
		$c_{\omega,9}$	1.504	$c_{\omega,19}$	-28.571

prädizierte Winkel $\bar{\theta}$ zu

$$\bar{\theta} = \theta + \bar{\omega} \Delta t \quad (2.120)$$

mit der seit der letzten Aufnahme verstrichenen Zeit Δt , dem dabei aufgenommenen Wert θ und der Winkelgeschwindigkeitsschätzung

$$\bar{\omega} = \sum_{n=0}^N \theta_n z^{-n} c_{\omega,n} \quad (2.121)$$

für welche die in [99] beschriebene polynomiale Ableitungsschätzung verwendet wurde. Aufgrund der geringeren Rechenzeit wurde im Stromregler ein Polynom 4. Ordnung und im Zwischenkreisspannungsregler ein Polynom 20. Ordnung verwendet. Die Koeffizienten $c_{\omega,n}$ sind in Tabelle 2.7 angeführt. Die Versorgung wurde über ein Labornetzgerät ([61]) realisiert.

Für die Regelung wurden Fluxgate-Stromwandler ([64]) verwendet, während für die Messung Strommesszangen ([56]) nach dem Kompensationsprinzip eingesetzt wurden.

In Summe ergaben sich acht Analog- und ein Digitalsignal⁷, weswegen zwei Mixed-Signal-Oszilloskope ([73]) mit jeweils vier Analogkanälen und 10 Millionen Punkten Speichertiefe pro Kanal verwendet wurden. Diese wurden über ein externes Triggersignal synchronisiert. Dazu wurde der PWM-Ausgang des Zwischenkreisspannungsregler- μ Cs verwendet, der auf „high“ gesetzt wurde, sobald die Drehzahl den vorgegebenen Wert übersteigt.

Im Folgenden wird nur ein Spulenpaar der Maschine betrachtet, da andernfalls die Anzahl an verfügbaren Messkanälen überschritten werden würde.

⁷ analog: zwei Ströme und die sechs Kanäle des Kraft/Drehmoment-Sensors; digital: PWM-Signal des Winkelgebers

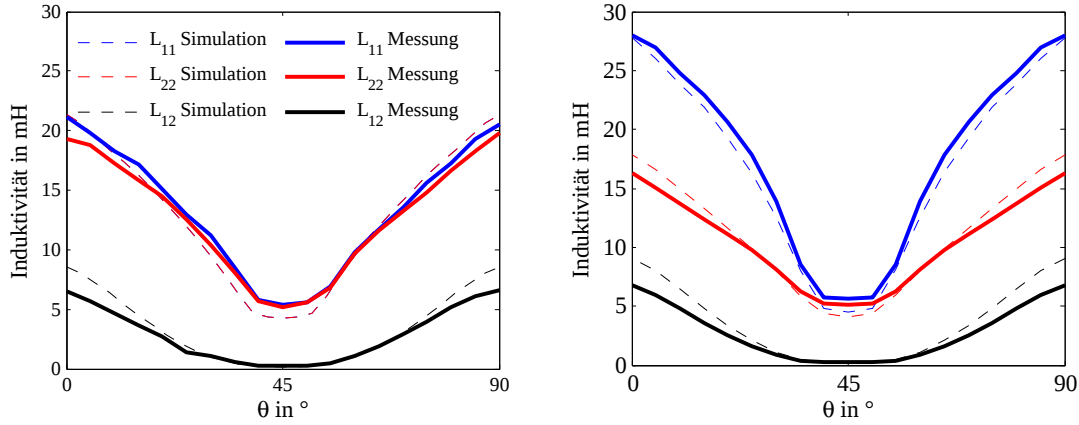


Abbildung 2.54: Vergleich zwischen Simulation und Messung von Selbst- und Gegeninduktivität bei zentriertem Rotor (links) und bei einer Exzentrizität von $v = 0.46$ mm (rechts)

2.13.1 Statische Messungen - Validierung der Kennlinien

Um die berechneten Kennlinien zu validieren, wurden die Induktivität, die Kräfte und das Drehmoment bei verschiedenen Rotorpositionen aufgenommen. Durch Einsetzen der Fixierstifte wurde hierzu die Rotationsbewegung gesperrt.

Zur Bestimmung der Induktivität wurde eine LCR-Messbrücke ([63]) verwendet und die Messungen bei einer Frequenz von 20 Hz durchgeführt. Durch Messung der Induktivität bei gleichsinniger L_+ und bei gegensinniger L_- Serienschaltung kann durch

$$L_{12} = \frac{1}{4} (L_+ - L_-) \quad (2.122)$$

auch die Gegeninduktivität bestimmt werden. Abbildung 2.54 vergleicht die Messung der Selbst- und Gegeninduktivität bei zentrischer Rotorposition und bei einer Auslenkung von $v = 0.46$ mm mit der Simulation. Da keine exakte Zentrierung des Rotors erreicht wurde, weichen die gemessenen Selbstinduktivitäten der beiden Spulen L_{11} und L_{22} leicht voneinander ab. Grundsätzlich ist allerdings sowohl bei zentrischem als auch bei exzentrischem Rotor eine großteils sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation vorhanden. Die Abweichungen sind unter anderem durch die Materialbeschreibung sowie die Modellierung mit einer idealisierten Geometrie unter Vernachlässigung von 3-dimensionalen Effekten erklärbar. Außerdem sind Abweichungen der Spulen von der geforderten Windungszahl nicht ausgeschlossen. Des Weiteren ist der Messstrom sehr gering und daher die Magnetisierung in einem Bereich mit geringerer Permeabilität.

Um die simulierten Kräfte zu validieren, wurden ebenfalls Messungen bei zentriertem

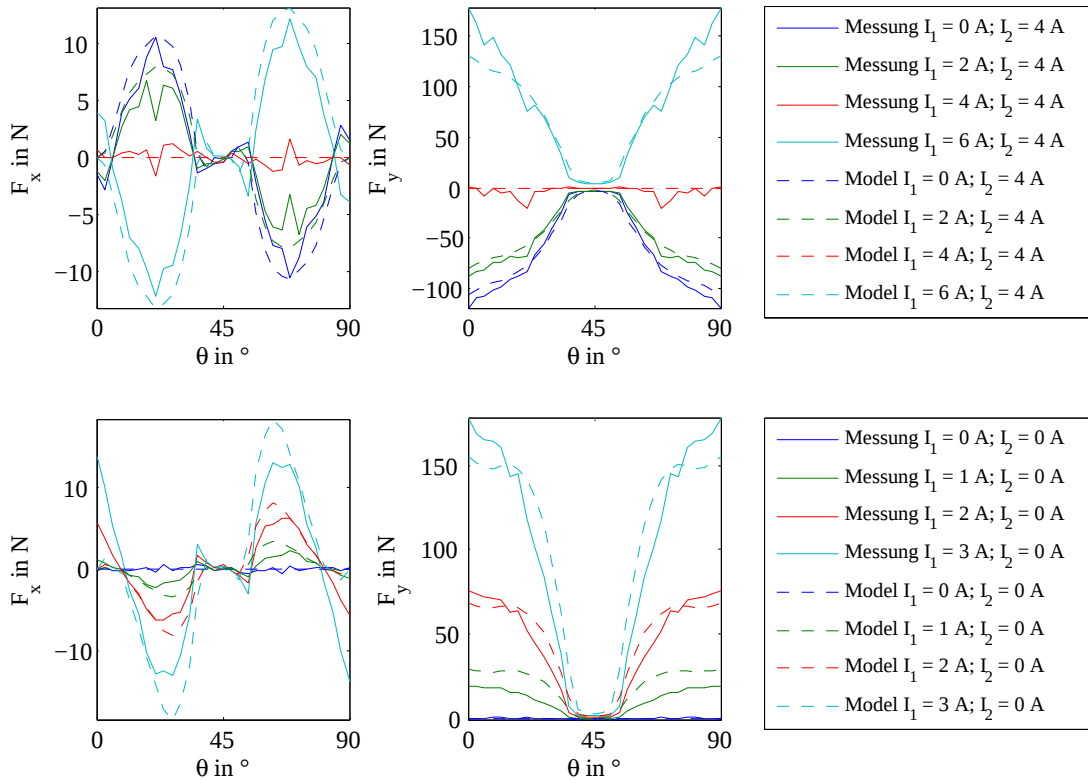


Abbildung 2.55: Gemessene und simulierte Kräfte bei zentrischem (oben) und exzentrischem (unten) Rotor ($v = 0.46 \text{ mm}$) als Funktion des Drehwinkels bei konstantem Strom I_2 und variablem Strom I_1

Rotor und bei einer Auslenkung von $v = 0.46 \text{ mm}$ durchgeführt. Zu diesem Zweck wurde der Sollstrom in diskreten Schritten variiert und jeweils 0.5 s konstant gehalten und die Kräfte mittels LabVIEW aufgezeichnet. Eine gleichzeitige Messung des Stroms wurde nicht durchgeführt, wodurch weitere Abweichungen zustande kommen. Abbildung 2.55 vergleicht die gemessenen Kräfte mit Simulationsergebnissen bei zentrischem und exzentrischem Rotor als Funktion des Drehwinkels bei verschiedenen Strömen. Auch hier stimmen die Messungen sehr gut mit der Simulation überein. Die geringen Abweichungen lassen sich durch oben angeführten Modellierungsfehler erklären sowie durch die Auflösung und Genauigkeit des Kraft/Drehmoment-Sensors (vgl. [66]). Messungen bei höheren Strömen sind aufgrund der dabei entstehenden hohen Drehmomente und der Sensorwahl nicht möglich.

Um die Messung des Drehmoments bei höheren Strömen zu ermöglichen, wurden die Spulen in Serie geschaltet und der Rotor zentriert, um die Generierung von Kräften zu vermeiden. Abbildung 2.56 zeigt einen Vergleich von Messung und Simulation. Die Messungen wurden in einem Bereich von 0° bis 45° durchgeführt und die Kurve anschließend

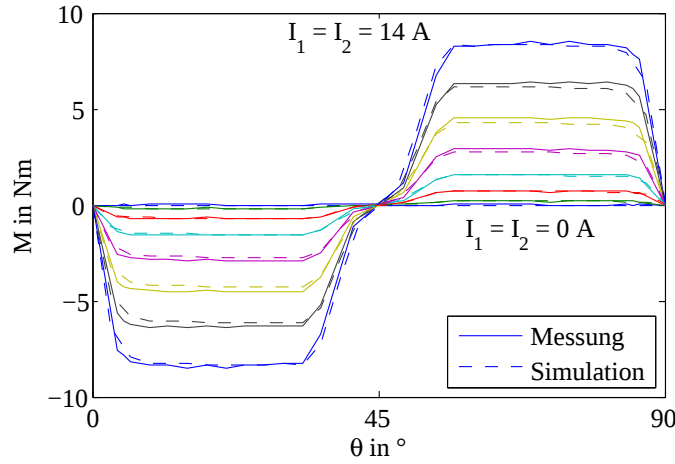


Abbildung 2.56: Gemessene und simulierte Drehmomentkennlinie bei zentrischem Rotor als Funktion des Drehwinkels bei verschiedenen Strömen $I_1 = I_2$

gespiegelt. Die Form der Kurven und die Amplituden stimmen sehr gut überein.

2.13.2 Dynamische Messungen - Validierung der Simulationen

In diesem Abschnitt soll zum einen die dynamische Simulation mit der Messung verglichen und zum anderen die Wirksamkeit des kräftekompensierenden Betriebs demonstriert werden. Zu diesem Zweck wurde der Rotor mit $u = 0$ mm und $v = 0.46$ mm positioniert. Da sich die Positionierung als schwierig gestaltete, wird im Folgenden nur eine Position betrachtet. Die Fixierstifte wurden entfernt, womit sich der Rotor drehen kann.

Um eine Vergleichbarkeit zum Flywheel-Gesamtmessaufbau, der bei einer Zwischenkreisspannung von 350 V betrieben wird, zu erzielen, wird in den folgenden Abbildungen auch eine Referenzwinkelgeschwindigkeit $\tilde{\omega}$ angegeben, die sich aus dem Faradayschen Gesetz unter Vernachlässigung der zeitlichen Änderung des Stroms ergibt

$$\tilde{\omega} = \omega_{TR} + \frac{350 \text{ V} - U_{DC}}{I_{cmd} \frac{dL}{d\theta}} \quad (2.123)$$

mit der bei der Messung vorherrschenden Winkelgeschwindigkeit ω_{TR} , der Stromreferenz I_{cmd} und der eingestellten Spannung U_{DC} .

Die erste Biegeeigenfrequenz des Messaufbau-Rotors liegt bei 136 Hz. Darum wurden die Kraftsignale mit einem IIR-Notch-Filter zweiter Ordnung mit einer Notch-Frequenz von 136 Hz und einer Bandbreite bei -3 dB von 130 Hz gefiltert.

Die Abbildungen 2.57, 2.58 und 2.59 zeigen Messungen bei verschiedenen Betriebspunkten mit den verschiedenen Regelalgorithmen zur Kraftkompensation. Die Verläufe des Ver-

kettungsflusses wurden zur Veranschaulichung mit Gl. (2.79) berechnet. In Abbildung 2.57 ist deutlich die Wirkung der Kraftreduktion aller Methoden zu erkennen. Im Normalbetrieb tritt eine Kraft von 430 N im Maximum bei $\theta = 90^\circ$ auf, die durch Kompensation mittels Flussregelung auf 56 N reduziert wird. Während im Normalbetrieb eine große Differenz im Fluss zu erkennen ist, ist diese bei Kraftkompensation wesentlich geringer. Die Spannung wurde dabei mit 30 V gewählt.

In den in Abbildung 2.58 dargestellten Messergebnissen wurde die Spannung auf 10 V gesenkt und der Sollstrom auf 8 A gesetzt. Daher ist die induzierte Spannung so hoch, dass der Referenzstrom nicht erreicht wird. Aufgrund der Auslenkung weist die Spule 1 eine höhere Induktivität auf als die Spule 2, wodurch I_1 langsamer steigt als I_2 , sodass keine große Kraftwirkung zustande kommt. Da innerhalb der Kommutierungswinkel permanent eine positive Spannung anliegt, entspricht dies einer Parallelschaltung der beiden Spulen, weswegen die Strom- und Kraftverläufe von Normalbetrieb und Quasi-Parallelschaltung auch sehr ähnlich sind. Im Vergleich dazu wird durch die beiden anderen Varianten eine leichte Reduktion der generierten Kräfte erreicht.

Im Vergleich zu Abbildung 2.58 wurde für die Resultate in Abbildung 2.59 die Spannung auf 60 V erhöht, wodurch der Sollstrom schnell erreicht wird. Mit allen Varianten wird ein gutes Ergebnis erzielt. Auffällig ist, dass sich die Verläufe bei Variation des Referenzstroms und Regelung des Verkettungsflusses sehr ähneln.

Hervorzuheben ist, dass bei allen Testläufen die Quasi-Parallelschaltung brauchbare Resultate erzielte und keine Kenntnis der aktuellen Position fordert, sondern die unterschiedlichen Stromanstiegsgeschwindigkeiten ausnutzt.

Die Abbildungen 2.60 bis 2.64 zeigen den Vergleich von Messung und Simulation bei Normalbetrieb (jeweils links) und der Kraftkompensation durch die Regelung des verketteten Flusses (jeweils rechts) bei verschiedenen Betriebsbedingungen. Die Ein- und Ausschaltwinkel der Simulation wurden an jene der Messungen angepasst, um eine bessere Vergleichbarkeit zu schaffen. Im Allgemeinen stimmen Simulations- und Messergebnisse gut überein. Bei allen Simulationsergebnissen tritt das Maximum von F_y schon bei kleineren Winkeln als bei der Messung auf und die simulierte Amplitude ist kleiner als die gemessene. Die festgestellten Abweichungen zwischen Simulations- und Messergebnissen sind durch mehrere Imperfektionen begründet, z.B. bei der Fertigung (Rundlauf, etc.), Messung (Störsignalanteile, etc.) und bei der Positionierung der Bauteile.

Bei der am Netzteil eingestellten Spannung wurden zum Teil Abweichungen im Bereich von 5% bis 10% registriert. Bei der Auswertung der Messwerte wurde eine konstante Winkelgeschwindigkeit angenommen, die jedoch in der Realität leicht variiert und somit zu

leichten Abweichungen vom gemessenen Rotorwinkel führen kann.

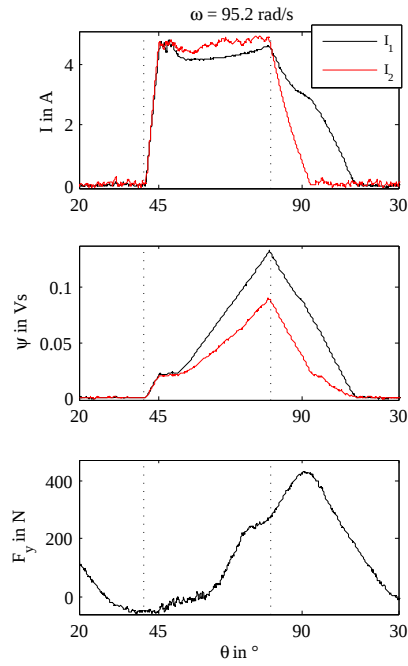
Ein interessantes Resultat ist in Abbildung 2.65 zu sehen. Dargestellt ist ein vergrößertes Detail aus Abbildung 2.64 sowie der auftretende Fluss und die Soll-Flussdifferenz. Nach Erreichen des Sollstroms steigt sowohl im Messsignal als auch im Simulationsergebnis der Strom I_2 an, während I_1 auf den Sollstrom geregelt wird. Dies liegt daran, dass in Gl. (2.78) als Fallunterscheidung die Referenz der Flussdifferenz $\Delta\psi_0$ und nicht die Korrektur der normierten Spannung Δd verwendet wird. Im Bereich um 45° ist die Flussdifferenzvorgabe kurzfristig positiv, wodurch eine andere Gleichung wirksam wird. Der Effekt tritt sowohl in der Messung als auch in der Simulation auf und stimmt gut überein. Außerdem weist die Diskrepanz zwischen der Flussdifferenz und deren Sollwert auf weiteres Optimierungspotential hin. Beispielsweise könnte ein D-Anteil in der Regelung eine Verbesserung ermöglichen.

Als nachteilig erwies sich die geringe PWM-Frequenz des Winkelgebers. Bei höheren Drehzahlen variieren die Ein- und Ausschaltwinkel daher stark von einer Kommutierung zur nächsten, wodurch sich eine große Diskrepanz zwischen den gemessenen und den implementierten Werten zeigte.

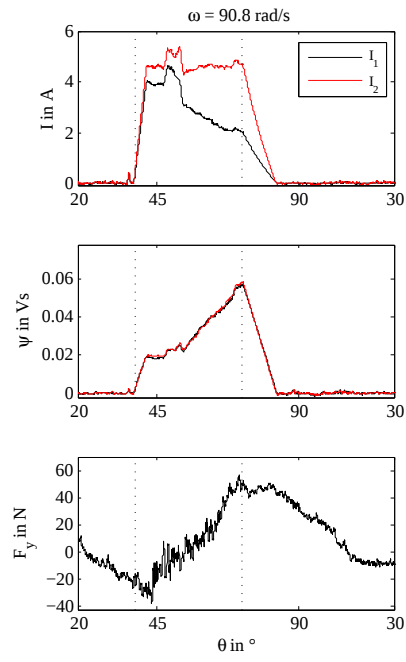
Eine wesentliche Verbesserung der Regelung kann durch eine bessere Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit und des Winkels erreicht werden. Allerdings wird der hier verwendete Sensor im Flywheel-Gesamtmessaufbau nur zum Systemstart und bei niedrigen Drehzahlen eingesetzt. Für den Arbeitsdrehzahlbereich des Flywheels ist ein optischer inkrementeller Winkelgeber mit ausreichender Auflösung vorgesehen.

Bei den angeführten Vergleichen sei hervorgehoben, dass bei der Implementierung auf den μ Cs nur simulierte Kennfelder verwendet wurden. Hier ist weiteres Optimierungspotential durch Verwendung von gemessenen Werten gegeben.

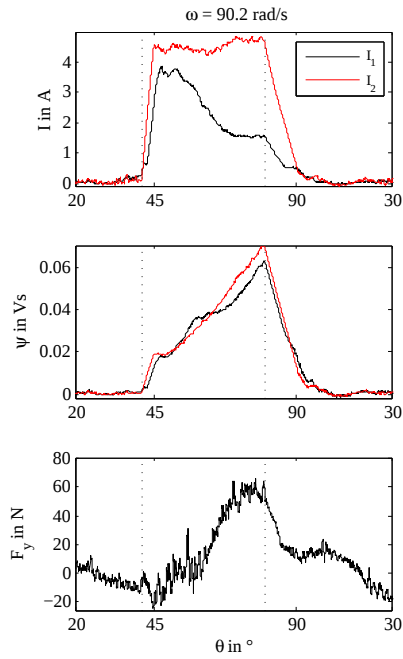
Abbildung 2.66 zeigt das Frequenzspektrum der wirkenden Kräfte bei verschiedenen Betriebsbedingungen. Weiters ist auch das Spektrum der Kräfte als Funktion der auf die PWM-Frequenz der Stromregelung normierten Frequenz dargestellt und die Harmonischen sind gut zu erkennen. Die Messdauer wurde mit 1 s gewählt und anschließend eine FFT über die y -Komponente durchgeführt. In den linken Abbildungen sind die Harmonischen der Drehfrequenz $P_r \cdot \frac{\omega}{2\pi}$ und $2P_r \cdot \frac{\omega}{2\pi}$ sowie die erste Biegeeigenfrequenz der Struktur bei 136 Hz deutlich zu erkennen. Die zweite Harmonische der Drehfrequenz tritt aufgrund einer leichten Schiefstellung des Rotors auf (vgl. [106]). In Abbildung 2.66(c) fällt diese mit der biegekritischen Eigenfrequenz zusammen, wodurch diese angeregt wird und daher eine sehr hohe Amplitude aufweist.



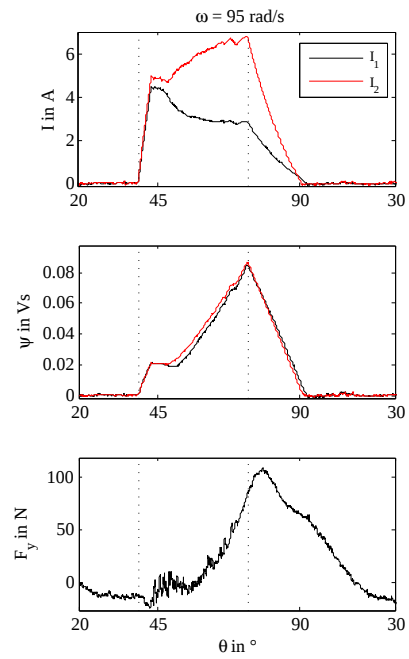
(a) Normalbetrieb



(b) Regelung des Verkettungsflusses

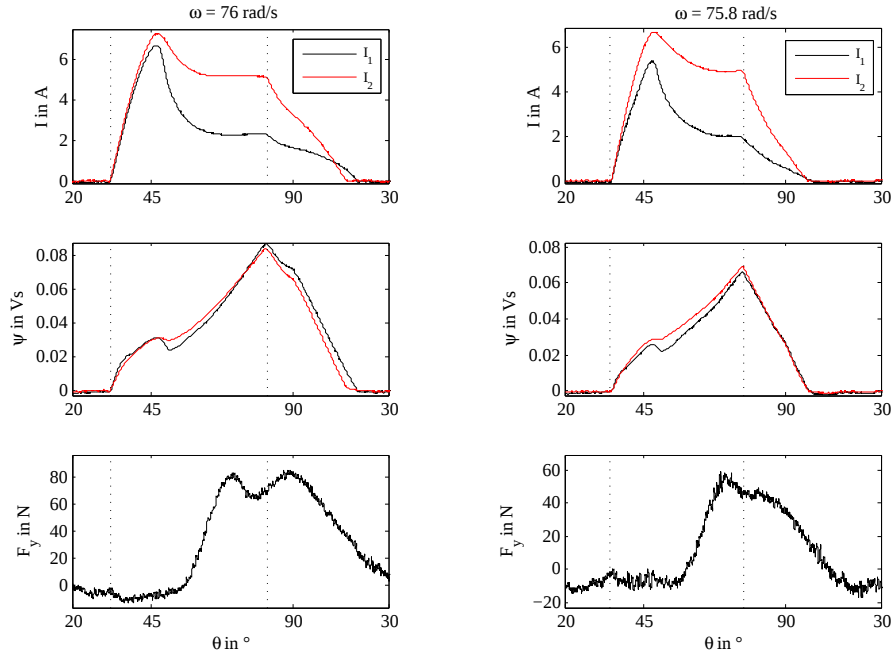


(c) Variation des Referenzstroms



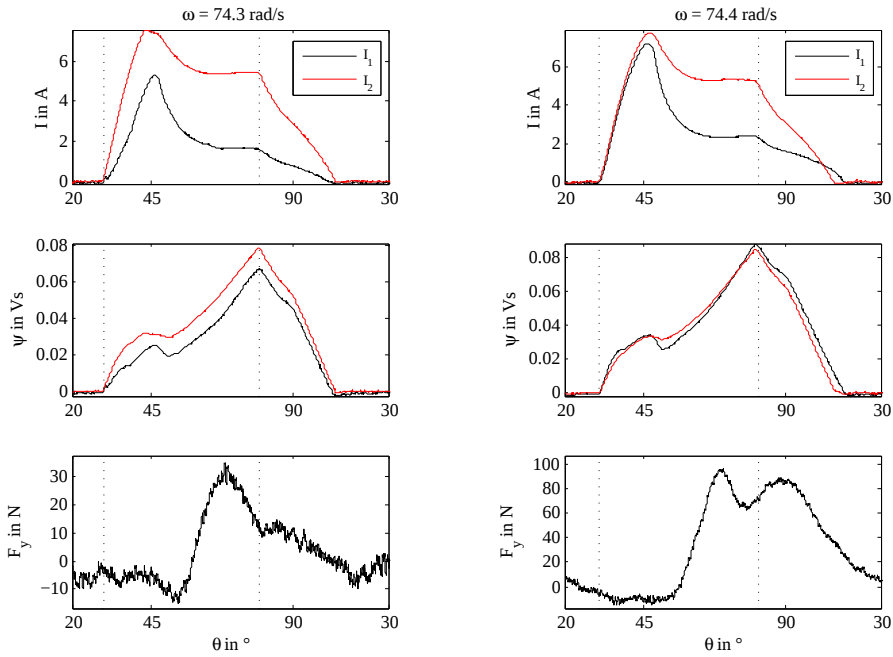
(d) Quasi-Parallelschaltung

Abbildung 2.57: Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 90 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.2 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 2087 \text{ rad/s}$



(a) Normalbetrieb

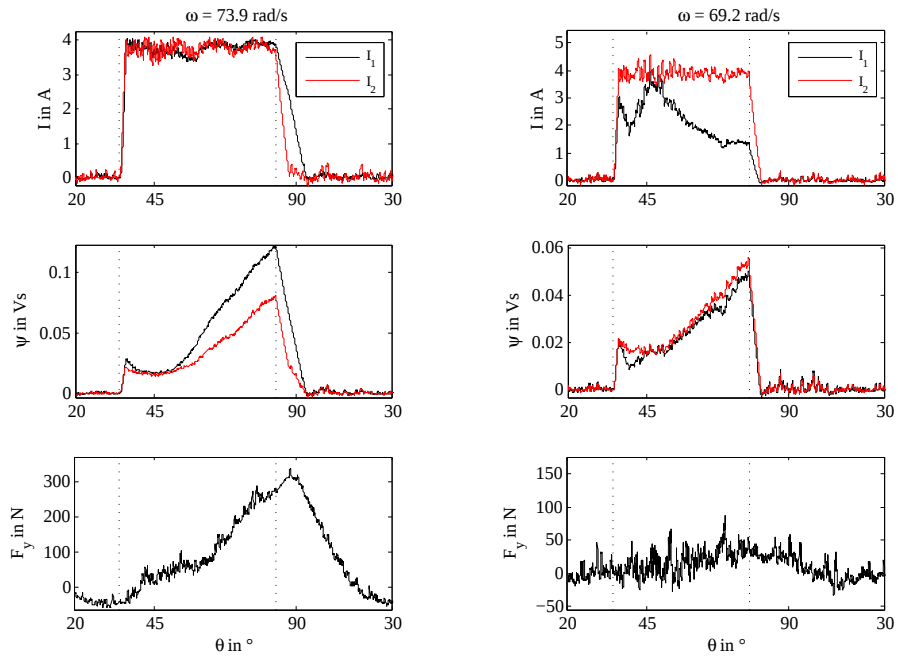
(b) Regelung des Verkettungsflusses



(c) Variation des Referenzstroms

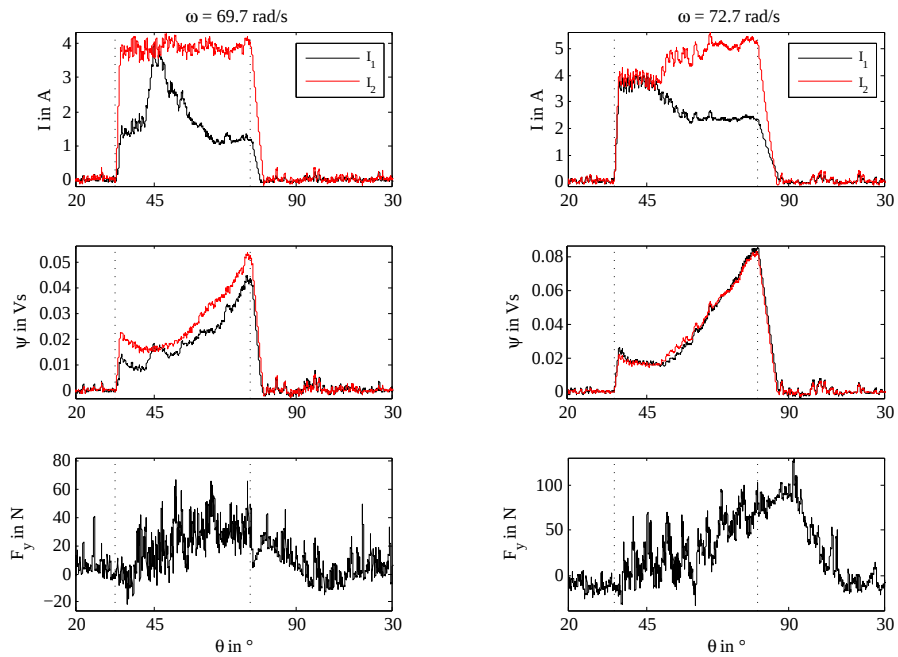
(d) Quasi-Parallelschaltung

Abbildung 2.58: Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 70$ rad/s, $U_{DC} = 10$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 8$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1190$ rad/s



(a) Normalbetrieb

(b) Regelung des Verkettungsflusses



(c) Variation des Referenzstroms

(d) Quasi-Parallelschaltung

Abbildung 2.59: Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 70$ rad/s, $U_{DC} = 60$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4.0$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1970$ rad/s

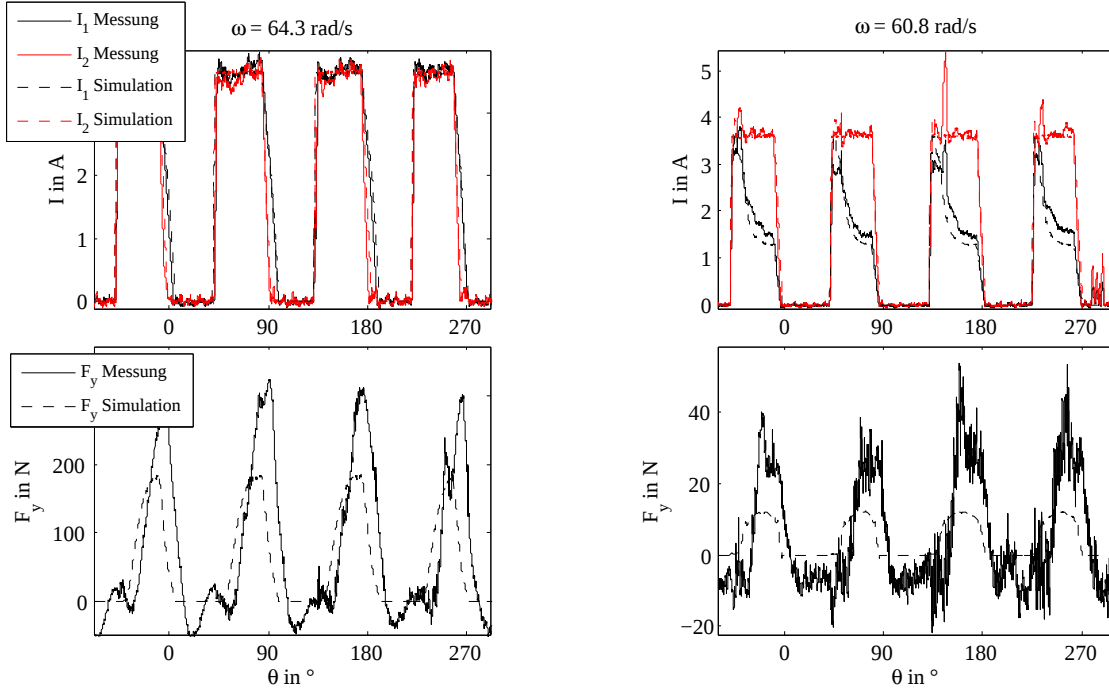


Abbildung 2.60: Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 60$ rad/s, $U_{DC} = 30$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 3.7$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 2327$ rad/s

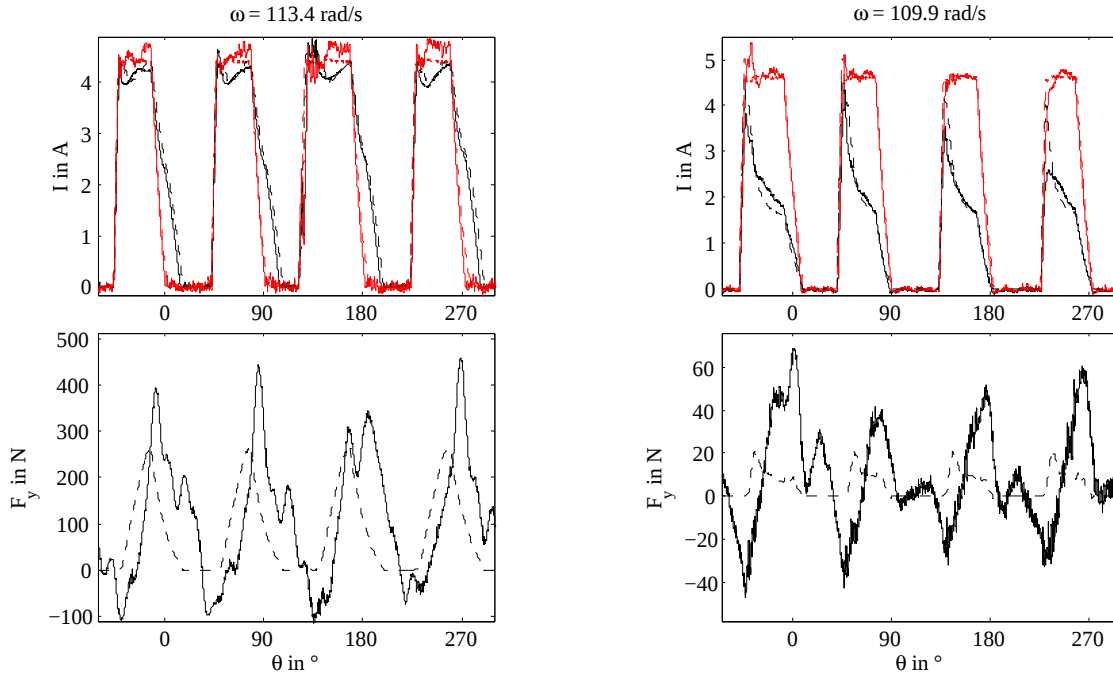


Abbildung 2.61: Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 110$ rad/s, $U_{DC} = 30$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4.5$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1974$ rad/s

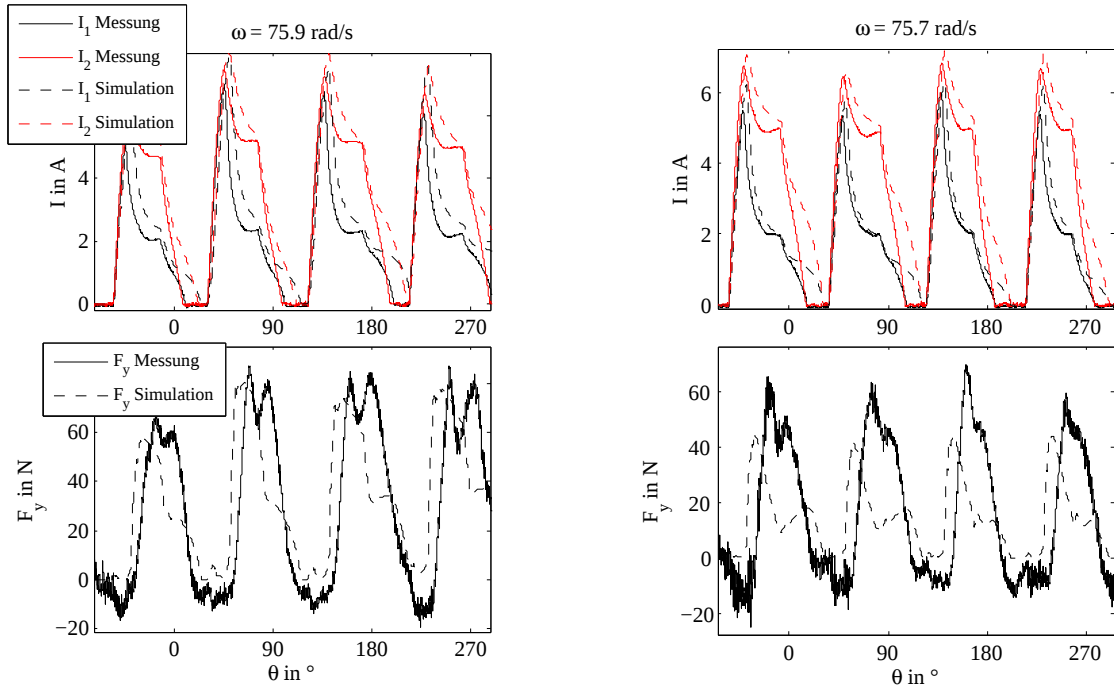


Abbildung 2.62: Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 75$ rad/s, $U_{DC} = 10$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 8$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1190$ rad/s

