



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN



Institut für Energiesysteme
und Elektrische Antriebe

DIPLOMARBEIT

Erweiterung des elektrischen Planetenmotorkonzepts mit Reluktanzrotoren

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.) am

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe,
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Wien

unter der Anleitung von

O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
Univ.Ass. Dipl.-Ing. Andreas Brunner, BSc

von

Markus Wolf
Matr.Nr. 01604704



Wien, 18.02.2022

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen Personen bedanken, die mich während dieser Arbeit unterstützt und diese ermöglicht haben. Im Zuge dessen möchte ich meinen besonderen Dank Prof. Manfred Schrödl aussprechen, der als Institutsvorstand einerseits die Umsetzung der Arbeit durch materielle und finanzielle Unterstützung ermöglicht hat, mir aber andererseits auch mit wertvollen Ratschlägen zur Seite stand. Mein weiterer aufrichtiger Dank gebührt meinem Betreuer Dipl.-Ing. Andreas Brunner, welcher mich während der Umsetzung der Arbeit durch seine fachliche Expertise unterstützt und immer großes Engagement gezeigt hat, den Fortschritt der Arbeit voranzutreiben. Die Möglichkeit jederzeit fachliche, aber auch persönliche Belangen ansprechen zu können, habe ich an der gemeinsamen Arbeit sehr geschätzt. Außerdem möchte ich mich bei Dipl.-Ing. Richard Spießberger bedanken, der mir vor allem bei Fragen bezüglich der messtechnischen Analyse zur Seite stand. Im Allgemeinen waren alle Institutsmitglieder stets freundlich und haben mich mit großer Wertschätzung aufgenommen.

Abschließend möchte ich mich ebenfalls bei meiner Familie und meiner Lebensgefährtin bedanken, die mich während des gesamten Studiums unterstützt haben. Ihr Zuspruch, das aufgebrachte Verständnis, aber auch ihre Geduld, haben mich immer motiviert bestmögliche Leistungen zu geben und mein Ziel vor Augen zu halten.

Kurzfassung

Diese Arbeit befasst sich mit der Erweiterung des elektrischen Planetenmotorkonzepts anhand eines vorhandenen dreiphasigen, zweipoligen Prototyps. Der Planetenmotor ist ein neuartiges Antriebskonzept, bestehend aus einer Multi-Rotor-Struktur mit integriertem Getriebe. Die Integration der Rotoren in einen gemeinsamen Stator, die geschickte Verschaltung des Wicklungssystems und die Kopplung der Teilleistungen über das modifizierte Planetengetriebe, ermöglichen den Betrieb des Motors wie mit einer herkömmlichen Maschine. Eine Studie zur Erweiterung der bereits untersuchten Varianten mit (ferritmagnetunterstützten) Reluktanzrotoren soll die Kenntnis über das Verhalten des neuartigen Antriebssystems erweitern. Eine Beschreibung der Grundlagen von Reluktanzmaschinen, der Vergleich mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen und eine Einführung in das zum Verständnis der mathematischen Modelle und Regelungskonzepte notwendige mathematische Kalkül, bilden den Beginn und die Basis dieser Arbeit. Eine Beschreibung des Planetenmotors wird in diesem Abschnitt ebenfalls durchgeführt. Der zweite Teil der Arbeit befasst sich mit dem simulationsbasierten Entwurf und den elektromechanischen Berechnungen von Reluktanzrotoren mit Magneteinsatz. Eine finale Rotorgeometrie wird schlussendlich hergestellt, im Prototyp verbaut und am Prüfstand messtechnisch untersucht. Dazu wird dieser an einem Entwicklungsumrichter betrieben und eine feldorientierte Regelung implementiert. Den Abschluss der Arbeit liefert eine simulationsbasierte Analyse eines zweiphasigen Planetenmotors mit Reluktanzrotoren, um eine Basis für zukünftige Forschungsthemen an einer weiteren Maschinenstruktur zu schaffen.

Abstract

This diploma thesis focuses on the development of the electrical planetary motor with (permanent magnet assisted) reluctance rotors. The planetary motor itself is a new multi-rotor electrical drive system, which combines several machines via a modified planetary gear. The integration of the rotors within a common stator and the clever interconnection of the coils, make it possible to operate the machine the same way as other commonly used three-phase machine types, while combining the power of all part-engines. An adaption of the system with permanent magnet assisted reluctance rotors should bring new knowledge about the machine behavior and maybe lead to a new planetary motor type. In the first part of this thesis, the basics of reluctance machines, the comparison with permanent magnet synchronous machines and the main mathematical expressions are discussed, to further derivate the mathematical models of the machine types and to understand the simulation and measurement results. Furthermore, a derivation of the planetary motor structure is presented. In the second part, the FEM simulation results of different rotor geometries are compared. As a conclusion, in the third part a final rotor structure is manufactured und implemented in the prototype. Different kinds of measurements are used to verify the machine behavior. For the machine operation, a test bed inverter is used. The last part of the thesis deals with a two phase model of the planetary motor, which should help to get an understanding of the behavior of the specific machine type and generate the basis for further research topics.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Struktur der vorliegenden Arbeit	3
2	Grundlagen	4
2.1	Raumzeigerrechnung	5
2.2	Synchronreluktanzmaschine	8
2.3	Permanentmagnetunterstützte Synchronreluktanzmaschine	16
2.4	Permanentmagneterregte Synchronmaschine	18
2.5	Das Planetenmotorkonzept	19
2.5.1	Aufbau	20
2.5.2	Der Planetenmotor mit vier Rotoren	23
2.5.3	Mechanische Kopplung	25
2.6	Regelungskonzept	26
2.6.1	Feldorientierte Regelung	27
2.6.2	Sensorlose Regelung	31
2.6.3	Zusammenfassung	32
3	Rotorentwurf	34
3.1	Spezifikation	34
3.1.1	Mechanische Spezifikation	35
3.1.2	Elektrische Spezifikation	35
3.2	Das Simulationsmodell	36
3.2.1	Analyse des vorhandenen Modells	36
3.3	Entwurf eines Reluktanzrotors	42
3.3.1	Zweipolige Rotoren	42
3.3.2	Vierpolige Rotoren	49
3.3.3	Fazit und weiteres Vorgehen	59

3.3.4	Umsetzung als achsige permanentmagneterregte Synchronmaschine	60
3.4	Analyse der finalen Rotorgeometrie	63
3.4.1	Rotorschrägung	63
3.4.2	Leerlaufuntersuchung	66
3.4.3	Untersuchung unter Last	71
3.4.4	Drehmomentenverlauf und -welligkeit	71
3.4.5	Spannungsverläufe	72
3.4.6	Induktivitätsanalyse	73
3.4.7	Querinduktivität	74
3.4.8	Längsinduktivität	75
3.4.9	Drehmomenten/Drehzahlkennlinie	77
3.4.10	Optimale Stromzeigertrajektorie (MTPA)	79
3.4.11	Kurzschlussfestigkeit	80
3.5	Mechanische Festigkeitsanalyse	85
4	Aufbau und Vermessung der Maschine	88
4.1	Aufbau des Rotors	88
4.2	Messaufbau	89
4.3	Normierung und Bezugsgrößen	91
4.4	Initialisierung des Lagegebers	92
4.5	Reglerparametrierung	94
4.5.1	Stromregler	94
4.5.2	Drehzahlregler	96
4.6	Leerlaufmessungen	97
4.6.1	Leerlaufspannungen	97
4.6.2	Leerlaufverluste	100
4.7	Kurzschlussversuch	101
4.8	Messung unter Last	102
4.8.1	Optimale Stromraumzeigertrajektorie (MTPA)	102
4.8.2	Variation der Drehzahl	103
4.8.3	Wirkungsgrad	104
4.9	Induktivitätsmessung	106
5	Untersuchung auf Anwendbarkeit anderer Planetenmotorvarianten	110
5.1	Raumzeigertransformation	110
5.2	Die Planetenmotorstruktur	111
5.3	Das Simulationsmodell	113
5.3.1	Rotoren mit Pollücken	114

5.3.2	Rotoren mit Flussbarrieren	117
5.3.3	Vergleich der Bauformen	121
5.3.4	Geschaltete Reluktanzmaschine	123
5.4	Zusammenfassung und Fazit	129
6	Zusammenfassung und Ausblick	130
6.1	Zusammenfassung	130
6.2	Ausblick	132
A	Anhang	134
A.1	Zeichnungen	134
A.2	Montagebilder	144
A.3	Wuchtprotokolle	146
	Literaturverzeichnis	158
	Weblinks	160

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Converter
DAC	Digital-Analog-Converter
DSO	Digitales Speicheroszilloskop
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	Fast Fourier Transformation
GSM	Gleichstrommaschine
IPF	Internal Power Factor
MWA	Messwertanpassung
PM	Planetenmotor
PWM	Pulsweitenmodulation
PMaSynRM	Permanentmagnetunterstützte Synchronreluktanzmaschine
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
RM	Reluktanzmaschine
SRM	Switched Reluctance Machine
SynRM	Synchronreluktanzmaschine

1 Einleitung

Neben zahlreicher Anwendungen elektrischer Antriebe in der Industrie wächst, aufgrund der Tendenz zur Elektromobilität, auch die Nachfrage elektrischer Maschinen mit breitem Drehzahlpektrum für Antriebssysteme im Automotive Bereich. Betrachtet man beispielsweise den Zuwachs an neu zugelassenen batteriebetriebenen Elektrofahrzeugen (BEV), dargestellt in Abb. 1.1, so lässt sich erkennen, dass alleine in der Europäischen Union ein Zuwachs von fast 96 %, bezogen auf das Jahr 2020, zu verzeichnen ist [1]. Die hier angeführte Statistik bezieht dabei lediglich Fahrzeuge mit reinem Elektroantrieb ein. In Abhängigkeit verschiedenster Antriebskonzepte sind dabei in einem Fahrzeug teilweise mehrere Elektromotoren verbaut. Unter Berücksichtigung zahlreicher Hybridantriebe, dem Bahnverkehr und diversen industriellen Anwendungen wird deutlich, welchen Stellenwert das Thema der elektrischen Antriebstechnik in der heutigen Gesellschaft einnimmt.