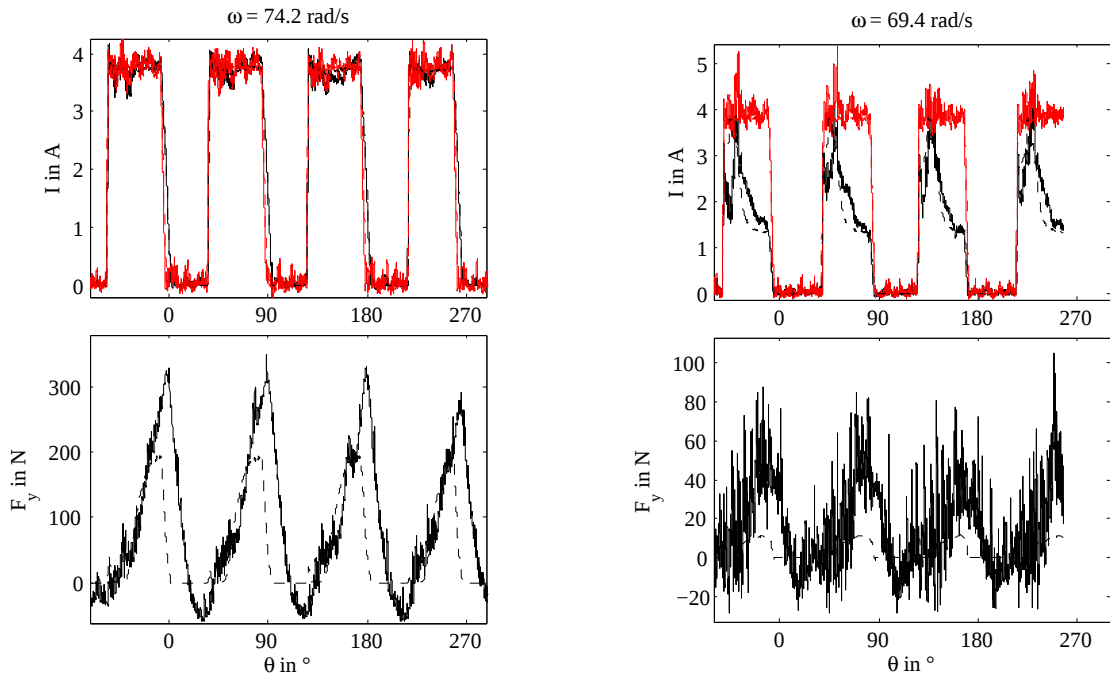


Abbildung 2.63: Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 75$ rad/s, $U_{DC} = 60$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1975$ rad/s

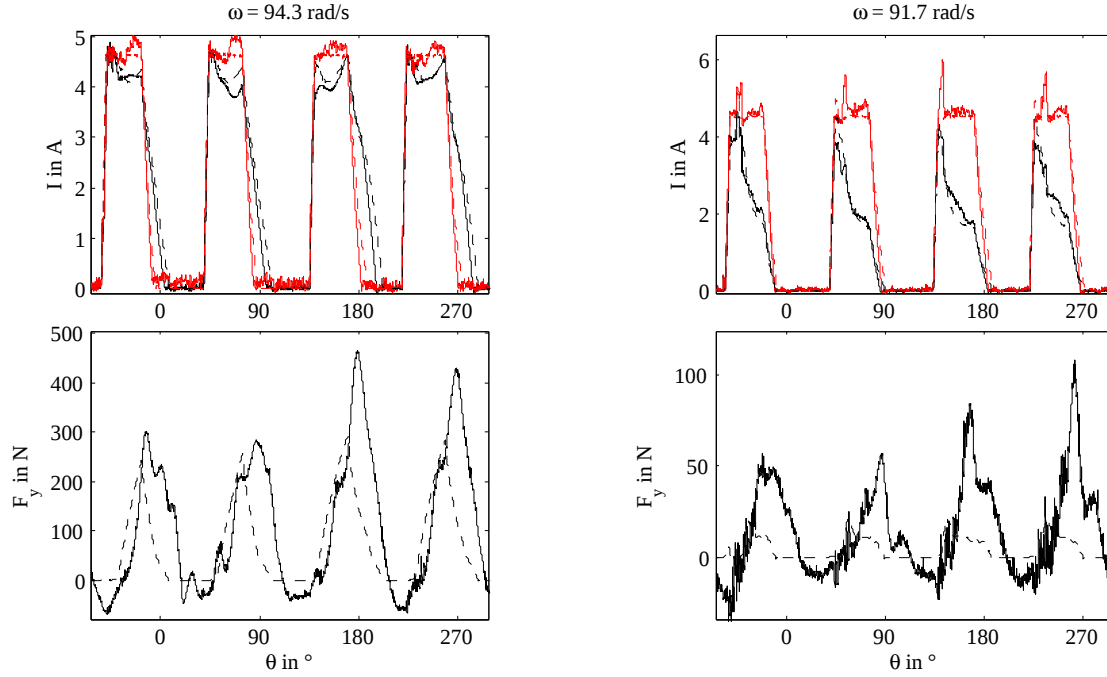


Abbildung 2.64: Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 90 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1954 \text{ rad/s}$

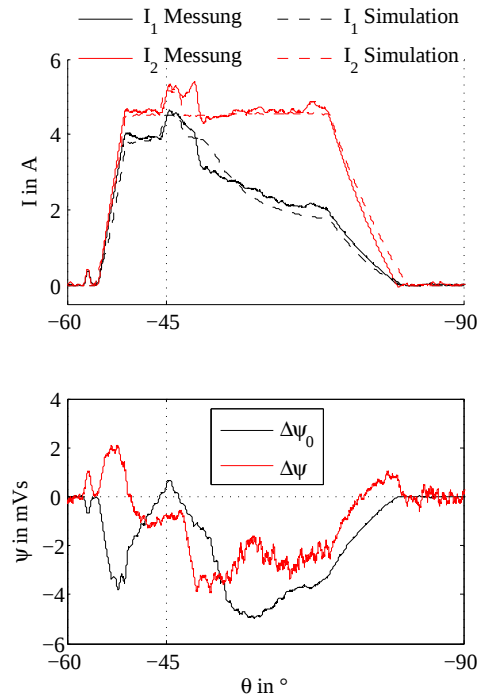
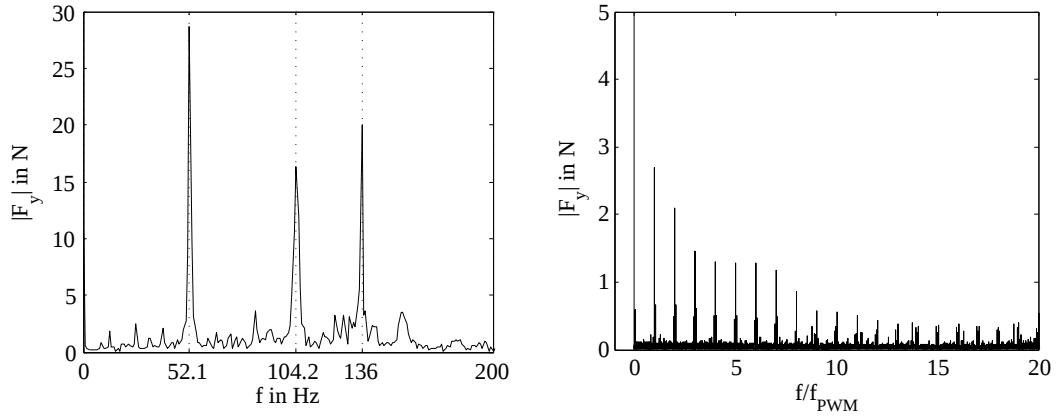
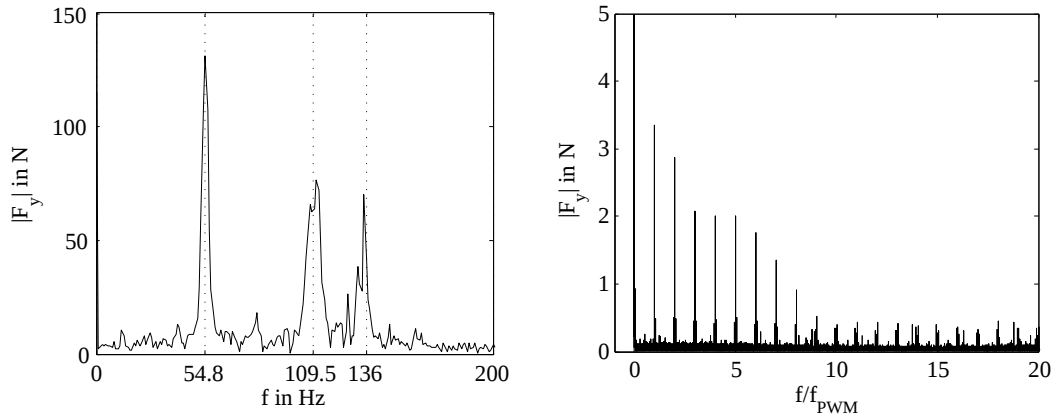


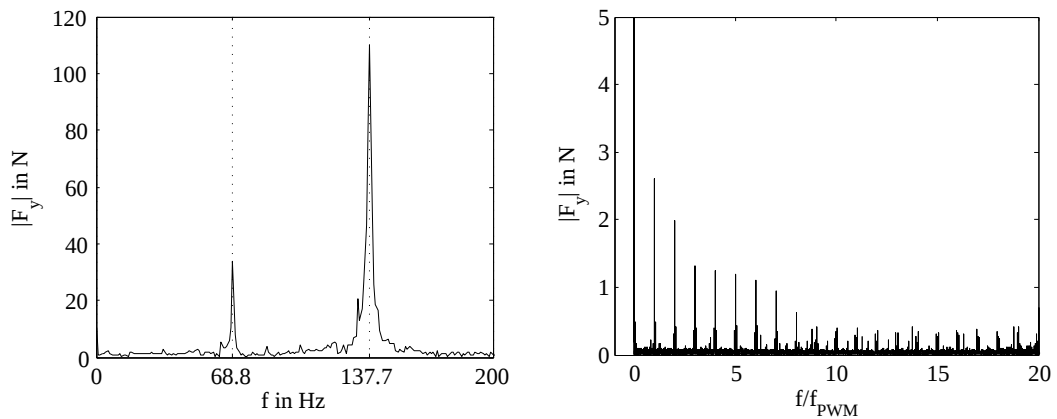
Abbildung 2.65: Detaillierte Darstellung der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 90 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1954 \text{ rad/s}$ (vgl. Abbildung 2.64)



(a) $ZFC_{\Delta\psi(L)}$ bei $\omega_{TR} = 85.9 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1757 \text{ rad/s}$

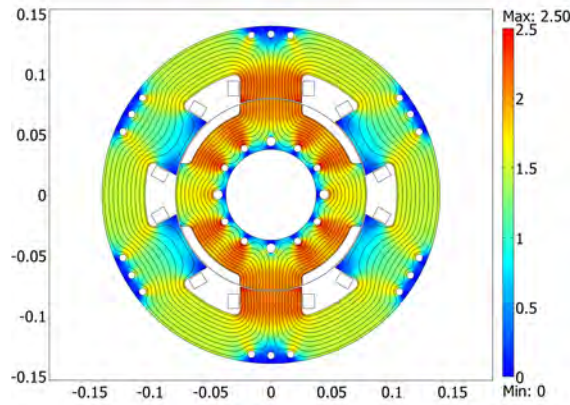


(b) Normalbetrieb bei $\omega_{TR} = 81.7 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1757 \text{ rad/s}$

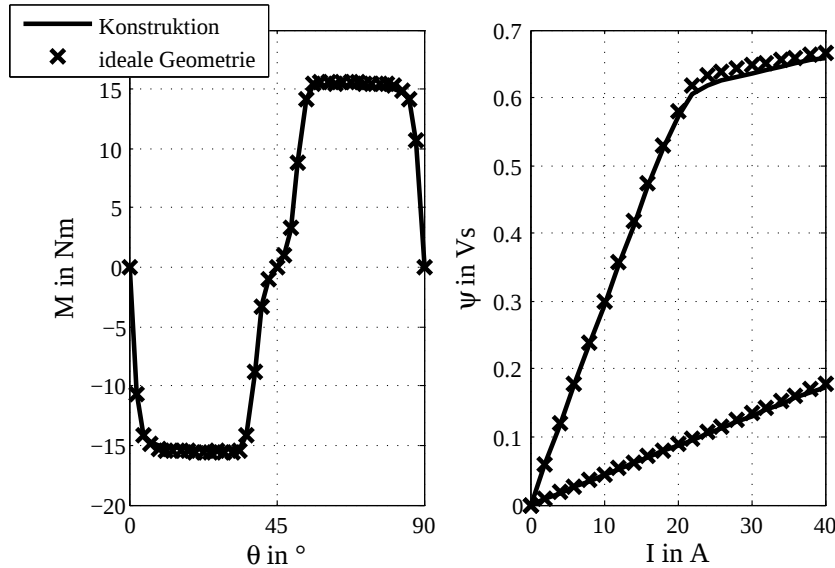


(c) $ZFC_{\Delta\psi(L)}$ bei $\omega_{TR} = 107.9 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1687 \text{ rad/s}$

Abbildung 2.66: FFT des gemessenen Kraftverlaufs bei verschiedenen Betriebsbedingungen



(a) FE-Modell der Maschine mit Rundungen und Bohrungen in überdeckter Position; Contourplot der Flussdichte B in T



(b) Vergleich des Drehmoments bei 20 A und der Flussverkettung der vereinfachten und der realen Geometrie

Abbildung 2.67: Vergleich der realen und idealisierten Geometrie

2.14 Vergleich der realen und idealisierten Geometrie

Bisher wurden aus Gründen der Einfachheit keine Bohrungen zur Montage oder Rundungen durch die Fertigung für das Verhalten der Maschine berücksichtigt. Abbildung 2.67(a) zeigt die SRM in überdeckter Position mit Bohrungen für Montageschrauben. Für diese wurde der Wellenradius R_{ri} von 45.9 mm auf 37.4 mm verkleinert. Im Bereich des Stators ist kaum ein Unterschied im Vergleich zu Abbildung 2.22 zu erkennen. Im Rotor sinkt die

Flussdichte geringfügig, da mehr Eisen aufgrund des geringeren Innendurchmessers vorhanden ist. In Abbildung 2.67(b) ist das Drehmoment und die Flussverkettungscharakteristik der idealisierten Geometrie jener mit Montagebohrungen gegenübergestellt. Die maximale Abweichung des Drehmoments liegt bei 2.5% und beim verketteten Fluss bei 4.4%, wobei diese erst im Bereich der Sättigung auftritt.

Um den Einfluss von Endeffekten zu erfassen, wurde außerdem ein 3-dimensionales Modell der Maschine erstellt. Durch Vernachlässigung einer Verkippung des Rotors kann die axiale Symmetrie genutzt werden, wodurch sich die Anzahl der Elemente halbiert. Um die Maschine wurde eine Luftschicht modelliert und die Tangentialkomponente des Vektorpotentials an den Außenflächen zu null gesetzt. Die Materialien wurden, wie in Kapitel 2.4.2 beschrieben, modelliert. Die Spulen wurden als ein Körper modelliert und eine Stromdichte eingeprägt. Die Berücksichtigung der Krümmung an den Ecken führt zwar zu mehr Elementen, jedoch auch zu einer effizienteren Gleichungslösung, da somit die Stromdichte divergenzfrei ist.

Zur Gittererstellung wurde zuerst die Mantelfläche des Rotors mit Dreiecken und anschließend der Luftspalt mit Tetraedern vernetzt. Der Stator und die umgebende Luft wurden dann mit immer größeren Elementen vernetzt. In Summe hat das Modell 1 062 836 Elemente. Abbildung 2.68 zeigt die Kräfte und das Drehmoment bei asymmetrischer Bestromung und zentrischem Rotor sowie einen Contourplot der Flussdichte. Ebenfalls gezeigt ist das Ergebnis der 2D-Analyse. Die Abweichung zwischen den Kurven ist gering. Da beim 3D-Modell die Kräfte mit dem maxwellschen Spannungstensor ausgewertet wurden, spielt die Netzfeinheit eine große Rolle und erklärt auch die geringen Abweichungen.

2.14.1 Mechanische Festigkeit des SRM-Rotors

Bei der maximalen Betriebsdrehzahl beträgt die Umfangsgeschwindigkeit der Maschine 154 m/s. Daher sind nicht nur die CFK-Schwungmasse, sondern auch die Systemkomponenten am Rotor sehr hoch belastet. Abbildung 2.69 zeigt die von Mises Spannungen in der Mittenebene des Rotors der Maschine (links) und in einer 3D-Ansicht (rechts) bei einer Winkelgeschwindigkeit von 2000 rad/s. Simuliert wurde 1/16 der Geometrie, um Symmetrien zu nutzen. Die Verschiebungen sind radial nicht restringiert, was einer konservativen Annahme entspricht, da die Schrauben ein Aufdehnen des Rotors verhindern und somit die Spannungen senken. Die maximal auftretende Spannung beträgt 276 MPa, womit sich mit der maximal zulässigen Spannung für die Rotorblechung laut Tabelle B.2 eine Sicherheit von 1.4 ergibt. Die Vergleichsspannung ist allerdings nur lokal im Bereich der Bohrungen sehr hoch.

Die hohen Spannungen begründen die Wahl von Vacodur 50 als Rotormaterial (vgl. Kapitel 3.3.2).

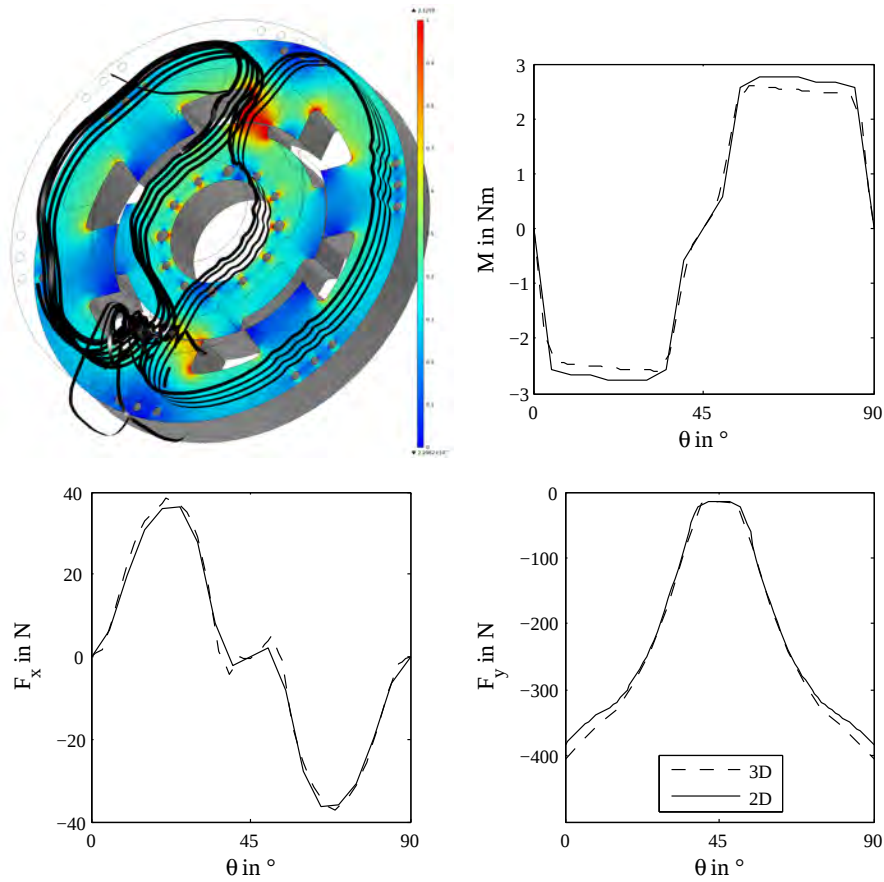


Abbildung 2.68: Vergleich der berechneten Kräfte und des Drehmoments mit 2D- und 3D-FE-Analyse für $u = v = 0$ mm, $I_1 = 6$ A und $I_2 = 10$ A

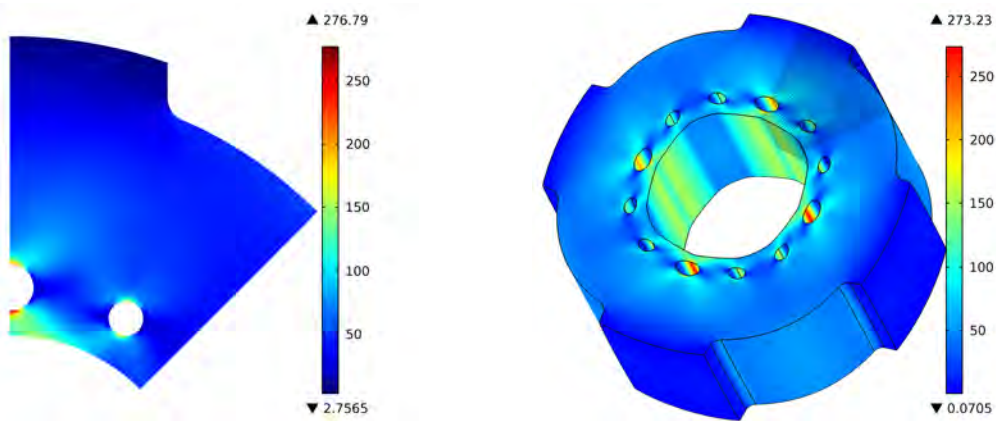


Abbildung 2.69: Mechanische Spannungen in der Blechung bei $\omega = 2000$ rad/s; Links: Schnitt durch die Mittenebene; Rechts: 3D-Ansicht mit dargestelltem FE-Netz

2.15 Wärmeentwicklung und Wärmedehnung

Im Folgenden soll das Modell zur Berechnung der Betriebstemperatur und der Wärmedehnung erläutert werden. Innerhalb des Containments gilt die Fouriersche Wärmeleitung. Da der Rotor im Vakuum betrieben wird, geschieht die Wärmeabfuhr vom Rotor nur mittels Strahlung, beschrieben durch das Stefan-Boltzmann-Gesetz mit dem Emissionsgrad ε .

Zur Berechnung der Wärmestromdichte $\dot{q}$ an der Außenwand des Containments wird der Wärmeübergangskoeffizient α benötigt

$$\dot{q} = \alpha(T - T_\infty) \quad (2.124)$$

mit der Umgebungstemperatur T_∞ und der Temperatur der Containmentwand T . Das Verhältnis von Wärmestrom zu Wärmeleitung wird durch die Nusseltzahl beschrieben, die für die vertikale Wand eine Funktion der Höhe z ist

$$Nu(z) = \frac{\dot{q}z}{\lambda(T - T_\infty)} = \frac{\alpha z}{\lambda} \quad , \quad (2.125)$$

worin λ die Wärmeleitfähigkeit bezeichnet. Diese ist für den Fall einer freien Konvektion an einer vertikalen Wand eine Funktion der Grashofzahl Gr

$$Nu(z) = 0.4Gr^{1/4} = 0.4\sqrt[4]{\frac{g\beta(T - T_\infty)z^3}{\nu^2}} \quad (2.126)$$

(vgl. [118]) mit dem Wärmeausdehnungskoeffizienten β , der unter Annahme eines idealen Gases

$$\beta = \frac{1}{T_\infty} \quad (2.127)$$

ist, und der kinematischen Viskosität ν sowie der Erdbeschleunigung g . Damit ergibt sich für den Wärmeübergangskoeffizienten

$$\alpha = 0.4\lambda\sqrt[4]{\frac{g\beta(T - T_\infty)}{\nu^2(z - z_0)}} \quad (2.128)$$

mit der Position der Unterkante z_0 des jeweiligen vertikalen Abschnitts.

Für die horizontalen Platten ist der Wärmeübergangskoeffizient nach [113] bei Wärme-

Tabelle 2.8: Modellparameter zur Ermittlung der Wärmeentwicklung und Wärmedehnung innerhalb des Containments

g	9.81 m/s ²
ν	$1.9 \cdot 10^{-5}$ m ² /s
λ	0.027 W/mK
T_∞	293.15 K
a	$20 \cdot 10^{-6}$ m ² /s
ε	0.2

abgabe nach oben gegeben durch

$$\alpha = \frac{\lambda}{R_m} 0.54 \cdot Ra^{1/4} \quad \text{für} \quad Ra \leq 10^7$$

$$\alpha = \frac{\lambda}{R_m} 0.15 \cdot Ra^{1/3} \quad \text{für} \quad Ra > 10^7, \quad (2.129)$$

wobei R_m der mittlere Radius der Platte ist und

$$\alpha = \frac{\lambda}{R_m} 0.27 \cdot Ra^{1/4}, \quad (2.130)$$

wenn die Wärmeabgabe nach unten erfolgt. Darin ist die Rayleighzahl Ra definiert als

$$Ra = \frac{g\beta}{\nu a} (T - T_\infty) R_m^3 \quad (2.131)$$

mit der Temperaturleitfähigkeit a .

Zur Ermittlung der Betriebstemperatur wurden die in Tabelle 2.8 angeführten Parameter verwendet. Die Geometrie und das Ergebnis einer quasistatischen axialsymmetrischen FE-Simulation zeigt Abbildung 2.70. Als Wärmequellen wurden die in Abbildung 2.29 angeführten Verluste bei der untersten Betriebsdrehzahl und der maximalen Sollleistung verwendet. Diese sind 150 W in den Spulen, 30 W Eisenverluste im SRM-Rotor und 35 W Eisenverluste im SRM-Stator. Die Temperatur der Welle liegt annähernd konstant bei 73.7 °C, da Aluminium ein sehr guter Wärmeleiter ist und die Wärmeabgabe vom Rotor nur sehr gering ist, da diese nur auf Strahlung basiert. Die Analyse zeigt, dass keine aktive Kühlung notwendig ist.

Nimmt man den resultierenden Temperaturverlauf als Temperaturlast für eine strukturelle Analyse, kann das Modell auch zur Auslegung der nötigen Luftspalte der Magnetlager und der Fanglager verwendet werden.

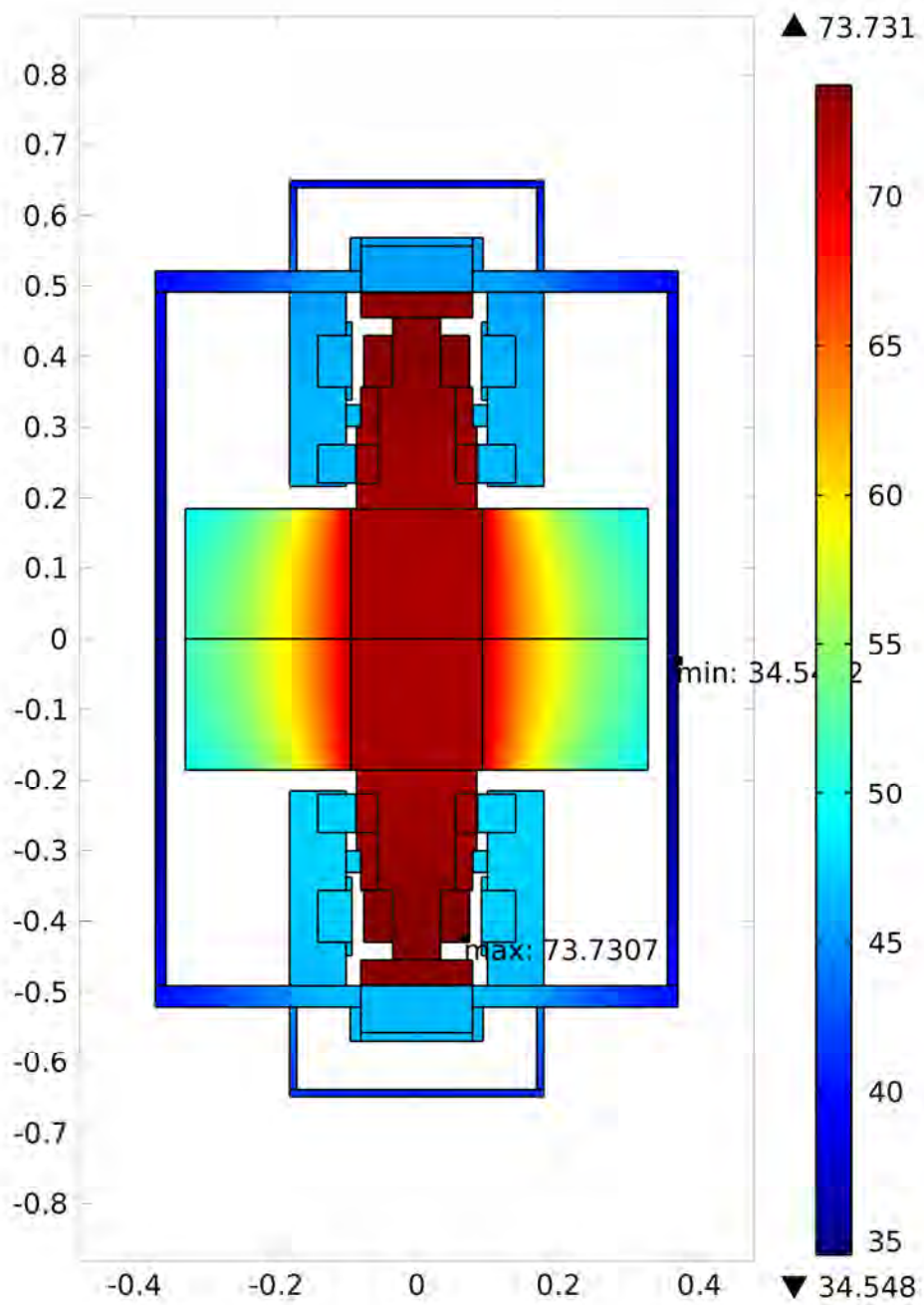


Abbildung 2.70: Temperaturverteilung im Flywheelcontainment in °C

3 Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse

Für die Ausführung des Rotors sind prinzipiell zwei Designvarianten möglich. Die Bauform Innenläufer besteht aus einer Metallvollwelle, auf der die Maschinen- und Lagerungseinheiten angebracht sind, mit einer aufgewickelten Composite-Schwungmasse. Die Variante Außenläufer weist dementsprechend eine Metallhohlwelle mit aufgewickeltem Composite auf, wobei die Lagerung und der Rotorteil der Maschine am Innenradius der Hohlwelle angebracht sind.

Diese beiden Bauformen wurden bereits in [46] beschrieben und gegenübergestellt, wobei die Schwungmasse als einfacher Hohlzylinder ausgeführt war. Die wichtigsten Ergebnisse seien hier nochmals angeführt:

- Obwohl der Trägheitsradius einer Hohlwelle vergleichsweise größer ist, führt die freie Oberfläche am Innenradius zu sehr hohen Umfangsspannungen in den Systemkomponenten, wobei das hochfeste Composite nur geringfügig belastet wird.
- Die in [46] angeführte Bedingung gleich großer Trägheitsmomente um einen Durchmesser (I_x, I_y) und um die Rotationsachse (I_z) bezüglich des Schwerpunkts führt zu einer mitlaufenden Nickeigenfrequenz, die immer mit der vorliegenden Drehzahl zusammenfällt

$$\omega_{Nick}^f = \frac{I_z}{I_x} \omega \quad \text{für } k = 0 \quad . \quad (3.1)$$

Bei einer Ausführung des Rotors als Kugelkörper ($I_x \equiv I_y = I_z$) fehlt dem Körper die Orientierung (vgl. [87] oder [132]). Daher wird im Folgenden ein walzenförmiger Rotor mit $I_x > I_z$ angestrebt.

- Der Einsatz von Glasfasern führt trotz geringerem Materialpreis nicht zu kleineren Materialkosten, da deren Festigkeits- und Steifigkeitseigenschaften wesentlich unter denen von Kohlenstofffasern liegen.
- Bei direkter Verwendung der Welle als Wickelkern führt eine eventuell durch den

Fertigungsprozess eingebrachte Temperaturbelastung zu Zugspannungen am Interface von Metall zum Composite und sollte daher, soweit möglich, vermieden werden.

Eine für die Bestimmung der Festigkeit wichtige Stelle ist die Anbindung des Composites an die Metallwelle. In den bisherigen Überlegungen wurde immer eine direkte Verwendung der Welle als Wickelkern in Betracht gezogen. Um den Zusammenhalt von CFK und Metall auch bei maximaler Drehzahl zu gewährleisten, muss sichergestellt sein, dass die Fügefläche auch bei maximaler Drehzahl auf Druck belastet ist. Möglichkeiten hierzu sind etwa das Vorspannen der Fasern bei der Fertigung oder ein separates Fertigen des CFKs und anschließendes thermisches Fügen durch Abkühlen der Welle. Erstere Variante hat den Nachteil, dass die bei der Fertigung tatsächlich vorliegende Vorspannung aufgrund der Fadenführung nur schwer zu ermitteln ist (vgl. [83]). Außerdem ist ein warmaushärtendes Matrixsystem aufgrund besserer Materialeigenschaften vorzuziehen, wodurch zusätzliche Temperaturspannungen am Materialübergang entstehen. Beim Abkühlen nach der Temperaturbehandlung verringert sich der Wellenradius, während sich der Innenradius der Schwungmasse aufgrund der Materialorthotropie vergrößert. Generell ist der Einsatz von warmaushärtenden Harzsystemen bei dickwandigen Strukturen problematisch, da sich beim Abkühlen nach dem Aushärteprozess radiale Zugspannungen ausbilden. Eine weitere Variante wäre das Verbinden von Welle und Schwungmasse durch Spannelemente. Diese erhöhen allerdings sowohl den konstruktiven Aufwand als auch den der Fertigungstechnik.

Aus diesem Grund wird die Schwungmasse für den Flywheel-Messaufbau separat gefertigt und anschließend thermisch mit der Welle gefügt. Der in [46] angeführte Freistich in der Welle im Bereich der Fügefläche zur Verhinderung von Spannungskonzentrationen aufgrund des Materialwechsels ist hierbei nicht notwendig, da die Fügefläche bei sämtlichen Betriebszuständen auf Druck belastet ist.

Nach der Fertigung der Schwungmasse wird die mit Übermaß gefertigte Welle abgekühlt und mit der Schwungmasse gefügt, wodurch eine kraftschlüssige Verbindung entsteht. Der dadurch entstehende Spannungszustand hat zwei Vorteile. Zum einen gewährleistet der Presssitz eine permanente auf Druck belastete Verbindung der beiden Teile, wodurch ein Loslösen der Schwungmasse von der Welle verhindert wird. Zum anderen bilden sich radiale Druckspannungen in der Schwungmasse aus. Dadurch werden die radialen Zugspannungen aufgrund der Rotation verringert, wodurch die Materialausnutzung steigt.

In den folgenden Abschnitten werden Modellerweiterungen angeführt sowie die Optimierung des Rotors mit scheibenförmiger Schwungmasse erläutert. Des Weiteren werden alternative Rotortopologien angeführt, die zu einer Erhöhung der Energiedichte führen.

Im Weiteren wird immer ein in Umfangsrichtung unidirektional gewickelter Kohlenstoff-

faserverbund betrachtet. In allen Untersuchungen hat sich gezeigt, dass ein anderer Faserwinkel keine Vorteile hinsichtlich der Energiedichte aufweist. Die mittels Mori-Tanaka-Methode ermittelte Elastizitätsmatrix des verwendeten CFKs ist gegeben durch

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} 146.81 & 2.97 & 2.97 & 0 & 0 & 0 \\ & 9.74 & 2.63 & 0 & 0 & 0 \\ & & 9.74 & 0 & 0 & 0 \\ & & & 4.98 & 0 & 0 \\ & & & & 4.98 & 0 \\ sym. & & & & & 3.55 \end{pmatrix} \text{ GPa} \quad . \quad (3.2)$$

Sämtliche Steifigkeits- und Festigkeitsparameter der verwendeten Verbundwerkstoffe sind nochmals in Tabelle B.1 zusammengefasst. Die mechanischen Eigenschaften des verwendeten Aluminiums und Stahls sowie des weichmagnetischen Materials sind in Tabelle B.2 angeführt.

3.1 Versagenkriterium nach Puck

In [46] wurde das Tsai-Wu-Versagenkriterium verwendet. Dieses stellt eine Erweiterung der Gestaltänderungsenergiehypothese nach von Mises dar. Es hat den Nachteil, dass es keine physikalische Grundlage hat und außerdem keine Vorhersage des Versagensmodus ermöglicht. Das Puck-Kriterium hingegen hat eine physikalische Basis und weist des Weiteren eine bessere Prädiktion der Versagensgrenze auf (vgl. [50], [131] und [136]). Die folgenden Betrachtungen stammen aus [119] und [131].

Ziel ist es, einen skalaren Wert zu ermitteln, durch den man eine Aussage treffen kann, ob Versagen eintritt. Liegt bei einem fiktiven Spannungszustand σ_{ij}^* Versagen vor, so liegt dieser Spannungszustand auf der Versagensfläche F

$$F(\sigma_{ij}^*, R_{kl}^{t,c}) = F\left(\frac{\sigma_{ij}}{R}, R_{kl}^{t,c}\right) \equiv 1 \quad , \quad (3.3)$$

worin $R_{kl}^{t,c}$ die Festigkeitsparameter des orthotropen Materials bezeichnen⁸. Nimmt man proportionale Belastung an, führt ein aktueller Spannungszustand σ_{ij} zu Versagen, wenn man diesen um den Faktor $1/R$ steigert.

Beim Puck-Kriterium wird angenommen, dass generell zwei Versagensmodi auftreten können. Für das Versagen der Fasern (FF) wird angenommen, dass nur die Spannungs-

⁸ die Indices t und c stehen für Zug (tensile) bzw. Druck (compression), und k bzw. l für die jeweilige Symmetrieachse des Materials

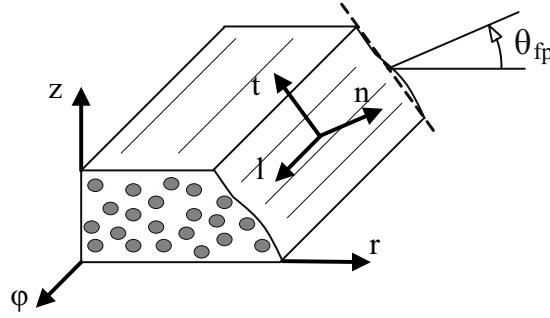


Abbildung 3.1: Definition des Bruchwinkels (vgl. [131])

komponente in Faserrichtung σ_{ll} Einfluss hat, wodurch ein einfaches Maximalspannungskriterium verwendet werden kann

$$\left| \frac{\sigma_{ll}}{R_{11}^{t,c}} \right| = R_{FF} \leq 1 \quad . \quad (3.4)$$

Für Zwischenfaserversagen (*IFF*) sei ein sprödes Material angenommen und dass die Bruchebene normal zur Faser liegt. Der Winkel der Bruchebene θ_{fp} wird definiert als der Winkel zwischen dem Normalenvektor zur Faser und der r -Achse und ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

Die physikalische Grundlage des Puck-Kriteriums stellt die Mohrsche Bruchhypothese für spröde Materialien dar. Diese besagt, dass der Bruch in der Ebene auftritt, die den Spannungen in dieser Ebene den geringsten Widerstand leistet. Daher ist es notwendig, den Spannungsvektor in einem um den Winkel θ_{fp} gedrehten Koordinatensystem (n - l - t) anzuschreiben und in diesem den Faktor R zu berechnen. Ist der vorliegende Spannungszustand σ_{ij} innerhalb der Versagensfläche $F\left(\frac{\sigma_{ij}}{R}, R_{kl}^{t,c}\right)$, so gilt für einen festen Bruchwinkel

$$\frac{1}{R_{IFF}} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{1}{R_{22}^t} - \frac{p_{2\psi}^t}{R_{23}^A}\right)^2 \sigma_{nn}^2 + \left(\frac{\sigma_{nt}}{R_{23}^A}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{nl}}{R_{12}}\right)^2} + \frac{p_{2\psi}^t}{R_{2\psi}^A} \sigma_{nn} \leq 1 & \text{für } \sigma_{nn} \geq 0 \\ \sqrt{\left(\frac{p_{2\psi}^c}{R_{2\psi}^A}\right)^2 \sigma_{nn}^2 + \left(\frac{\sigma_{nt}}{R_{23}^A}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{nl}}{R_{12}}\right)^2} + \frac{p_{2\psi}^c}{R_{2\psi}^A} \sigma_{nn} \leq 1 & \text{für } \sigma_{nn} < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Tabelle 3.1: Steigungsparameter des Puck-Kriteriums für CFK und GFK (vgl. [120])

	p_{12}^t	p_{12}^c	p_{23}^t	p_{23}^c
GFK	0.30	0.25	0.20 – 0.25	0.20 – 0.25
CFK	0.35	0.30	0.25 – 0.30	0.25 – 0.30

mit

$$R_{23}^A = \frac{R_{22}^c}{2(1 + p_{23}^c)}$$

$$\frac{p_{2\psi}^{t,c}}{R_{2\psi}^A} = \frac{p_{23}^{t,c}}{R_{23}^A} \cos^2 \psi + \frac{p_{12}^{t,c}}{R_{12}^A} \sin^2 \psi \quad (3.6)$$

$$\psi = \arctan \left(\frac{\sigma_{nl}}{\sigma_{nt}} \right) \quad ,$$

wobei zwischen Druck- und Zugspannungen unterschieden werden muss. Die Parameter p_{12}^t , p_{12}^c , p_{23}^t und p_{23}^c sind Steigungsparameter der Versagensfläche. In [120] werden für diese Empfehlungen angegeben, die in Tabelle 3.1 angeführt sind.

Weiters wird in [120] eine Skalierung der Versagensfläche bei hohen Spannungen in Faserrichtung empfohlen

$$F(\sigma_{ij}^*, R_{kl}^{t,c}) = f_{w1} \quad (3.7)$$

mit

$$f_{w1} = \begin{cases} 1 & \text{für } |\sigma_{ll}| < 0.7 R_{11}^{t,c} \\ \sqrt{1 - \frac{1}{0.12} \left(\left| \frac{\sigma_{ll}}{R_{11}^{t,c}} \right| - 0.7 \right)^2} & \text{für } |\sigma_{ll}| \geq 0.7 R_{11}^{t,c} \end{cases} \quad (3.8)$$

Durch die oben angeführten Gleichungen kann die skalare Vergleichsgröße $R(\theta_{fp}) = \max(R_{FF}, R_{IFF})$ als eine Funktion des Bruchwinkels angegeben werden. Die ausschlaggebende Größe ist dann

$$R = \max_{\theta_{fp}} \{R(\theta_{fp})\} \quad (3.9)$$

Es muss also der Bruchwinkel gefunden werden, bei dem die Versagenswahrscheinlichkeit am größten ist.

Im vorliegenden Problem ist die Faserrichtung immer in Umfangsrichtung. Der Spannungsvektor σ_n im φ - r - z -System wird durch Multiplikation des Spannungstensors mit dem Normalenvektor der Bruchebene

$$\sigma_n = \begin{pmatrix} \sigma_{\varphi\varphi} & \sigma_{\varphi z} & \sigma_{\varphi r} \\ & \sigma_{zz} & \sigma_{zr} \\ sym. & & \sigma_{rr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \cos(\theta_{fp}) \\ \sin(\theta_{fp}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \sigma_{zz}\cos(\theta_{fp}) + \sigma_{rz}\sin(\theta_{fp}) \\ \sigma_{rz}\cos(\theta_{fp}) + \sigma_{rr}\sin(\theta_{fp}) \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

gebildet. Zuletzt muss der Spannungsvektor σ_n noch in das in der Bruchebene liegende l - n - t -Koordinatensystem transformiert werden (siehe Abbildung 3.1)

$$\sigma_n^{l-n-t} = \begin{pmatrix} \sigma_{nl} \\ \sigma_{nn} \\ \sigma_{nt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_{fp}) & \sin(\theta_{fp}) \\ 0 & -\sin(\theta_{fp}) & \cos(\theta_{fp}) \end{pmatrix} \sigma_n \quad . \quad (3.11)$$

3.2 Finite-Elemente-Modell des Rotors

In diesem Abschnitt sollen die FE-Modelle, die später zur Optimierung des Rotors Verwendung finden, beschrieben werden. Das Modell zur Festigkeitsberechnung ist mit COMSOL-Multiphysics 3.5a erstellt worden und ist, aufgrund des Interfaces zu MATLAB, direkt in diesem verfügbar. Zur Frequenzanalyse wurde ANSYS Release 13 verwendet und für das Postprocessing ein eigenes MATLAB-Interface entwickelt.

3.2.1 Festigkeitsberechnung

Preprocessing

Die Rotorgeometrie wurde im COMSOL-Preprocessor mittels B-Splines erstellt, wobei nur die Topologie des Rotors vorgegeben ist und die Abmessungen als Parameter übergeben werden. Die Fügefläche zwischen Welle und Schwungmasse ist als ein fest miteinander verbundener Materialübergang modelliert, um eine lineare Analyse bei der Optimierung zu ermöglichen. Eine nichtlineare Analyse der Fügefläche ist in Kapitel 3.3.1 beschrieben.

Da der Vernetzungsalgorithmus bei Verwendung von Dreieckselementen robuster ist, wurden diese Rechteckelementen vorgezogen. Es wurden quadratisch interpolierte Elemente verwendet. Die verschiedenen Materialien wurden als anisotrop definiert und Steifigkeitseigenschaften, wie E-Moduli und Wärmeausdehnungskoeffizienten, übergeben. Es sei linear elastisches Materialverhalten vorausgesetzt. Da die Winkelbeschleunigungen gering sind, kann das Problem als quasistatisch angenommen werden, was ein axialsymmetri-

sches Modell ermöglicht. Als Verschiebungsrandbedingung wurde die Radialverschiebung der Knoten entlang der z -Achse gesperrt. Um die Symmetrie des Rotors bezüglich der Mittenebene zu nutzen, wurde die Axialverschiebung der Knoten entlang der r -Achse zu null gesetzt.

Die maximale Winkelgeschwindigkeit Ω_{max} des Rotors errechnet sich aus dem Trägheitsmoment des Rotors um seine Rotationsachse I_z und dem geforderten Energieinhalt des Flywheels in kWh zu

$$\Omega_{max} = \sqrt{\frac{2 \cdot 3\,600\,000 \cdot E_{kWh}}{I_z(1 - \zeta_{\Omega_{min}}^2)}} \quad , \quad (3.12)$$

wobei sich das Trägheitsmoment aus dem Trägheitsmoment der in Abbildung 3.2 bzw. 3.12(b) dargestellten Composite-Schwungmasse und der einzelnen Systemkomponenten additiv zusammensetzt. Das Trägheitsmoment um die Rotationsachse der Welle und des Composites ergibt sich als das Integral über die entsprechende Fläche

$$I_z = I_{z,0} + 4\pi \iint_A \rho(r) r^3 dA \quad (3.13)$$

und das Trägheitsmoment um einen Durchmesser durch den Schwerpunkt

$$I_x = I_{x,0} + 2\pi \iint_A \rho(r) (r^3 + rz^2) dA \quad , \quad (3.14)$$

worin $I_{z,0}$ und $I_{x,0}$ die Trägheitsmomente der Systemkomponenten um die jeweilige Achse bezeichnen. $\rho(r)$ berücksichtigt die Änderung der Dichte mit dem Radius r aufgrund der unterschiedlichen Materialien. $\zeta_{\Omega_{min}}$ ist definiert als das Verhältnis von minimaler zu maximaler Betriebswinkelgeschwindigkeit und wird durch die Entladetiefe bestimmt.

Die Beanspruchung der Struktur setzt sich aus den Massenkräften durch die Rotation mit der maximalen Betriebswinkelgeschwindigkeit Ω_{max} und einer Temperaturlast ΔT zusammen. Die Volumenkräfte aufgrund der Beschleunigung lassen sich durch

$$F_{Vol}^\omega = \rho(r) r \Omega_{max}^2 \quad (3.15)$$

beschreiben. Da die Länge der Fügefläche von Welle und Schwungmasse bei Raumtemperatur gleich sind, wird nur der radiale Anteil der Temperaturdehnung durch eine Anfangsverzerrung modelliert. Dadurch werden auch Spannungsspitzen aufgrund unterschiedlicher axialer Wärmeausdehnungskoeffizienten vermieden. Die dazu nötigen initialen Verzerrun-

gen in der Welle lauten

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\varphi\varphi}^0 &= \varepsilon_{rr}^0 = \alpha\Delta T \\ \varepsilon_{zz}^0 &= \varepsilon_{rz}^0 = 0 \quad .\end{aligned}\tag{3.16}$$

Der Einfluss der Fadenvorspannung, wie in den Modellen in [46], soll hier vernachlässigt werden. Zum einen ist das dort angeführte Vorspannungsmodell nur anwendbar, wenn der Wickelkern nicht entfernt wird, zum anderen ist die Angabe der vorherrschenden Fadenkraft in der Praxis nur schwer möglich (vgl. [83]).

Postprocessing

Zur Bewertung der vorliegenden Spannungen wurden die in Kapitel 3.1 angeführten Gleichungen in den COMSOL-Postprocessor implementiert. Es können die Versagenswahrscheinlichkeit R , der Bruchwinkel θ_{fp} und der Versagensmodus ausgegeben werden. Zusätzlich wird noch jede Spannungskomponente mit einem Maximalspannungskriterium kontrolliert

$$R = \begin{cases} \frac{\sigma_{ij}}{R_{ij}^t} & \text{für } \sigma_{ij} \geq 0 \\ \left| \frac{\sigma_{ij}}{R_{ij}^c} \right| & \text{für } \sigma_{ij} < 0 \quad . \end{cases}\tag{3.17}$$

Für die Festigkeitsbewertung des Metalls wird die Gestaltänderungsenergiehypothese nach von Mises verwendet

$$R = \frac{1}{\sigma_u} \sqrt{\sigma_{\varphi\varphi}^2 + \sigma_{zz}^2 + \sigma_{rr}^2 - \sigma_{\varphi\varphi}\sigma_{zz} - \sigma_{\varphi\varphi}\sigma_{rr} - \sigma_{zz}\sigma_{rr} + 3\sigma_{rz}^2} \quad .\tag{3.18}$$

Um die Geometrie zu vereinfachen, wurden Freistiche an der Welle nicht mitmodelliert. Dies führt allerdings zu nicht realistischen Spannungsspitzen im Bereich scharfer Kanten. Um bei der Optimierung eine bessere Konvergenz zu erzielen, wurden die Spannungen in der Welle nur entlang der r - und z -Achse ausgewertet. Bei allen Postprocessingfunktionen wurde die Option „smoothing“ verwendet, wodurch abgeleitete Größen innerhalb eines Materials gemittelt werden (siehe [111]).

3.2.2 Bestimmung der Eigenfrequenzen

Die Modalanalyse wurde aufgrund des darin implementierten Rotordynamiktools mit ANSYS Release 13 erstellt. Für die Verwendung in MATLAB wird ANSYS im „Batchmode“ ausgeführt und die Eigenwerte aus dem Outputfile ausgelesen. Zur Ermittlung der Eigen-

frequenzen ist eine 3-dimensionale Analyse notwendig. Um die Rechenzeit in Grenzen zu halten, eignen sich generalisierte axialsymmetrische Elemente (z.B. SOLID273)⁹. Verwendet wurden diese mit 3 Fourierebenen.

Die Rotorgeometrie aus Abbildung 3.2 bzw. 3.12(b) wurde durch **Keypoints** und **Areas** definiert. Zusätzlich wurden auch die Rotoraufsätze für die elektrische Maschine, Magnetlager und Fanglagerhülse angebracht, um den Einfluss dieser Massen zu berücksichtigen. Da der Rotor der in Kapitel 2 beschriebenen Maschine nicht axialsymmetrisch ist, wurde dieser durch einen massenäquivalenten Zylinder modelliert. Um das Modell zu vereinfachen, wurde die Welle samt Systemkomponenten als ein zusammenhängender Körper angenommen. Dies führt zu einem steiferen System und erhöht daher die Eigenfrequenzen (vgl. Kapitel 3.7).

Für die Definition der Materialien ist ein lokales Koordinatensystem erstellt und, wie auch im Modell zur Festigkeitsanalyse, die durch die Mori-Tanaka-Methode ermittelten Steifigkeitswerte übergeben worden. Die Angabe des Wärmeausdehnungskoeffizienten ist nicht notwendig, weil der Einfluss des residualen Spannungszustandes durch die Temperaturänderung bei der Fertigung vernachlässigt wurde.

Die Vernetzung der Struktur wurde automatisch durchgeführt, wobei eine fixe maximale Elementgröße angegeben wurde. Die Lagerung ist mit 2-dimensionalen Federelementen (COMBI214) realisiert und die Lagersteifigkeit k als Parameter definiert worden. Die Fläche der Radiallagerung wurde durch eine punktuelle Lagerung in deren Mitte ersetzt.

Die Berücksichtigung von gyroskopischen Effekten erfordert einen Gleichungslösungsalgorithmus für gedämpfte Eigenwertprobleme, wie z.B. den ANSYS-Solver QRDAMP.

3.3 Optimierung des Flywheel-Rotors

Die einfachste Form einer Flywheel-Schwungmasse ist in Form eines Viertelschnitts in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Welle besteht aus Aluminium und trägt die Systemkomponenten. Sie hat den Außenradius $R_i = 0.093$ m, an den die hohlzylinderförmige Schwungmasse mit der Höhe h und dem Außenradius R_o anschließt. Der Wellenradius ist aufgrund der konstruktiven Ausführung durch den Radius der Axiallagerung vorgegeben. Die Abmessungen der Welle sind, bis auf die Schwungmassenhöhe h , durch die Systemkomponenten, und daher von einer übergeordneten Optimierungseinheit, vorgegeben. Um die Zahl der Optimierungsvariablen gering zu halten, wurde eine Abkühlung der Welle beim Fügen um

⁹ bei generalisierten axialsymmetrischen Elementen werden die Verschiebungen in Umfangsrichtung durch Fourierreihen in den Ansatzfunktionen berücksichtigt. Nachteilig ist eine schlechte lokale Auflösung der Verschiebungen, die jedoch für die vorliegende Frequenzanalyse nebensächlich ist (siehe [110])

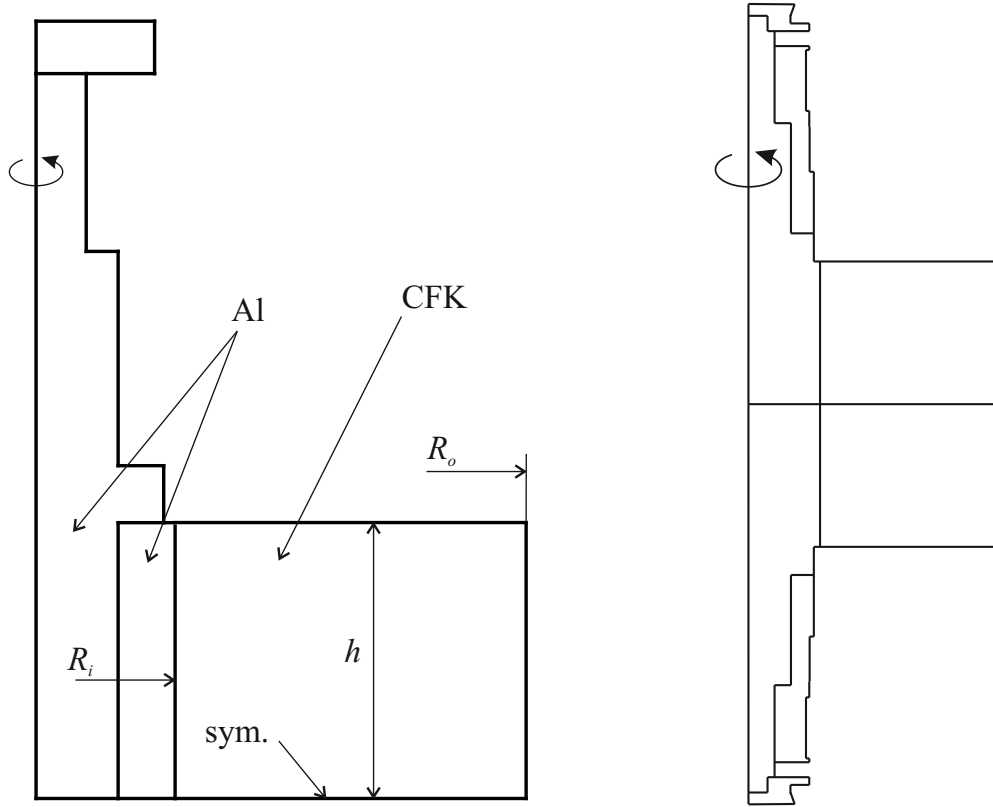


Abbildung 3.2: Geometrie des Flywheel Rotors; Links: Geometrie des COMSOL-Modells (Viertelschnitt); Rechts: Geometrie des ANSYS-Modells (Halbschnitt)

$\Delta T = 50$ K angenommen und, wie in Gl. (3.16) beschrieben, modelliert. Die Entladetiefe beträgt 90%, womit sich $\zeta_{\Omega_{min}} = 1/\sqrt{10}$ ergibt.

Um die zum Teil widersprechenden Anforderungen an die Festigkeit und an die Lage der Eigenfrequenzen des Rotors zu erfüllen, ist nur eine Optimierung unter Berücksichtigung beider Effekte sinnvoll. Zielfunktion ist, bei gegebener Topologie, jene Geometrieparameter bzw. Abmessungen zu finden, die bei einem gegebenen Energieinhalt von 5 kWh die Masse minimieren und somit die Energiedichte maximieren.

Als Nebenbedingungen wird gefordert, dass die kleinste elastische Eigenfrequenz im Stillstand mit der Sicherheit 2 über der maximalen Betriebswinkelgeschwindigkeit Ω_{max} liegt, um einen unterkritischen Betrieb zu gewährleisten. Um das Zusammenfallen der Nickerfrequenz mit der Drehzahl zu verhindern, wird ein walzenförmiger Rotor verwendet, bei dem das Trägheitsmoment um einen Durchmesser mindestens um den Faktor $\sqrt{2}$ größer sein soll als das Trägheitsmoment um die Rotationsachse. Des Weiteren sind oben angeführte Festigkeitsbedingungen R mit einer Sicherheit von 2 zu erfüllen und die Radi-

alspannung im Bereich der Fügefläche muss immer negativ sein, um den Zusammenhalt zu gewährleisten. Das Optimierungsproblem lautet zusammengefasst

$$\begin{aligned}
 \min_{\mathbf{x}} \quad & m \\
 \text{s.t.:} \quad & 2R - 1 < 0 \\
 & \sigma_{rr}(r = R_i, \omega = \Omega_{max}) < 0 \\
 & \sqrt{2}I_z - I_x < 0 \\
 & 2 \cdot \Omega_{max} - \omega^f(\omega = 0) < 0
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

mit dem Vektor der Optimierungsvariablen

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} R_o - R_i \\ h \end{pmatrix}, \tag{3.20}$$

worin m die gesamte Rotormasse und $\omega^f(\omega = 0)$ die elastischen Eigenkreisfrequenzen des Rotors bei Stillstand bezeichnen. Zur Lösung des in Gl. (3.19) angeführten Problems haben sich Interior-Point-Algorithmen (siehe z.B. [17], [18], [65] oder [154]) als besonders geeignet erwiesen. Bei der Wahl der minimalen Schrittweite zur Gradientenbildung ist auf die Netzfeinheit zu achten, da andernfalls die gewünschte Änderung nicht aufgelöst werden kann.

Der optimierte Rotor mit scheibenförmiger Schwungmasse hat eine Höhe $h = 0.1851$ m und einen Außenradius $R_o = 0.3275$ m. Die Rotormasse beträgt $m = 269.2$ kg, womit sich eine Energiedichte $\kappa = 18.57$ Wh/kg ergibt. Die maximale Winkelgeschwindigkeit des Rotors beträgt $\Omega_{max} = 1945.5$ rad/s, womit sich, mit der oben angeführten Entladetiefe, die untere Drehzahl mit $\Omega_{min} = 615.2$ rad/s ergibt. Die Trägheitsmomente betragen $I_z = 10.6$ kgm² und $I_x = 15.9$ kgm², wodurch die Trägheitsmomentenbedingung erfüllt ist.

Abbildung 3.3 zeigt das Campbell-Diagramm des Flywheel-Rotors. Bei diesem sind die Eigenkreisfrequenzen über der Rotorwinkelgeschwindigkeit aufgetragen. Die Analyse wurde mit 6 Fourierebenen durchgeführt und die Federsteifigkeit mit $k = 1$ N/m gewählt. Erkennbar ist, dass aufgrund des gewählten Trägheitsmomentenverhältnisses die Nickeligenform immer unter der $\omega/\sqrt{2}$ -Geraden liegt. Aufgrund des gyroskopischen Anteils in den Bewegungsgleichungen ändern sich die biegekritischen Drehzahlen mit der Winkelgeschwindigkeit. Die biegekritischen Eigenfrequenzen spalten sich in einen durch Gleichlauf (forward whirl - FW) und einen durch Gegenlauf (backward whirl - BW) erzwungenen Anteil auf. Im Vergleich zur zweiten Biegeeigenkreisfrequenz ändert sich die erste nur geringfügig mit der Drehzahl, weswegen eine Berücksichtigung des Drehzahleinflusses bei der

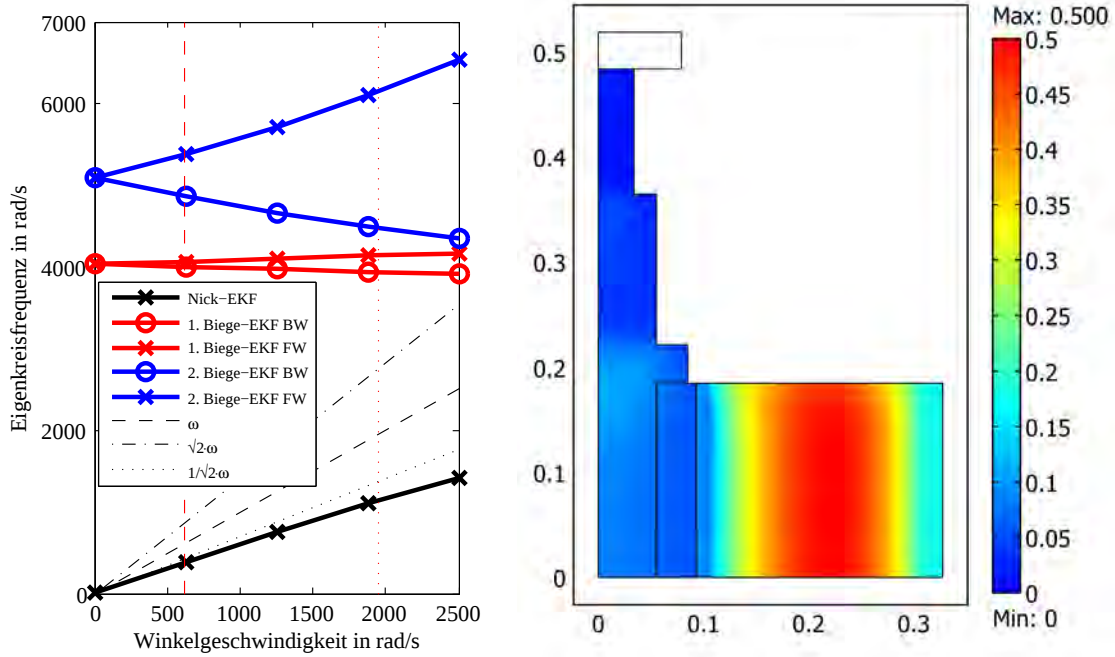


Abbildung 3.3: Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des optimierten Rotors bei $\Delta T = 50$ K und $\omega = \Omega_{max}$

Optimierung nicht notwendig ist. Beide liegen über dem gesamten Drehzahlbereich über der $\sqrt{2} \cdot \omega$ -Geraden, wo der Rotor, nach [37], als starr angenommen werden kann. Die erste Biegeeigenfrequenz liegt im Stillstand bei 4063 rad/s und die zweite bei 5095 rad/s bzw. bei 646.64 Hz und 811 Hz.

Eine Optimierung mit modifizierter Bedingung für die Trägheitsmomente

$$\sqrt{2} \cdot I_x - I_z < 0 \quad , \quad (3.21)$$

die zu einem scheibenförmigen Rotor führt, brachte keine Steigerung der Energiedichte, womit die Wahl $I_x > I_z$ gerechtfertigt ist.

Abbildung 3.3 zeigt den optimierten Rotor mit dem Puck- und von Mises-Kriterium als Contourplot bei einer Fügetemperatur von $\Delta T = 50$ K und $\omega = \Omega_{max}$. Zu erkennen ist, dass der Maximalwert des Puck-Kriteriums 0.5 beträgt und radial mittig in der Schwungmasse auftritt. In diesem Bereich sind insbesondere die Radialspannungen hoch. Dies zeigt den großen Nachteil dieser Schwungmassenform. Aufgrund des großen Außenradius im Bereich der Wellenanbindung entstehen sehr große Massenkräfte, die wiederum sehr hohe Spannungen in radialer Richtung verursachen, in der die Festigkeit des Materials

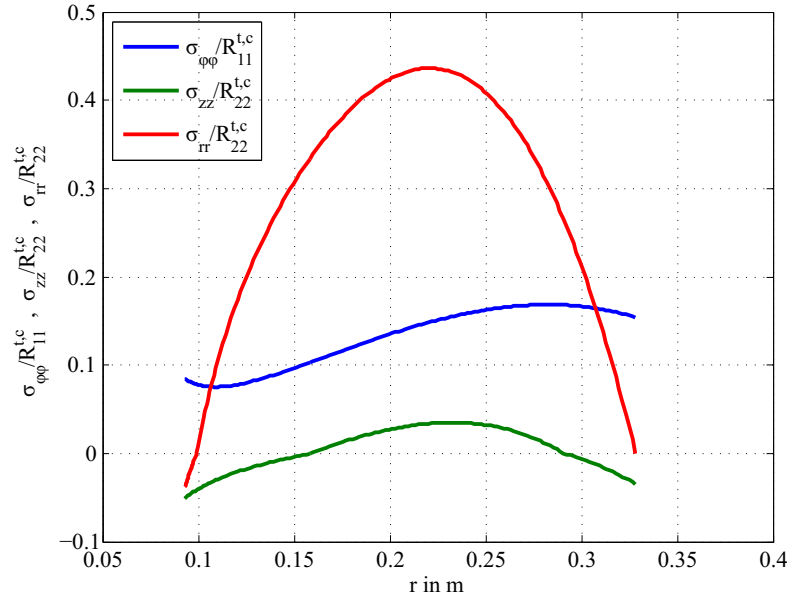


Abbildung 3.4: Bezogene Spannungen in der Mittenebene des Rotors bei $\Delta T = 50$ K und $\omega = \Omega_{max}$

verhältnismäßig gering ist. Abbildung 3.4 soll diesen Sachverhalt nochmals verdeutlichen. Dargestellt sind die bezogenen Spannungen in der Mittenebene des Rotors. Am höchsten ist die bezogene Radialspannung mit 0.43, die damit auch eine Einschränkung bei der Optimierung darstellt. Während die bezogene Axialspannung kaum ausschlaggebend ist, beträgt das Maximum der bezogenen Umfangsspannung 0.17, womit die Belastung in Faserrichtung, in der die Festigkeit am höchsten wäre, nur gering ausfällt. Durch die nicht zweckmäßige Form wird zum einen das Material nur lokal hoch beansprucht und zum anderen liegt diese Belastung in einer ungünstigen Materialrichtung.

In den folgenden Kapiteln wird der Presssitz am Materialübergang genauer analysiert und die Fügepassung dimensioniert. Außerdem wird die Festigkeit der Systemkomponenten kontrolliert.

3.3.1 Auslegung des Metall-Composite-Interfaces

Wie eingangs erläutert, werden die Welle und die Schwunghasse separat gefertigt und dann thermisch gefügt. Dabei muss das Übermaß der Welle ausreichend groß sein, damit an der Fügefläche in allen Betriebszuständen eine Druckspannung vorliegt. Um dies zu kontrollieren, wurde das in Kapitel 3.2.1 angeführte Modell um eine Kontaktfläche am Materialübergang erweitert. Da es sich damit um eine nichtlineare Analyse handelt, wird der Spannungszustand an der Kontaktfläche in der Optimierung nicht berücksichtigt und

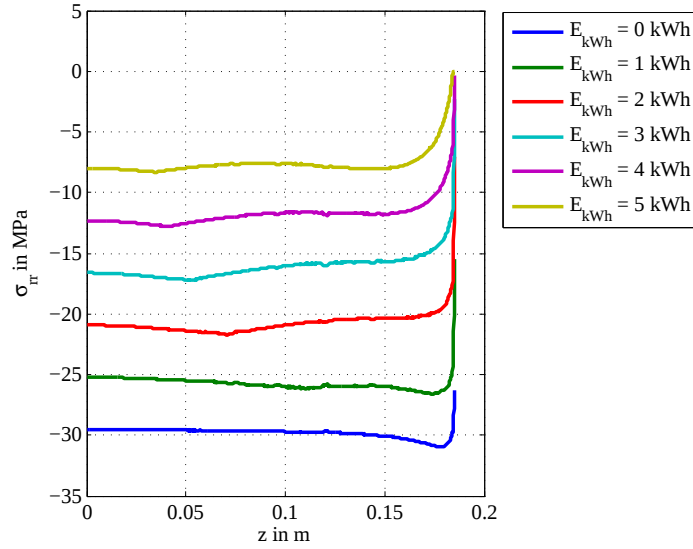


Abbildung 3.5: Radialspannungen in der Fügefläche als Funktion der Höhe bei verschiedenen Energieinhalten und $\Delta T = 50$ K

erst im Nachhinein kontrolliert. Zur besseren Auflösung wurde die Kontaktfläche mit 500 Elementen diskretisiert. Das gesamte Modell besteht aus 16 935 quadratisch interpolierten Rechteckelementen. Abbildung 3.5 zeigt die Radialspannungen am Materialübergang als Funktion der axialen Höhe bei verschiedenen Energieinhalten und einer Füge­temperatur von $\Delta T = 50$ K. Aus der Darstellung ist ersichtlich, dass die Pressung mit dem Energieinhalt abnimmt, jedoch bei allen Betriebszuständen eine Druckspannung vorliegt. Eine weitere Anforderung an den Presssitz ist, dass das Gewicht des Rotors durch die Pressung getragen werden muss. Im geladenen Zustand (5 kWh) beträgt die Spannung im Mittel 7.63 MPa. Bei Annahme eines Haftbeiwerts von 0.05 (vgl. [112]) ergibt sich eine Sicherheit von 50 gegen Abrutschen aufgrund der Gewichtskraft. Gewählt wurde eine Füge­temperatur von 60 K bis 80 K, womit sich die Fertigungstoleranzen für die Welle zu $R_i = 93^{+0.171}_{+0.128}$ mm ergeben.

3.3.2 Festigkeitsanalyse der Welle und der Systemkomponenten

Zum Erreichen von hohen Drehzahlen, und damit einer hohen Energiedichte, ist nicht nur die Auslegung der Schwungmasse, sondern auch die Analyse der Systemkomponenten notwendig. Trotz vergleichsweise geringem Wellenradius sind die weichmagnetischen Rotorkomponenten aufgrund deren geringer Festigkeit (siehe Tabelle B.2) sehr hoch beansprucht. Abbildung 3.6 zeigt das Modell zur Festigkeitsanalyse der Systemkomponenten.