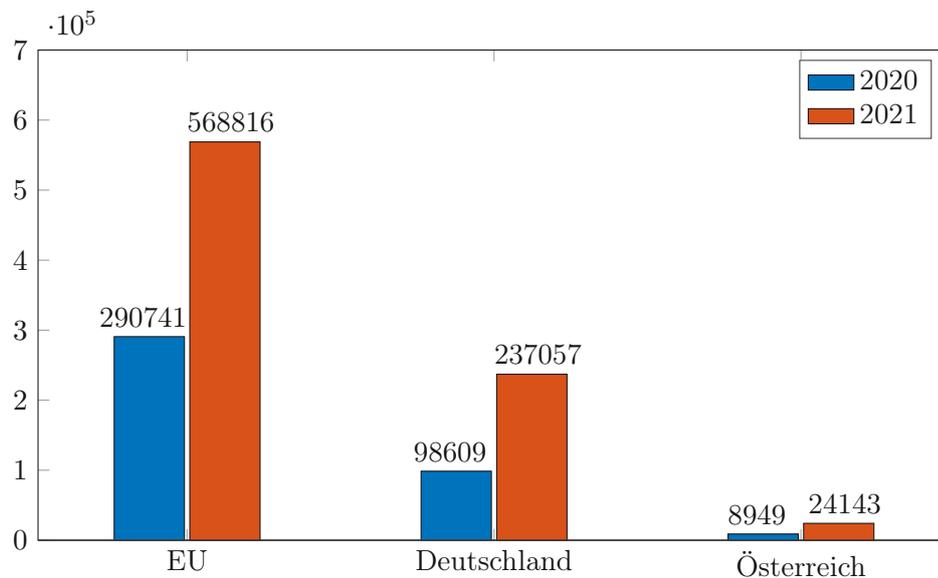


Abbildung 1.1: Neuzulassungen von batteriebetriebenen Elektrofahrzeugen im Jahr 2020 und im Jahr 2021 (bis September) [1]

Eine kompakte Bauweise, ein geringes Eigengewicht und eine hohe Leistungsdichte stehen dabei

im Zentrum der Forschung und Entwicklung. Bestehende Lösungen nutzen meist hochdrehende Maschinen mit geringem Drehmoment in Kombination mit einem zusätzlichen Getriebe um das System an das entsprechende Drehmoment- bzw. Drehzahlniveau der Anwendung anzupassen. Der Einsatz des geringen Drehmoments ist deshalb von Interesse, da dieses im Wesentlichen die Baugröße der Maschine bestimmt.

Welche maximale Drehzahl mit einer elektrischen Maschine erreicht werden kann, hängt hauptsächlich von den mechanischen Festigkeitseigenschaften des Rotors ab. Hohe Umlaufgeschwindigkeiten führen zu einer entsprechend hohen mechanischen Belastung, weshalb diese den limitierenden Faktor der Leistungsgrenze darstellt. Aus wirtschaftlicher Sicht sind nach dem aktuellen Stand der Technik Umlaufgeschwindigkeiten zwischen 100 ms^{-1} und 200 ms^{-1} erreichbar [2]. Durch die Aufspaltung des einzelnen Rotors in mehrere Rotoren mit geringerem Durchmesser, deren Integration in einen gemeinsamen Stator und der anschließenden Kopplung über ein modifiziertes Planetengetriebe, kann die Umfangsgeschwindigkeit reduziert und die Leistung des Gesamtsystems zugleich erhöht werden. Der gemeinsame Magnetkreis und die geschickte Verschaltung der Statorwicklungen ermöglichen dabei eine, aus Sicht der Anschlussklemmen, identische Ansteuerung im Vergleich zu konventionellen Maschinentypen. Diese Bauweise wird auch als Planetenmotor bezeichnet. Die Funktionsweise des Antriebssystems wurde dabei bereits in mehreren Arbeiten an der Technischen Universität Wien bewiesen und das Maschinenverhalten diskutiert [3, 4, 5, 6].

Zwar erfüllt das umgesetzte Antriebskonzept die eingangs erwähnten Ansprüche, allerdings hat die Bauweise in Form von Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung den Nachteil der Nutzung von Seltenerdenmagneten. Der Abbau des Rohmaterials dieser Komponenten ist aufgrund der geringen vorhandenen Menge und der aufwendigen Gewinnung sehr teuer, was sich schlussendlich auch auf den Preis der Maschine auswirkt. Aufgrund des zuvor erwähnten Anstiegs der Nachfrage ist in den kommenden Jahren eine zusätzliche Preissteigerung des Materials zu erwarten. Eine Möglichkeit die Kosten zu reduzieren besteht darin, die Maschine als Synchronreluktanzmaschine auszuführen. Dieser Maschinentyp besitzt zwar eine geringere Leistungsdichte, welche allerdings durch den Einsatz von kostengünstigen Ferritmagneten erhöht werden kann. Durch Optimierung der Rotorgeometrie und dem gezielten Einsatz des Ferritmagnetmaterials kann dabei, zumindest in Maschinen mit konventionellen Stator, eine zur PSM vergleichbare Effizienzklasse erreicht werden [7, 8, 9].

Diese Arbeit basiert auf einem zweipoligen Prototyp, bei welchem die verbauten Rotoren Oberflächenmagneten in Form von durchgängigen Halbschalen besitzen [3]. Die gleichmäßige Verteilung des Magnetmaterials erzeugt in der Theorie einen gleichmäßigen Momentenverlauf mit moderatem Rippel bei einem gleichzeitig hohen Leistungsfaktor, führt allerdings bei hohen Drehzahlen zur Ausbreitung von Wirbelströmen. Diese tragen, neben einem Leistungsverlust während des Betriebes im hohen Drehzahlbereich, zur starken Erwärmung der Rotoren bei und können so zur

Entmagnetisierung des Materials führen.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es nun, eine Studie zur Anwendbarkeit von (ferritmagnetunterstützten) Reluktanzrotoren in Kombination mit dem Planetenmotorkonzept durchzuführen. Als Grundlage soll dabei eine elektromagnetische Feldberechnung mittels Finite-Elemente-Methode dienen. Ein Vergleich der Performance bei einem Einsatz von Seltenerdenmagneten in die identische Rotorgeometrie, soll die wesentlichen Unterschiede der Ausführungen aufzeigen. Gestützt auf die Ergebnisse der Studie soll dann eine Geometrie gewählt, genauer analysiert und entsprechend am Prototyp umgesetzt werden. Da die Herstellung von Rotoren und eine Inbetriebnahme der Maschine am Prüfstand einen Bestandteil dieser Arbeit darstellen, das Verhalten der Maschine in Bezug auf die Umsetzung mit Reluktanzrotoren allerdings vor der Studie nicht bekannt ist, wird auch die Umsetzung mit Seltenerdenmagneten im Vorfeld nicht ausgeschlossen.

1.1 Struktur der vorliegenden Arbeit

Im ersten Teil der Arbeit werden die für die Analyse notwendigen mathematischen Werkzeuge erläutert, sowie Modelle der SynRM, PMSynRM und PSM vorgestellt und verglichen. Im Anschluss einer Ableitung des Planetenmotorkonzepts anhand einer zweipoligen Variante werden die Grundprinzipien der Regelung und die dabei auftretenden Unterschiede und Gemeinsamkeiten der Bauweisen diskutiert. Der zweite Abschnitt befasst sich mit der Spezifikation des zu entwickelnden Prototyps, der Analyse des bestehenden Simulationsmodells und dessen Aktualisierung. Einer Präsentation der getesteten Rotorquerschnitte folgt eine Diskussion der Ergebnisse und die umfassende Analyse des Maschinenverhaltens mit der finalen Topologie. Nach dem simulationsbasierten Entwurf wird schlussendlich der Aufbau und die Vermessung des Prototyps am Prüfstand erläutert, sowie ein Vergleich mit den Simulationsdaten durchgeführt. Abschließend wird ein einfaches Simulationsmodell einer zweiphasigen Maschine betrachtet und das Verhalten beim Einsatz von Reluktanzrotoren analysiert.

2 Grundlagen

Um die in den folgenden Kapitel behandelten Schritte, sowie die Ergebnisse und auftretenden physikalischen Effekte nachvollziehen und richtig interpretieren zu können, bedarf es einiger wesentlicher Grundlagen. In diesem Kapitel sollen daher für den weiteren Verlauf notwendige mathematische Werkzeuge beschrieben werden. Außerdem soll die Funktionsweise der Synchronreluktanzmaschine (SynRM), der permanentmagnetunterstützten Synchronreluktanzmaschine (PMaSynRM) und der permanentmagneterregten Synchronmaschine (PSM) erläutert und ein mathematisches Modell abgeleitet werden. Eine Gegenüberstellung der Maschinentypen soll schlussendlich über die wesentlichen Unterschiede, die Vor- und Nachteile, aber auch die Motivation der Verwendung in verschiedensten Bereichen aufklären. Da es sich bei den hier behandelten Maschinen um Bauformen/Weiterentwicklungen der Synchronmaschine (SM) handelt, wird ein Grundverständnis dieser vorausgesetzt. Eine detaillierte Beschreibung der SM kann der angeführten Literatur [10, 11, 12] entnommen werden.