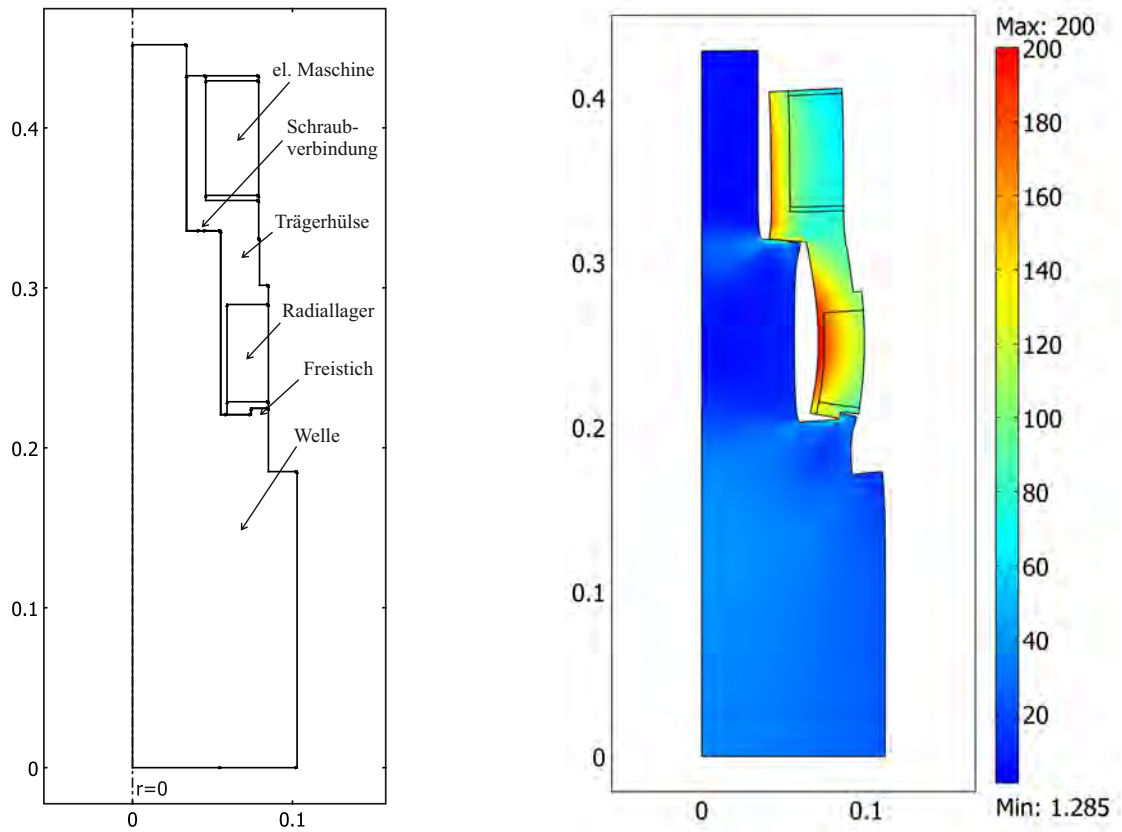


Abbildung 3.6: Links: Modell der Trägerhülse und Systemkomponenten; Rechts: Deformierte Struktur (skaliert mit Faktor 300) und von Mises Spannung in MPa bei $\omega = \Omega_{max}$

Obwohl die SRM ausgeprägte Rotorpole aufweist, wurde ein axialsymmetrisches Modell verwendet und dieser Einfluss vernachlässigt, da insbesondere der Spannungszustand im Bereich der Radiallagerung von Interesse ist. Die Blechpakete der elektrischen Maschine und der Radiallagerung wurden als homogene Körper mit isotroper Materialbeschreibung modelliert. An der Welle aus Aluminium ist eine Trägerhülse aus hochfestem Stahl angebracht, an der die elektrische Maschine und die Radiallagerung befestigt sind. Im Bereich der SRM ist eine Schraubverbindung mit der Welle vorgesehen. Dieser Bereich wurde als fest verbunden modelliert, während sämtliche anderen Flächen als Kontaktflächen definiert wurden. Unterhalb des Radiallagers ist ein Freistich vorgesehen, um eine hohe radiale Dehnung der Hülse zu verhindern. Ebenfalls in Abbildung 3.6 dargestellt sind die von Mises Vergleichsspannung und die deformierte Struktur bei maximaler Drehzahl. Das Modell besteht aus 24988 Elementen, wobei speziell bei den Kontaktflächen auf eine feine Diskretisierung geachtet wurde.

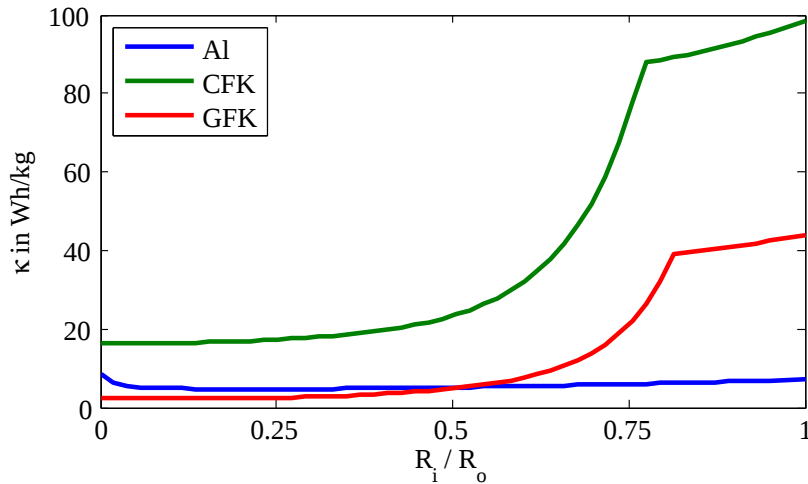


Abbildung 3.7: Energiedichte einer rotierenden Scheibe als Funktion des Innenradius für verschiedene Materialien mit Sicherheitsfaktor 2

Insbesondere im Bereich der Radiallagerung sind die Spannungen sehr hoch. Der mechanische Anschlag verhindert eine noch größere radiale Dehnung und damit noch höhere Spannungen. Die maximale Vergleichsspannung im Bereich der Radiallagerung beträgt 195 MPa, womit bei Verwendung von Vacodur 50 die geforderte Sicherheit von 2 eingehalten wird. Allerdings ist bei der Wahl dieser Materialien ein Kompromiss aus mechanischen und magnetischen Eigenschaften zu schließen. Im Bereich der elektrischen Maschine sind die Spannungen aufgrund der kleineren Radialverschiebung geringer (vgl. auch Kapitel 2.14.1).

3.4 Topologieoptimierung des Rotors

Der im vorigen Kapitel beschriebene Rotor mit hohlzylinderförmiger Schwungmasse lässt erkennen, dass wesentliches Potential des verwendeten Kohlenstofffaserverbundwerkstoffs nicht genutzt wird. Zum einen wird nur in einem kleinen Bereich eine hohe Vergleichsspannung nach Puck erreicht und zum anderen wird das Material hauptsächlich in radialer Richtung belastet und somit die hohe Festigkeit in Faserrichtung nicht genutzt.

Abbildung 3.7 zeigt die maximale Energiedichte bei einem Sicherheitsfaktor von 2 einer rotierenden Scheibe mit einer Höhe von $0.3 \cdot R_o$ als Funktion des Verhältnisses R_i / R_o bei Verwendung von Aluminium, CFK sowie GFK und soll die suboptimale Materialausnutzung veranschaulichen. Bei Aluminium ist die Energiedichte bei der Vollscheibe maximal. Im vorliegenden Fall beträgt die Energiedichte 8.42 Wh/kg, was einem Geo-

metriefaktor $K = 0.59$ entspricht. Geht die Dicke der Scheibe gegen null, so ähnelt der Spannungszustand immer mehr einem ebenen Spannungszustand und der Geometriefaktor wird $K = 0.606$ (vgl. Tabelle 1.1). Konträr dazu liegt bei den orthotropen Materialien, CFK und GFK, das Maximum beim dünnen Hohlzylinder $R_i/R_o \rightarrow 1$ mit 98.55 Wh/kg bzw. 43.71 Wh/kg, was einem Geometriefaktor von $K = 0.5$ entspricht¹⁰.

In Kapitel 1.1.1 ist z.B. eine H-förmige Schwungmassenform angeführt, wodurch sich die Energiedichte steigern lässt. Nachteilig ist dabei, dass weiterhin im Bereich der Wellenbindung hohe Massenkräfte wirken.

Zur Topologieoptimierung von Bauteilen ist in der Literatur die SIMP-Methode (**S**olid **I**sotropic **M**aterial with **P**enalization) weit verbreitet und in vielen Programmpaketen implementiert. Meist wird dabei die Verzerrungsenergiedichte minimiert. Vorteilhaft ist dabei, dass der Gradient der Verzerrungsenergiedichte analytisch gebildet werden kann. Allerdings erweisen sich Spannungsnebenbedingungen und Volumenlasten als numerische Herausforderung (vgl. [10]). Außerdem muss das Optimierungsergebnis keinen geschlossenen Bereich bilden, was im vorliegenden Optimierungsproblem allerdings erwünscht und aus Sicht der Fertigung auch notwendig ist.

[97] verwendet zur Optimierung des Profils einer Turbinenscheibe eine „Metamorphic Development“-Strategie. Dabei wird die Verzerrungsenergiedichte an der Oberfläche mittels einer Funktion bewertet und daraufhin entschieden, ob die Struktur an dieser Stelle wächst oder degradiert. Untersucht wird allerdings nur isotropes Materialverhalten und die Zielfunktion ist nicht auf Flywheels übertragbar.

Die Verwendung eines „Injection Island Genetic Algorithm“ zur Optimierung eines Flywheels mit isotropem und orthotropem Material wird in [31] beschrieben. Allerdings werden kaum Ergebnisse angeführt, sondern nur verschiedene Algorithmen miteinander verglichen.

Im Folgenden wird eine alternative Optimierungsmethode zur Maximierung der Energiedichte vorgestellt. Zuerst soll auf den Algorithmus eingegangen werden. Zu dessen Validierung wird die Minimierung zweier Testfunktionen mit ausgeprägten lokalen Minima untersucht und dann eine rotierende Scheibe mit konstanter Vergleichsspannung berechnet. Des Weiteren werden Ergebnisse mit transversal isotropem Material angeführt und daraus die Geometrie des Optimum-Shape-Flywheels abgeleitet. Ziel dabei ist eine Schwungmassenform zu finden, die eine möglichst hohe Energiedichte aufweist und außerdem mit einem Fertigungsprozess mittels Wickelverfahren herstellbar ist. Um Materialübergänge zu vermeiden, besteht die gesamte Schwungmasse aus unidirektionalem CFK.

¹⁰ dabei wurde die Festigkeit in Faserrichtung zur Berechnung herangezogen

3.4.1 Genetic Algorithm for Integer Programming

Wie später beschrieben, wird die Topologieoptimierung auf ein Optimierungsproblem mit ganzzahligen Variablen zurückgeführt. Da dadurch die Bildung eines Gradienten nur schwer möglich ist, wurde ein in MATLAB R2010b verfügbarer genetischer Algorithmus modifiziert. Bei diesem wird zur Lösung von Optimierungsproblemen ein evolutionärer Prozess nachgebildet. Zu Beginn wird eine zufällige Population aus Lösungen erstellt und die Fitness mittels einer zu minimierenden Zielfunktion berechnet. Eine gewählte Anzahl an elitären Individuen mit hoher Fitness wird direkt in die nächste Generation übernommen. Eine Selektionsfunktion wählt Eltern aus, deren Genom, die Optimierungsvariablen, in Folge durch eine Rekombinationsfunktion zu Kindern zusammengesetzt werden. Durch eine Mutationsfunktion werden weitere Individuen mit zufälligem Genom für die nächste Generation erstellt. Diese Prozedur wird solange wiederholt, bis innerhalb einer gewählten Anzahl an Generationen keine Verbesserung der Fitness mehr erreicht wird.

Um ganzzahlige Optimierungsvariablen handhaben zu können, mussten die Erstellung der Anfangspopulation, die Mutations- und die Rekombinationsfunktion adaptiert werden. Die Funktion zur Erstellung der Anfangspopulation entspricht auch der Mutationsfunktion. Die Funktion erstellt eine vorgegebene Anzahl an unterschiedlichen Individuen mit zufälligem Genom. Vorteilhaft ist dabei, dass einfache nichtlineare Nebenbedingungen, wie z.B. eine zulässige Geometrie, erfüllt werden können, indem sie bereits im Vorhinein nicht zur Optimierung herangezogen werden. Die Rekombinationsfunktion stellt eine zufällige Zusammensetzung der Elterngenome dar und wurde ebenfalls für ganzzahlige Variablen angepasst. Die Auswahl der Elterngenome geschieht durch die Selektionsfunktion. Dafür wurde stochastisch universelles Sampling¹¹ verwendet. Durch Adaption dieser genetischen Operatoren ist die Verwendung von ganzzahligen Optimierungsvariablen möglich.

Im Folgenden soll die Funktionalität anhand von zwei Beispielen gezeigt werden. Zuerst soll das Minimum der in Abbildung 3.8 gezeigten Funktion

$$f(x, y) = \frac{-10}{\cosh\left(0.0003\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}\right)} + \frac{-20}{\cosh\left(0.0003\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}\right)} - 1 \quad (3.22)$$

¹¹ bei fitnessproportionalem Sampling werden die Individuen durch wiederholte Stichproben ausgewählt, während bei stochastisch universellem Sampling ein Zufallswert genommen wird und die anderen Individuen äquidistant gewählt werden

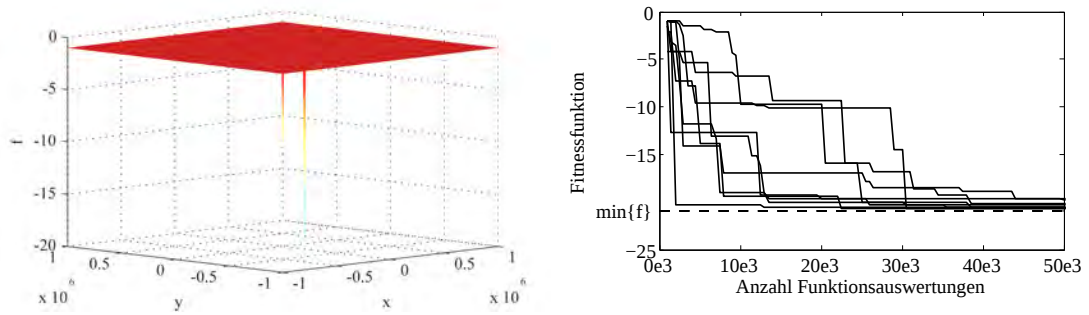


Abbildung 3.8: Testfunktion aus Gl. (3.22) und Konvergenzplot

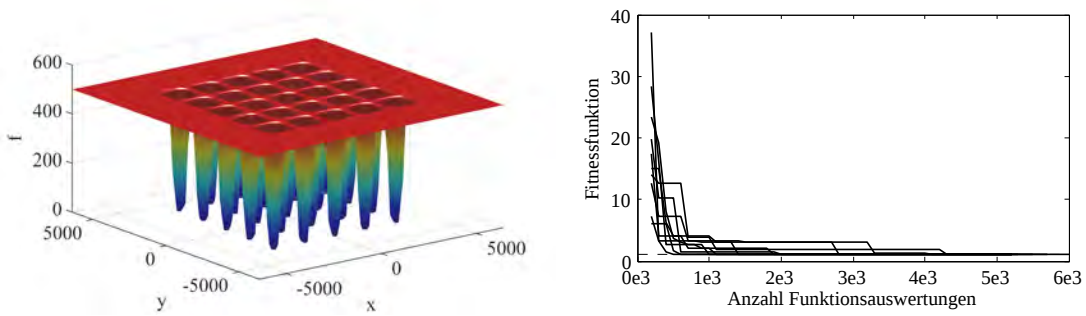


Abbildung 3.9: Fünfte De Jong Funktion aus Gl. (3.24) und Konvergenzplot

mit

$$(x_1, y_1) = (1, 1) \quad \text{und} \quad (x_2, y_2) = (10^5, -10^5) \quad (3.23)$$

gefunden werden. Die Funktion ist im gesamten Bereich annähernd konstant und weist ein lokales und ein globales Minimum auf, wodurch das Auffinden des Optimums sehr schwierig ist. Das globale Minimum ist $\min\{f\} = -21$ und befindet sich bei (x_2, y_2) . Der Suchraum wurde in x - und y -Richtung auf das Intervall $[-1 \cdot 10^6, 1 \cdot 10^6]$ beschränkt, womit sich $4 \cdot 10^{12}$ verschiedene Kombinationen ergeben. Die Konvergenz von zehn Optimierungsläufen ist ebenfalls in Abbildung 3.8 gezeigt. Erkennbar ist, dass das globale Optimum immer innerhalb von 50 000 Funktionsauswertungen gefunden wird.

Als weitere Validierung soll das globale Minimum der in Abbildung 3.9 dargestellten fünften De Jong Funktion

$$f(x, y) = \left\{ 0.002 + \sum_{j=1}^{25} \left[j + \left(\frac{x}{100} - a_{1j} \right)^6 + \left(\frac{y}{100} - a_{2j} \right)^6 \right]^{-1} \right\}^{-1} \quad (3.24)$$

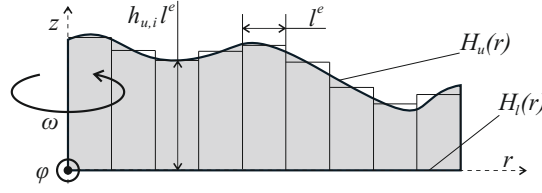


Abbildung 3.10: Vorgehensweise und Diskretisierung bei der Topologieoptimierung

mit

$$a = \begin{pmatrix} -32 & -16 & 0 & 16 & 32 & -32 & \dots & 0 & 16 & 32 \\ -32 & -32 & -32 & -32 & -32 & -16 & \dots & 32 & 32 & 32 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

gefunden werden, wobei die Achsen mit dem Faktor $1/100$ skaliert wurden, um den Suchraum zu erweitern. Auch diese Funktion weist mehrere lokale Minima auf, wodurch klassische Optimierungsalgorithmen keine guten Konvergenzeigenschaften aufweisen. Das globale Optimum liegt bei $(x, y) = (-3200, -3200)$ und beträgt 0.998 . Der Suchraum liegt in beiden Richtungen innerhalb des Intervalls $[-6400, 6400]$, wodurch sich $163\,840\,000$ mögliche Kombinationen ergeben. Abbildung 3.9 zeigt die Konvergenz von zehn Optimierungsläufen. Obwohl die Funktion etliche lokale Minima aufweist, wird das Optimum immer innerhalb von 6000 Funktionsauswertungen gefunden.

In den folgenden Optimierungen wurde immer eine Anfangspopulation von 400 Individuen verwendet und die 10 elitären Individuen werden automatisch in die nächste Generation übernommen. Alle anderen Einstellungen wurden auf den Standardwerten belassen.

3.4.2 Scheibe konstanter Spannung – Constant Stress Disc

Zur weiteren Verifikation soll in diesem Abschnitt die Scheibe mit konstanter Vergleichsspannung (CSD - Constant Stress Disc) berechnet werden. Die Kontur des Rotors soll so gewählt werden, dass die Energiedichte maximal wird

$$\min_x \left\{ -\frac{1}{3600} \frac{\frac{1}{2} I_z \Omega_{max}^2}{m} \right\}, \quad (3.26)$$

wobei die Skalierung mit 3600 auf die Einheit Wh/kg führt. Abbildung 3.10 soll die Vorgehensweise bei der Optimierung verdeutlichen. Die Kontur des Rotors wird äquidistant in radialer Richtung diskretisiert. Die axiale Höhe ist bei vorgegebener Elementgröße ebenfalls diskret und stellt die Optimierungsvariable dar. Daraus ergibt sich ein Optimierungsproblem mit ganzzahligen Optimierungsvariablen, womit gradientenbasierte Algorithmen

ungeeignet sind und der im vorherigen Abschnitt erläuterte genetische Algorithmus zum Einsatz kommt. Der in MATLAB R2010b implementierte genetische Algorithmus `ga(...)` ist allerdings nur ohne nichtlineare Nebenbedingungen geeignet, da mit diesen der Rechenaufwand enorm steigt. Daher wird im Weiteren nur die Optimierung hinsichtlich der Festigkeit betrachtet und die Eigenfrequenzen sowie die Trägheitsmomente außer Acht gelassen. Außerdem soll die Welle und die Anbindung der Schwungmasse an diese nicht untersucht werden. Da Welle und Schwungmasse separat gefertigt und anschließend gefügt werden, entstehen Druckspannungen, die zu einer höheren zulässigen Drehzahl führen. Daher ist das Vernachlässigen der Welle und der Anbindung, im Sinne der Festigkeit, eine konservative Annahme. Unter Berücksichtigung der Welle wird die Energiedichte gesenkt, da diese einen sehr kleinen Trägheitsradius aufweist. Einfache nichtlineare Nebenbedingungen, wie z.B. die Einhaltung einer zulässigen Geometrie, können durch geeignete Populationswahl berücksichtigt werden, indem diese bereits vorher ausselektiert werden.

Zur Berechnung der auftretenden Spannungen wurde ein axialsymmetrisches Element, wie z.B. in [9] beschrieben, in MATLAB implementiert. Um die Vernetzung zu vereinfachen, wurden quadratische Elemente mit linearen Ansatzfunktionen verwendet. Um Spannungsspitzen aufgrund der diskontinuierlichen Geometrie zu vermeiden, wurden die Spannungen über das jeweilige Element arithmetisch gemittelt. Aufgrund der linearen Analyse können die Spannungen bei einer beliebigen Winkelgeschwindigkeit ω berechnet und mit

$$\Omega_{max} = \omega \sqrt{\frac{1}{S \cdot \max\{R(\omega)\}}} \quad (3.27)$$

auf die maximale Winkelgeschwindigkeit geschlossen werden, wobei S die Sicherheit bezeichnet, die im Weiteren zu 2 gewählt wird, um eine bessere Vergleichbarkeit mit der hohlzylindrischen Schwungmassenform zu erreichen.

Bei Verwendung eines isotropen Werkstoffs stellt die CSD die Form mit maximaler Energiedichte und damit das Optimum dar. Wie bereits in Kapitel 1.1.1 gezeigt, wird das Optimum erreicht, wenn die Vergleichsspannung an jedem Punkt des Rotors der Fließspannung entspricht. Damit wird der in [13] bzw. Gl. (1.4) angeführte Geometriefaktor

$$K = \frac{\kappa}{\kappa_{max}}$$

zu eins, wobei κ die erreichte und κ_{max} die maximal mögliche Energiedichte bezeichnen.

Angaben von Formen der CSD, die in der Literatur zu finden sind, unterliegen meist der Annahme des ebenen Spannungszustands. Bei variabler Scheibenhöhe ist der Spannungszustand allerdings dreiaxsig. Dadurch ist die analytische Angabe dieser Form nicht möglich.

Eine Näherung einer CSD wird z.B. in [114] verwendet. In [39] wird für die Außenkontur $H'_u(r)$ der CSD folgende Näherung vorgeschlagen

$$H'_u(r) = \begin{cases} h'_c \left\{ e^{-B'\chi'^2/2} + (\alpha'_r - 1)e^{-B'\beta_r'^2/2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctan \left(\frac{\chi' - \beta'_r}{a'_r} \right) \right] \right\} & \text{für } r \leq \beta'_r R_o \\ h'_c e^{-B'\beta_r'^2/2} \left[\frac{1+\alpha'_r}{2} + \left(\frac{\alpha'_r - 1}{\pi a'_r} - B'\beta'_r \right) (\chi' - \beta'_r) \right] & \text{für } r > \beta'_r R_o \text{ und } H'_u < h'_{max} \\ h_{max} & \text{für } r > \beta'_r R_o \text{ und } H'_u \geq h'_{max} \end{cases} \quad (3.28)$$

mit der maximalen Höhe

$$h'_{max} = \alpha'_r h'_c e^{-B'\beta_r'^2/2} \quad (3.29)$$

und dem Radius

$$\beta'_r = \left\{ \frac{2}{B'\alpha'_r} \left[\alpha'_r - 1 + \sqrt{\frac{\alpha_r'^2 B'(B' - 2 + 2\nu)}{(1 - \nu)^2} + (\alpha'_r - 1)^2} \right] - \frac{1 + \nu}{1 - \nu} \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (3.30)$$

worin h'_c die Scheibendicke an der Rotationsachse, χ' den auf den Außenradius R_o bezogenen Radius, ν die Poissonsahl des isotropen Werkstoffs sowie B' , α'_r und a'_r weitere Geometrieparameter bezeichnen.

Zur Validierung soll Gl. (3.28) mit der Lösung des genetischen Algorithmus verglichen werden. Als Optimierungsvariable wurde nicht die Kontur, sondern deren Änderung verwendet, da dadurch eine bessere Konvergenz und eine glattere Kontur erreicht wird. Die obere $H_u(r)$ bzw. untere Kontur $H_l(r)$ werden daher beschrieben durch

$$H_u(r) = H_{u,0} + \int_0^r \frac{dH_u(\eta)}{d\eta} d\eta$$

$$H_l(r) = \int_0^r \frac{dH_l(\eta)}{d\eta} d\eta, \quad (3.31)$$

worin η eine Integrationsvariable bezeichnet. Die Schwungmasse wurde entlang der radialen Richtung mit N Elementen der Länge

$$l^e = \frac{R_o - R_i}{N} \quad (3.32)$$

diskretisiert und die Änderung der Höhe sei auch auf Schritte der Elementlänge beschränkt,

wodurch folgende Approximation verwendet werden kann

$$\begin{aligned} H_u \left(i \leq \frac{r - R_i}{l^e} < i+1 \right) &\approx \left[h_{u,0} + \sum_{i=1}^{N-1} \underbrace{(h_{u,i} - h_{u,i-1})}_{\Delta h_{u,i}} \right] l^e \\ H_l \left(i \leq \frac{r - R_i}{l^e} < i+1 \right) &\approx \left[\sum_{i=1}^{N-1} \underbrace{(h_{l,i} - h_{l,i-1})}_{\Delta h_{l,i}} \right] l^e, \end{aligned} \quad (3.33)$$

wobei $h_{u,0}$, $\Delta h_{u,i}$ und $\Delta h_{l,i}$ ganzzahlig sind. $h_{l,0}$ ist zu null gesetzt, damit die Kontur im Koordinatenursprung verbleibt. Für die Optimierung der CSD ist die untere Kontur und der Innenradius vorgegeben

$$H_l(r) = 0, \quad R_i = 0 \quad . \quad (3.34)$$

Damit ergibt sich der Vektor der Optimierungsvariablen zu

$$\mathbf{x} = \left(h_{u,0}, \Delta h_{u,1}, \dots, \Delta h_{u,N-1} \right)^T, \quad (3.35)$$

wobei die Länge N mit 100 gewählt wurde. Die Schranken für die Optimierungsvariablen wurden definiert als

$$-2 \leq \Delta h_{u,i} \leq 2 \quad , \quad (3.36)$$

sodass die maximale Variation der Höhe innerhalb eines radialen Schritts nur zwei Elementgrößen betragen kann. Zur Vermeidung von Überschneidungen mit der r -Achse muss die obere Kontur

$$H_u(r) > 0 \quad (3.37)$$

erfüllen.

Die maximal mögliche Energiedichte beträgt für Aluminium (siehe Tabelle B.2)

$$\kappa_{max} = \frac{\sigma_u}{S \cdot \rho} = 14.15 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}} \quad (3.38)$$

mit einem Sicherheitsfaktor von $S = 2$.

Der Algorithmus stoppte nach 69 Generationen. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.11 dargestellt und dem Vorschlag nach [39] mit den Parametern $B' = 5.25$, $\alpha'_r = 4.89$, $h'_c = 0.39$

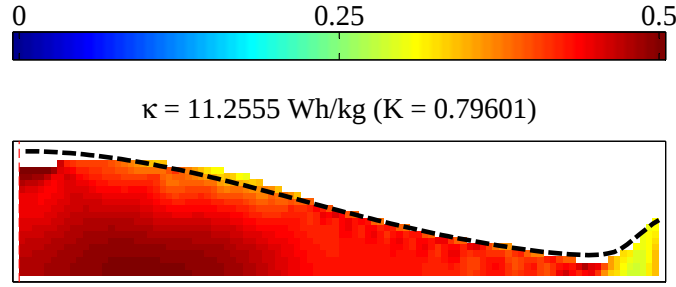


Abbildung 3.11: Optimierungsergebnis für Aluminium; Geometriefaktor $K = 0.80$; Vorschlag nach [39] für die CSD mit $B' = 5.25$, $\alpha'_r = 4.89$, $h'_c = 0.39$ und $a'_r = 0.0244$; Contour Plot des von Mises Kriteriums

und $a'_r = 0.0244$ gegenübergestellt. Die Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung. An der Rotationsachse ist die Höhe $H_u(r = 0)/R_o = 0.18$ und beginnt dann zu sinken, bis die Kontur das Minimum $H_u(r/R_o = 0.9)/R_o = 0.02$ erreicht. Am Außenradius bildet sich ein Kranz mit der Höhe $H_u(r = R_o)/R_o = 0.09$ aus. Die erreichte Energiedichte beträgt 11.26 Wh/kg , was einem Geometriefaktor von $K = 0.80$ entspricht.

3.4.3 Optimierung mit orthotropem Material

Bei Verwendung von faserverstärkten Kunststoffen für die Schwungmasse stellt ein dünner Hohlzylinder die ideale Form dar. Bei diesem sind die Radialspannungen sehr klein und die Umfangsspannung ist annähernd

$$\sigma_{\varphi\varphi} \approx \rho r^2 \omega^2 \quad (3.39)$$

(vgl. z.B. [4]). Damit fällt die höchste Belastung in Richtung der höchsten Festigkeit. Allerdings ist sowohl bei Innen- als auch Außenläuferkonstruktionen eine Anbindung an eine Welle bzw. die Systemkomponenten nötig, weswegen diese ideale Form nicht erreicht werden kann. Daher wird in folgender Optimierung der Innen- und Außenradius, R_i bzw. R_o , der Schwungmasse vorgegeben. Um die Massenkkräfte im Bereich der Wellenanbindung zu verringern, wird die Unterseite der Kontur freigegeben, womit diese nicht wie in Abbildung 3.11 mit $z = 0$ zusammenfällt.

Um die Bildung eines Hohlzylinders zu vermeiden, wird ein mittlerer Radius R_m eingeführt, für den gilt

$$H_l(r \leq R_m) = 0 \quad . \quad (3.40)$$

Um dies zu erreichen, werden die entsprechenden Einträge $\Delta h_{l,i}$ aus dem Vektor der Optimierungsvariablen entfernt, der nun lautet

$$\mathbf{x} = \left(h_{u,0}, \Delta h_{u,1}, \dots, \Delta h_{u,N-1}, \Delta h_{l,M}, \dots, \Delta h_{l,N-1} \right)^T \quad (3.41)$$

mit

$$M = \left\lceil N \cdot \left(1 - \frac{R_m - R_i}{R_o - R_i} \right) \right\rceil, \quad (3.42)$$

wobei mit $\lceil \dots \rceil$ ein Aufrunden symbolisiert wird. Wie auch bei der CSD wurde die Kontur mit $N=100$ Elementen entlang der r -Achse diskretisiert. Um eine Herstellung mittels Wickelverfahren zu ermöglichen, wird eine monoton steigende Form gefordert, was durch die Nebenbedingungen

$$\begin{aligned} 0 &\leq \Delta h_{u,i} \leq 4 \\ 0 &\leq \Delta h_{l,i} \leq 4 \end{aligned} \quad (3.43)$$

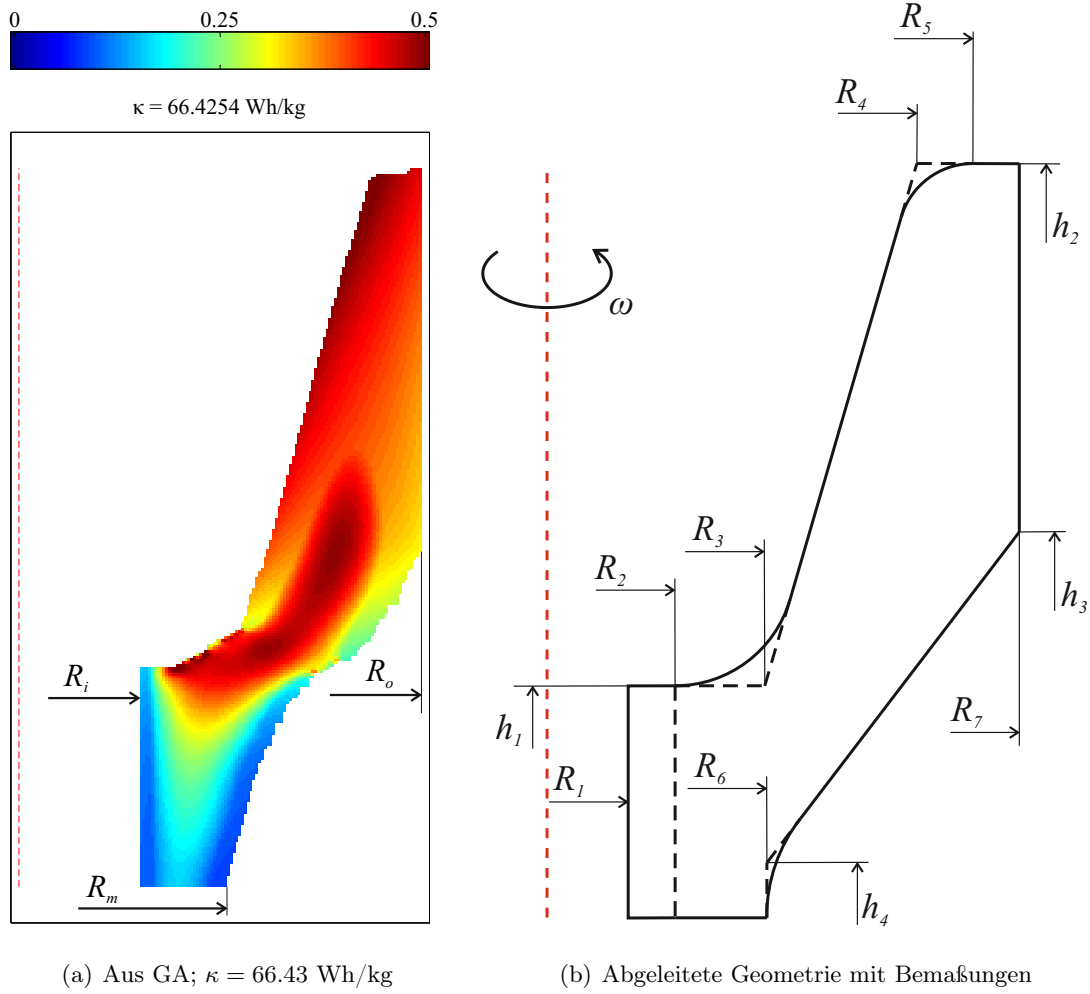
erfüllt ist. Um eine sinnvolle Kontur zu erreichen, wurden folgende weitere Nebenbedingungen definiert

$$\begin{aligned} \frac{R_i}{R_o} &= 0.3, \quad \frac{h_{u,0}}{h_{max}} \geq 0.3, \\ \frac{R_m - R_i}{R_o - R_i} &\geq 0.3, \quad H_u(r) > H_l(r) \end{aligned} \quad (3.44)$$

mit

$$h_{max} = \frac{H_u(r = R_o)}{l_e}. \quad (3.45)$$

Abbildung 3.12(a) zeigt das Ergebnis einer Optimierung mit den Parametern aus Gl. (3.44). Die Rotorgeometrie wurde in radialer Richtung mit 100 Elementen diskretisiert. Zur Berechnung der maximalen Winkelgeschwindigkeit mit Gl. (3.27) wurde das Kriterium nach Puck verwendet. Dargestellt ist nur die obere Hälfte des Rotors, um die vorausgesetzte Symmetrie bezüglich $z = 0$ zu nutzen. Der Rotor hat eine hohlkegelähnliche Form. Beginnend bei der Wellenanbindung bildet sich bei der oberen Kontur ein Radius aus, an den ein auskragender Teil anschließt. Die Innenkontur besteht aus einer radialen Verjüngung hin zur Wellenanbindung. Dadurch wird zwar das Trägheitsmoment verringert, jedoch sinken damit die Massenkkräfte im Bereich der Anbindung, wodurch höhere

(a) Aus GA; $\kappa = 66.43 \text{ Wh/kg}$

(b) Abgeleitete Geometrie mit Bemaßungen

Abbildung 3.12: Ergebnis der Topologieoptimierung mit $0 \leq \Delta h_{u,l,i} \leq 4$ bei Sicherheit 2

Winkelgeschwindigkeiten erreicht werden. Durch den starken Anstieg der oberen Kontur entstehen hohe Biegespannungen am Übergang (vgl. [128]).

Abbildung 3.12(b) zeigt die daraus abgeleitete Topologie. Zur weiteren Optimierung wurde ein Hohlzylinder mit Innenradius R_1 eingefügt. Dieser wird bei der Optimierung nicht zur Bewertung der Festigkeit herangezogen, da in diesem Bereich unrealistische modellbedingte Spannungsspitzen auftreten. Außerdem wird dadurch eine Anpassung des Rotors an den verfügbaren Bauraum erleichtert, da bei der Optimierung ein zusätzlicher Freiheitsgrad vorhanden ist.

Insbesondere die Parameter in Gl. (3.44) haben einen großen Einfluss auf die erreichbare Energiedichte. Im Allgemeinen steigt die Energiedichte mit dem Verhältnis R_i/R_o und sinkt mit steigenden Werten von $h_{u,0}/h_{max}$ bzw. $(R_m - R_i)/(R_a - R_i)$. In den Ab-

bildungen 3.13, 3.14 und 3.15 sind Optimierungsergebnisse mit verschiedenen Parametern dargestellt. Verwendet wurden ebenfalls 100 Elemente entlang der Mittenebene. Außerdem ist eine ausreichend große Anfangspopulation notwendig. Wie auch zuvor, wurde eine Anfangspopulation mit 400 Individuen verwendet.

Abbildung 3.16 zeigt Ergebnisse der Topologieoptimierung mit CFK und GFK mit monoton steigender Kontur als auch ohne dieser Bedingung. Die Kurven wurden nach der Optimierung mit Polynomen geglättet. Aufgrund der geringeren spezifischen Festigkeit liegt die erreichte Energiedichte mit GFK wesentlich unter der von CFK bei 20.23 Wh/kg. Bei Verwendung von CFK ohne Monotoniebedingung bildet sich eine größere Rundung der oberen Kontur aus, wodurch die Energiedichte weiter steigt.

Die angeführten Ergebnisse wurden mit einem Sicherheitsfaktor von 2 berechnet und berücksichtigen nicht die Masse der Welle, die aufgrund eines geringen Trägheitsmoments die maximale Energiedichte senkt. Außerdem wurden die Lage der Eigenfrequenzen sowie der zu Verfügung stehende Bauraum nicht berücksichtigt. Des Weiteren wurde auch die Entladetiefe nicht berücksichtigt, was die Energiedichte weiter senkt.

Die diskrete Kontur führt trotz Mittelung der Spannungen zu einer Verschlechterung des Ergebnisses. Eine Verbesserung könnte durch Einfügen von Dreieckselementen erreicht werden, wodurch die Kontur geglättet wird.