Weiters sei darauf hingewiesen, dass die im folgenden Text verwendeten Formelzeichen, welche durch einen kleinen Buchstaben beschrieben werden, in normierten Größen angegeben sind und dementsprechend keine Einheit besitzen. Eine Ausnahme stellt die Zeitvariable t dar, die normiert durch den griechischen Buchstaben τ ersetzt wird. Die Bezugsgrößenwahl erfolgt dabei meist so, dass die physikalischen Werte auf die Menge $[-1, 1]$ abgebildet werden. Diese Vorgehensweise ermöglicht einerseits einen leichteren Vergleich der Größen in verschiedenen Betriebszuständen, ist aber andererseits auch für die Implementierung von Modellen auf Festkommarechnern (z.B. zur Realisierung von Regelungsalgorithmen) gängige Praxis [13]. Die Berechnung der Bezugswerte für die im späteren Verlauf genutzte Normierung wird wie folgt durchgeführt [14]:

$$\begin{aligned}
 U_{Bez} &= \sqrt{2}U_{N,Str} & \omega_{el,Bez} &= 2\pi f_N \\
 I_{Bez} &= \sqrt{2}I_{N,Str} & \omega_{m,Bez} &= \frac{\omega_{el,Bez}}{p} \\
 Z_{Bez} &= \frac{U_{Bez}}{I_{Bez}} & f_N &= n_N p \\
 L_{Bez} &= Z_{Bez}T_{Bez} & M_{Bez} &= P_{Bez} \frac{p}{\omega_{Bez}} \\
 P_{Bez} &= 3U_{N,Str}I_{N,Str} & \Psi_{Bez} &= \frac{U_{Bez}}{\omega_{Bez}} \\
 T_{Bez} &= \frac{1}{\omega_{el,Bez}}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Der Index N beschreibt die jeweilige Nenngröße der Maschine und die zusätzliche Ergänzung Str die Stranggröße. Bei der Strangspannung und dem Strangstrom handelt es sich außerdem um Effektivwerte (RMS), weshalb diese auf die Spitzenwerte umgerechnet werden. Die in den Gleichungen angeführte Frequenz f_N beschreibt die elektrische Nennfrequenz und p die Polpaarzahl der Maschine. Die Normierung ergibt sich durch eine Auswertung des Quotienten der betrachteten Größe durch die zugehörige Bezugsgröße aus der Gleichung (2.1).

2.1 Raumzeigerrechnung

Die hier behandelten Maschinentypen sind sogenannte Drehfeldmaschinen, welche über ein Dreiphasennetz gespeist werden. Da durch die Zeitabhängigkeit der Stranggrößen, als auch der Abhängigkeit bestimmter Größen vom Lagewinkel des Rotors, die Komplexität der mathematischen Beschreibung maßgeblich zunimmt, bedient man sich der Raumzeigerrechnung, welche in der Literatur oft auch als Raumzeigerkalkül bezeichnet wird. Mit dieser ist es möglich zeitlich und räumlich veränderliche Größen in die komplexe Zahlenebene zu transformieren und als Zeiger darzustellen. So gelingt es, die zu den um 120° versetzten Strängen u, v und w zugehörigen physikalischen Größen zu einem einzelnen Raumzeiger zusammenzufassen. Dies soll anhand des Statorstromraumzeigers $i_{\alpha\beta}$ demonstriert werden.

$$\underline{i}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} (i_u + i_v \cdot \underline{a} + i_w \cdot \underline{a}^2) = i_\alpha + j \cdot i_\beta \tag{2.2}$$

$$\text{mit } \underline{a} = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \tag{2.3}$$

$$\underline{a}^2 = e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \tag{2.4}$$

Das 2-achsige orthogonale Koordinatensystem, in dem die reelle Achse durch α und die imaginäre Achse durch β beschrieben wird, wird aufgrund der statischen Beziehung zu den Statorsträngen

auch als statorfestes Koordinatensystem bezeichnet. Per Konvention wird hier im Normalfall der Strang u in Richtung der reellen Achse ausgerichtet. Unter der Annahme, dass die Stränge in Sternschaltung ohne angeschlossenen Mittelpunktleiter kein Nullsystem bilden, das heißt es gilt

$$i_u + i_v + i_w = 0, \quad (2.5)$$

können die Komponenten des Raumzeigers zu

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3}i_u - \frac{1}{3}(i_v + i_w) \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_v - i_w) \end{aligned} \quad (2.6)$$

berechnet werden. Eine etwas elegantere Vorgehensweise, welche vor allem bei der Entwicklung von Regelungsalgorithmen angewendet wird, bietet die Berechnung der Komponenten in Matrizen mit Hilfe der *Clarke*-Transformation [10].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Äquivalent dazu erfolgt die Zerlegung des Raumzeigers in die Strangkomponenten durch die inverse Transformation.

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{T_{23}} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Bei Rotoren mit geometrischer bzw. magnetischer Achsigkeit (Reluktanzeffekt), wie dies bei der Reluktanzmaschine der Fall ist, aber auch bei Maschinen mit Permanentmagneterregung und dem damit vorhandenen konstanten Flussraumzeiger, bedarf es der Einführung eines weiteren Koordinatensystems [13]. Dieses synchron mit dem Läufer rotierende Koordinatensystem wird auch als rotorfestes oder dq -Koordinatensystem bezeichnet. Die Richtung der reellen Achse d (engl. *direct*) ist durch das Maximum der magnetischen Spannung im Luftspalt zwischen Rotor und Stator festgelegt. Bei der SynRM ist dies jene Richtung des kleineren Luftspaltes bzw. der höheren Induktivität L_d . Die Achse q (engl. *quadrature*) ist daher in Richtung des größeren Luftspaltes bzw. der geringeren Induktivität L_q orientiert. Eine Drehung des Rotors in mathematisch positive Drehrichtung um einen Winkel γ_m , bewirkt folglich auch eine Drehung des d, q -Koordinatensystems

um den, von der Polzahl des Rotors abhängigen, elektrischen Rotorwinkel $\gamma_{el} = p \cdot \gamma_m$. Gedanklich ist dieser Vorgang äquivalent zu einer Drehung eines Raumzeigers um $-\gamma_{el}$ bei festhalten des Rotors. Der Raumzeiger kann bezüglich des rotorfesten Koordinatensystems daher folgendermaßen ermittelt werden:

$$\underline{i}_{dq} = \underline{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma_{el}}. \quad (2.9)$$

Wie auch zuvor bei der Berechnung im statorfesten Koordinatensystem gibt es auch hier die Möglichkeit der Ermittlung der Komponenten in Matrixschreibweise. Diese sogenannte *Park-Transformation* basiert auf der Multiplikation der Komponenten des $\alpha\beta$ -Koordinatensystems mit einer Drehmatrix $\mathbf{R}(\gamma_{el})$.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\gamma_{el}) & \sin(\gamma_{el}) \\ -\sin(\gamma_{el}) & \cos(\gamma_{el}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}(\gamma_{el})} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Die eben diskutierten Transformationen finden vor allem in der später diskutierten feldorientierten Regelung ihre Anwendung. Die Sollwertvorgabe erfolgt dabei durch die konstanten Größen im rotorfesten Koordinatensystem. Der entsprechende Regelalgorithmus ermittelt folglich die zugehörigen Stellgrößen, welche über die Transformationen in das Strangsystem übertragen werden. Die Matrixschreibweise ermöglicht hierbei eine saubere und einfachere Implementierung in ein entsprechendes Computersystem.

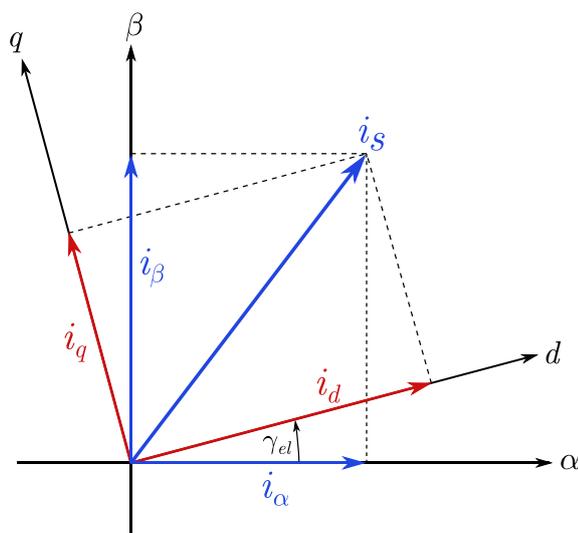


Abbildung 2.1: Grafische Darstellung des Zusammenhangs zwischen stator- und rotorfestem Koordinatensystem

2.2 Synchronreluktanzmaschine

Der Rotor der reinen Reluktanzmaschine besitzt, im Gegensatz zur elektrisch erregten Synchronmaschine, keine Erregerwicklung. Die Bildung des Momentes erfolgt daher lediglich durch die Ausbildung der magnetischen Kraft, die beim Einbringen eines magnetisch leitfähigen Körpers in ein magnetisches Feld entsteht. Das Grundprinzip ist in Abb. 2.2 am Beispiel eines Magnetkreises aus Eisenteilen dargestellt.

Diese Kraft wird als Reluktanzkraft bezeichnet und wirkt dahingehend, dass bewegliche Eisenteile die Position mit höchster Induktivität bzw. geringstem magnetischen Widerstand (Reluktanz)

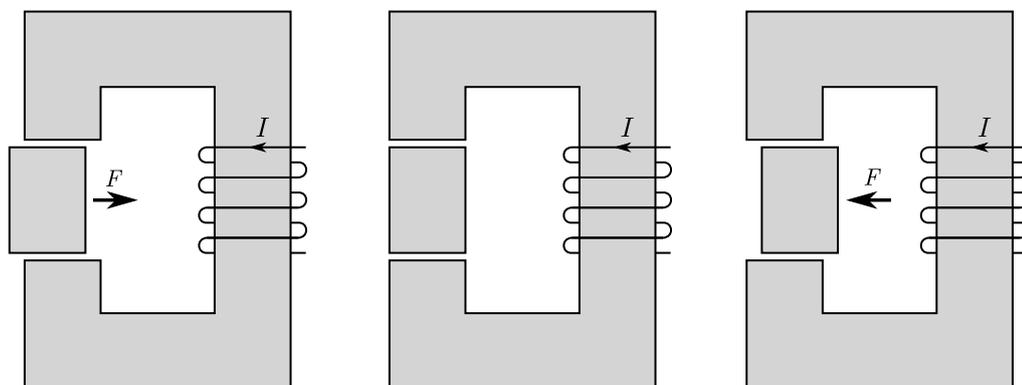


Abbildung 2.2: Grundprinzip der Reluktanzkraft anhand eines einfachen Magnetkreises

anstreben. Daher ist für eine entsprechende Momentenbildung die Abstimmung der Rotorposition mit dem felderzeugenden Strom maßgeblich [15]. Dieser Sachverhalt motiviert nun zwei Bauformen von Reluktanzmaschinen. Einerseits die geschaltete Reluktanzmaschine (Switched Reluctance Machine - SRM), bei welcher der Stromfluss im Stator durch Schaltvorgänge in Abhängigkeit der Rotorposition verändert wird, andererseits die Synchronreluktanzmaschine (SynRM), bei welcher der Rotor einem räumlich rotierenden Magnetfeld, vorgegeben durch die Drehstromwicklung, folgt. Im Fokus der Arbeit liegt hauptsächlich die Betrachtung der SynRM, allerdings wird in einer abschließenden Betrachtung einer weiteren Planetenmotorvariante kurz auf die SRM eingegangen.

Wie bereits erwähnt, beruht das Grundprinzip der RM auf der Reluktanz. Je nach gewählter Geometrie des Rotorquerschnitts, wird entweder durch Veränderung des Luftspalts zwischen Stator und Rotor, mittels Lücken oder durch Sättigung des Eisens, eine Modulation der Reluktanz entlang des Umfangs der Maschine erreicht. Aus diesem periodischen Reluktanzunterschied resultiert eine magnetische Achsigkeit des Rotors. Mit der Vorgabe eines magnetischen Drehfeldes im Luftspalt durch die Drehstromwicklung des Stators, wird durch die Maxwell'sche Zugkraft eine Drehung in Richtung geringster Reluktanz erzeugt [10]. Die Bezeichnung Synchronreluktanzmaschine rührt aus der Tatsache, dass der Läufer synchron mit dem Ständerdrehfeld mitgeschleppt wird. Aufgrund der zahlreichen Unterschiede in der Notation der Achsen verschiedener Literatur sei angemerkt, dass in dieser Arbeit im Zusammenhang mit der SynRM die d -Achse in magnetischer Vorzugsrichtung ausgerichtet ist.

Zum Erreichen einer möglichst hohen Leistungsdichte ist die Achsigkeit des Rotors, welche ebenfalls durch das Induktivitätsverhältnis l_d/l_q beschrieben wird, eine maßgebende Größe. Im Allgemeinen lassen sich die Querschnitte achsiger Reluktanzrotoren in zwei Grundtypen unterteilen [16, 12]:

1. Durch Lücken entlang des Umfangs werden ausgeprägte Pole erzeugt. Die Induktivität wird durch den großen Luftspalt an diesen Stellen im Vergleich zu den Polen reduziert. Es resultiert eine magnetische Vorzugsrichtung.
2. Flussbarrieren, welche aus dem Rotorblech gestanzt/gefräst/gelasert werden, erzeugen eine höhere Reluktanz. Der Fluss versucht die schlecht magnetisch leitfähigen Barrieren zu umgehen, was ebenfalls wieder zu einer Achsigkeit führt. Diese Bauform ist in weiterer Folge vor allem für die Erweiterung der Rotoren mit Ferritmagnetunterstützung von Interesse, da das Magnetmaterial in den Flussbarrieren platziert wird.

Bereits hier zeigen sich einige Vorteile der RM auf. Da der Läufer ohne Erregung auskommt, erübrigt sich die Verwendung teurer Magnetmaterialien bzw. eine aufwendige Kontaktierung der Erregerwicklung. Betrachtet man die reine RM, so besteht der Rotor lediglich aus Blechpaketen, weshalb im Normalfall auf eine zusätzliche Kühlung verzichtet werden kann.

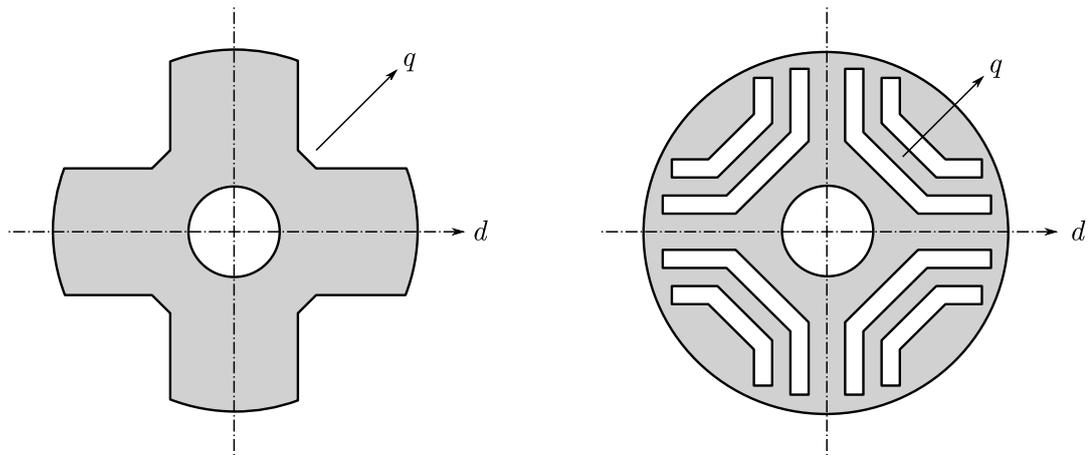


Abbildung 2.3: Allgemeine Rotorgeometrien von Synchronreluktanzmaschinen. Links: Rotor mit Polllücken, Rechts: Rotor mit Flussbarrieren

Um das Betriebsverhalten und die Wirkungsweise der SynRM beschreiben zu können, soll nun, beginnend mit einer Formulierung für die Statorspannung, ein mathematisches Modell abgeleitet werden. Ausgehend von einer beliebigen Bestromung der Statorwicklungen u, v, w , lässt sich die Flussverkettung $\psi_{s,u}, \psi_{s,v}, \psi_{s,w}$ in dem folgenden Satz an Gleichungen, dargestellt in Matrixschreibweise, zusammenfassen:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s,u} \\ \psi_{s,v} \\ \psi_{s,w} \end{bmatrix}}_{\psi_{s,uvw}} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_{uu} & l_{uv} & l_{uw} \\ l_{vu} & l_{vv} & l_{vw} \\ l_{wu} & l_{wv} & l_{ww} \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}_{uvw}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}}_{i_{uvw}}. \quad (2.11)$$

Die Induktivitäten in der Hauptdiagonale der Matrix \mathbf{L}_{uvw} beschreiben die Selbstinduktivität, die Elemente der Nebendiagonale die gegenseitige Kopplung (Gegeninduktivität). Zu beachten ist vor allem, dass diese Induktivitäten von der Lage des elektrischen Rotorwinkels γ_{el} abhängen, es gilt daher $l_{ij} = l_{ij}(\gamma_{el})$ mit $i, j \in [u, v, w]$. Der Umstand der Winkelabhängigkeit und daher bei Rotation auch der Zeitabhängigkeit führt zu einer wesentlichen Erhöhung der Komplexität. Um dieses Problem zu umgehen, können die in Abschnitt 2.1 vorgestellten Clarke- und Park-Transformationen herangezogen werden, um die Größen in das dq -Koordinatensystem zu transformieren.

$$\begin{aligned} \psi_d &= l_d i_d + l_{dq} i_q \\ \psi_q &= l_{qd} i_d + l_q i_q \end{aligned} \quad (2.12)$$

Ein Verschwinden der Gegeninduktivitäten von orthogonalen Wicklungen wie l_{dq} und l_{qd} ist nur

bei einer zylindersymmetrischen Struktur des Rotors möglich. Aufgrund der Geometrie kommt es beim Reluktanzrotor im Allgemeinen zu einer „Verbiegung“ des Feldbildes, was zu einer Umlenkung des Flusses in die orthogonale Spule führt, wodurch eine signifikante Gegeninduktivität auftritt. Allerdings ergibt sich durch die geschickte Wahl und Lage des rotorfesten Koordinatensystems der Spezialfall, dass aus Gründen der Symmetrie die Gegeninduktivität der orthogonalen Spule verschwindet. Die Gleichungen können daher wie folgt reduziert werden [16]:

$$\begin{aligned}\psi_d &= l_d i_d \\ \psi_q &= l_q i_q\end{aligned}\tag{2.13}$$

Nun wird vorausgesetzt, dass die Statorwicklungen der drei Stränge identisch aufgebaut sind. Für den zugehörigen Widerstand gilt daher $r_u = r_v = r_w = r_s$, welcher im Weiteren auch als Statorwiderstand bezeichnet wird. Nach dem Induktionsgesetz ergibt sich an den Klemmen jeder Spule eine Spannung, die sich aus der Summe des Spannungsabfalls am Statorwiderstand und der durch die Änderung des magnetischen Flusses induzierten Spannung zusammensetzt. Dieser Zusammenhang ist in dem folgenden Satz an Gleichungen zusammengefasst:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix}}_{\underline{u}_{s,uvw}} = r_s \underbrace{\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}}_{\underline{i}_{uvw}} + \frac{d}{d\tau} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{s,u} \\ \psi_{s,v} \\ \psi_{s,w} \end{bmatrix}}_{\underline{\psi}_{s,uvw}}.\tag{2.14}$$

Auch hier kann mithilfe der Raumzeigerrechnung ein Statorspannungsraumzeiger \underline{u}_s ermittelt werden. Die Statorspannungsgleichung im statorfesten Koordinatensystem lautet nun wie folgt:

$$\underline{u}_{s,\alpha\beta} = r_s \underline{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta}}{d\tau}\tag{2.15}$$

Wird diese Gleichung in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert, ergibt sich der folgende Ausdruck:

$$\underline{u}_{s,dq} = r_s \underline{i}_{dq} + \frac{d\underline{\psi}_{s,dq}}{d\tau} + j\omega_{el} \underline{\psi}_{s,dq}\tag{2.16}$$