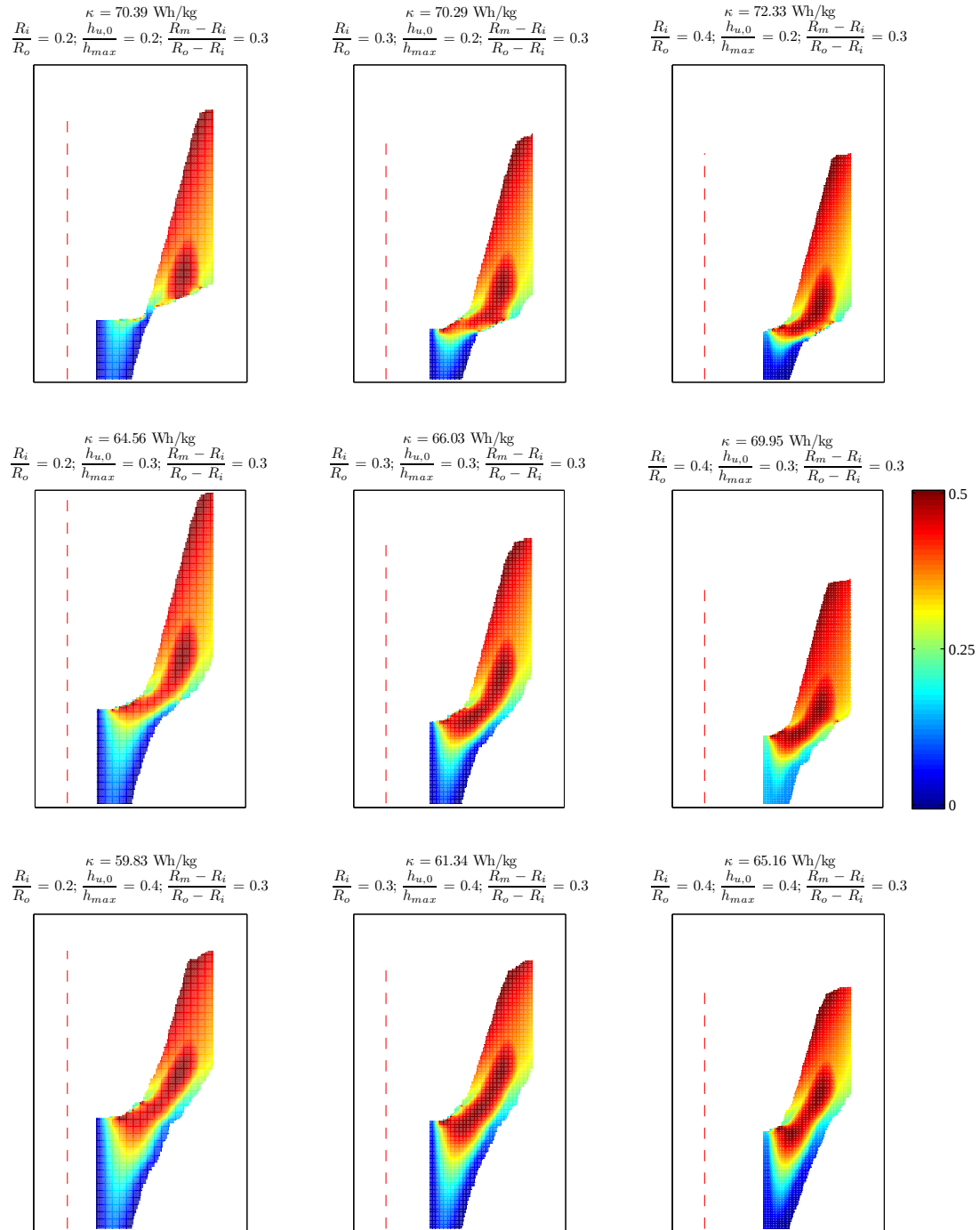


Abbildung 3.13: Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_o - R_i) = 0.3$

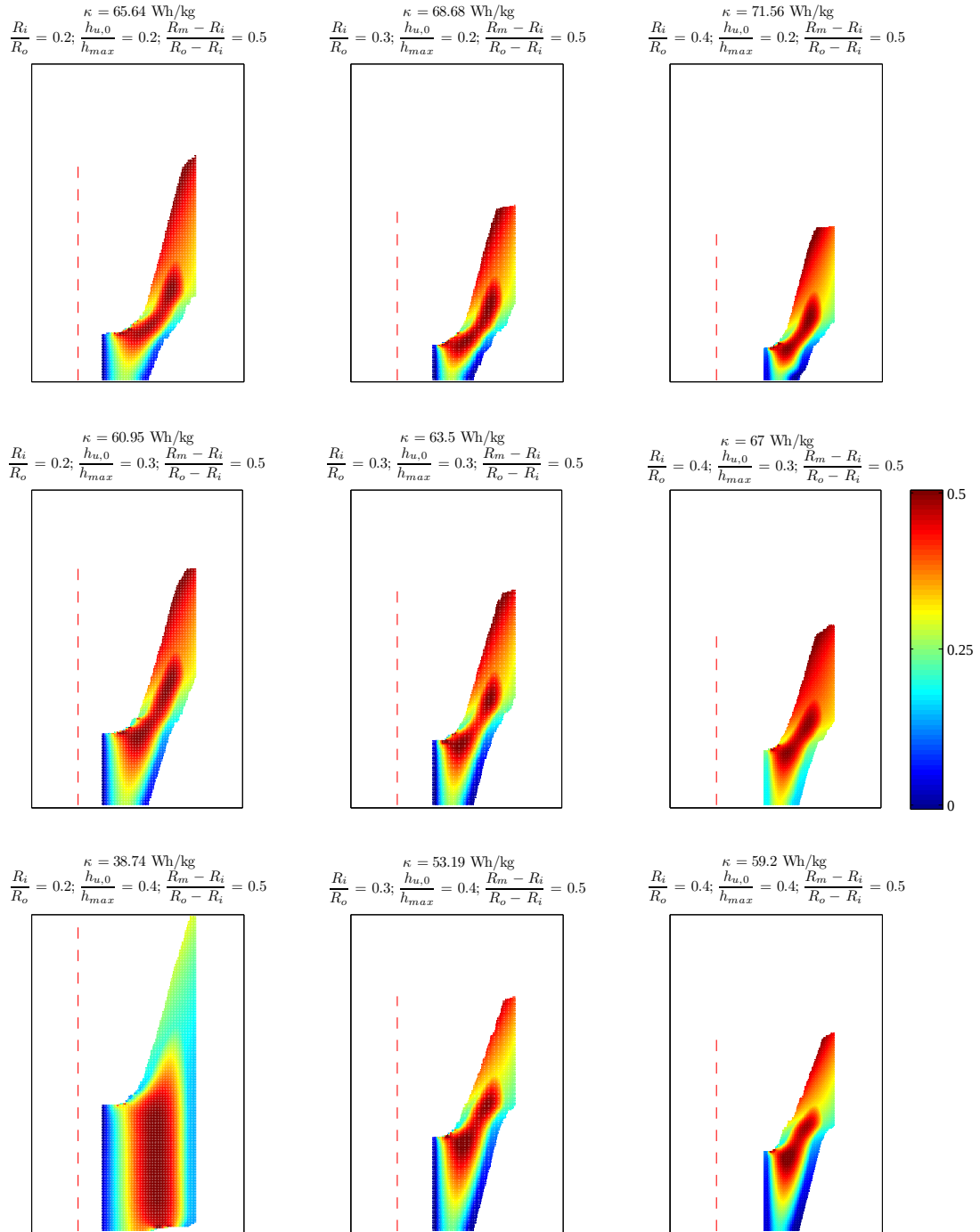


Abbildung 3.14: Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_o - R_i) = 0.5$

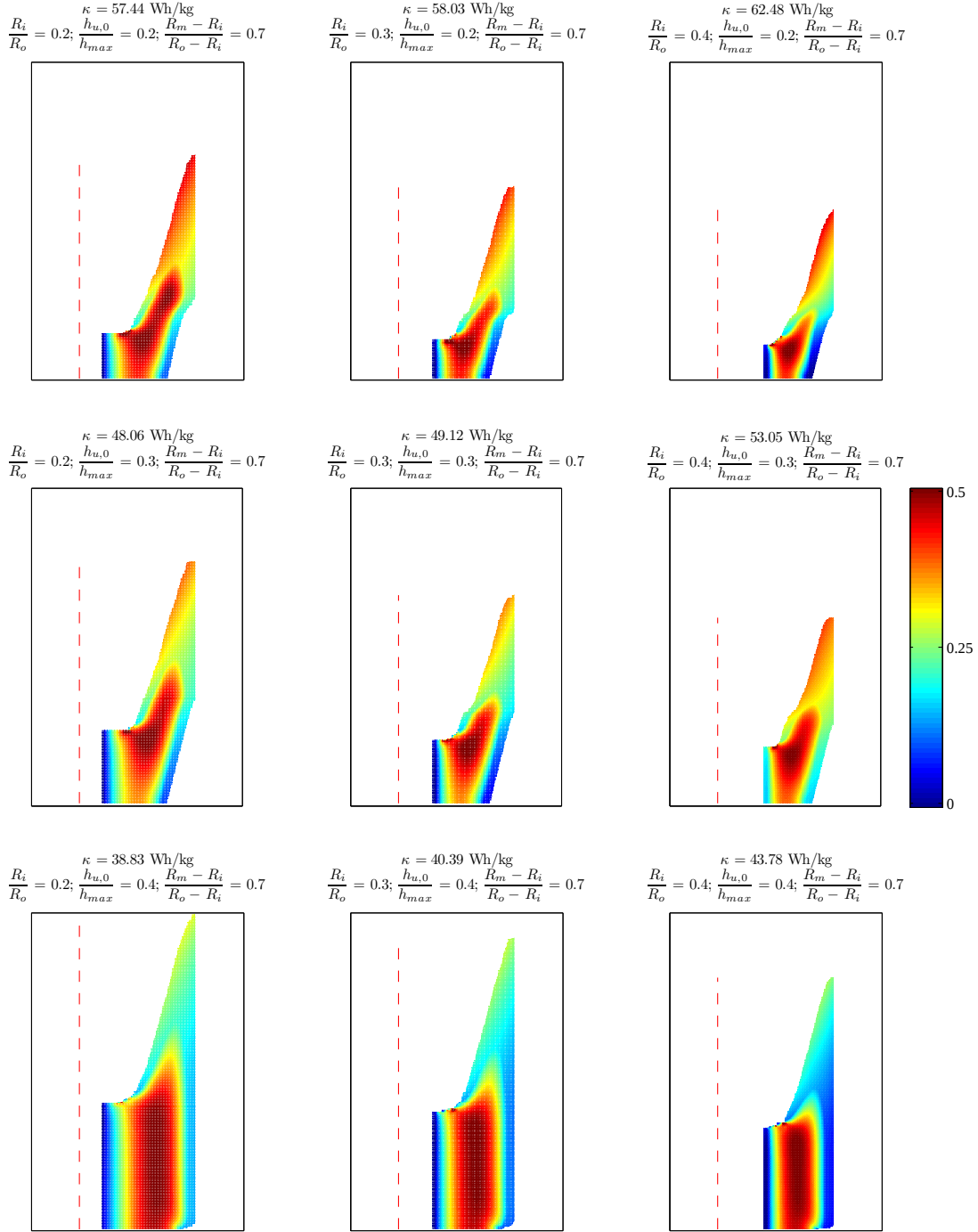


Abbildung 3.15: Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_o - R_i) = 0.7$

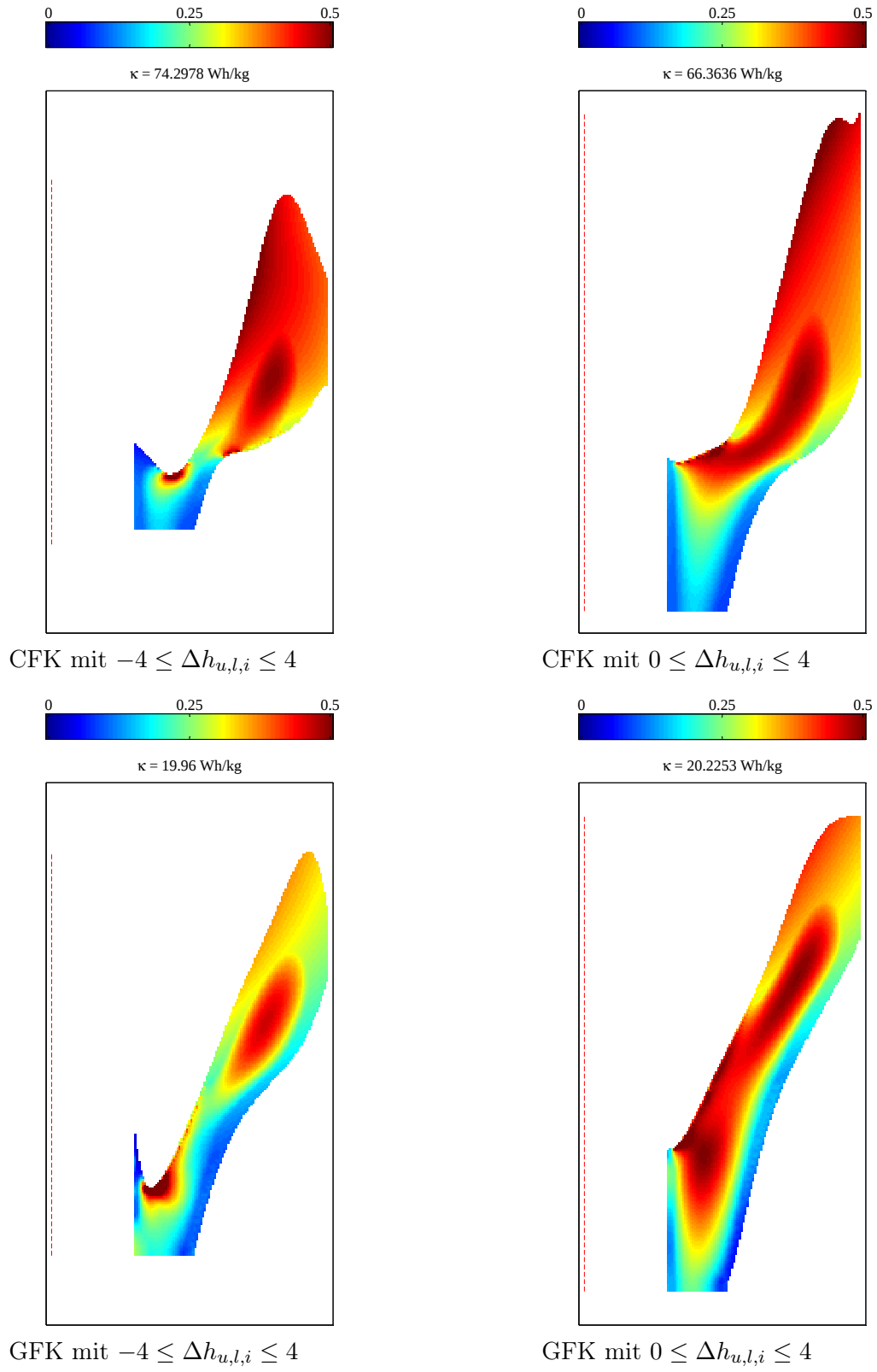


Abbildung 3.16: Gegenüberstellung verschiedener Ergebnisse der Topologieoptimierung

3.5 Optimierung des Optimum-Shape-Flywheel-Rotors

Im vorigen Kapitel wurde die im Sinne der Festigkeit optimale Rotortopologie berechnet. Um eine möglichst hohe Energiedichte zu erreichen, ist es notwendig, die Masse des Rotors möglichst weit außen anzuordnen. Um im Bereich der Wellenanbindung zu hohe Radialspannungen zu vermeiden, erwies sich eine radiale Verjüngung der Außenkontur als zweckmäßig.

Durch das berechnete Design sind allerdings wichtige Auslegungskriterien nicht erfüllt. Um eine mitlaufende Nickeigenfrequenz (vgl. Gl. (3.1)) zu vermeiden, sollte der Trägheitstensor nicht kugelförmig sein. Aus diesem Grund wird die Nebenbedingung eingefügt, dass $I_x \geq \sqrt{2}I_z$ ist, womit sich ein walzenförmiger Rotor ergibt und die Nickeigenfrequenz immer unterhalb des Fahrstrahls liegt. Insbesondere die Nebenbedingung, dass die elastischen Eigenfrequenzen mit gewählter Sicherheit über dem Fahrstrahl liegen müssen, erwies sich als große Einschränkung für eine möglichst hohe Energiedichte. Daher werden, im Gegensatz zu Gl. (3.19), nicht nur die Eigenwerte bei Stillstand, sondern auch deren Änderung mit der Drehzahl durch gyroroskopische Effekte berücksichtigt. Außerdem wurde die Sicherheit von 2 auf $\sqrt{2}$ verringert, um weiteres Potential zu nutzen. Durch den größeren Trägheitsradius dieser Schwungmassenform ist der Einfluss der Kreiselwirkung wesentlich größer als bei der scheibenförmigen Schwungmasse. Wie auch bei der hohlzylindrischen Schwungmasse wird die Welle thermisch mit der Schwungmasse gefügt. Um zu gewährleisten, dass der Zusammenhalt auch bei maximaler Drehzahl vorhanden ist, wurde die Nebenbedingung eingeführt, dass an der Fügestelle bei $r = R_1$ immer eine Druckspannung vorliegt.

Die Form und Dimensionierung der Welle wird hauptsächlich durch die Rotormasse bestimmt. Diese legt die Sollkraft der Axiallagerung fest und geht daher direkt in den Wellenradius ein. Aus diesem Grund wird im Folgenden nicht wie in Gl. (3.19) die Masse minimiert, sondern der Energieinhalt maximiert und die Masse als Nebenbedingung restringiert. Da der Energieinhalt nicht vorgegeben ist, kann die Festigkeitsnebenbedingung $2R - 1 \leq 0$ durch eine Nullstellensuche der Form

$$R(E_{kWh}) = \frac{1}{2} \quad (3.46)$$

ersetzt werden, womit sich der erreichte Energieinhalt errechnet lässt. Da die Trägheitslast und die Temperaturlast unabhängig voneinander variiert werden, liegt keine proportionale Belastung vor, womit $R(E_{kWh})$ eine nichtlineare Funktion ist.

Des Weiteren stellt die Beschränkung des Bauraums eine wichtige Nebenbedingung bei der Optimierung dar. Durch die Bedingung $H_u(r) - H_{Stator}(r) \leq 0$ soll sichergestellt wer-

den, dass es zwischen der Rotorkontur $H_u(r)$ und der Kontur der Statorhülse $H_{Stator}(r)$ an keiner Stelle r zu einer Überschneidung kommt.

Zusammengefasst lässt sich folgendes Optimierungsproblem anschreiben

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}} \quad & -E_{kWh} = -\frac{1}{3\,600\,000} \frac{1}{2} I_z (1 - \zeta_{\Omega_{min}}^2) \Omega_{max}^2 \\ \text{s.t.:} \quad & \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_z - I_x \\ \sqrt{2}\Omega_{max} - \omega^f(\omega) \\ \sigma_{rr}(r = R_1, \omega = \Omega_{max}) \\ m - 269.2 \\ H_u(r) - H_{Stator}(r) \end{pmatrix} \leq 0 \end{aligned} \quad (3.47)$$

mit dem Vektor der Optimierungsvariablen

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} R_1 - R_0 \\ R_2 - R_1 \\ R_3 - R_2 \\ R_4 - R_3 \\ R_5 - R_4 \\ R_6 - R_3 \\ R_7 - R_5 \\ h_1 \\ h_2 - h_1 \\ h_4 \\ \arctan\left(\frac{h_3 - h_4}{R_7 - R_6}\right) \\ \Delta T \end{pmatrix}, \quad (3.48)$$

worin R_0 den Außenradius des Freistichs in Abbildung 3.6 bezeichnet. Auch hier ist die Verwendung von relativen Größen vorteilhaft, da so Überschneidungen durch Definieren von Schranken für die Optimierungsvariablen besser verhindert werden können. Außerdem zeigte es sich als günstig, nicht $h_3 - h_4$ als Optimierungsvariable, sondern die Steigung der unteren Kontur $\arctan\left(\frac{h_3 - h_4}{R_7 - R_6}\right)$ zu verwenden. Dadurch wird eine Linearisierung der Zielfunktion und damit eine bessere Konvergenz erreicht.

Um Überschneidungen der Geometrie auszuschließen, wurden noch folgende Nebenbe-

dingungen verwendet

$$\begin{pmatrix} h_3 - h_2 \\ R_6 - R_7 \\ \det(\vec{n}_1, \vec{n}_2) \\ \begin{pmatrix} R_6 \\ h_4 \end{pmatrix} + h_4 \vec{n}_2 - \begin{pmatrix} R_7 \\ h_3 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} R_3 \\ h_1 \end{pmatrix} + (R_3 - R_2) \vec{n}_1 - \begin{pmatrix} R_4 \\ h_2 \end{pmatrix} + (R_5 - R_4) \vec{n}_1 \end{pmatrix} \leq 0 \quad (3.49)$$

mit den Einheitsvektoren

$$\vec{n}_1 = \frac{\begin{pmatrix} R_4 - R_3 \\ h_2 - h_1 \end{pmatrix}}{\left| \begin{pmatrix} R_4 - R_3 \\ h_2 - h_1 \end{pmatrix} \right|}, \quad \vec{n}_2 = \frac{\begin{pmatrix} R_7 - R_6 \\ h_3 - h_4 \end{pmatrix}}{\left| \begin{pmatrix} R_7 - R_6 \\ h_3 - h_4 \end{pmatrix} \right|}, \quad \vec{n}_3 = \frac{\begin{pmatrix} R_6 - R_3 \\ h_4 - h_1 \end{pmatrix}}{\left| \begin{pmatrix} R_6 - R_3 \\ h_4 - h_1 \end{pmatrix} \right|}. \quad (3.50)$$

Wie vorher wurde auch hier ein Interior-Point-Algorithmus verwendet. Die Schrittweite zur Bildung des Gradienten muss genügend groß sein, um den Einfluss der Vernetzung gering zu halten. Dabei ist es für die Konvergenz förderlich, den zentralen Differenzenquotienten zu verwenden. Mit der Verwendung von

$$\begin{aligned} lb &= 10^{-3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 5 \cdot 10^3 \cdot \pi/180 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T \\ ub &= \begin{pmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & \pi/2 & 0.5 & 100 \end{pmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.51)$$

als obere bzw. untere Schranke für $\mathbf{x}$ ergab sich der in Abbildung 3.17 gezeigte Rotor als Ergebnis. Der erreichte Energieinhalt beträgt 9.74 kWh, was einer Energiedichte von 36.19 Wh/kg und damit eine Steigerung von 95% im Vergleich zur hohlzylindrischen Schwungmasse bedeutet. Die Abmessungen des Rotors sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst. Abbildung 3.17 zeigt weiters das Campbell-Diagramm des Rotors. Erkennbar ist, dass die erste und zweite Biegeeigenfrequenz im gesamten Drehzahlbereich über der Geraden $\sqrt{2} \cdot \omega$ liegen. Die maximale Winkelgeschwindigkeit beträgt 2145 rad/s, die somit nur um 10% höher liegt als bei der hohlzylindrischen Schwungmasse. Daher ist auch die Festigkeitsanalyse der Systemkomponenten aus Kapitel 3.3.2 für diese Bauform gültig.

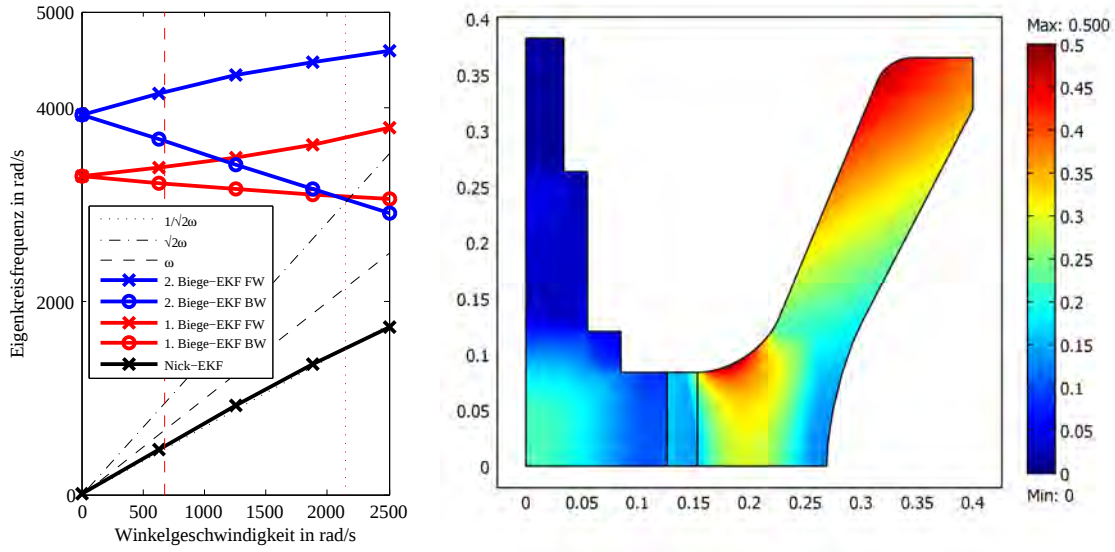


Abbildung 3.17: Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des optimierten Rotors bei $\Delta T = 100$ K und $\omega = \Omega_{max}$

3.6 Vergleich mit H-förmigem Rotor

Zum Vergleich soll in diesem Abschnitt die oben beschriebene Schwungmassenform durch Gleichsetzen von

$$R_5 = R_4, \quad R_3 = R_4, \quad R_6 = R_7, \quad \text{und} \quad h_4 = 0 \quad (3.52)$$

vereinfacht werden, wodurch sich eine H-förmige Schwungmasse ergibt. Das Optimierungsproblem ist weiterhin durch Gl. (3.47) beschrieben. Um die Randbedingungen des Bau-raums besser einhalten zu können, wurde eine axiale Verlängerung des Freistichs ΔL_{shaft} in Abbildung 3.6 als zusätzlicher Freiheitsgrad eingeführt. Damit lautet der Vektor der Optimierungsvariablen für den H-förmigen Rotor

$$\mathbf{x} = \left(R_1 - R_0 \quad R_2 - R_1 \quad R_4 - R_2 \quad R_7 - R_4 \quad h_1 \quad h_2 - h_1 \quad \Delta L_{shaft} \quad \Delta T \right)^T. \quad (3.53)$$

Als lineare Nebenbedingung wurde weiters gefordert, dass die Schwungmasse nicht über das obere Ende der Welle hinausragt. Mit

$$\begin{aligned} lb &= 10^{-4} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \\ ub &= \begin{pmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.2 & 100 \end{pmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.54)$$

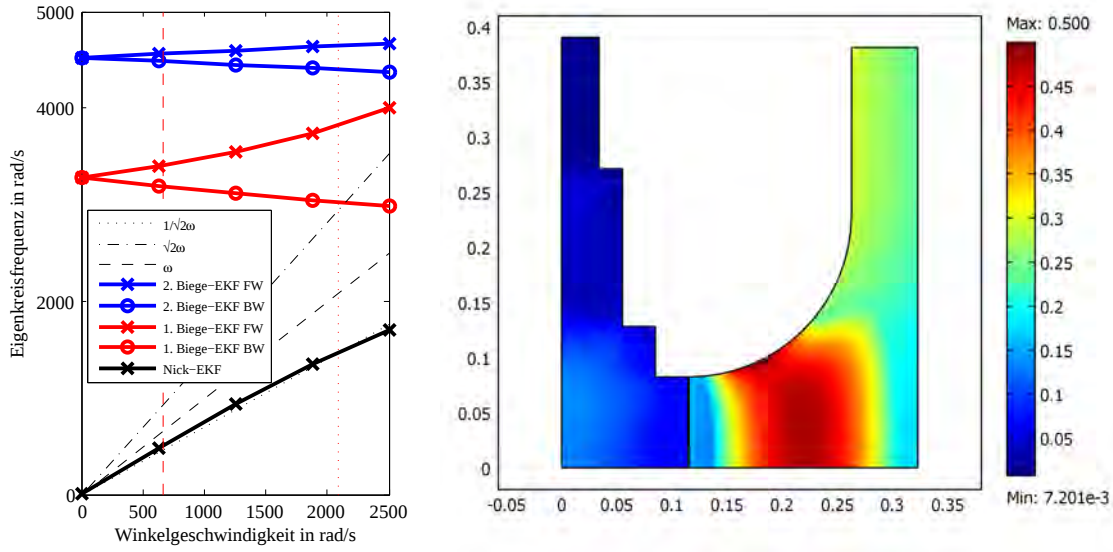


Abbildung 3.18: Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des H-förmigen Rotors bei $\Delta T = 100\text{ K}$ und $\omega = \Omega_{max}$

als obere bzw. untere Schranke für x ergibt sich der in Abbildung 3.18 dargestellte Rotor als Ergebnis der Optimierung. Der Energieinhalt beträgt 7.95 kWh, was einer Energiedichte von 29.52 Wh/kg und damit einer Steigerung von 58% gegenüber der hohlzylindrischen Schwungmasse entspricht. Die maximale Winkelgeschwindigkeit beträgt 2090 rad/s. Tabelle 3.2 fasst die Abmessungen und Kenndaten der drei verschiedenen Schwungmassenformen zusammen.

3.7 Realisierung und Validierung

Beim Fügen der Welle in die scheibenförmige Schwungmasse aus Kapitel 3.3 bildete sich, wie in Abbildung 3.19 zu erkennen, ein axialer Riss im CFK aus. In etwa 23 mm Abstand zum Wellenaußenradius war eine deutliche Stufe zu erkennen. Nach Herausschneiden verschiedener Rotorstücke zeigte sich ein axial durchgehender Riss. Grund dafür könnte ein Fertigungsfehler sein, da im Bereich des Risses eine schlechte Tränkung der Fasern festgestellt werden konnte.

Der Effekt kann auch durch eine Abnahme der Festigkeit aufgrund der geringen Temperatur erklärt werden. Abbildung 3.20 zeigt den Querschnitt der Schwungmasse mit Contourplot von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$, 30 min nach Einführen der Welle und den zeitlichen Verlauf von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$ bei $r = 0.12\text{ m}$ in der Rotormittenebene. Die maximale Spannung tritt im Bereich

Tabelle 3.2: Abmessungen der optimierten Schwungmassenformen und Gegenüberstellung

	Optimum-Shape	H-Form	scheibenförmig
R_0 in m	0.0850	0.0850	0.0850
R_1 in m	0.1264	0.1145	0.093
R_2 in m	0.1535	0.1155	0.093
R_3 in m	0.2061	0.2629	0.093
R_4 in m	0.3229	0.2629	0.3275
R_5 in m	0.3446	0.2629	0.3275
R_6 in m	0.2689	0.3229	0.3275
R_7 in m	0.3997	0.3229	0.3275
h_1 in m	0.0839	0.0825	0.1851
h_2 in m	0.3654	0.3814	0.1851
h_3 in m	0.3193	0.0825	0.1851
h_4 in m	0.0681	0	0.1851
L_{shaft} in m	0	0.0093	0
ΔT in K	100	100	50
E_{kWh} in kWh	9.74	7.95	5
κ in Wh/kg	36.19	29.52	18.57

der Rissbildung auf. Bei der Modellierung wurde ein Abkühlen der Welle¹² auf 77 K und natürliche Konvektion an den Außenseiten mit einer Umgebungstemperatur von 22°C angenommen. Die auftretenden Spannungen sind relativ gering. Ebenfalls möglich ist, dass diese geringen Spannungen zum Wachsen eines durch die Fertigung entstandenen Risses geführt haben.

Zur Lösung der Problematik wurde ein thermischer Puffer in Form einer Stahlhülse in die Konstruktion eingefügt. Die 3D-Konstruktion sowie ein Foto des gefertigten Rotors mit der erwähnten Stahlhülse ist in Abbildung 3.21 zu sehen. Zwischen der Stahlhülse und der CFK-Schwungmasse besteht eine Übergangspassung. Da ein weiteres elastisches Element eingeführt wurde, wurde der Presssitz von $R_i = 93^{+0.171}_{+0.128}$ mm auf $R_i = 93^{+0.19}_{+0.17}$ mm geändert. Um die Welle schneller auf Raumtemperatur zu bringen, wurde die Schwungmasse vor dem Fügen auf 80°C und während dem Fügeprozess mit Heißluftföhns die Welle erwärmt.

Die Stahlhülse hat weiters den Vorteil, dass ein Bund als mechanischer Anschlag vorgesehen werden konnte.

Weiters zeigten sich Verwerfungen der Fasern an der Oberfläche des Rotors. Diese können zum einen durch die Fadenvorspannung und ein ungünstiges Verhältnis von Innen- zu Außenradius entstehen (vgl. [46]). Ist dieses Verhältnis sehr klein, entstehen durch die Fadenvorspannung Druckspannungen in Umfangsrichtung, die zum Ausknicken der Fasern

¹² entspricht dem Siedepunkt von LN₂

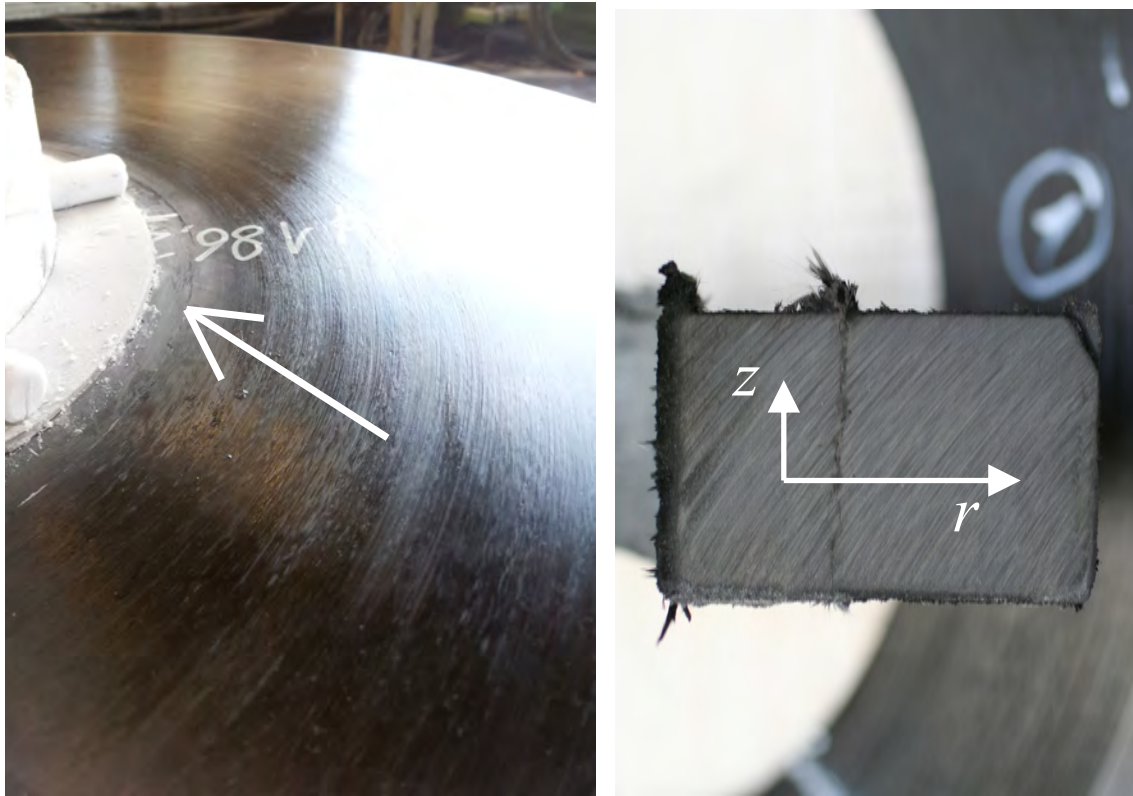


Abbildung 3.19: Foto des Rotors unmittelbar nach dem Fügeprozess mit deutlich sichtbarer Stufe (links); Foto eines herausgeschnittenen Rotorstücks mit axialem Rissverlauf (rechts)

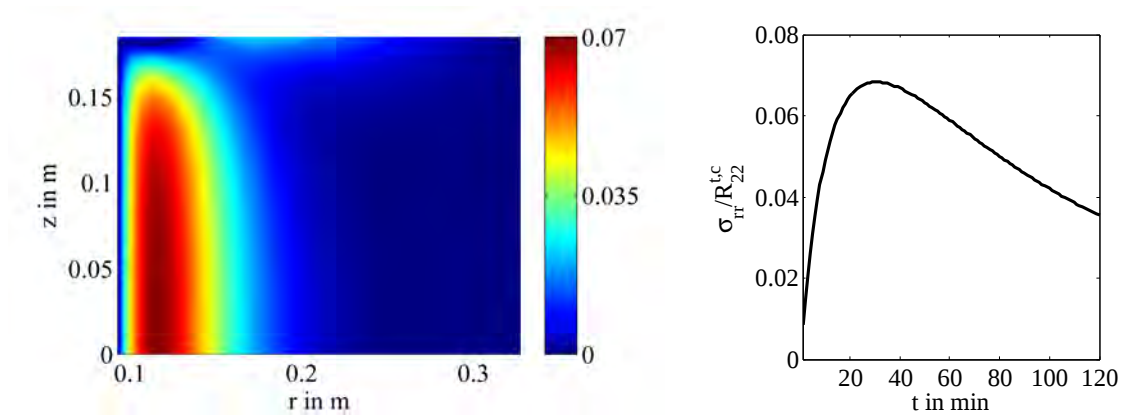


Abbildung 3.20: Querschnitt der Schwungmasse mit Contourplot von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$ nach 30 min (links); Zeitlicher Verlauf von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$ bei $(r,z)=(0.12\text{ m}, 0\text{ m})$ (rechts)

während der Fertigung führen können. Zum anderen können die Verwerfungen auch durch Rutschen der Fasern beim Aushärtprozess aufgrund des noch flüssigen Harzes entstehen (vgl. [83] und [157]).

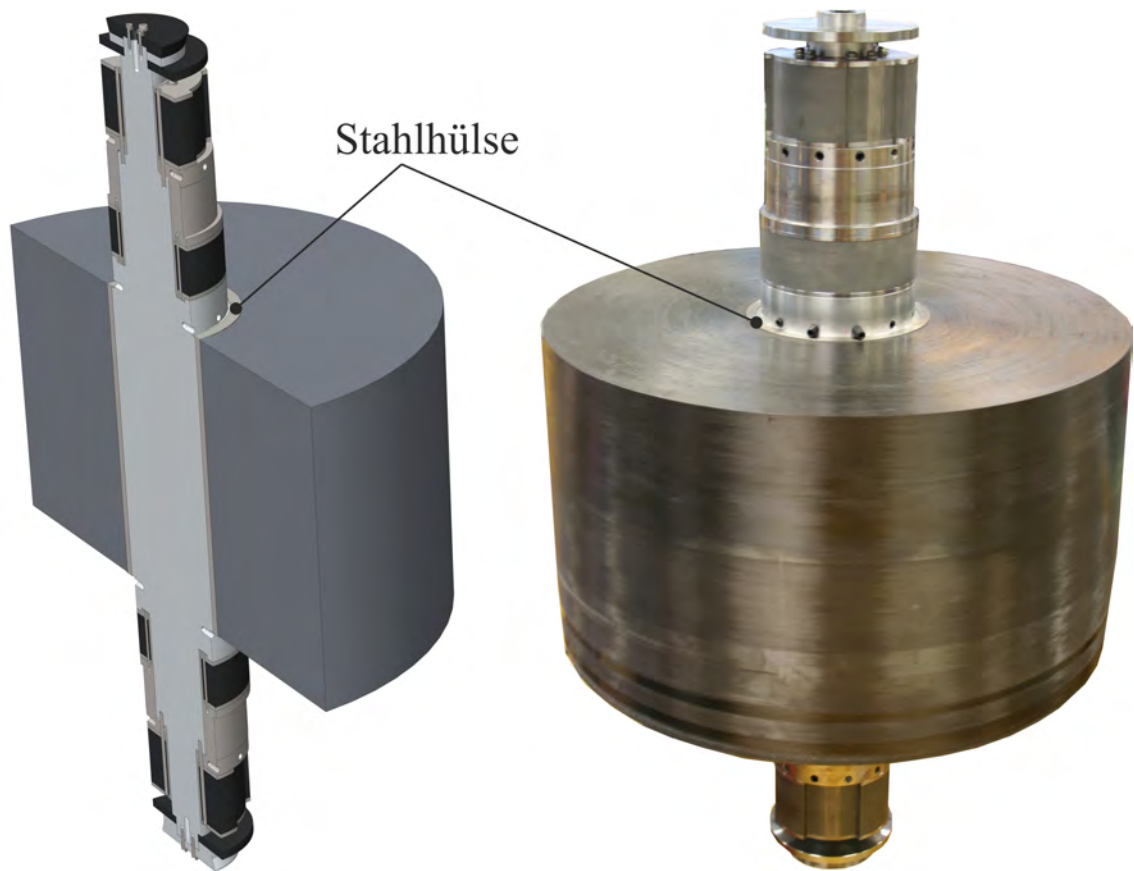


Abbildung 3.21: 3D Konstruktion und Foto des Rotors mit Stahlhülse

Bei Messungen der Rotoreigenfrequenzen mittels Impulshammer (siehe [41]) zeigten sich erhebliche Abweichungen zwischen dem Simulationsergebnis und der experimentell bestimmten ersten und zweiten Eigenfrequenz. Gemessen wurden 472 Hz und 595 Hz, was wesentlich unter den Simulationsergebnissen mit 646.64 Hz und 811 Hz liegt. Eine Verbesserung konnte durch Auftrennen des Kontakts zwischen Trägerhülse und Welle im ANSYS-Modell erreicht werden. Abbildung 3.22 zeigt das erweiterte Modell sowie die miteinander verbundenen Flächen. Durch das Auflösen des Kontakts im Bereich der Hülse wurde eine Reduktion der Abweichung auf 3% zur Messung bei beiden Eigenfrequenzen erreicht.

3.8 Ventilationsverluste

In diesem Abschnitt sollen Methoden vorgestellt werden, um die durch Gasreibung auftretenden Verluste bestimmen zu können. In der Literatur ist nur wenig darüber zu finden. In [16] und [38] werden z.B. nur die Reibungsverluste bei dünnen Scheiben beschrieben. Wie

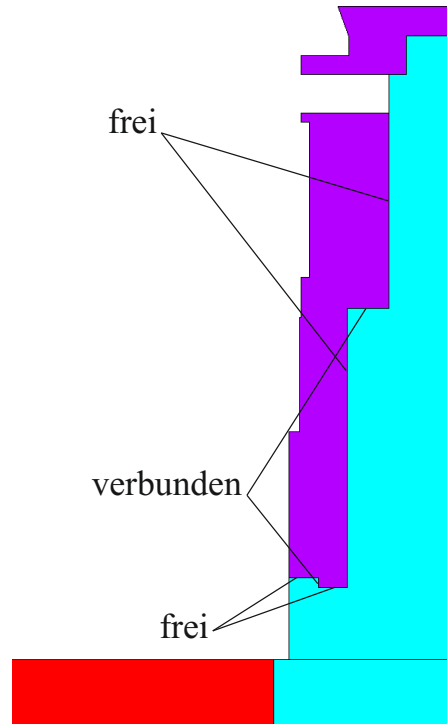


Abbildung 3.22: Verbessertes Modell zur Bestimmung der Eigenfrequenzen

auch in [79] soll hier die in [96] beschriebene Methode verwendet werden. Um die Ventilationsverluste gering zu halten, wird das Flywheel in einem evakuierten Behälter betrieben. Dadurch soll nicht nur eine höhere Effizienz erreicht, sondern auch die Erwärmung des Rotors in Grenzen gehalten werden.

Bei niedrigem Druck sind nicht mehr die Kollisionen der Gasmoleküle untereinander ausschlaggebend, sondern die Kollisionen der Moleküle mit der Behälterwand bzw. mit dem Rotor. Nimmt der Druck ab, wird die mittlere freie Weglänge der Gasmoleküle größer. Die dimensionslose Knudsen-Zahl

$$Kn = \frac{\lambda}{L} \quad (3.55)$$

wird aus dem Verhältnis der mittleren freien Weglänge λ und einer charakteristischen Länge L , die im vorliegenden Fall der Luftspalt ist, gebildet. Ist die Knudsen-Zahl sehr klein, liegt eine Kontinuumsströmung vor, die mit den Navier-Stokes-Gleichungen beschrieben werden kann. Bei dieser ist die Strömungsgeschwindigkeit an einer Wand gleich der Wandgeschwindigkeit. Mit sinkendem Druck steigt die freie Weglänge und die Strömung beginnt sich von der Wand zu lösen, wodurch sich zwischen Wand und Fluid eine Relativgeschwindigkeit

einstellt. Diese Strömungsart wird als Schleppströmung bezeichnet. Bei weitersinkendem Druck überwiegen die Kollisionen der Moleküle mit der Behälterwand gegenüber denen der Moleküle untereinander und es stellt sich eine molekulare Strömung ein. Die einzelnen Bereiche können mit der Knudsen-Zahl abgegrenzt werden:

$$\begin{array}{ll}
 Kn \leq 0.1 & \dots \text{Kontinuumsströmung} \\
 0.1 < Kn < 3 & \dots \text{Schleppströmung} \\
 Kn \geq 3 & \dots \text{molekulare Strömung.}
 \end{array} \tag{3.56}$$

Die mittlere freie Weglänge kann nach [96] mit

$$\lambda = \frac{3.1 \cdot 10^{-5} T^2}{(T + 110.4)p} \tag{3.57}$$

angegeben werden, worin p den Druck und T die absolute Temperatur bezeichnen. Um die Verluste in Grenzen zu halten, ist für das Flywheel nur der Betrieb in einer Schleppströmung oder molekularen Strömung geeignet. Daher wird im Weiteren nicht auf die Kontinuumsströmung eingegangen.

Liegt eine molekulare Strömung vor, kann die Wandschubspannung an einem rotierenden Zylinder nach [96] mit

$$\tau = \frac{1}{2} \rho \omega r \sqrt{\frac{2RT}{\pi}} \tag{3.58}$$

angegeben werden, wobei ρ die Dichte des Fluids, r den Radius, ω die Winkelgeschwindigkeit und R die spezifische Gaskonstante bezeichnen. Durch Verwendung der idealen Gasgleichung

$$\frac{p}{\rho} = RT \tag{3.59}$$

erhält man die Leistung der Wandschubspannung für den Zylindermantel als das Produkt aus Wandschubspannung, Mantelfläche und Umfangsgeschwindigkeit zu

$$P_{w,C} = p \sqrt{\frac{2\pi}{RT}} h \omega^2 r^3, \tag{3.60}$$

worin h die Zylinderhöhe bezeichnet. Für die Verlustleistung der Zylinderstirnflächen muss

die Wandschubspannung über deren Fläche integriert werden und es ergibt sich

$$P_{w,D} = \frac{p}{2} \sqrt{\frac{2\pi}{RT}} \omega^2 r^4 \quad . \quad (3.61)$$

Das Vorliegen einer Schleppströmung wird durch eine Korrektur der Wandschubspannung aus Gl. (3.58) wie folgt berücksichtigt (vgl. [96])

$$\tau = \frac{1}{2} \rho \omega r \sqrt{\frac{2RT}{\pi}} \left(\frac{2Kn}{1 + 2Kn} \right) \quad . \quad (3.62)$$

Zusammengefasst ergibt sich die Verlustleistung der Gasreibung eines rotierenden Zylinders zu

$$P_w = P_{w,C} + P_{w,D} = p \sqrt{\frac{2\pi}{RT}} \omega^2 \left(hr^3 + \frac{1}{2} r^4 \right) \left(\frac{2Kn}{1 + 2Kn} \right) \quad . \quad (3.63)$$

Für die Bestimmung der Ventilationsverluste des Flywheels wurde angenommen, dass die Temperatur auf der Mantelfläche und den Stirnseiten des Zylinders gleich und konstant ist. Diese Annahme trifft aufgrund der linearen Geschwindigkeitsverteilung auf der Zylinderstirnseite nicht zu. Die dadurch entstehenden Abweichungen sind aber vernachlässigbar klein. Im Bereich der SRM und der Radiallager wurde ein mittlerer Radius und ein mittlerer Luftspalt angenommen. Bei den Stirnseiten des Composite-Pakets wurde berücksichtigt, dass im Bereich der Welle keine Gasreibung vorhanden ist. Die anteilige Verlustleistung wird daher subtrahiert. Des Weiteren ist berücksichtigt, dass im Bereich der Statorträgerhülse ein geringerer axialer Luftspalt vorliegt. Die Abmessungen des Rotors sind in Abbildung 3.23 dargestellt. In Abbildung 3.24 ist der Verlauf der Gasreibungsverluste über dem Druck bei konstanter Winkelgeschwindigkeit und der Verlauf der Verluste bei variabler Winkelgeschwindigkeit dargestellt. Dabei wurde eine Betriebstemperatur von 323.15 K angenommen. Zu erkennen ist die quadratische Abhängigkeit der Verlustleistung von der Drehzahl.

Um die angestrebte Selbstentladung von $< 20\%$ über 12 Stunden zu erreichen, ist das Schwungrad bei einem Containmentdruck von 0.01 Pa bis 0.05 Pa zu betreiben. Dies erfordert zur Evakuierung den Einsatz einer Drehschieberpumpe in Kombination mit einer Turbomolekularpumpe.

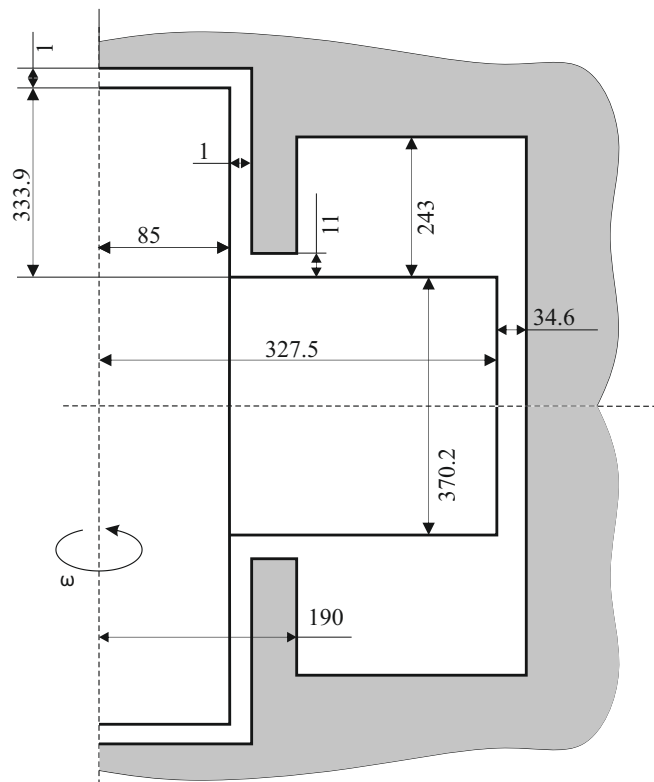


Abbildung 3.23: Abmessungen zur Berechnung der Gasreibungsverluste des Flywheels (Angaben in mm)

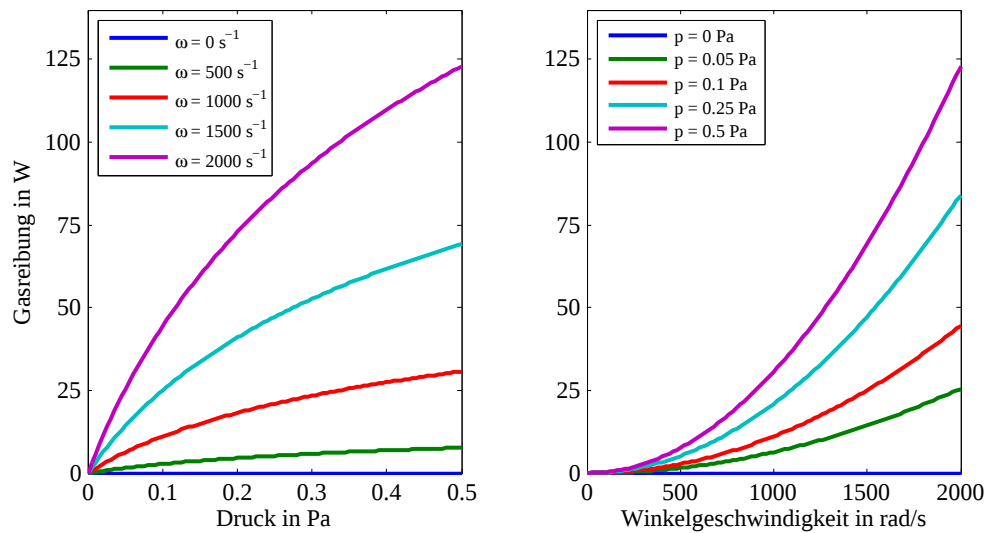


Abbildung 3.24: Abhängigkeit der Gasreibungsverluste von Druck und Winkelgeschwindigkeit

4 Schlussfolgerungen und Diskussion

4.1 Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine

In Kapitel 2 ist die Auslegung der SRM für das Flywheel beschrieben. Dabei wurde das Regelungskonzept der Maschine in das Gesamtredundanzkonzept des Flywheels integriert und angepasst. Zur Analyse des Maschinenverhaltens wurden verschiedene Modelle erstellt. Abbildung 4.1 zeigt die assemblierte Stator- und Rotorhülse sowie die SRM mit Spulen.

Die Berechnung der generierten Kräfte erfolgte mittels dem Prinzip der virtuellen Arbeit und zeigt eine gute Übereinstimmung mit der üblichen Integration des Maxwelltensors, allerdings sind die Anforderungen an die Feinheit des FE-Gitters wesentlich geringer.

Zur Bestimmung der Eisenverluste wurde die Steinmetzgleichung verwendet. Die Ergebnisse zeigten gute Übereinstimmung zu Berechnungen mit der FE-Software FEMAG, allerdings bei wesentlich kürzerer Rechenzeit. Lediglich die Wirbelstromverluste im Rotor werden unterschätzt. Aufgrund der Aufteilung der Geometrie in unterschiedliche Bereiche entsteht durch die Mittelung der Flussdichte ein Fehler, der sich in den Verlusten auswirkt. Eine Verbesserung der Ergebnisse kann erwartet werden, wenn die Geometrie noch weiter unterteilt wird.

Zur Dimensionierung wurden verschiedene Parameterstudien durchgeführt. Insbesondere die Auswirkungen der Wahl der Polwinkel, der Länge und des Wellenradius wurden detailliert betrachtet. Die Parameter haben Einfluss auf viele einander teils widersprechende Anforderungen, womit häufig ein Kompromiss zu schließen ist.

Für die Bestimmung der Ein- und Ausschaltwinkel wurden Optimierungen mittels dynamischer Simulation durchgeführt, um in der Echtzeimplementierung offline ermittelte Kennfelder verwenden zu können und damit die Rechenzeit zu verkürzen. Zielfunktion der Optimierung war der Gesamtwirkungsgrad von SRM und der Leistungskonverter, der in weiten Bereichen über 95% liegt.

Bei der Konzeptionierung der Regelung wurde insbesondere beim Stromregler auf eine kurze Rechenzeit geachtet. Kern der Regelung ist der kräftekompensierende Betrieb zur Kompensation von magnetischen Kräften, verursacht durch einen außermittigen Lauf. Hierbei wurden drei verschiedene Varianten erarbeitet. Die Anpassung des Sollstroms ist

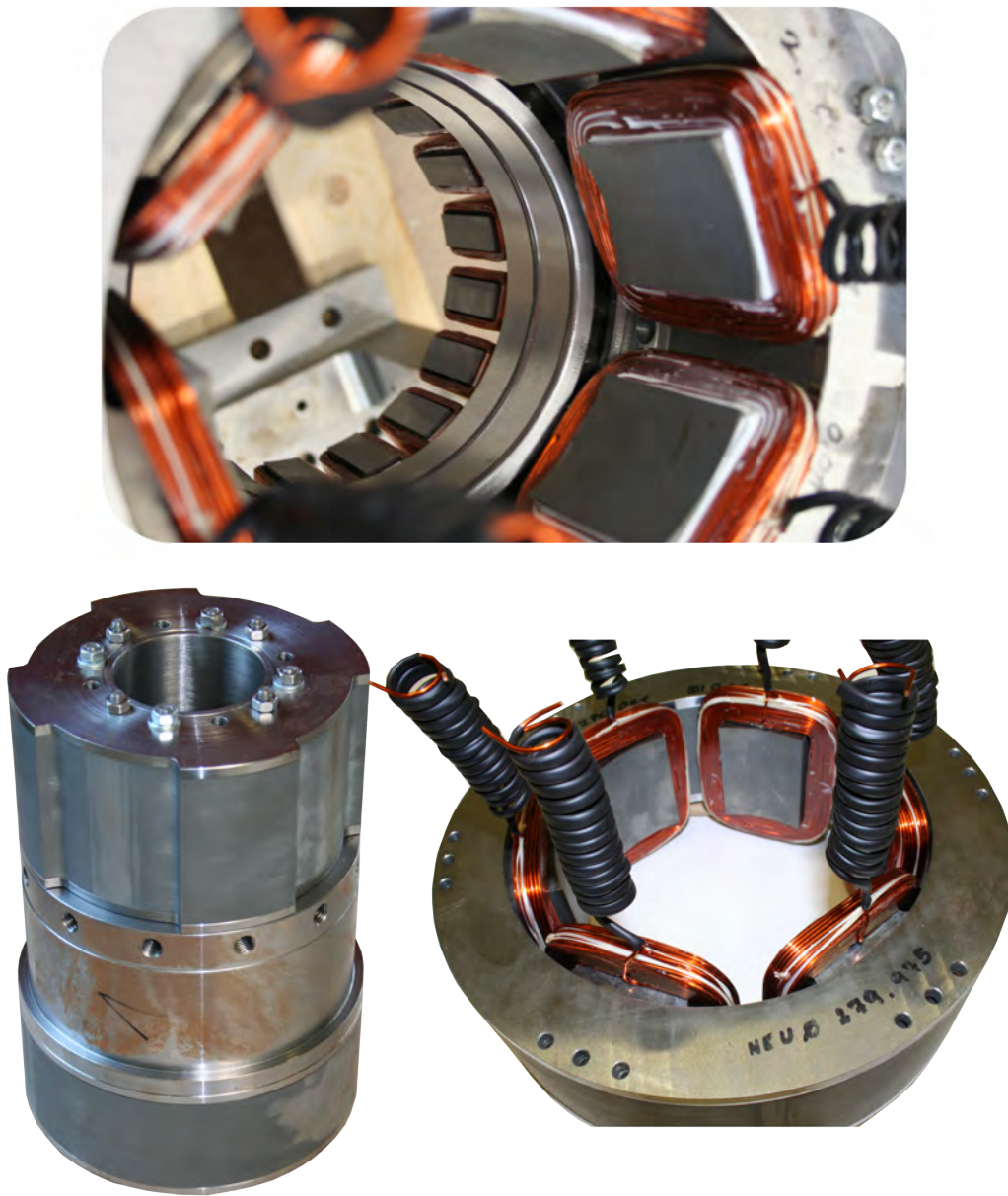


Abbildung 4.1: Assembled Statorhülse mit SRM, Fanglager und Magnetlager sowie assembled Rotorhülse und SRM mit Spulen

die naheliegendste Variante, hat jedoch den großen Nachteil, dass die Stromführung aufgrund der hohen induzierten Spannung schwierig ist. Bei der Quasi-Parallelschaltung wird in gegenüberliegenden Spulen derselbe Fluss erzeugt, wodurch die Kräfte sinken. Nachteilig ist, dass hier auf einen mittleren Strom geregelt wird. Dem steht der Vorteil gegenüber, dass im Vergleich zu einer tatsächlichen Parallelschaltung auch der ohmsche Widerstand berücksichtigt wird und dass keine Information über die aktuelle Rotorposition verfügbar

sein muss, wodurch auch fertigungsbedingte Imperfektionen ausgeglichen werden können. Die dritte Variante ist die Regelung des verketteten Flusses, bei der zusätzlich Streuflüsse berücksichtigt werden. Alle Varianten wurden anhand von Messungen validiert, bei denen auch eine sehr gute Übereinstimmung der Simulationsmodelle festgestellt wurde (vgl. z.B. Abbildung 2.65). Es wurde eine Kompensation der generierten Kräfte bis zu 86% erreicht. Eine Verbesserung der Regelung kann insbesondere durch die Implementierung gemessener Daten in den μ Cs erreicht werden.

Außerdem wurde ein lagernder Betrieb der Maschine untersucht, der ebenfalls mit dem Konzept in Einklang ist und eine Erhöhung der Zuverlässigkeit oder eine kleinere Dimensionierung der Magnetlager ermöglicht. Untersucht wurden eine Anpassung des Sollstroms sowie des verketteten Flusses entsprechend einer Positionsregelung. Durch beide ist eine radiale Stabilisierung des Rotors möglich. Die Regelung des verketteten Flusses bietet eine wesentlich bessere Regelung der Stellkraft, allerdings ist die Rückwirkung auf die Reglerkaskade sehr groß, wodurch, insbesondere im Motorbetrieb, die Solleistung nicht mehr erbracht wird. Anhand von Simulationen wurde festgestellt, dass mit der entwickelten Regelung ein stabiler Lauf des Flywheels bis hinunter zu einer Winkelgeschwindigkeit von 30 rad/s möglich ist. Durch Adaption der Reglerparameter könnte hier eine noch geringere Drehzahl erreicht werden.

Des Weiteren wurden die Kennlinien der Maschine mit realer und idealisierter Geometrie verglichen sowie die Festigkeit untersucht.

4.2 Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse

Abbildung 4.2 zeigt den assemblierten Rotor sowie das Gesamtsystem mit Vakuumanchluss.

Grundlegende Betrachtungen zum Rotordesign wurden bereits in [46] beschrieben. Darauf aufbauend wurden die bestehenden Modelle um das Kriterium nach Puck erweitert. Zur Optimierung der hohlzylinderförmigen Schwungmasse wurden verschiedene Modelle für die Festigkeitsanalyse und Bestimmung der Eigenfrequenzen verwendet. Der optimierte Rotor weist eine Energiedichte von 18.57 Wh/kg auf. Des Weiteren wurden der Presssitz zwischen Welle und Schwungmasse dimensioniert und analysiert sowie die Spannungen der Systemkomponenten überprüft.

Nach der Fertigung der Schwungmasse trat während dem Fügen mit der Welle ein umlaufender Riss auf. Dieser kann aufgrund eines Fertigungsfehlers bzw. in Kombination mit verschlechterten Materialeigenschaften aufgrund der tiefen Temperaturen beim Fügen von



Abbildung 4.2: Assemblierter Rotor und assembliertes Gesamtsystem mit Vakuumanschluss

Welle und Schwungmasse entstanden sein. Um dies bei einem zweiten Anlauf zu vermeiden, wurde eine Stahlhülse zwischen Welle und Schwungmasse eingefügt, die einen thermischen Puffer darstellt. Außerdem wurde die Schwungmasse vorher erwärmt und während des Fügeprozesses zusätzlich Wärme eingebracht. Dadurch verlief der zweite Fügevorgang erfolgreich.

Die mit dem zur Optimierung verwendeten Modell berechneten Eigenfrequenzen wichen erheblich von gemessenen Werten ab. Eine Adaption der Modelle brachte eine wesentliche Verbesserung der Prädiktionsfähigkeit. Da die Welle und die Rotoraufsätze als fest verbunden modelliert wurden, wurde die Steifigkeit überschätzt. Ein Lösen des Kontakts näherte die Simulation an die Messwerte an.

Da bei der hohlzylindrischen Schwungmasse die größte Belastung in radialer Richtung auftritt, wird das hochfeste Material nicht ausgereizt. Daher wurde eine Topologieoptimierung durchgeführt, um das Potential des Materials zu nutzen. Zu diesem Zweck wurde ein genetischer Algorithmus verwendet, der für das vorliegende Problem adaptiert wurde. Dessen Funktionalität wurde an zwei Beispielen veranschaulicht und außerdem zur Berechnung einer Scheibe konstanter Vergleichsspannung verwendet. Darauf aufbauend

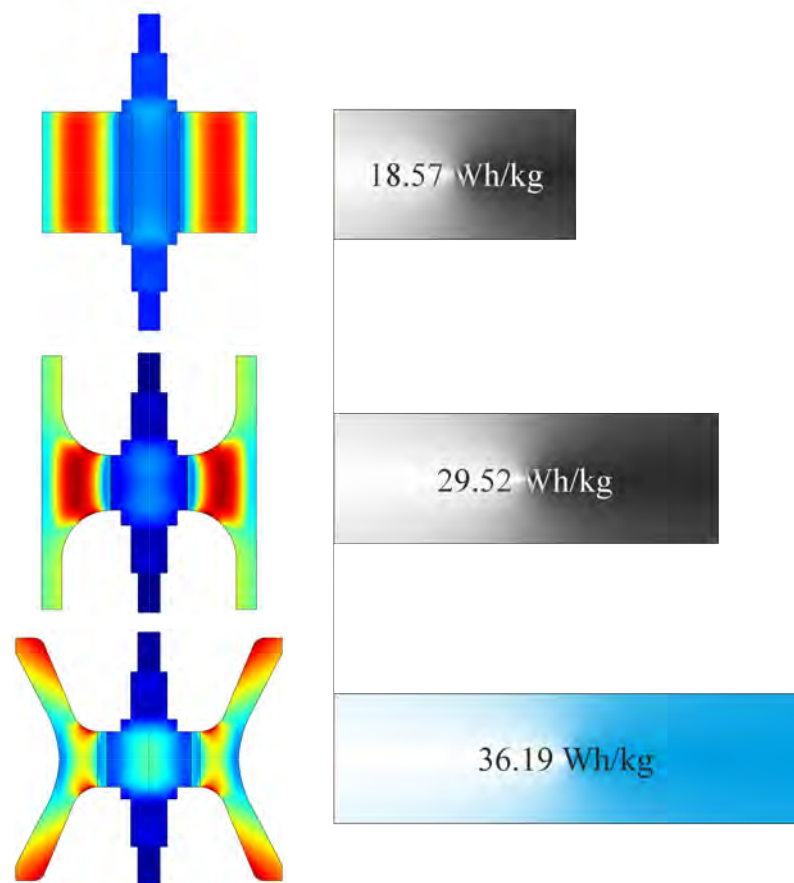


Abbildung 4.3: Vergleich verschiedener Schwunghmassenformen und Veranschaulichung der erreichten Steigerung der Energiedichte

wurde eine Optimierung mit CFK durchgeführt und die Geometrie des Optimum-Shape-Flywheels abgeleitet. Eine Verbesserung der Optimierungsmethode kann durch zusätzliche Verwendung von Dreieckselementen erreicht werden. Dadurch wird eine glattere Kontur erreicht, womit Spannungsspitzen vermieden werden.

Mit einer Reduktion der Optimierungsvariablen ist weiters eine Optimierung mit einem Gradientenverfahren durchgeführt worden. Um die Vergleichbarkeit zu wahren, sind die Geometriedaten der Welle sowie die Gesamtrormasse konstant gehalten worden. Die erreichte Energiedichte beträgt 36.19 Wh/kg. Zusätzlich wurde ein Rotor mit H-förmiger Schwunghmasse optimiert, dessen Energiedichte 29.52 Wh/kg beträgt. Abbildung 4.3 stellt die Optimierungsergebnisse einander gegenüber.

Bei allen Optimierungen wurde eine Entladetiefe von 90% gewählt. Eine Einbindung der Optimierung der elektrischen Maschine könnte hier eine weitere Steigerung bringen.

Anhang

A. Effizienter Energietransfer – Switched Reluctance Machine

A.1 Bestimmung der Polwinkel bei Verwendung von Elektroblech

Abbildung A.1 zeigt das mittlere Drehmoment pro Länge bzw. Volumen bei Verwendung des Elektroblechs M111-35S. Die Betrachtungen sind analog zu denen in Kapitel 2.7.1 für Vacoflux 50. Das mittlere Drehmoment pro Länge hat ein Maximum von 155.4 Nm/m bei $\beta_s = 43^\circ$ und $\beta_r = 44^\circ$. Das mittlere Drehmoment pro Volumen hat das Maximum 3321.9 Nm/m³ bei $\beta_s = 31^\circ$ und $\beta_r = 32^\circ$.

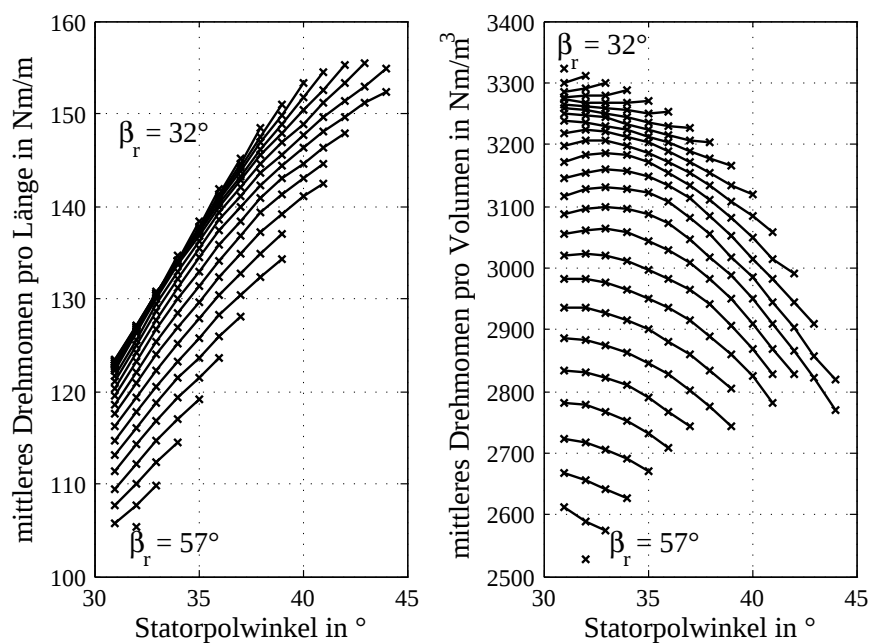


Abbildung A.1: Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Statorpolwinkel bei Verwendung von M111-35S

A.2 Flussdichte in den verschiedenen Maschinenbereichen

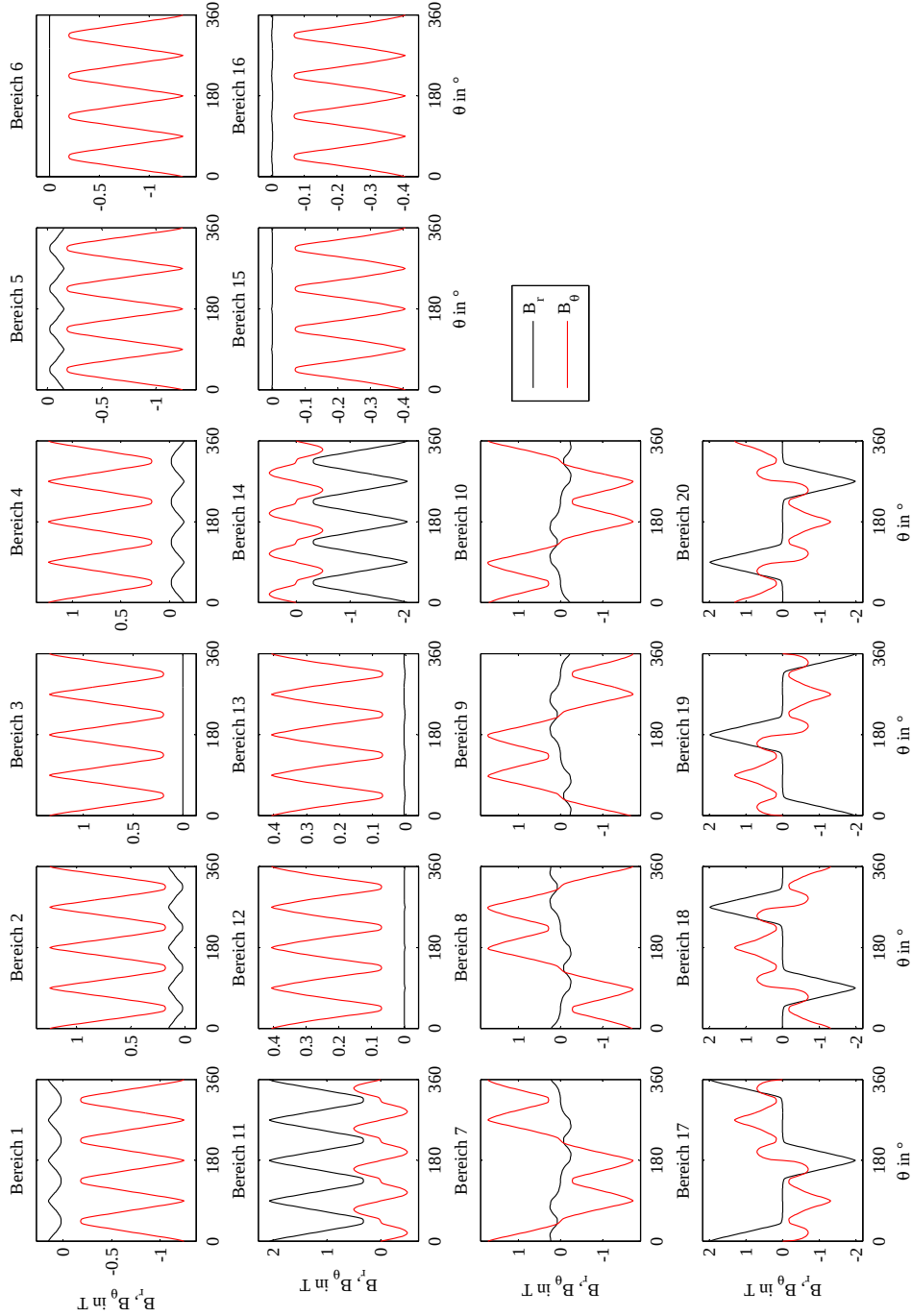


Abbildung A.2: Verlauf der magnetischen Flussdichte bei einer Bestromung von 20 A des Spulenpaars A in den einzelnen Maschinenbereichen aus Abbildung 2.9 über eine vollständige Rotordrehung