Der Statorflussraumzeiger $\underline{\psi}_{s,dq}$ kann, wie in Gleichung (2.13) angeführt, genauso wie der Statorstromraumzeiger in d und q Komponenten angegeben werden. Es ergibt sich

$$\underline{\psi}_{s,dq} = \psi_d + j\psi_q = l_d i_d + j l_q i_q\tag{2.17}$$

für den Fluss und

$$\underline{i}_{s,dq} = i_d + j i_q \quad (2.18)$$

für den Statorstromraumzeiger. Der in Gleichung (2.16) angeführte Term $j\omega_{el}\underline{\psi}_{s,dq}$ resultiert aus der Transformation zwischen den Koordinatensystemen. Wie in Abschnitt 2.1 gezeigt wurde, erfolgt die Transformation eines Raumzeigers vom statorfesten ins rotorfeste Koordinatensystem über die Beziehung

$$\underline{\psi}_{s,dq} = \underline{\psi}_{s,\alpha\beta} e^{-j\gamma_{el}} \quad (2.19)$$

mit $\gamma_{el} = \gamma_{el}(\tau)$. Eine zeitliche Differenziation des Flussraumzeigers unter Anwendung der Produktregel führt daher zu folgendem Ausdruck:

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{\psi}_{s,\alpha\beta}}{d\tau} &= e^{j\gamma_{el}} \frac{d\underline{\psi}_{s,dq}}{d\tau} + j e^{j\gamma_{el}} \underline{\psi}_{s,dq} \frac{d\gamma_{el}}{d\tau} \\ &= e^{j\gamma_{el}} \left(\frac{d\underline{\psi}_{s,dq}}{d\tau} + j\omega_{el} \underline{\psi}_{s,dq} \right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Der eingeklammerte Term ist identisch mit den beiden Spannungstermen in Gleichung (2.16), wobei für die Änderungsrate des Rotorwinkels die Drehwinkelgeschwindigkeit ω_{el} substituiert wird.

Eine weitere wichtige Kenngröße elektrischer Maschinen ist der Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$. Die Größe φ gibt den Phasenverschiebungswinkel an und gibt Auskunft über den Wirk- bzw. Blindleistungsanteil. Die Wirkleistung beschreibt dabei, welcher Anteil der zugeführten Energie am Umwandlungsvorgang beteiligt ist. Die Blindleistung ist jener Anteil, welcher für die Magnetisierung des Motors nötig ist. Diese ist also verlorene Energie, die aber zur eigentlichen Verwendung aufgebracht werden muss und kann daher z.B. mit dem Eigengewicht eines Transportfahrzeuges verglichen werden [17]. Die Angabe erfolgt hierbei über den Kosinus und errechnet sich durch folgenden Zusammenhang:

$$\cos(\varphi) = \cos(\arg \underline{u}_s - \arg \underline{i}_s) \quad (2.21)$$

Grundsätzlich wird beim Entwurf elektrischer Maschinen ein hoher Leistungsfaktor und damit ein hoher Wirkleistungsanteil angestrebt. Typische Werte des Leistungsfaktors für die SynRM liegen im Bereich zwischen 0.4...0.6 und damit deutlich unter jenen vergleichbarer Asynchron- oder permanentmagneterregter Synchronmaschinen. Eine analytische Abschätzung der Leistungsdichte der Maschine liefert der sogenannte interne Leistungsfaktor *IPF* (internal power factor). Dieser unterscheidet sich vom eben diskutierten Leistungsfaktor des Gesamtsystems lediglich durch die

Vernachlässigung der Eisenverluste und es folgt ein hoher $\cos(\varphi)$ aus einem hohen IPF . Beschreibt $\xi = l_d/l_q$ die Achsigkeit und γ_{dq} den Winkel zwischen dem Stromraumzeiger und der d -Achse, so folgt daraus die Beziehung

$$IPF = \frac{\xi - 1}{\sqrt{\xi^2 \frac{1}{\sin^2 \gamma_{dq}} + \frac{1}{\cos^2 \gamma_{dq}}}}. \quad (2.22)$$

Der Ausdruck resultiert aus der geschickten Umformung der Winkelbeziehungen der Raumzeiger im Zeigerdiagramm der SynRM. Eine genaue Ableitung des Ausdrucks kann dazu der Literatur [9] entnommen werden. In Abb. 2.4 ist eine Variation des internen Leistungsfaktors aus Gleichung (2.22) bei unterschiedlichen Achsigkeiten und Stromwinkeln dargestellt.

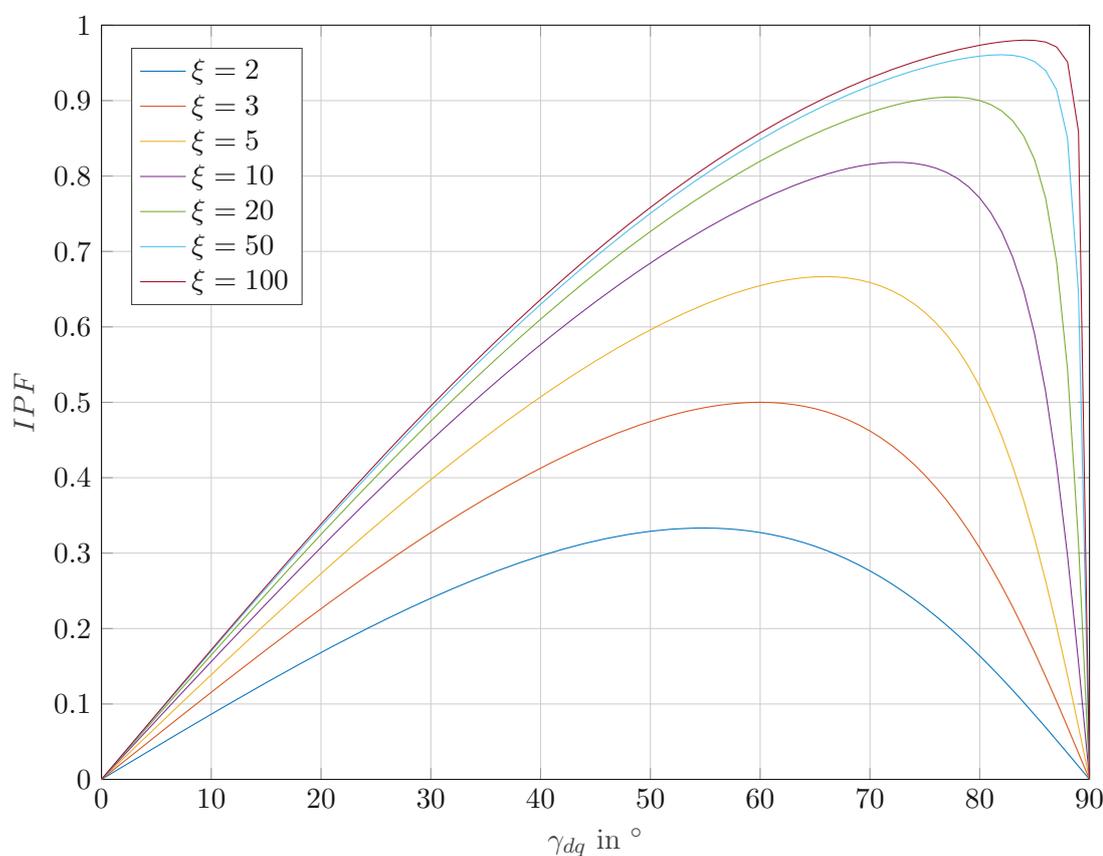


Abbildung 2.4: IPF bei unterschiedlicher Achsigkeit und Variation des Stromwinkels

Den Verläufen ist zu entnehmen, dass zum Erreichen eines hohen IPF und folglich auch eines hohen $\cos(\varphi)$, Achsigkeiten von bis zu $\xi = 20$ nötig wären, um die Größenordnung einer vergleichbaren PSM zu erhalten. Das Erreichen solcher Werte allein durch die Rotorgeometrie ist allerdings unrealistisch. Mit dem Einsatz von Magnetmaterial kann die Achsigkeit der Rotoren auf Werte im Bereich von etwa $\xi = 10$ erhöht und der Leistungsfaktor somit auf bis zu 0.7...0.8 angehoben werden [10, 9].

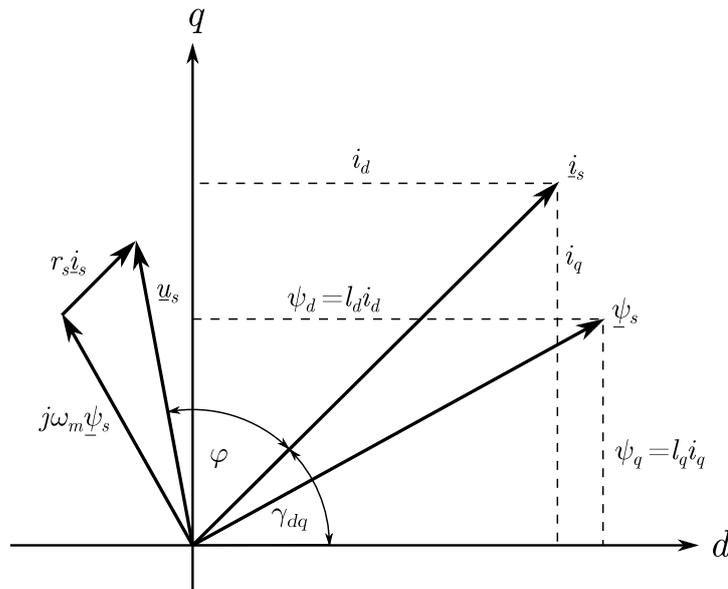


Abbildung 2.5: Zeigerdiagramm einer SynRM mit einem Stromwinkel $\gamma_{dq} = 45^\circ$ und einer bezogenen Drehwinkelgeschwindigkeit $\omega_m = 0.5$

Das Rotormoment $m_R(\tau)$ der SynRM kann mithilfe der Raumzeigerrechnung aus dem Statorstrom und der Statorflussverkettung gebildet werden.

$$m_R(\tau) = -\text{Im}(\underline{i}_s^* \cdot \underline{\psi}_s) \quad (2.23)$$

Durch das Einsetzen der Größen aus Gleichung (2.18) und Gleichung (2.17) im rotorfesten Koordinatensystem ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\begin{aligned} m_R(\tau) &= -\text{Im}((i_d - ji_q)(\psi_d + j\psi_q)) \\ &= -\text{Im}((i_d - ji_q)(l_d i_d + jl_q i_q)) \\ &= i_d i_q (l_d - l_q). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Die Gültigkeit dieser Formulierung kann mittels Leistungsbilanz bewiesen werden. Wird die aus den Stranggrößen berechnete elektrische Leistung p_{el} aus dq -Größen berechnet, so ergibt sich zu einem beliebigen Zeitpunkt

$$p_{el} = \frac{2}{3} (\mathbf{u}_{uvw}^T \mathbf{i}_{uvw}) = \frac{2}{3} (\mathbf{T}_{23} \mathbf{R}^{-1}(\gamma_{el}) \mathbf{u}_{s,dq})^T \mathbf{T}_{23} \mathbf{R}^{-1}(\gamma_{el}) \mathbf{i}_{s,dq}. \quad (2.25)$$

Durch eine Substitution der Statorspannung mit Gleichung (2.16) und der Betrachtung eines stationären Betriebspunktes, ergibt sich folglich

$$p_0 = \underbrace{r_s (i_d^2 + i_q^2)}_{p_{cu}} + \underbrace{\omega_{el} ((l_d - l_q) i_d i_q)}_{p_{mech}}. \quad (2.26)$$

Im ersten Term der Summe sind die in den Statorwindungen in Wärme umgesetzten Kupferverluste p_{cu} und im zweiten Term die mechanische Leistung p_{mech} zu sehen. Da durch die Wahl der Normierung die mechanische und elektrische Drehwinkelgeschwindigkeit identisch sind, es gilt $\omega_{el} = \omega_m$, ist durch die Beziehung $m_R = p_{mech}/\omega_m$ die Gültigkeit von Gleichung (2.24) bewiesen. Bis auf die Momentengleichung wurden bis jetzt lediglich Gleichungen für das elektrische Teilsystem beschrieben. Eine Ergänzung des Formalismus mit dem Drallsatz liefert einen Gleichungssatz zur vollständigen Beschreibung des transienten und stationären Maschinenverhaltens.

Elektrisches Teilsystem	Mechanisches Teilsystem
$u_d = r_s i_d + \frac{d\psi_d}{d\tau} - \omega_{el} \psi_q$	$m_R = (l_d - l_q) i_d i_q$
$u_q = r_s i_q + \frac{d\psi_q}{d\tau} + \omega_{el} \psi_d$	$\tau_m \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_R + m_L$
$\psi_d = l_d i_d$	$\frac{d\gamma_{el}}{d\tau} = \omega_{el} = \omega_m$
$\psi_q = l_q i_q$	

(2.27)

Das im Drallsatz aus Gleichung (2.27) angegebene Moment m_L beschreibt ein allgemeines Lastmoment und τ_m die mechanische Zeitkonstante, welche im normierten Fall das Trägheitsmoment ersetzt [13]. Bei der Ausführung von Synchronreluktanzrotoren breitet sich der Fluss, abgesehen von Streufeldern, bevorzugt im Eisen aus. In q -Richtung besitzen Rotoren dieser Bauform, neben den Barrieren, lediglich dünne Stege. Da sich der Fluss teilweise auch entlang dieser Stege ausbreitet und der Querschnitt an diesen Stellen sehr klein ist, entsteht eine hohe Flussdichte, die das Material, wie in Abb. 2.6 dargestellt, lokal in Sättigung treibt. Diese Gebiete haben nun auf den Fluss die gleiche Wirkung wie die Barrieren (Luft), woraus für den restlichen Anteil eine bevorzugte Ausbreitung in d -Richtung resultiert. Da in dieser Richtung die Querschnittflächen verhältnismäßig groß sind und das Material daher nicht so stark gesättigt wird, bleibt auch eine höhere Induktivität l_d in d -Richtung als in q -Richtung erhalten. Wie Gleichung (2.24) zu entnehmen ist, wächst das Rotormoment neben dem Erhöhen des Statorstrombetrags auch mit wachsender Differenz der Induktivitäten. Hier ist allerdings zu beachten, dass die Induktivitäten $l_d = l_d(i_d)$ und $l_q = l_q(i_q)$ ebenfalls vom Statorstrom abhängig sind und sich bei hohen Strombeträgen, aufgrund von Sättigungseffekten, wieder weiter annähern. Genau genommen ist sogar eine gegenseitige Kopplung $l_d(i_d, i_q)$ bzw. $l_q(i_q, i_d)$ vorhanden, welche sich bedingt von der Konstruktion der Maschine unterschiedlich stark auswirkt. Abhängig vom Ziel der Auslegung kann diese Kopplung ebenfalls von Interesse sein.

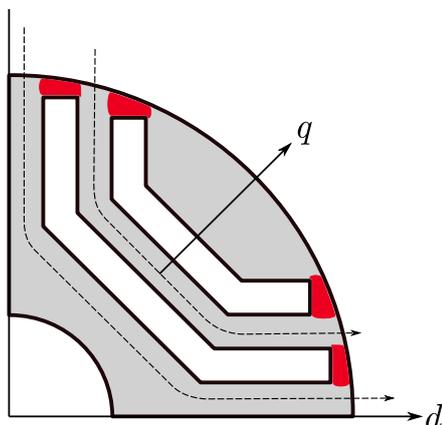


Abbildung 2.6: Reluktanzrotor mit Flussbarrieren bei bestromtem Stator. Gesättigte Verbindungsstege in rot, Flusslinien strichliert.

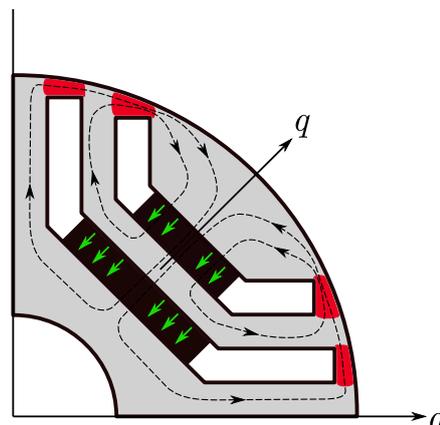


Abbildung 2.7: Reluktanzrotor mit Permanentmagneten bei unbestromtem Stator. Gesättigte Verbindungsstege in rot, Flusslinien strichliert, Magnetorientierung grün.

Zusammenfassend zeigt das lineare mathematische Modell somit, dass zum Erreichen eines hohen Momentes die Differenz und zum Erreichen eines hohen Leistungsfaktors die Achsigkeit ξ ausschlaggebend ist. Zwar verfolgen beide Varianten grundsätzlich dasselbe Ziel, da allerdings das Moment proportional zum Statorstrom ansteigt, infolgedessen aber auch die Sättigungseffekte verstärkt werden, ist ein gemeinsames Maximum schwierig zu vereinbaren. Dies zeigt sich auch im weiteren Verlauf anhand der Ergebnisse der FEM Simulation.

2.3 Permanentmagnetunterstützte Synchronreluktanzmaschine

Wie im vorherigen Abschnitt diskutiert wurde, kann das Moment durch Erhöhung der Differenz der Induktivitäten und den Statorstrom beeinflusst werden. Da die SynRM keinerlei Läufererregung besitzt, wird das Flussdichtefeld lediglich durch den Statorstrom hervorgerufen. Dies beinhaltet ebenfalls jene Anteile die zur Sättigung der Eisenstege in q -Richtung beitragen. Ein Ansatz die Achsigkeit bzw. den Leistungsfaktor des Rotors bei gleichem Statorstrom zu erhöhen, liefert der Einsatz von Magnetmaterial in die Flussbarrieren. Diese Bauweise wird auch als permanentmagnetunterstützte Synchronreluktanzmaschine (PMA-SynRM) bezeichnet. Üblicherweise werden die Magnete in negative q -Richtung orientiert. Die Feldlinien des konstanten Magnetfeldes schließen sich wieder über die Stege an den Rändern und sättigen das Material, im Idealfall bereits im Leerlauf, in diesen Bereichen vor.

Folglich genügt ein geringer Strombetrag bzw. ein geringer Teil der magnetischen Flussdichte, um die Bereiche zu sättigen und den gewünschten Effekt zu erhalten. Durch den zusätzlichen magnetischen Fluss $\underline{\psi}_M$ müssen die Gleichungen für die Flussverkettung

$$\psi_d = l_d i_d + l_{dq} i_q \approx l_d i_d \quad (2.28)$$

$$\psi_q = l_q i_q - \psi_M \quad (2.29)$$

und das Rotormoment

$$\begin{aligned} m_R(\tau) &= -\operatorname{Im}(\underline{i}_{s,dq}^* \cdot \underline{\psi}_{s,dq}) \\ &= -\operatorname{Im}((i_d - j i_q)(\psi_d + j \psi_q)) \\ &= (l_d - l_q) i_d i_q + i_d \psi_M \end{aligned}$$

angepasst werden. Die Momentengleichung enthält nun, neben dem eigentlichen Reluktanzmoment, eine vom Fluss des Permanentmagneten und dem d -Anteil des Statorstromzeigers abhängige Komponente. Je nach Wahl des Magnetmaterials und der Feldstärke kann dieser Term entweder zur Kompensation des von der q -Induktivität anhängigen Terms dienen (balancierte Kompensation), um das Reluktanzmoment zu maximieren oder aber auch zur Bildung eines ausgeprägten Grundmoments mit additivem Reluktanzmoment genutzt werden (Überkompensation) [18]. Der vollständige Gleichungssatz der Maschine wird nun ebenfalls um den Fluss des Permanentmagneten erweitert.