A.3 Simulationsergebnisse

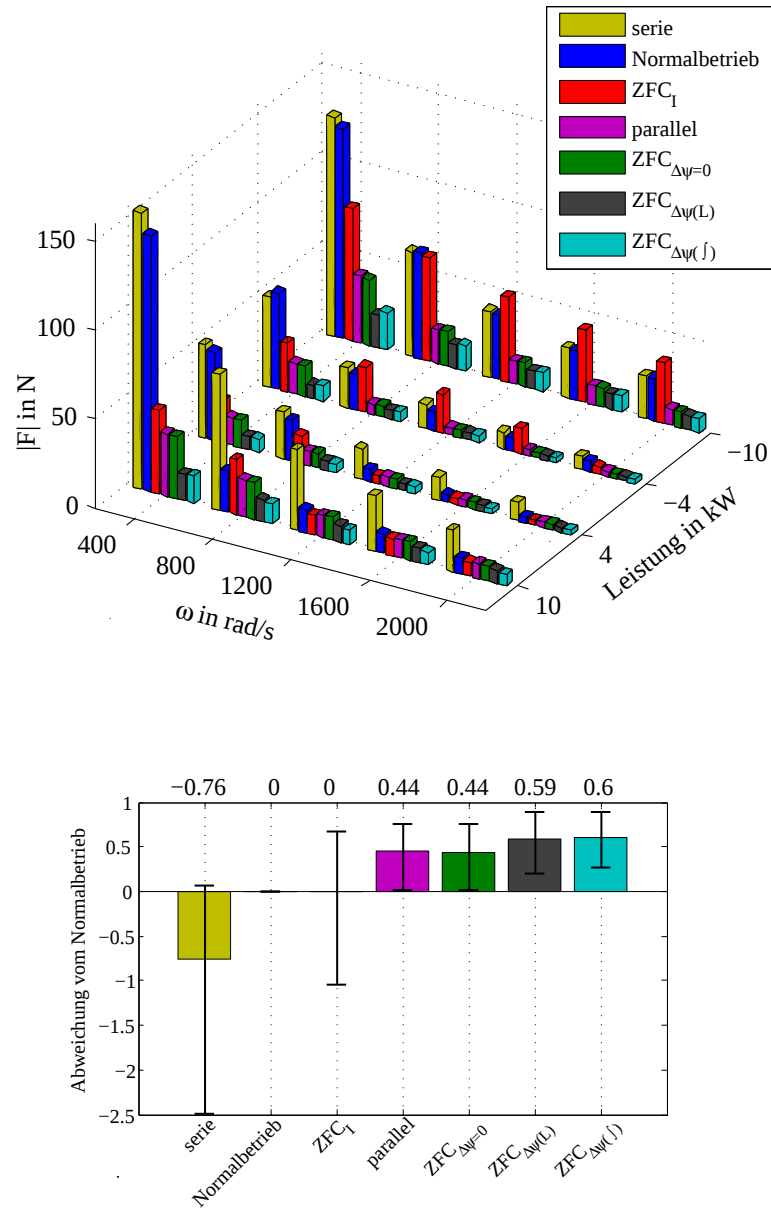


Abbildung A.3: Gegenüberstellung der verschiedenen Regelalgorithmen; Mittelwert der generierten Kräfte bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten bei Lage der Unwucht zwischen zwei Rotorpolen; über Drehzahl und Leistung gemittelter Wert sowie Minimum und Maximum der Kraftkompensation bezogen auf den Normalbetrieb

B. Steigerung der Energiedichte – Rotor und Schwungmasse

B.1 Materialdaten

Tabelle B.1: Materialparameter des verwendeten CFKs und GFKs (vgl. [46])

Symbol	Bezeichnung	CFK	GFK
E_φ	E-Modul in φ -Richtung in GPa	145.38	45.18
E_r	E-Modul in r -Richtung in GPa	9	10.59
E_z	E-Modul in z -Richtung in GPa	9	10.59
$G_{\varphi r}$	Schubmodul in φr -Ebene in GPa	4.97	4.71
$G_{\varphi z}$	Schubmodul in φz -Ebene in GPa	4.97	4.71
G_{rz}	Schubmodul in rz -Ebene in GPa	3.55	4.01
$\nu_{r\varphi}$	Querkontraktionszahl $r\varphi$	0.015	0.0481
$\nu_{z\varphi}$	Querkontraktionszahl $z\varphi$	0.015	0.0481
$\nu_{\varphi r}$	Querkontraktionszahl φr	0.24	0.205
ν_{zr}	Querkontraktionszahl zr	0.27	0.319
$\nu_{\varphi z}$	Querkontraktionszahl φz	0.24	0.205
ν_{rz}	Querkontraktionszahl rz	0.27	0.319
ρ	Dichte in kg/m^3	1535.5	2033.5
α_φ	Wärmeausdehnungskoeffizient in φ -Richtung in $10^{-6}/\text{K}$	0.53	6.97
α_r	Wärmeausdehnungskoeffizient in r -Richtung in $10^{-6}/\text{K}$	33.6	28.53
α_z	Wärmeausdehnungskoeffizient in z -Richtung in $10^{-6}/\text{K}$	33.6	28.53
R_{11}^t	Zugfestigkeit in φ -Richtung in MPa	2179	1280
R_{11}^c	Druckfestigkeit in φ -Richtung in MPa	1702	800
R_{22}^t	Zugfestigkeit in r - und z -Richtung in MPa	98	40
R_{22}^c	Druckfestigkeit in r - und z -Richtung in MPa	210	145
R_{23}	Schubfestigkeit in rz -Ebene in MPa	115	73
κ_{max}	max. Energiedichte in Wh/kg	197.1	87.4

Tabelle B.2: Materialparameter des verwendeten Aluminiums und Stahls sowie des weichmagnetischen Materials Vacodur 50 (aus [74])

	Aluminium	Stahl	Vacodur 50
E-Modul in GPa	70	210	250
σ_u in MPa	275	800	390
Querkontraktionszahl	0.3	0.3	0.3
Wärmeausdehnungskoeffizient in $10^{-6}/\text{K}$	23	13	10.2
Dichte in kg/m^3	2700	7850	8120

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau und Komponenten eines Flywheel Energy Storage Systems (aus [134])	2
1.2	Leistung über Energieinhalt von kommerziellen und in der Literatur beschriebenen Flywheels	3
1.3	Spezifische Festigkeit und Steifigkeit verschiedener Composite-Materialien im Vergleich zu Aluminium (siehe [152])	4
1.4	Flywheel Energy Storage Systems mit Innenläuferkonstruktion und hohlzylindrischer Schwungmasse	7
1.5	Flywheel Energy Storage Systems mit Innenläuferkonstruktion und H-förmiger Schwungmasse	8
1.6	Flywheel Energy Storage Systems mit Außenläuferkonstruktion und scheibenförmiger Schwungmasse	9
1.7	Flywheel Energy Storage System mit Außenläuferkonstruktion und H-förmiger Schwungmasse	9
1.8	Bare-Filament-Rotor aus [62]	10
1.9	Konstruktive Maßnahmen zur Steigerung der Energiedichte	10
1.10	Verschiedene konstruktive Varianten zur Anbindung der Schwungmasse an die Welle	12
1.11	Permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eisenlosem Stator (aus [40])	14
1.12	Switched Reluctance Machine in „Inside-Out“-Bauweise (aus [35] bzw. [20]) .	14
1.13	Externe Asynchronmaschine des ALPS-Flywheels (aus [147])	15
1.14	Redundanzkonzept des SEE-Flywheels	19
2.1	Grundlegende Bauformen der geschalteten Reluktanzmaschine; Links: SRM mit langem Flusspfad; Rechts: SRM mit kurzem Flusspfad	24
2.2	6/4-SRM in zwei unterschiedlichen Winkelstellungen zur Erläuterung der Funktionsweise und Beschaltungsfolge	27
2.3	Charakteristischer Verlauf des verketteten Flusses als Funktion des Stroms bei überdeckter und nichtüberdeckter Rotorlage	28
2.4	Schematischer Verlauf der Induktivität	29
2.5	Geometrie und Bezeichnungen der 6/4-SRM	31

2.6	Dimensionierung der Geometrieparameter der Spulen	32
2.7	Prinzipskizze des hocheffizienten Konverter-Prototyps für AMBs und SRMs: 2-Quadranten-Vollbrücke für eine Stromrichtung (aus [127])	34
2.8	Verluste der Leistungskonverter als Funktion des Ausgangsstroms $P_{conv}(I)$ (vgl. [127]) bei einer PWM-Frequenz von 100 kHz	35
2.9	Aufteilung der FE-Geometrie der 6/4-SRM	36
2.10	Magnetisierungskurve von Vacoflux 50 und M111-35S (vgl. [74] und [134]) .	39
2.11	Verkettungsfluss ψ_1 bei $u = v = 0$ mm als Funktion der Ströme I_1 und I_2 .	41
2.12	Links: Vergleich der verwendeten Methoden anhand des Drehmoments bei zentrischem Rotor mit 1500 Elementen; Rechts: Mittlerer quadratischer Fehler bezogen auf das Drehmoment bestimmt mit 1500 Elementen entlang des Luftspalts	43
2.13	SIMULINK-Modell zur Bestimmung der mechanischen Leistung und der Verlustleistung bei konstanten Betriebsparametern	45
2.14	Polaritäten und Anordnung der Spulen der 6/4-SRM	45
2.15	Stromverlauf und Phasendiagramm bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten bei konstanten Ein- und Ausschaltwinkeln	47
2.16	Zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum der Flussdichte im Rotor- und Statorpol des Spulenpaars A für $\omega = 100$ rad/s, $I_{cmd} = 10$ A, $\theta_{on} = 45^\circ$ und $\theta_{off} = 85^\circ$	50
2.17	Mögliche Kombinationen von Rotor- und Statorpolwinkeln	53
2.18	Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Statorpolwinkel bei Verwendung von Vacoflux 50	54
2.19	Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Verhältnis R_{ri} zu R_{rp}	55
2.20	Maximale Leistung als Funktion der Windungszahl bei unterschiedlichen Maschinenlängen und Winkelgeschwindigkeiten	56
2.21	Verhältnis von Konverterleistung zur Motorausgangsleistung als Funktion der Maschinenlänge bei verschiedenen Motorausgangsleistungen bei $\omega = 650$ rad/s	57
2.22	FE-Modell der Maschine mit Contourplot der Flussdichte B in T	59
2.23	Kennfelder der SRM in Abhängigkeit von Strom $I_1 = I_2$ und Drehwinkel θ .	60
2.24	Stromkennlinie einer Spule als Funktion des Winkels bei verschiedenen Werten des verketteten Flusses	61

2.25	Induktivität und Änderung der Induktivität als Funktion des Winkels θ bei verschiedenen Auslenkungen in y -Richtung	61
2.26	Kraft in y -Richtung bei verschiedenen Bestromungen und Rotorpositionen	62
2.27	Optimierte und interpolierte Betriebsparameter für einen Leistungsbereich von 0 W bis 5.5 kW und einer Winkelgeschwindigkeit von 636 rad/s bis 2012 rad/s	65
2.28	Wirkungsgrad als Funktion der Ausgangsleistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten	66
2.29	Verluste als Funktion der Ausgangsleistung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten	67
2.30	Normierte Induktivität und Änderung der Induktivität als Funktion des Rotorwinkels	70
2.31	Sprungantwort des Stromregelkreises der Spule $A1$ und $A2$ (strichliert) bei verschiedenen Reglerparametern	71
2.32	Blockschaltbild der Zwischenkreisspannungsregelung	73
2.33	Zeitverlauf der Spannung und der Solleistung bei einem Störgrößensprung von 5 kW	74
2.34	Blockschaltbild des Regelkonzepts „Änderung der Stromvorgabe“ sowie für den lagernden Betrieb	76
2.35	Korrekturstrom ΔI_0 als Funktion des Drehwinkels θ bei verschiedenen Rotorpositionen	77
2.36	Stromkorrektur bei Auslenkung in x - bzw. y -Richtung als Funktion des Drehwinkels θ	77
2.37	Drehmoment bei zentrischer und exzentrischer Rotorposition und $I_1 = I_2 = 20$ A mit und ohne Kraftkompensation	78
2.38	Blockschaltbild der Kompensation durch Quasi-Parallelschaltung	80
2.39	Korrekturfluss aufgrund einer Verschiebung in x - bzw. in y -Richtung	81
2.40	Blockschaltbild der Regelung des Verkettungsflusses zur Kraftkompensation	82
2.41	Linearisierung der Induktivität und Gegeninduktivität	83
2.42	Verschiedene Konzepte lagerloser SRM	85
2.43	Steifigkeit $K_I(\theta)$ für den Strom als Funktion des Rotorwinkels	86
2.44	Steifigkeit $K_\psi(\theta)$ für den Verkettungsfluss als Funktion des Rotorwinkels	89
2.45	Oberste hierarchische Ebene des verwendeten SIMULINK-Modells	94
2.46	Simulationsergebnis bei 600 rad/s und Vorgabe eines Lastzyklus im Normalbetrieb für die zwei Maschinen und deren drei Phasen A , B und C	96

2.47	Stabilität verschiedener Steifigkeits- und Dämpfungswerte; rot: instabil; blau: Position stabil, Leistung nicht erbracht; grün: stabil, Leistung erbracht; für $N_{c,y} = 0.1 \text{ kHz}, 0.5 \text{ kHz}, 1 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}, 100 \text{ kHz}$	98
2.48	Zeitlicher Verlauf der Rotorschwerpunktssposition sowie der erzeugten Kräfte, Orbit und Phasendiagramm der x -Komponente bei 650 rad/s und 10 kW Sollleistung	99
2.49	Zeitlicher Verlauf der Rotorposition bei verschiedenen Drehzahlen	101
2.50	Gegenüberstellung der verschiedenen Regelalgorithmen; Mittelwert der generierten Kräfte bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten; über Drehzahl und Leistung gemittelter Wert sowie Minimum und Maximum der Kraftkompensation bezogen auf den Normalbetrieb	103
2.51	Gegenüberstellung der generierten Kräfte der verschiedenen Regelalgorithmen für den kräftekompensierenden Betrieb bei 400 rad/s und einer Sollleistung von -10 kW bei einer Exzentrizität von $50 \mu\text{m}$	104
2.52	Konstruktion des Versuchsaufbaus	105
2.53	Foto des Versuchsaufbaus mit (links) und ohne Deckel (rechts)	106
2.54	Vergleich zwischen Simulation und Messung von Selbst- und Gegeninduktivität bei zentriertem Rotor (links) und bei einer Exzentrizität von $v = 0.46 \text{ mm}$ (rechts)	108
2.55	Gemessene und simulierte Kräfte bei zentrischem (oben) und exzentrischem (unten) Rotor ($v = 0.46 \text{ mm}$) als Funktion des Drehwinkels bei konstantem Strom I_2 und variablem Strom I_1	109
2.56	Gemessene und simulierte Drehmomentkennlinie bei zentrischem Rotor als Funktion des Drehwinkels bei verschiedenen Strömen $I_1 = I_2$	110
2.57	Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 90 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.2 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 2087 \text{ rad/s}$	113
2.58	Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 70 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 10 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 8 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1190 \text{ rad/s}$	114
2.59	Vergleich der verschiedenen Kraftkompensationsregler bei $\omega_{TR} = 70 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 60 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.0 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1970 \text{ rad/s}$	115
2.60	Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 60 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 3.7 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 2327 \text{ rad/s}$	116
2.61	Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 110 \text{ rad/s}$, $U_{DC} = 30 \text{ V}$, $v = 0.46 \text{ mm}$, $I_{cmd} = 4.5 \text{ A}$; entspricht $\tilde{\omega} = 1974 \text{ rad/s}$	116

2.62 Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 75$ rad/s, $U_{DC} = 10$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 8$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1190$ rad/s	117
2.63 Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 75$ rad/s, $U_{DC} = 60$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1975$ rad/s	117
2.64 Vergleich zwischen der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 90$ rad/s, $U_{DC} = 30$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4.5$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1954$ rad/s	118
2.65 Detaillierte Darstellung der Simulation und der Messung bei $\omega_{TR} = 90$ rad/s, $U_{DC} = 30$ V, $v = 0.46$ mm, $I_{cmd} = 4.5$ A; entspricht $\tilde{\omega} = 1954$ rad/s (vgl. Abbildung 2.64)	118
2.66 FFT des gemessenen Kraftverlaufs bei verschiedenen Betriebsbedingungen	119
2.67 Vergleich der realen und idealisierten Geometrie	120
2.68 Vergleich der berechneten Kräfte und des Drehmoments mit 2D- und 3D- FE-Analyse für $u = v = 0$ mm, $I_1 = 6$ A und $I_2 = 10$ A	122
2.69 Mechanische Spannungen in der Blechung bei $\omega = 2000$ rad/s; Links: Schnitt durch die Mittenebene; Rechts: 3D-Ansicht mit dargestelltem FE-Netz	122
2.70 Temperaturverteilung im Flywheelcontainment in $^{\circ}\text{C}$	125
3.1 Definition des Bruchwinkels (vgl. [131])	130
3.2 Geometrie des Flywheel Rotors; Links: Geometrie des COMSOL-Modells (Viertelschnitt); Rechts: Geometrie des ANSYS-Modells (Halbschnitt)	136
3.3 Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des optimierten Rotors bei $\Delta T = 50$ K und $\omega = \Omega_{max}$	138
3.4 Bezogene Spannungen in der Mittenebene des Rotors bei $\Delta T = 50$ K und $\omega = \Omega_{max}$	139
3.5 Radialspannungen in der Fügefläche als Funktion der Höhe bei verschiede- nen Energieinhalten und $\Delta T = 50$ K	140
3.6 Links: Modell der Trägerhülse und Systemkomponenten; Rechts: Deformier- te Struktur (skaliert mit Faktor 300) und von Mises Spannung in MPa bei $\omega = \Omega_{max}$	141
3.7 Energiedichte einer rotierenden Scheibe als Funktion des Innenradius für verschiedene Materialien mit Sicherheitsfaktor 2	142
3.8 Testfunktion aus Gl. (3.22) und Konvergenzplot	145
3.9 Fünfte De Jong Funktion aus Gl. (3.24) und Konvergenzplot	145
3.10 Vorgehensweise und Diskretisierung bei der Topologieoptimierung	146

3.11 Optimierungsergebnis für Aluminium; Geometriefaktor $K = 0.80$; Vorschlag nach [39] für die CSD mit $B' = 5.25$, $\alpha'_r = 4.89$, $h'_c = 0.39$ und $a'_r = 0.0244$; Contour Plot des von Mises Kriteriums	150
3.12 Ergebnis der Topologieoptimierung mit $0 \leq \Delta h_{u,l,i} \leq 4$ bei Sicherheit 2 . . .	152
3.13 Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_a - R_i) = 0.3$	154
3.14 Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_a - R_i) = 0.5$	155
3.15 Ergebnisse der Topologieoptimierung mit verschiedenen Werten für R_i/R_o sowie $h_{u,0}/h_{max}$ und $(R_m - R_i)/(R_a - R_i) = 0.7$	156
3.16 Gegenüberstellung verschiedener Ergebnisse der Topologieoptimierung . . .	157
3.17 Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des optimierten Rotors bei $\Delta T = 100$ K und $\omega = \Omega_{max}$	161
3.18 Campbell-Diagramm sowie Puck- und von Mises Kriterium des H-förmigen Rotors bei $\Delta T = 100$ K und $\omega = \Omega_{max}$	162
3.19 Foto des Rotors unmittelbar nach dem Fügeprozess mit deutlich sichtbarer Stufe (links); Foto eines herausgeschnittenen Rotorstücks mit axialem Rissverlauf (rechts)	164
3.20 Querschnitt der Schwungmasse mit Contourplot von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$ nach 30 min (links); Zeitlicher Verlauf von $\sigma_{rr}/R_{22}^{t,c}$ bei $(r,z)=(0.12$ m, 0 m) (rechts) . . .	164
3.21 3D Konstruktion und Foto des Rotors mit Stahlhülse	165
3.22 Verbessertes Modell zur Bestimmung der Eigenfrequenzen	166
3.23 Abmessungen zur Berechnung der Gasreibungsverluste des Flywheels (Angaben in mm)	169
3.24 Abhängigkeit der Gasreibungsverluste von Druck und Winkelgeschwindigkeit	169
4.1 Assemblierte Statorhülse mit SRM, Fanglager und Magnetlager sowie assemblierte Rotorhülse und SRM mit Spulen	172
4.2 Assemblierter Rotor und assembliertes Gesamtsystem mit Vakuumanschluss	174
4.3 Vergleich verschiedener Schwungmassenformen und Veranschaulichung der erreichten Steigerung der Energiedichte	175
A.1 Mittleres Drehmoment pro Länge und pro Volumen in Abhängigkeit vom Statorpolwinkel bei Verwendung von M111-35S	179

-
- A.2 Verlauf der magnetischen Flussdichte bei einer Bestromung von 20 A des Spulenpaars A in den einzelnen Maschinenbereichen aus Abbildung 2.9 über eine vollständige Rotordrehung 180
- A.3 Gegenüberstellung der verschiedenen Regelalgorithmen; Mittelwert der generierten Kräfte bei verschiedenen Sollleistungen und Winkelgeschwindigkeiten bei Lage der Unwucht zwischen zwei Rotorpolen; über Drehzahl und Leistung gemittelter Wert sowie Minimum und Maximum der Kraftkompensation bezogen auf den Normalbetrieb 181

Tabellenverzeichnis

1.1	Geometriefaktor K verschiedener Querschnitte für isotropes Material mit $\nu = 0.3$ (vgl. [38])	6
2.1	Bezeichnung der SRM-Geometrieparameter	30
2.2	Hysteres- und Wirbelstromverluste verschiedener Materialien bei $B_0 = 1.5$ T und $f_0 = 50$ Hz pro kg Eisen	48
2.3	Gewählte Parameter zur Dimensionierung der SRM	52
2.4	Abmessungen der verwendeten SRM	58
2.5	Verwendete Regelparameter für die Drehzahlregelung	92
2.6	Steifigkeit und Dämpfung bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten und Leistungen	100
2.7	Koeffizienten der Winkelgeschwindigkeitsschätzung nach [99]	107
2.8	Modellparameter zur Ermittlung der Wärmeentwicklung und Wärmedehnung innerhalb des Containments	124
3.1	Steigungsparameter des Puck-Kriteriums für CFK und GFK (vgl. [120]) . .	131
3.2	Abmessungen der optimierten Schwungmassenformen und Gegenüberstellung	163
B.1	Materialparameter des verwendeten CFKs und GFKs (vgl. [46])	182
B.2	Materialparameter des verwendeten Aluminiums und Stahls sowie des weichmagnetischen Materials Vacodur 50 (aus [74])	182

Symbolverzeichnis

α	Wärmeübergangskoeffizient	W/Km ²
α_i	Wärmeausdehnungskoeffizient in i -Richtung	1/K
α'_r	Geometrieparameter der CSD-Referenzlösung	
β	Wärmeausdehnungskoeffizient	1/K
β_r	Rotorpolwinkel	°
β'_r	Radius der CSD-Referenzlösung	
β_s	Statorpolwinkel	°
χ'	normierter Radius der CSD-Referenzlösung	
Δd	Korrektur der normierten Spannung	
ΔI_F	Stromkorrektur zur Kräftegenerierung	A
$\Delta h_{l,i}$	diskrete Änderung der unteren Rotorkontur	
$\Delta h_{u,i}$	diskrete Änderung der oberen Rotorkontur	
ΔI	Stromkorrektur	A
$\Delta \tilde{I}_0$	Korrekturstrom	A
ΔI_0	Stromkorrektur zur Kompensation von Unwuchtkräften	A
$\Delta_{I,x}$	Stromkorrektur aufgrund x -Verschiebung	1/m
$\Delta_{I,y}$	Stromkorrektur aufgrund y -Verschiebung	1/m
$\Delta \psi$	aktuelle Differenz des Verkettungsflusses	Vs
$\Delta \psi_0$	Korrektur der Differenz des Verkettungsflusses zur Kraftkompensation	Vs
$\Delta \psi_F$	Korrektur der Differenz des Verkettungsflusses zur Generierung von Kräften	Vs
$\Delta \psi_{,x}$	Differenz des Verkettungsflusses aufgrund x -Verschiebung	Vs/Am
$\Delta \psi_{,y}$	Differenz des Verkettungsflusses aufgrund y -Verschiebung	Vs/Am
ΔT	Temperaturänderung	K
Δt	Zeitspanne	s
δW_e	Variation der elektrischen Energie	J
δW_f	Variation der magnetischen Energie	J
δW_m	Variation der mechanischen Arbeit	J
ε	Emissionsgrad	

ε_{ij}^0	initiale Verzerrung	
κ	erzielbare Energiedichte	J/kg oder Wh/kg
κ_{max}	theoretisch mögliche Energiedichte; spezifische Festigkeit	J/kg oder Wh/kg
λ	Wärmeleitfähigkeit	W/mK
λ	mittlere freie Weglänge	m
μ_0	magnetische Feldkonstante, Vakuumpermeabilität, $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$	
ν	Querkontraktionszahl	
ν	kinematische Viskosität	m ² /s
$\bar{\omega}$	prädizierte Winkelgeschwindigkeit	rad/s
ω	Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$\tilde{\omega}$	Referenzwinkelgeschwindigkeit bei 350 V	rad/s
ω_{cmd}	Winkelgeschwindigkeitsvorgabe	rad/s
ω^f	elastische Eigenkreisfrequenzen des Rotors	rad/s
Ω_{max}	maximale Betriebswinkelgeschwindigkeit	rad/s
Ω_{min}	minimale Betriebswinkelgeschwindigkeit	rad/s
ω_n	Eigenkreisfrequenz	
ω_{Nick}^f	Nickeigenkreisfrequenz	rad/s
$\omega_{n,x}$	Eigenkreisfrequenz der Schwingung in x -Richtung	rad/s
$\omega_{n,y}$	Eigenkreisfrequenz der Schwingung in y -Richtung	rad/s
ω_{ref}	Winkelgeschwindigkeitsreferenz	rad/s
ω_{TR}	Winkelgeschwindigkeit bei der Messung	rad/s
Φ	magnetischer Fluss	Wb
$\Phi_{i,r}$	magnetischer Fluss im Maschinenbereich i in radialer Richtung	Wb
ψ	Parameter im Puck-Kriterium	
ψ	verketteter Fluss	Vs
Ψ_0	positionsabhängige Korrektur der Differenz des Verkettungsflusses	Vs/A
ψ_1	aktueller Verkettungsfluss der Spule 1	Vs
ψ_2	aktueller Verkettungsfluss der Spule 2	Vs
ρ	Dichte	kg/m ³
$\rho_{Cu,20^\circ}$	spezifischer Widerstand von Kupfer bei 20°C $17.8 \cdot 10^{-9} \text{ } \Omega\text{m}^2/\text{m}$	
σ_n	Spannungsvektor	MPa

σ_{ij}	aktueller Spannungszustand	MPa
σ_{ij}^*	fiktiver Spannungszustand auf der Versagensfläche	MPa
σ_u	maximal zulässige Vergleichsspannung	MPa
τ	Periodendauer	s
τ	Wandschubspannung	Pa
τ_ω	Zeitpunkt bis zum Abflachen der Winkel- geschwindigkeitsvorgabe	s
$\bar{\theta}$	prädizierter Winkel	rad
θ	Rotorwinkel	°
θ_{fp}	Winkel der Bruchebene	rad
θ_{off}	Ausschaltwinkel	°
θ_{on}	Einschaltwinkel	°
$\zeta_{\Omega_{min}}$	Verhältnis von maximaler zu minimaler Betriebswinkelgeschwindigkeit	
ζ	Dämpfung	
a	Materialparameter in der Steinmetzgleichung	
a	Temperaturleitfähigkeit	m ² /s
a_c	Leiterquerschnittsfläche	m ²
$A_{c,FE}$	Spulenquerschnittsfläche im FE-Modell	m ²
A_i	Fläche der einzelnen Maschinenbereiche	m ²
a'_r	Geometrieparameter der CSD-Referenzlösung	
$\mathbf{B}$	magnetische Flussdichte	T
b	Materialparameter in der Steinmetzgleichung	
B_0	Referenzflussdichte	T
B'	Geometrieparameter der CSD-Referenzlösung	
$\bar{\mathbf{B}}_i$	gemittelte Flussdichte im Bereich i	T
$\bar{\mathbf{B}}_{i,r}$	gemittelte Flussdichte im Bereich i in radialer Richtung	T
B_{max}	maximal zulässige Flussdichte im Statorpol	T
B_r	Flussdichte in radialer Richtung	T
B_θ	Flussdichte in Umfangsrichtung	T
C_{ges}	Gesamtkapazität je Zwischenkreis	F
$c_{\omega,n}$	Koeffizienten zur Winkelgeschwindigkeitsschätzung	
d	normierte Spannung	
d_1	normierte Spannungsvorgabe für die Spule 1	
d_2	normierte Spannungsvorgabe für die Spule 2	

d_{cmd}	normierte Spannung zur Regelung des mittleren Stroms	
D_x	Lehrsches Dämpfungsmaß der Schwingung in x -Richtung	
D_y	Lehrsches Dämpfungsmaß der Schwingung in y -Richtung	
$\mathbf{E}$	Elastizitätstensor	GPa
e	Exzentrizität	m
$e_{I_{1,2}}$	Stromregelfehler der Spule 1 bzw. 2	A
E_{kin}	kinetische Energie	J
E_{kWh}	Energieinhalt in kWh	kWh
e_U	Spannungsregelfehler	V
e_y	Regelfehler bei Positionsregelung	m
F	beschreibende Funktion der Versagensfläche	
f	Frequenz	Hz
f_0	Referenzfrequenz	Hz
F_1	generierte Kraft bei Bestromung der Spule 1	N
f_1	Konstante	
F_2	generierte Kraft bei Bestromung der Spule 2	N
f_2	Konstante	
F_{cmd}	Sollkraft	N
F_f	Füllfaktor	
F_{max}	maximale Regelsollkraft	N
F_{Vol}^ω	Volumenlast aufgrund der Winkelgeschwindigkeit	N/m ³
f_{w1}	Skalierungsfaktor im Puck-Kriterium	
F_x	generierte Kraft in x -Richtung	N
F_y	generierte Kraft in y -Richtung	N
g	Erdbeschleunigung 9.81 m/s ²	
g	nominaler Luftspalt	m
$G_{c,\omega}$	Übertragungsfunktion des Winkelgeschwindigkeitsreglers	
$G_{c,U}$	Übertragungsfunktion des Zwischenkreisspannungsreglers	
$G_{p,\psi}$	Übertragungsfunktion der Strecke bei Flussregelung	
$G_{p,I}$	Übertragungsfunktion der Strecke bei der Stromregelung	
$G_{p,\omega}$	Übertragungsfunktion der Strecke zur Winkelgeschwindigkeitsregelung	
$G_{p,U}$	Übertragungsfunktion der Strecke zur Zwischenkreisspannungsregelung	
$G_{p,y}$	Übertragungsfunktion der Strecke der Positionsregelung	

Gr	Grashofzahl	
$\mathbf{H}$	magnetische Feldstärke	A/m
h	Höhe der Schwungmasse	m
$h_1, \dots, h_4$	Geometrieparameter der optimierten Rotorform	m
h_c	Spulenhöhe	m
h'_c	Scheibendicke der CSD-Referenzlösung	m
H_l	Funktion der unteren Rotorkontur	m
h_{max}	diskreter Wert der oberen Kontur am Außenradius	
h'_{max}	Geometrieparameter der CSD-Referenzlösung	
h_{rp}	Höhe des Rotorpols	m
h_{ry}	Dicke des Rotorrückchlusses	m
h_{sp}	Höhe des Statorpols	m
H_{Stator}	Kontur der Statorhülse	m
h_{sy}	Dicke des Statorrückchlusses	m
H_u	Funktion der oberen Rotorkontur	m
$H_{u,0}$	Wert der oberen Rotorkontur am Innenradius	m
H'_u	Referenzlösung der CSD	m
$h_{u,l,i}$	diskretisierte Rotorhöhe	
$\mathbf{I}$	Trägheitstensor des Rotors um den Schwerpunkt	kgm ²
I	Strom	A
$I_{1,2}$	aktueller Strom in Spule 1 bzw. 2	A
$I_{1,cmd}$	Sollstrom der Spule 1	A
$I_{2,cmd}$	Sollstrom der Spule 2	A
I_{cmd}	Sollstrom	A
I_{eff}	Effektivwert des Stroms	A
$\bar{I}$	mittlerer Strom	A
I_{max}	maximal auftretender Strom	A
$I_{max,ult}$	maximal zulässiger Strom	A
I_x	Trägheitsmoment um die x -Achse	kgm ²
$I_{x,0}$	Trägheitsmoment um die x -Achse der Systemkomponenten	kgm ²
I_y	Trägheitsmoment um die y -Achse	kgm ²
I_z	Trägheitsmoment um die Rotationsachse	kgm ²
$I_{z,0}$	Trägheitsmoment um die Rotationsachse der Systemkomponenten	kgm ²
J_1	Stromdichte im Bereich der Spule 1	A/m ²

J_2	Stromdichte im Bereich der Spule 2	A/m ²
J_{max}	maximal zulässige Stromdichte	A/m ²
K	Geometriefaktor für isotrope Schwungmassenformen	
k	Lagersteifigkeit	N/m
$K_{D,y}$	differentielle Regelverstärkung zur Positionsregelung	N/ms
k_E	Wirbelstromverluste pro Masse bei einer Flussdichte B_0 und einer Frequenz f_0	W/kg
k_H	Hystereseverluste pro Masse bei einer Flussdichte B_0 und einer Frequenz f_0	W/kg
K_I	Steifigkeit für den Strom	N/A ²
$K_{I,\omega}$	integrale Regelverstärkung zur Winkelgeschwindigkeitsregelung	Nm
k_L	Längenfaktor	
Kn	Knudsen-Zahl	
$K_{P,I}$	proportionale Regelverstärkung des Stromreglers	V/A
$K_{P,I}^{max}$	proportionale Regelverstärkung des Stromreglers bei maximaler Drehzahl	V/A
$K_{P,I}^{min}$	proportionale Regelverstärkung des Stromreglers bei Stillstand	V/A
$K_{P,\omega}$	proportionale Regelverstärkung zur Winkelgeschwindigkeitsregelung	Nms
K_{P,ψ_0}	proportionale Regelverstärkung für die Flussdifferenzregelung	1/Vs
K_ψ	Steifigkeit für den Verkettungsfluss	N/VsA
K_{P,ψ_F}	proportionale Regelverstärkung	1/Vs
$K_{I,U}$	integrale Regelverstärkung der Zwischenkreisspannungsregelung	W/Vs
$K_{P,U}$	proportionale Regelverstärkung der Zwischenkreisspannungsregelung	W/V
$K_{P,y}$	proportionale Regelverstärkung zur Positionsregelung	N/m
k_x	Lagersteifigkeit in x -Richtung	N/m
k_y	Lagersteifigkeit in y -Richtung	N/m
L	Induktivität	H
L	Maschinenlänge	m
L	charakteristische Länge	m
L_{11}	Selbstinduktivität der Spule 1	H
L_{12}	Gegeninduktivität der Spule 1 auf die Spule 2	H

L_{21}	Gegeninduktivität der Spule 2 auf die Spule 1	H
L_{22}	Selbstinduktivität der Spule 2	H
L_a	Induktivität in überdeckter Rotorposition	H
lb	untere Schranke	
l^e	Elementlänge	m
L_-	Induktivität bei gegensinniger Serienschaltung	H
$\bar{L}$	normierte Induktivität	
L_+	Induktivität bei gleichsinniger Serienschaltung	H
L_{shaft}	axiale Verlängerung der Welle	m
L_u	Induktivität in nichtüberdeckter Rotorposition	H
M	Drehmoment	Nm
M	diskreter mittlerer Radius	
m	Rotormasse	kg
m_i	Masse des SRM-Bereichs i	kg
$\bar{M}$	mittleres Drehmoment	Nm
N	Anzahl der Elemente	
N	Anzahl der Windungen pro Spule	
$N_{c,y}$	Filterkoeffizient bei der Positionsregelung	Hz
N_f	Anzahl der Harmonischen im Flussdichteverlauf	
Nu	Nusseltzahl	
P	Leistung	W
p	Druck	Pa
$p_{2\psi}^{t,c}$	Parameter im Puck-Kriterium	
P_{cmd}	Sollleistung	W
P_{conv}	Summe der Leit- und Schaltverluste der Leistungskonverter	W
$\bar{P}_{conv}$	zeitlicher Mittelwert der Leit- und Schaltverluste der Leistungskonverter	W
P_{dist}	Leistungs-Störgrößensprung	W
P_E	Wirbelstromverluste	W
$P_{E,r}$	Wirbelstromverluste im Rotor	W
$P_{E,s}$	Wirbelstromverluste im Stator	W
P_{iron}	Eisenverluste	W
$\bar{P}_{iron}$	gemittelte Eisenverluste	W
$\bar{P}_E$	gemittelte Wirbelstromverluste	W
$P_{H,r}$	Hystereseverluste im Rotor	W

$P_{H,s}$	Hystereseverluste im Stator	W
P_H	Hystereseverluste	W
$\bar{P}_H$	gemittelte Hystereseverluste	W
P_I	integraler Regelanteil der Zwischenkreisspannungsregelung	W
P_{IN}^A	eingespeiste Leistung in Zwischenkreis A	W
P_{IN}^B	eingespeiste Leistung in Zwischenkreis B	W
P_{IN}^C	eingespeiste Leistung in Zwischenkreis C	W
$p_{kl}^{t,c}$	Steigungsparameter im Puck-Kriterium	
P_{max}^G	maximale Sollleistung im Generatorbetrieb	W
P_{max}^M	maximale Sollleistung im Motorbetrieb	W
P_{mech}	mechanische Leistung	W
$\bar{P}_{mech}$	gemittelte mechanische Leistung	W
P_{MG}	Motor/Generator-Ausgangsleistung	W
P_{MG1}	Ausgangsleistung der oberen SRM	W
P_{MG2}	Ausgangsleistung der unteren SRM	W
$\bar{P}_\Omega$	gemittelte Stromwärmeverluste	W
P_Ω	Stromwärmeverluste	W
P_r	Anzahl der Rotorpole	
P_s	Anzahl der Statorpole	
P_s	Leistungstoleranz	W
P_w	Verlustleistung der Gasreibung	W
$P_{w,C}$	Leistung der Wandschubspannung am Zylindermantel	W
$P_{w,D}$	Leistung der Wandschubspannung an der Zylinderstirnfläche	W
$\dot{q}$	Wärmestromdichte	W/m ²
R	Versagenswahrscheinlichkeit; Kehrwert der Sicherheit	
R	ohmscher Widerstand	Ω
R	spezifische Gaskonstante	
r	Radius	m
$R_0, \dots, R_7$	Radien der optimierten Rotorform	m
R_{23}^A	Parameter im Puck-Kriterium	
$R_{2\psi}$	Parameter im Puck-Kriterium	
Ra	Rayleighzahl	
R_i	Innenradius der Schwungmasse	m
$R_{kl}^{t,c}$	Festigkeitsparameter	MPa
R_m	mittlerer Radius	m

R_o	Außenradius der Schwungmasse	m
R_{ri}	Rotorinnenradius; Wellenradius	m
R_{rp}	Rotorpolradius	m
R_{so}	Statoraußenradius	m
R_{sp}	Statorpolradius	m
S	Sicherheitsfaktor	
s	Frequenzparameter der Laplacetransformation	
T	Temperatur	K
t	Zeit	s
T_∞	Umgebungstemperatur	K
T_s	Abtastzeit	s
U	Spannung	V
u	translatorische Verschiebung in x -Richtung	m
U_1	an Spule 1 angelegte Spannung	V
U_2	an Spule 2 angelegte Spannung	V
ub	obere Schranke	
U_{cmd}	Sollspannung der Zwischenkreise	V
U_{DC}	Zwischenkreisspannung	V
U_{DC}^A	Spannung von Zwischenkreis A	V
U_{DC}^B	Spannung von Zwischenkreis B	V
U_{DC}^C	Spannung von Zwischenkreis C	V
v	translatorische Verschiebung in y -Richtung	m
w_c	Spulenbreite	m
w_{cs}	Abstand von Spule zur Polflanke	m
W_e	elektrische Energie	J
W_f	magnetische Energie	J
W'_f	Koenergie	J
$W'_{f,1}$	Koenergie der Spule 1	J
$W'_{f,2}$	Koenergie der Spule 2	J
W_m	mechanische Arbeit	J
w_{rp}	Rotorpolbreite	m
w_{sp}	Statorpolbreite	m
$\mathbf{x}$	Vektor der Optimierungsvariablen	
x_0	Anfangsauslenkung in x -Richtung	m
y_0	Anfangsauslenkung in y -Richtung	m

z	Frequenzparameter der Z -Transformation
(l, n, t)	kartesische Koordinaten im lokalen Koordinatensystem einer Faser
(r, φ, z)	Zylinderkoordinatensystem
(x, y, z)	kartesische Koordinaten

Abkürzungsverzeichnis

AC	alternating current; Wechselstrom
ADC	analog to digital converter; Analog-Digital-Wandler
Al	Aluminium
AMB	Active Magnetic Bearing; Aktives Magnetlager
BEMF	back electromotive force; gegenelektromotorische Kraft
BW	backward whirl; Gegenlauf
CFK	Kohlenstofffaserverbundwerkstoff
CSD	Constant Stress Disc; Scheibe konstanter Vergleichsspannung
DC	direct current; Gleichstrom
DOD	Depth of Discharge; Entladetiefe
FE	Finite Elemente
FEM	Finite Elemente Methode
FESS	Flywheel Energy Storage System; Schwungradspeicher
FF	Fiber Failure; Versagen der Fasern
FFT	Fast-Fourier-Transformation
FIR	Finite Impulse Response-Filter; Filter mit endlicher Impulsantwort
FW	forward whirl; Gleichlauf
GFK	Glasfaserverbundwerkstoff
IFF	Inter Fiber Failure; Zwischenfaserbruch
IGBT	insulated-gate bipolar transistor; Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode
μ C	Microcontroller
MTBF	Mean Time Between Failures; mittlere Betriebsdauer zwischen Ausfällen
MOSFET	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor; Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
mse	mean squared error; mittlerer quadratischer Fehler
OSF	Optimum Shape Flywheel
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation

SEE	Safe and Energy Efficient Flywheel
SIMP	Solid Isotropic Material with Penalization
SRM	Switched Reluctance Machine; geschaltete Reluktanzmaschine
ZFC $_{\Delta\psi=0}$	Kraftkompensation durch Quasi-Parallelschaltung
ZFC $_I$	Kraftkompensation durch Änderung der Sollstromvorgabe
ZFC $_{\Delta\psi(f)}$	Kraftkompensation durch Regelung des Verkettungsflusses mit Berechnung der aktuellen Flussdifferenz mittels Integration der Spannung
ZFC $_{\Delta\psi(L)}$	Kraftkompensation durch Regelung des Verkettungsflusses mit Berechnung der aktuellen Flussdifferenz mittels Beobachter

Literaturverzeichnis

- [1] Aanstoos T.A., Kajs J.P., Brinkman W.G., Liu H.P., Ouroua A., Hayes R.J., Hearn C., Sarjeant J., Gill H.: *High Voltage Stator for a Flywheel Energy Storage System*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 1, Jänner 2001.
- [2] Abdul-Aziz A., Baaklini G., Trudell J.: *Structural Analysis of Composite Flywheels, An Integrated NDE and FEM Approach*, NASA/TM-2001-210461.
- [3] Andersen O.W.: *Compensation of Unbalanced Magnetic Forces by Distributed Parallel Circuits*, International Conference on Electrical Machines ICEM, Krakau, August 2004.
- [4] Arnold S.M., Saleeb A.F., Al-Zoubi N.R.: *Deformation and life analysis of composite flywheel disk systems*, Composites: Part B 33 (2002), 433-459.
- [5] Arumugam R., Lindsay J.F., Krishnan R.: *Sensitivity of pole arc/pole pitch ratio on switched reluctance motor performance*, Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.50-54, Vol.1, 2-7 Okt. 1988.
- [6] Bakhouldin D., et al.: *Flywheel Rotor with conical Hub and Methods of Manufacture therefor*, U.S. Patent 5 628 232, 13. Mai 1997.
- [7] Barrass P.G., Mecrow B.C.: *Flux and torque control of switched reluctance machines*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.145, no.6, pp.519,527, Nov. 1998.
- [8] Bastos J.P.A., Sadowski N.: *Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*, Marcel Dekker, New York, 2003.
- [9] Bathe K.J.: *Finite-Elemente-Methoden*, Springer-Verlag, Berlin, 1986.
- [10] Bendsøe M.P., Sigmund O.: *Topology Optimization, Theory, Methods and Applications*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003.
- [11] Beno J.H., Thompson R.C., Werst M.D., Manifold S.M., Zierer J.J.: *End-of-life design for composite rotors*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.37, no.1, pp.284-289, Jan 2001.

- [12] Betschon F.: *Design Principles of Integrated Magnetic Bearings*, Diss. ETH Nr.13643, Dissertation, ETH-Zürich, 2000.
- [13] Bolund B., Bernhoff H., Leijon M.: *Flywheel energy and power storage systems*, Renewable and Sustainable Energy Reviews 11 (2007) 235-258.
- [14] Bornemann H.J., Sander M.: *Conceptual system design of a 5 MWh/100 MW superconducting flywheel energy storage plant for power utility applications*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol.7, no.2, pp.398-401, Juni 1997.
- [15] Bruckner G., Palazollo A., Kajs J., Murphy B., Beno J.: *Control System for Inside-Out Configuration Magnetic Bearings*, <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.123.8123&rep=rep1&type=pdf> (last seen 12.05.2014).
- [16] Burg Peter von: *Schnelldrehendes Schwungrad aus faserverstärktem Kunststoff*, Dissertation ETH Nr. 11444, ETH-Zürich, 1996.
- [17] Byrd R.H., Hribar M.E., Nocedal J.: *An Interior Point Algorithm for Large Scale Nonlinear Programming*, SIAM Journal on Optimization 1997 Vol. 9, pp.877-900, 1997.
- [18] Byrd R.H., Gilbert J.C., Nocedal J.: *A trust region method based on interior point techniques for nonlinear programming*, Math. Program., Ser. A 89: pp.149-185 (2000).
- [19] Cai J., Deng Z., Liu Z., Yao T., Mao Y.: *A new flux-linkage model for bearingless switched reluctance motor*, International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, ASEMD 2009, pp.250-254, 25-27 Sept. 2009.
- [20] Canders W.R., Hoffmann J., Hoffmann P., May H., Roestermundt D., Walter H., Bock J.: *Hochleistungs-Schwungradmassenspeicher mit Supraleitender Lagerung - Entwurfsbetrachtungen*, Kurzfassung des Beitrages zur EESAT 2007, USA.
- [21] Canders W.R.: *El. Energiespeicher für die Energieversorgung*, Vortrag 2009, Institut für elektrische Antriebe und Bahnen, TU Braunschweig.
- [22] Cao X., Deng Z., Yang G., Wang X.: *Independent Control of Average Torque and Radial Force in Bearingless Switched-Reluctance Motors With Hybrid Excitations*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, no.5, pp.1376-1385, Mai 2009.
- [23] Caprio M.T., Murphy B.T., Herbst J.D.: *Spin Commissioning and Drop Tests of a 130 kW-hr Composite Flywheel*, Ninth International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB9), 2004.

- [24] Cardenas R., Peña R., Perez M., Clare J., Asher G., Wheeler P.: *Power Smoothing Using a Flywheel Driven by a Switched Reluctance Machine*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.4, pp. 1086-1093, Juni 2006.
- [25] Chen L., Hofmann W.: *Analytically Computing Winding Currents to Generate Torque and Levitation Force of a New Bearingless Switched Reluctance Motor*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International, pp.1058-1063, Sept. 2006.
- [26] Chen L., Hofmann W.: *Design procedure of bearingless high-speed switched reluctance motors*, International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM2010), pp.1442-1447, 14-16 June 2010.
- [27] Chen L., Hofmann W.: *Analysis of radial forces based on rotor eccentricity of bearingless switched reluctance motors*, International Conference on Electrical Machines (ICEM2010), pp.1-6, 6-8 Sept. 2010.
- [28] Chen L., Hofmann W.: *Speed Regulation Technique of One Bearingless 8/6 Switched Reluctance Motor With Simpler Single Winding Structure*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.59, no.6, pp.2592-2600, Juni 2012.
- [29] Choi B.B., Siebert M.: *A Bearingless Switched-Reluctance Motor for High Specific power Applications*, NASA/TM-2006-214486.
- [30] DeTeresa S.J., Allison L.M., Freeman D.C., Groves S.E.: *Matrix-Dominated Performance of Thick-Walled Section Fiber Composites for Flywheel Applications*, Society for the Advancement of Material and Process Engineering, Long Beach, 2001.
- [31] Eby D., Averill R.C., Punch W.F., Goodman E.D.: *Evaluation of Injection Island GA Performance on Flywheel Design Optimization*, Proceedings of Third Conference on Adaptive Computing in Design and Manufacturing, Springer Verlag, 1998.
- [32] Ehrenstein G.W.: *Faserverbund - Kunststoffe, Werkstoffe - Verarbeitung - Eigenschaften*, 2. Auflage, Carl Hanser Verlag München Wien, 2006.
- [33] Faiz J., Finch J.W., Metwally H.M.B.: *A novel switched reluctance motor with multiple teeth per stator pole and comparison of such motors*, Electric Power Systems Research, Vol. 34, Issue 3, pp 197-203, September 1995.
- [34] Fiske O.J., Ricci M.R.: *Third Generation Flywheels For High Power Electricity Storage*, LaunchPoint Technologies, Inc., Goleta, California, USA.

- [35] Fiske O.J., Ricci M.R.: *Third Generation Flywheels For High Power Electricity Storage*, Award Number: DE-FG36-05GO15163.
- [36] Ganji B., Faiz J., Carstensen C.E., De Doncker R.W.: *Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors*, IET Electr. Power Appl., 2010, Vol.4, Iss.7, pp.569-577.
- [37] Gasch R., Nordmann R., Pfützner H.: *Rotordynamik*, Springer-Verlag, 2001, ISBN: 978-3-540-41240-3.
- [38] Genta G.: *Kinetic energy storage: theory and practice of advanced flywheel systems*, Butterworths, London Boston, 1985.
- [39] Genta G.: *Some considerations on the constant stress disc profile*, Meccanica, Dezember 1989, Vol. 24, Issue 4, pp. 235-248.
- [40] Gruber W., Hinterdorfer T., Schulz A., Sima H., Wassermann J.: *Comparison of Different Motor-Generator Sets for Long Term Storage Flywheels*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Juni 2014.
- [41] Hartl S.: *Schwungradspeicher mit Hochdrehzahl-Faserverbundrotoren*, Dissertation, TU Wien, voraussichtliche Veröffentlichung 2016.
- [42] Hayashi Y., Miller T.J.E.: *A new approach to calculating core losses in the SRM*, Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1994 IEEE, pp.322-328 vol.1, 2-6 Oct. 1994.
- [43] Hearn C.S., Flynn M.M., Lewis M.C., Thompson R.C., Murphy B.T., Longoria R.G.: *Low Cost Flywheel Storage for a Fuel Cell Powered Transit Bus*, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, VPPC 2007. IEEE, pp.829-836, 9-12 Sept. 2007.
- [44] Herbst J.D., Manifold S.M., Murphy B.T., Price J.H., Thompson R.C., Walls W.A.: *Design, Fabrication, and Testing of 10 MJ Composite Flywheel Energy Storage Rotors*, Center for Electromechanics, The University of Texas at Austin.
- [45] Higginson I.M., Hess H., Law J.D.: *Ironless Permanent Magnet Synchronous Machine Stiffness Calculation for Flywheel Energy Storage Systems*, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDS), 2011.
- [46] Hinterdorfer T.: *FE-Modellierung und -Analyse eines Composite-Flywheel-Rotors und Optimierungsbetrachtungen*, Diplomarbeit, TU-Wien, 2010.

- [47] Hinterdorfer T., Schulz A., Sima H.: *Force Prediction and Radial Force Compensation of a Switched Reluctance Motor*, 39th Annual Conference on Industrial Electronics, IECON 2013, pp. 2872-2877.
- [48] Hinterdorfer T., Schulz A., Sima H., Hartl S., Wassermann J.: *Compensation of Unbalance Forces of a Switched Reluctance Machine with Combined Current and Fluxlinkage Control*, Proceedings of the 14th International Symposium on Magnetic Bearings, Linz, 08.2014.
- [49] Hinterdorfer T., Schulz A., Sima H., Hartl S., Wassermann J.: *Topology Optimization of a Flywheel Energy Storage Rotor Using a Genetic Algorithm*, Proceedings of the 14th International Symposium on Magnetic Bearings, Linz, 08.2014.
- [50] Hinton M.J., Kaddour A.S., Soden P.D.: *A comparison of the predictive capabilities of current failure theories for composite laminates, judged against experimental evidence*, Composites Science and Technology 62 (2002) 1725-1797.
- [51] Hockney D., Ansbikian D., Polimeno M., Spears W., Palazzolo A., Pekarek S.: *Extreme Energy Density Flywheel Energy Storage System for Space Applications*, 6th International Energy Conversion Engineering Conference (IECEC), Ohio, Juli 2008.
- [52] Hofmann H., Sanders S.R.: *Synchronous reluctance motor/alternator for flywheel energy storage systems*, IEEE Power Electronics in Transportation, pp. 199-206, October 1996.
- [53] http://bayern-innovativ.de/ib/site/documents/media/5642ab66-8c18-b6ec-f3ab-8e6e8a8a0335.pdf/010_Canders.pdf
(last seen 16.09.2012).
- [54] http://beaconpower.com/files/SEM_20MW_2010.pdf (last seen 10.03.2014).
- [55] <http://beaconpower.com/files/DOE-ESS-Project-Update-Poster-11.10.pdf>
(last seen 10.03.2014).
- [56] <http://de.tek.com/manual/am503s-current-probe-system>
(last seen 10.03.2014).
- [57] <http://temporalpower.com/?wp=yes> (last seen 10.03.2014).
- [58] <http://velkess.com/> (last seen 10.03.2014).
- [59] <http://www.activepower.com/> (last seen 10.03.2014).

-
- [60] http://www.ams.com/eng/content/download/7333/116570/AS5140H_Datasheet_v1_4.pdf (last seen 10.03.2014).
- [61] http://www.elektroautomatik.de/fileadmin/pdf/datasheets/datasheet_ps8000-3u.pdf (last seen 10.03.2014).
- [62] <http://www.gentagiancarlo.it> (last seen 10.03.2014).
- [63] [http://www.hameg.com/datasheets.0.html?&no_cache=1&L=1&tx_hmdownloads_pi1\[mode\]=download&tx_hmdownloads_pi1\[uid\]=2304](http://www.hameg.com/datasheets.0.html?&no_cache=1&L=1&tx_hmdownloads_pi1[mode]=download&tx_hmdownloads_pi1[uid]=2304) (last seen 10.03.2014).
- [64] <http://www.lem.com/docs/products/casr%20series.pdf> (last seen 10.03.2014).
- [65] <http://www.mathworks.com/help/toolbox/optim/ug/fmincon.html> (last seen 10.03.2014)
- [66] <http://www.me-systeme.de/de/datasheets/k6d68.pdf> (last seen 10.03.2014)
- [67] <http://www.me-systeme.de/de/manuals/a5/ba-gsv1a8usb.pdf> (last seen 10.03.2014)
- [68] <http://www.power-thru.com/> (last seen 10.03.2014).
- [69] <http://www.rosseta.de/texte/dat-t2.pdf> (last seen 10.03.2014).
- [70] <http://www.rosseta.de/texte/dat-t3.pdf> (last seen 10.03.2014).
- [71] <http://www.rosseta.de/texte/pdat-t4.pdf> (last seen 10.03.2014).
- [72] <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00035129.pdf> (last seen 10.03.2014).
- [73] <http://www.tek.com/oscilloscope/mso4000-dpo4000> (last seen 10.03.2014).
- [74] http://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/broschueren/htbrosch/Pht-004_d.pdf (last seen 10.03.2014)
- [75] <http://www.vyconenergy.com/> (last seen 10.03.2014).
- [76] Hull J.R., Turner L.R.: *Magnetomechanics of internal-dipole, Halbach-array motor/-generators*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.36, no.4, pp.2004-2011, Juli 2000.
- [77] Huynh C., Zheng L., McMullen P.: *Thermal Performance Evaluation of a High-Speed Flywheel Energy Storage System*, 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2007.

- [78] Jang S.M., Dae-Joon Y., Ko K.J., Choi S.K.: *Design and Experimental Evaluation of Synchronous Machine Without Iron Loss Using Double-Sided Halbach Magnetized PM Rotor in High Power FESS*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.44, no.11, pp.4337,4340, Nov. 2008.
- [79] Jansen R.H., Dever T.P.: *G2 Flywheel Module Design*, NASA/CR-2006-213862.
- [80] Jinghua J., Yukun S., Wenxiang Z., Xiaoyong Z., Chunxia S.: *Calculation and remedial strategy of radial force of switched reluctance motors with eccentricity*, International Conference on Electrical Machines and Systems 2008 (ICEMS), pp.3932-3935, Okt. 2008.
- [81] Kameno H., Takahata R., Kubo A., Gächter S., Thoolen F.J.M., Lommen W.G.T., La-thouwers J., Nonami K.: *Basic Design of 1kWh class Flywheel Energy Storage System*, Proceeding of ISMB, 2002.
- [82] Kato S., Miao-miao C., Sumitani H., Shimada R.: *Semiconductor Power Converterless Voltage Sag Compensator and UPS Using a Flywheel Induction Motor and an Engine Generator*, Proceedings on Power Conversion Conference, pp. 1680-1685, April 2007.
- [83] Kempner E.A., Hahn H.T.: *Effect of radial stress relaxation on fibre stress in filament winding of thick composites*, Composites Manufacturing 6 (1995) 67-77.
- [84] Kirk J.A., Schmidt J.R., Sullivan G.E., Hromada L.P.: *An open core rotator design methodology*, Proceedings of the IEEE 1997 National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1997, vol.2, pp.594-601, 14-18 Jul 1997.
- [85] Kirk J.A., Walsh G.C., Hromada L.P., Zmood R.B., Sullivan G.E.: *The opencore composite flywheel*, Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC-97, vol.3, pp.1748-1753 vol.3, Aug 1997.
- [86] Kjaer P.C., Nielsen P., Andersen L., Blaabjerg F.: *A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994.
- [87] Krämer E.: *Dynamics of Rotors and Foundations*, Springer-Verlag, Berlin, 1993.
- [88] Krishnan R., Bedingfield R.A.: *Dynamic analysis of an SRM drive system*, Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1991 IEEE, pp.265-271 vol.1, Sept. 28 1991-Oct. 4 1991.

- [89] Krishnan R.: *Switched Reluctance Drives*, CRC Press LLC, 2001.
- [90] Kwon J.D., Kim S.J., Nasir S.U., Ha S.K.: *Design and Fabrication of Hybrid Composite Flywheel Rotor*, World Academy of Science, Engineering and Technology 60, 2011.
- [91] Lee D.H., Wang H., Ahn J.W.: *Modeling and control of novel bearingless switched reluctance motor*, Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009. IEEE, pp.276-281, 20-24 Sept. 2009.
- [92] Li J., Choi D., Cho Y.H.: *Compensation of Unbalanced Magnetic Force in Switched Reluctance Motor with Airgap Nonuniformity*, EPE Chapter Electric Drives Joint Symposium, Frankreich, Juli 2009.
- [93] Li J., Choi D., Cho Y.H.: *Analysis of Rotor Eccentricity in Switched Reluctance Motor With Parallel Winding Using FEM*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.45, no.6, pp.2851-2854, Juni 2009.
- [94] Lim H.S., Roberson D.G., Lobo N.S., Krishnan R.: *Novel flux linkage control of switched reluctance motor drives using observer and neural network-based correction methods*, IECON Industrial Electronics Society, USA, 6-10 Nov. 2005.
- [95] Lin F.C., Yang S.M.: *An Approach to Producing Controlled Radial Force in a Switched Reluctance Motor*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, no.4, pp.2137-2146, Aug. 2007.
- [96] Liu H.P., Werst M., Hahne J.J., Bogard D.: *Prediction of Windage Losses of an Enclosed High Speed Composite Rotor in Low Air Pressure Environment*, ASME 2003 Heat Transfer Summer Conference (HT2003-47118).
- [97] Liu J.S., Parks G.T., Clarkson P.J.: *Optimizazion of Turbine Disk Profiles by Metamorphic Development*, Journal of Mechanical Design, 2002.
- [98] Liu Z., Deng Z., Cai J., Chen X., Wang S.: *Effects of Rotor Eccentric Displacements on Performance of Bearingless Switched Reluctance Motors*, IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp.2081-2085, Mai 2009.
- [99] Mai P., Hillermeier C.: *Least-Squares-basierte Ableitungsschätzung: Theorie und Einstellregeln für den praktischen Einsatz*, Automatisierungstechnik 56 (2008) 10, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2008.

- [100] Mansir H.: *Switched Reluctance Machine Having Unbalance Forces Compensation Coils*, U.S. Patent 5 422 525, 6. Juni 1995.
- [101] Materu P., Krishnan R.: *Estimation of Switched Reluctance Motor Losses*, Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1988 IEEE, pp.79-90 vol.1, 2-7 Oct. 1988.
- [102] McGroarty J., Schmeller J., Hockney R., Polimeno M.: *Flywheel energy storage system for electric start and an all-electric ship*, Electric Ship Technologies Symposium, 2005 IEEE, pp. 400-406, 25-27 Juli 2005.
- [103] Merrit B.T., Post R.F., Dreifuers G.R., Bender D.A.: *Halbach Array Motor/Generator – A Novel Generalized Electric Machine*, Halbach Festschrift Symposium, Berkeley, CA, 1995.
- [104] Miller T.J.E.: *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newnes Verlag, 2001.
- [105] Murphy B.T., Ouroua H., Caprio M.T., Herbst J.D.: *Permanent Magnet Bias, Homopolar Magnetic Bearings for a 130 kW-hr Composite Flywheel*, Ninth International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB9), 2004.
- [106] Muszynska A.: *Rotordynamics*, CRC Press, 2005.
- [107] Nagorny A.S., Dravid N.V., Jansen R.H., Kenny B.H.: *Design aspects of a high speed permanent magnet synchronous motor/generator for flywheel applications*, Proceedings on Int. Conf. on Electric Machines and Drives, pp. 635-641, Mai 2005.
- [108] Nagorny A.S., Jansen R.H., Kankam M.D.: *Experimental Performance Evaluation of a High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor and Drive for a Flywheel Application at Different Frequencies*, NASA/TM-2007-214428.
- [109] Neagoe C., Foggia A., Krishnan R.: *Impact of pole tapering on the electromagnetic torque of the switched reluctance motor*, Electric Machines and Drives Conference Record, 18-21 Mai 1997.
- [110] N.N.: *ANSYS Mechanical APDL Element Reference*, ANSYS, Inc., November 2010.
- [111] N.N.: *COMSOL Multiphysics Reference Guide*, COMSOL AB, November 2008.
- [112] N.N.: *DIN7190:2001-02 Pressverbände Berechnungsgrundlagen und Gestaltungsregeln*, DIN Deutsches Institut für Normen e.V., Februar 2001.

- [113] N.N.: *Heat Transfer Module, User's Guide*, COMSOL AB, Oktober 2011.
- [114] Okou R., Sebitosi A.B., Pillay A.: *Flywheel rotor manufacture for rural energy storage in sub-Saharan Africa*, Energy, Vol. 36, Iss. 10, Oktober 2011, pp. 6138-6145.
- [115] Park C.H., Choi S., Son Y.S., Han Y.H.: *Development of 5kWh flywheel energystorage system using MATLAB/xPC Target*, World Congress on Computer Science and Information Engineering, 2009.
- [116] Parkus H.: *Mechanik der festen Körper, 2. Auflage*, Springer Verlag, Wien 2005.
- [117] Pichot M.A., Kajs J.P., Murphy B.R., Ouroua A., Rech B.M., Hayes R.J., Beno J.H., Bruckner G.D., Palazollo A.B.: *Active Magnetic Bearings for Energy Storage Systems for Combat Vehicles*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.37, No.1, Jan.2001.
- [118] Prandtl L.: *Führer durch die Strömungslehre, 6. Auflage*, Vieweg Verlag, Braunschweig 1965.
- [119] Puck A.: *Festigkeitsanalyse von Faser-Matrix-Laminaten; Modelle für die Praxis*, Carl Hanser Verlag München Wien, 1996.
- [120] Puck A., Kopp J., Knops M.: *Guidelines for the determination of the parameters in Puck's action plane strength criterion*, Composites Science and Technology 62 (2002) 371-378.
- [121] Rafajdus P., Hrabovcova V., Hudak P.: *Investigation of Losses and Efficiency in Switched Reluctance Motor*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006.
- [122] Rammerstorfer F.G., Hult J.: *Engineering mechanics of fibre reinforced polymers and composite structures*, Springer Verlag, Udine 1994.
- [123] Reichert K.: *User's Manual FEMAG*, Inst. El. Machines/ETH Zürich, 2006.
- [124] Sabihuddin S., Kiprakis A., Mueller M.: *A diamagnetically stabilized magnetically levitated flywheel battery*, 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pp.1,5, 27-30 März 2013.
- [125] Schulz A., Wassermann J., Schneeberger M.: *A reliable switching amplifier for active magnetic bearings*, Proceedings of International Conference on Industrial Technology ICIT 03, Maribor Slovenien, 2003, pp. 198-202.

- [126] Schulz A.: *A hot-swap controller amplifier module for active magnetic bearings with supreme reliability - electronic circuitry and error detection strategies*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion - Speedam 2010, Pisa, Italien, 2010.
- [127] Schulz A., Sima H., Hinterdorfer T.: *Hocheffizienter Konverter für Magnetlager und geschaltete Reluktanzmotoren*, SPS IPC Drives Kongress, Nürnberg, 2011.
- [128] Schulz A., Hinterdorfer T., Sima H., Wassermann J., Neumann M.: *Schwungrad*, Patentnr.: 512657, 15.05.2012.
- [129] Schulz A., Sima H., Hinterdorfer T., Wassermann J., Neumann M.: *Lager- und Antriebs-System*, Patentnr.: 513640, 04.12.2012.
- [130] Schulz A., Sima H., Hinterdorfer T., Wassermann J., Neumann M.: *Vorrichtung und Verfahren zur magnetischen Axiallagerung eines Rotors*, Patentnr.: 513498, 22.01.2013.
- [131] Schuecker C., Pahr D.H., Pettermann H.E.: *Accounting for residual stresses in FEM analyses of laminated structures using the Puck criterion for three-axial stress states*, Composites Science and Technology, Vol. 66, Iss. 13, Oktober 2006, pp. 2054-2062.
- [132] Schweitzer G., Maslen E.H.: *Magnetic Bearings, Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [133] Sima H., Schulz A., Hinterdorfer T.: *Hocheffizientes Axial-Hybridmagnetlager für schnell-drehende Maschinen*, SPS IPC Drives Kongress, Nürnberg, 2011.
- [134] Sima H.: *Erhöhung der Speicherzeit von magnetisch gelagerten Schwungradspeichern*, Dissertation, TU-Wien, 2014.
- [135] Sheikh R.I.: *Energy Storage*, Sciyo, Indien, 2010.
- [136] Soden P.D., Kaddour A.S., Hinton M.J.: *Recommandations for designers and researchers resulting from the world-wide failure exercise*, Composites Science and Technology 64 (2004) 589-604.
- [137] Sozer Y., Torrey D.A.: *Optimal turn-off angle control in the face of automatic turn-on angle control for switched-reluctance motors*, Electric Power Applications, IET, vol.1, no.3, pp.395-401, Mai 2007.

- [138] Spears W., et al.: *Advanced Flywheel Hub and Method*, U.S. Patent 2010/0206126 A1, 19. Aug. 2010.
- [139] Strasik M., Johnson P.E., Day A.C., Mittleder J., Higgins M.D., Edwards J., Schindler J.R., McCrary K.E., McIver C.R., Carlson D., Gonder J.F., Hull J.R.: *Design, Fabrication, and Test of a 5-kWh/100-kW Flywheel Energy Storage Utilizing a High-Temperature Superconducting Bearing*, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol.17, no.2, pp.2133-2137, June 2007.
- [140] Swett D.W., Blanche J.G.: *Hi-voltage flywheel charging module for capacitor banks used in pulsed power applications*, Pulsed Power Conference, 2003. Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International , vol.2, pp. 1441-1444 Vol.2, 15-18 Juni 2003.
- [141] Swett D.W., Blanche J.G.: *Flywheel Charging Module for Energy Storage Used in Electromagnetic Aircraft Launch System*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 1, Jan. 2005.
- [142] Takemoto M., Chiba A., Fukao T.: *A New Control Method of Bearingless Switched Reluctance Motors Using Square-wave Currents*, Power Engineering Society Winter.
- [143] Takemoto M., Suzuki H., Chiba A., Fukao T., Rahman M.A.: *Improved Analysis of a Bearingless Switched Reluctance Motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.1, pp.26-34, Jan./Feb. 2001.
- [144] Tandon P., Rajarathnam A.V., Ehsani M.: *Self-Tuning Control of a Switched-Reluctance Motor Drive with Shaft Position Sensor*, IEEE Transaction in Industry Applications, Vol. 33, No. 4, July/August 1997.
- [145] Tavakoli M.R., Torkaman H., Afjei E.: *Eccentricity Faults Compensation in SRMs by Counter balancing Ampere Turns in Facing Poles*, 4th Power Electronics, Drive System & Technologies Conference (PEDSTC2013), Feb. 13-14, 2013, Teheran Iran.
- [146] Täubner F., Elze M.: *Schwungrad für hohe Drehzahlen*, Offenlegungsschrift DE 19651668A1, 23. Juli 1998.
- [147] Thelen R.F., Herbst J.D., Caprio M.T.: *A 2 MW flywheel for hybrid locomotive power*, Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th, vol.5, pp. 3231- 3235 Vol.5, 6-9 Okt. 2003.

- [148] Thelen R.F., Gattozzi A., Wardell D., Williams A.: *A 2-MW Motor And ARCP Drive for High-Speed Flywheel*, Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp.1690-1694, 2007.
- [149] Torkaman H., Afjei E., Amiri H.: *Dynamic eccentricity fault diagnosis in switched reluctance motor*, International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM 2010), pp.519-522, Juni 2010.
- [150] Torkaman H., Afjei E., Yadegari P.: *Static, Dynamic, and Mixed Eccentricity Faults Diagnosis in Switched Reluctance Motors Using Transient Finite Element Method and Experiments*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.48, no.8, pp.2254-2264, Aug. 2012.
- [151] Torrey D.A., Lang J.H.: *Optimal-efficiency excitation of variable-reluctance motor drives*, Electric Power Applications, IEE Proceedings B , vol.138, no.1, pp.1-14, Jan. 1991.
- [152] Tsai S.W.: *Theory of Composites Design*, Think Composites, 1992.
- [153] Vijayraghavan P.: *Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives*, Dissertation Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- [154] Walter H., Bock J., Frohne C., Schippl K., May H., Canders W.R., Kummeth P., Nick W., Neumüller H.W.: *First Heavy Load Bearing for Industrial Application with Shaft Loads up to 10 kN*, Journal of Physics: Conference Series 43 (2006) 995-998.
- [155] Waltz R.A., Morales J.L., Nocedal J., Orban D.: *An interior algorithm for nonlinear optimization that combines line search and trust region steps*, Math. Program., Ser. A 107, 391-408 (2006).
- [156] Wang W., Hofmann H., Bakis C.E.: *Ultrahigh Speed Permanent Magnet Motor/Generator for Aerospace Flywheel Energy Storage Applications*, Proceedings on IEEE Int. Conf. on Electric Machines and Drives, pp. 1494-1500, Mai 2005.
- [157] Wetzel E.D., White S.R.: *Review of Soviet/Russian Literature on Residual Stress Development in Filament-Wound Polymer-Matrix Composites*, ARL-TR-3191, Mai 2004.

-
- [158] Yali Y., Yuanxi W., Feng S.: *The latest development of the motor/generator for the flywheel energy storage system*, International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), pp.1228-1232, 2011.
- [159] Yan Y., Zhu J., Guo Y.: *A Permanent Magnet Synchronous Motor Model with Core Loss*, Journal of JSAEM, Japanese Society of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 15, pp. 147-150, 2007.
- [160] Yeadon W.H., Yeadon A.W.: *Handbook of Small Electrical Motors*, McGraw-Hill, 2001.
- [161] Zhang C., Tseng K.J.: *Design and FEM analysis of a flywheel energy storage system assisted by integrated magnetic bearings*, 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2004, vol.2, pp. 1634- 1639, Nov. 2004.
- [162] Zhang J.: *Eliminating the position sensor in a Switched Reluctance Motor Drive Actuator Application*, Dissertation, University of Kentucky, 2005.
- [163] Zhang C., Tseng K.J.: *A Novel Flywheel Energy Storage System With Partially-Self-Bearing Flywheel-Rotor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.22, no.2, pp.477-487, Juni 2007.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Dipl.-Ing. Thomas Hinterdorfer
Adresse: Bad Kreuzen 2
4362 Bad Kreuzen
Geburtsdatum: 7. Juli 1985
Geburtsort: Linz
Mutter: Johanna Hinterdorfer
Vater: Mag. Georg Hinterdorfer

Ausbildung

1991–1995 Öffentl. Volksschule Bad Kreuzen
1995–1999 Öffentl. gem. Hauptschule Bad Kreuzen
1999–2003 Bundesoberstufenrealgymnasium Perg
Reifeprüfung abgelegt am 16. Juni 2003
2004–2010 Diplomstudium Maschinenbau an der Technischen Universität Wien
Schwerpunkt Modellbildung und Simulation, Abschluss mit Auszeichnung
Diplomarbeit *„FE-Modellierung und -Analyse eines Composite-Flywheel-Rotors und Optimierungsbetrachtungen“*
Betreuer: Univ.-Doz.Dr. Heinz Pettermann;
Ao.Univ.-Prof.Dr. Johann Wassermann;
Dr. Alexander Schulz; Dipl.-Ing. Harald Sima

Arbeitserfahrung

2003–2004 Zivildienst bei Miteinander GmbH in Linz
2007–2010 Bezahlter Tutor für Mechanik am Institut für Mechanik und Mechatronik, Abteilung Fahrzeugdynamik, der Technischen Universität Wien
2010–2014 Projektassistent am Institut für Mechanik und Mechatronik, Abteilung für Messtechnik und Aktorik, der Technischen Universität Wien
Beteiligung an den Projekten „Safe and Energy Efficient Flywheel“ und „Optimum Shape Flywheel“