Elektrisches Teilsystem	Mechanisches Teilsystem
$u_d = r_s i_d + \frac{d\psi_d}{d\tau} - \omega_{el} \psi_q$	$m_R = (l_d - l_q) i_d i_q + i_d \psi_M$
$u_q = r_s i_q + \frac{d\psi_q}{d\tau} + \omega_{el} \psi_d$	$\tau_m \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_R + m_L \quad (2.30)$
$\psi_d = l_d i_d$	$\frac{d\gamma_{el}}{d\tau} = \omega_{el} = \omega_m$
$\psi_q = l_q i_q - \psi_M$	

In Abb. 2.8 ist das um den Flussraumzeiger des Permanentmagneten ($|\psi_M| < |\psi_q|$) erweiterte Zeigerdiagramm dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich der Flussraumzeiger $\underline{\psi}_s$ durch den zusätzlichen Fluss der d -Achse annähert. Daraus resultiert eine äquivalente Drehung des orthogonalen Spannungsraumzeigers $j\omega_m \underline{\psi}_s$, was wiederum auch eine Drehung des Statorspannungsraumzeigers \underline{u}_s zur Folge hat. Unter der Annahme desselben Statorstromraumzeigers \underline{i}_s wie bei der SynRM, wird somit auch der Winkel φ zwischen Strom und Spannung reduziert und folglich der Leistungsfaktor nach Gleichung (2.21) erhöht.

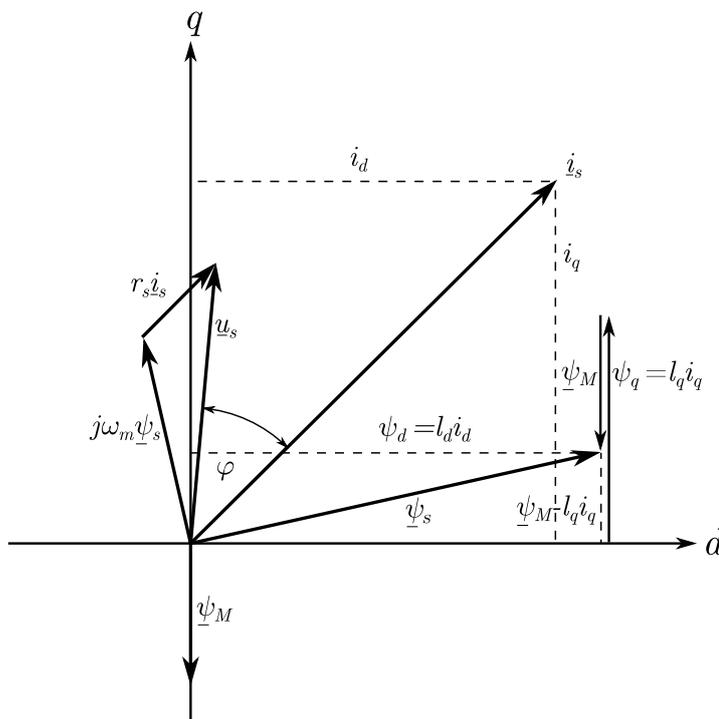


Abbildung 2.8: Zeigerdiagramm einer PMSynRM mit einem Stromwinkel $\gamma_{dq} = 45^\circ$ und einer bezogenen Drehwinkelgeschwindigkeit $\omega_m = 0.5$

2.4 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Da der ursprüngliche Prototyp als achsige PSM ausgeführt ist und auch die PMSynRM viele Gemeinsamkeiten mit dieser teilt, werden in diesem Abschnitt die wesentlichen Zusammenhänge diskutiert. Der bedeutendste Unterschied der PSM zur PMSynRM ist, dass hier nicht, wie bei den diversen Bauformen der RM, das Reluktanzmoment den überwiegenden Teil zur Momentenbildung beiträgt, sondern dieses durch den hohen Fluss des Permanentmagneten und den durch das Überlagern des Drehfeldes entstehenden Zugkräften gebildet wird. Dennoch besteht die Möglichkeit, durch entsprechende Modifikation der Rotorgeometrie, eine Achsigkeit zu erreichen und so durch Überlagerung eines Reluktanzmoments ein höheres Gesamtmoment zu erzeugen. Bei einer Betrachtung des rotorfesten Koordinatensystems ergeben sich die Flussverkettungsgleichungen zu

$$\begin{aligned} \psi_d &= l_d i_d + \psi_M \\ \psi_q &= l_q i_q \end{aligned} \tag{2.31}$$

An diesen lässt sich erkennen, dass der Fluss des Permanentmagneten per Konvention nun in Richtung der d -Achse orientiert wird. Setzt man diese nun wieder in die Gleichung für das

Drehmoment ein, ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 m_R(\tau) &= -\operatorname{Im}(i_{s,dq}^* \cdot \underline{\psi}_{s,dq}) \\
 &= -\operatorname{Im}((i_d - ji_q) \cdot (\psi_d + j\psi_q)) \\
 &= i_d i_q (l_d - l_q) + i_q \psi_M.
 \end{aligned}$$

An der Momentengleichung ist zu erkennen, dass dieses grundsätzlich die gleiche Struktur wie bei der PMSynRM besitzt, allerdings nun der Fluss des Permanentmagneten ψ_M mit der Stromkomponente i_q multipliziert wird. Daher kann ein positives Moment nur erreicht werden, wenn $i_q > 0$ eingepreßt wird. Da sich aufgrund der Geometrie des Rotors nun außerdem $l_d < l_q$ ergibt, muss für eine Erhöhung der Momentenausbeute $i_d < 0$ gelten. Der vollständige Gleichungssatz der PSM ist in (2.32) angegeben.

Elektrisches Teilsystem	Mechanisches Teilsystem
$u_d = r_s i_d + \frac{d\psi_d}{d\tau} - \omega_{el} \psi_q$	$m_R = (l_d - l_q) i_d i_q + i_q \psi_M$
$u_q = r_s i_q + \frac{d\psi_q}{d\tau} + \omega_{el} \psi_d$	$\tau_m \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_R + m_L \tag{2.32}$
$\psi_d = l_d i_d + \psi_M$	$\frac{d\gamma_{el}}{d\tau} = \omega_{el} = \omega_m$
$\psi_q = l_q i_q$	

Zusammenfassend lassen die eben erläuterten Zusammenhänge gut erkennen, dass die Grenze zwischen einer magnetunterstützten SynRM und einer achsigen PSM ziemlich verschwommen ist. Grundsätzlich macht es Sinn, ab einer Überkompensation das Modell bzw. die Notation einer PSM zu verwenden. Es ist allerdings keinesfalls falsch, dennoch von einer Reluktanzmaschine zu sprechen und auch deren Zusammenhänge zu nutzen.

2.5 Das Planetenmotorkonzept

Im Gegensatz zu gängigen Maschinenstrukturen, bestehend aus einem Stator und einem Rotor, verfolgt das Konzept des Planetenmotors den Ansatz mehrere Rotoren mechanisch und elektromagnetisch zu koppeln. Diese Rotoren teilen sich dabei einen gemeinsamen Stator, wobei die mechanische Kopplung der Rotoren über ein modifiziertes Planetengetriebe erfolgt. In diesem Abschnitt sollen die Prinzipien und Zusammenhänge mit den zuvor diskutierten Typen erläutert werden. Die folgenden Ableitungen sind in ähnlicher Ausführung auch in [3, 6] zu finden.

2.5.1 Aufbau

Ausgehend von einem einfachen Modell einer zweipoligen, achsigen PSM mit vergrabenen Magneten und drei Statorzähnen wird die Flussverteilung zum Zeitpunkt $t = 0\text{ s}$ betrachtet. Unter der Annahme, dass die Wicklungsstränge zu diesem Zeitpunkt unbestromt und die Permanentmagneten in Richtung der Strangachse u ausgerichtet sind, wird sich der Fluss nach dem Passieren des Statorzahnes u , gleichmäßig über die Stränge v und w schließen. Unterzieht man nun den Rotor einer Drehung von 180° , so ergibt sich ein reziprokes Flussverhalten. Bei geschickter Anordnung zweier Maschinen und deren Stator- bzw. Rotorgeometrien entsteht so eine Situation wie in Abb. 2.9 dargestellt.

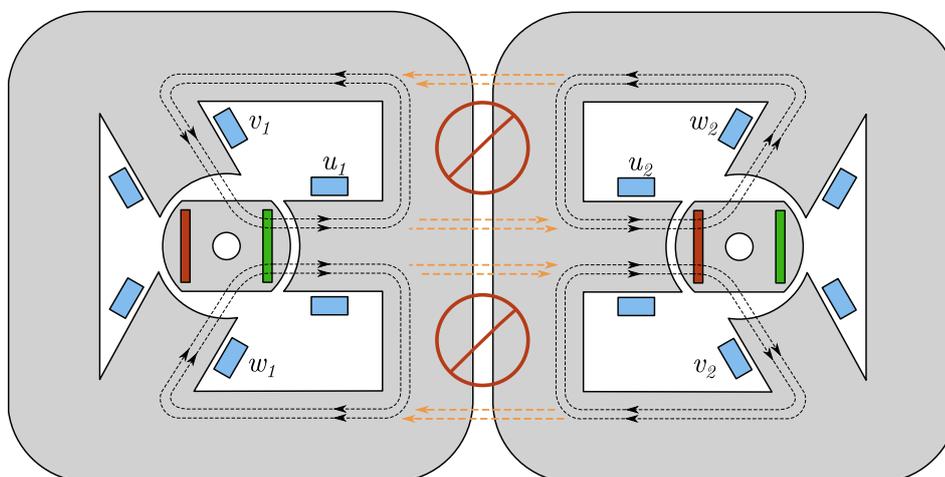


Abbildung 2.9: Flussverteilung zweier unbestromter, spiegelsymmetrisch angeordneter, zweipoliger PSMs. Flusslinien strichliert dargestellt.

Durch die identischen Rotoren und den folglich gleichen Flussbeträgen kann sich der Fluss über die jeweils gegenüberliegenden Statorsegmente schließen, wodurch die in der Grafik markierten Eisenwege eliminiert werden können. In Abb. 2.10 ist nunmehr zu erkennen, dass die Statorzähne des spiegelsymmetrischen Motors nun als Rückschlussjoch dienen. Eine wesentliche Eigenschaft der neuen Struktur wird deutlich, wenn man die zusammengeführten Zähne u_1 und u_2 mit den beiden anderen Strängen vergleicht. Der Weg, den der Fluss hier zurücklegt, ist deutlich geringer, was zu einem asymmetrischen Verhalten im Magnetisierungsbedarf führt. Bei Rotorausführungen mit Oberflächenmagneten ist dieser Effekt aufgrund der hohen Permeabilität der Elektrobleche, im Vergleich zu Luft und den Magnetmaterialien, vernachlässigbar, da der magnetische Spannungsabfall hauptsächlich im Luftspalt stattfindet. Möglichkeiten zur Reduktion der Asymmetrien wären beispielsweise eine Anpassung des Statorschenkelquerschnitts [3]. Wie sich das Verhalten bei Bauformen mit Reluktanzrotoren bzw. vergrabenen Magneten auswirkt, wird sich im weiteren

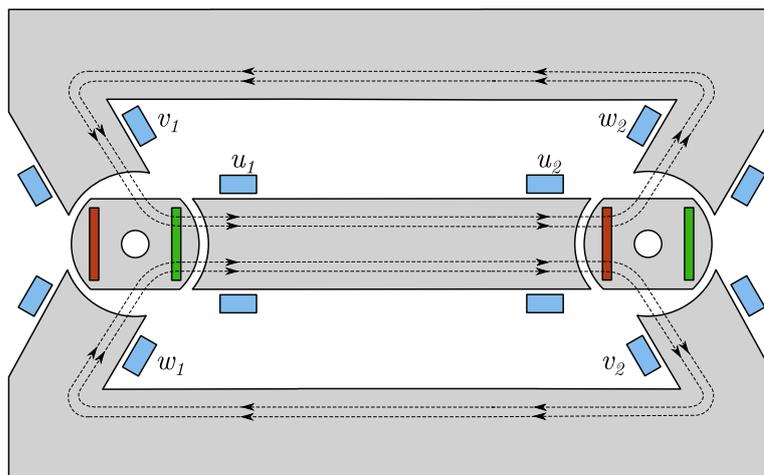


Abbildung 2.10: Zusammengeführte Struktur zweier zweipoliger PSMs

Verlauf zeigen.

Um einen funktionsfähigen Motor zu erhalten, ist es notwendig, dass die eben postulierten Zusammenhänge ebenso für beliebige Zeitpunkte bzw. Rotorpositionen und einem bestromten Stator ihre Gültigkeit beibehalten. Aus Abb. 2.10 kann direkt entnommen werden, dass für die magnetischen Flüsse die Bedingungen

$$\begin{aligned}\psi_{s,u1} &= -\psi_{s,u2} \\ \psi_{s,v1} &= -\psi_{s,w2} \\ \psi_{s,w1} &= -\psi_{s,v2}\end{aligned}\tag{2.33}$$

gelten. Für die Untersuchung des Zusammenhangs der beiden Rotorlagewinkel $\gamma_{el,1}$ und $\gamma_{el,2}$ sei vorerst eine stromlose Statorwicklung angenommen. Um die Flüsse der einzelnen Stränge zu erhalten, erfolgt eine Rücktransformation der Flussverkettungsgleichung vom rotorfesten Koordinatensystem in das uvw -System, wobei der Statorstromraumzeiger zu $\underline{i}_{s,dq} = 0$ gesetzt wird. Diese Transformation

$$\psi_{s,uvw} = \mathbf{T}_{32}\mathbf{T}^{-1}(\gamma_{el})\psi_{s,dq} = \begin{bmatrix} \psi_M \cos(\gamma_{el}) \\ \psi_M \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_M \cos(\gamma_{el} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}\tag{2.34}$$

in Verbindung mit den Bedingungen aus Gleichung (2.33) führen zu folgenden Gleichungen:

$$\begin{aligned}\cos(\gamma_{el,1}) &= -\cos(\gamma_{el,2}) \\ \cos\left(\gamma_{el,1} - \frac{2\pi}{3}\right) &= -\cos\left(\gamma_{el,2} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma_{el,1} - \frac{4\pi}{3}\right) &= -\cos\left(\gamma_{el,2} - \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{2.35}$$

Um diese Voraussetzung zu erfüllen, muss für die Argumente der trigonometrischen Funktionen gelten, dass

$$\gamma_{el,2} = \pi - \gamma_{el,1}.\tag{2.36}$$

Ausgehend vom Lagewinkel des ersten Rotors $\gamma_{0,1}$ zum Zeitpunkt $\tau = 0$ ergibt sich mit der Drehwinkelgeschwindigkeit $\omega_{el,1}$ ein zeitabhängiger Rotorwinkel

$$\gamma_{el,1}(\tau) = \gamma_{0,1} + \omega_{el,1}\tau.\tag{2.37}$$

Setzt man dieses Ergebnis wiederum in Gleichung (2.36) ein, lässt sich so ebenfalls ein zeitabhängiger Rotorwinkel für den zweiten Rotor angeben.

$$\gamma_{el,2}(\tau) = \gamma_{0,2} + \omega_{el,2}\tau = \pi - \gamma_{0,1} - \omega_{el,1}\tau\tag{2.38}$$

Aus dieser Beziehung lässt sich direkt ablesen, dass der elektrische Lagewinkel $\gamma_{0,2}$ zum Zeitpunkt $\tau = 0$ um π bzw. 180° gegenüber $\gamma_{0,1}$ verdreht sein muss. In Bezug auf die Raumzeigerrechnung bedeutet dies, dass die d -Achsen der beiden Teilsysteme in einem bestimmten Winkel zueinander stehen müssen. Außerdem zeigt die Beziehung $\omega_{el,2} = -\omega_{el,1}$, dass sich die beiden Rotoren in entgegengesetzte Richtungen drehen müssen. Die unterschiedlichen Drehrichtungen der Maschinen implizieren folglich auch eine entgegengesetzte Momentenrichtung. Um nun gewährleisten zu können, dass beide Teilmotoren dieselbe Leistungsrichtung besitzen, müssen ebenso Bedingungen für die Stromrichtungen festgelegt werden. Betrachtet man hierzu die Momentengleichung der achsigen PSM

$$m_R = (l_d - l_q) i_d i_q + \psi_M i_q\tag{2.39}$$

muss für ein betraglich gleiches Moment in umgekehrter Momentenrichtung ein entgegengesetzter q -Strom eingepreßt werden.

$$\begin{aligned}i_{d,2} = i_{d,1} & \iff i_{u2} = -i_{u1} \\ i_{q,2} = -i_{q,1} & \iff i_{v2} = -i_{v1} \\ & \iff i_{w2} = -i_{w1}\end{aligned}\tag{2.40}$$

Transformiert man die Bedingungen für die Teilflüsse in Gleichung (2.33) in das rotorfeste Koordi-

natensystem, erhält man die Beziehungen

$$\begin{aligned}\psi_{s,d2} &= \psi_{s,d1} \\ \psi_{s,q2} &= -\psi_{s,q1}\end{aligned}\tag{2.41}$$

bzw. durch Einsetzen der Flussverkettungsgleichung

$$\begin{aligned}l_d i_{d,2} + \psi_M &= l_d i_{d,1} + \psi_M \\ l_q i_{q,2} &= -l_q i_{q,1}.\end{aligned}\tag{2.42}$$

Vergleicht man die Zusammenhänge mit den Bedingungen in Gleichung (2.40) erkennt man, dass diese durch die Forderung der Leistungsrichtung automatisch erfüllt werden. Somit ist auch die Gültigkeit der Annahmen für bestromte Statorwicklungen gezeigt. Da nun jeweils zwei Teilwicklungen denselben Statorschenkel teilen und somit denselben Fluss führen, können diese, vor allem auch wegen den Bedingungen für die Stromrichtungen in Gleichung (2.40), zu einer Wicklung mit der doppelten Windungszahl zusammengeführt werden. Das bedeutet nun, dass die gesamte Maschine zwar aus zwei Teilmaschinen besteht, allerdings wieder nur drei unabhängige Statorwicklungen besitzt. Für den Anwender wirkt die Maschine aus elektrotechnischer Sicht wie eine konventionelle dreisträngige PSM, weshalb auch die gängigen regelungstechnischen Methoden angewandt werden können.

2.5.2 Der Planetenmotor mit vier Rotoren

Führt man nun die Überlegungen des vorangegangenen Abschnitts weiter fort, so kann das Konzept auf eine Struktur mit vier Rotoren erweitert werden. Statt die Statorzähne w_1 und v_2 zu verbinden, werden diese genutzt, um die Struktur mit zwei weiteren spiegelsymmetrischen Maschinen zu kombinieren. Die zwei Teilspulen eines Zahnes werden dabei wieder zu einer Spule mit doppelter Windungszahl zusammengeführt und in der Mitte des Jochs platziert. Dadurch entsteht ein Planetenmotor mit vier Planeten und sechs Spulen, wie in Abb. 2.11. Werden die Spulen der Stränge, unter Berücksichtigung der Wicklungsrichtung, parallel oder in Serie verschaltet, kann die Maschine wieder durch ein dreiphasiges Drehstromnetz bzw. einem konventionellen dreiphasigen Umrichter gespeist werden.

Der Grafik des Vier-Rotor-Modells sind außerdem die Drehrichtungen der einzelnen Rotoren zu entnehmen. Auch hier müssen die zuvor getroffenen Bedingungen bezüglich der Dreh- und Stromrichtungen eingehalten werden. Diese sind ergänzend nochmals für die erweiterte Struktur angegeben. Für die Flüsse der einzelnen Statorzähne gilt der Zusammenhang

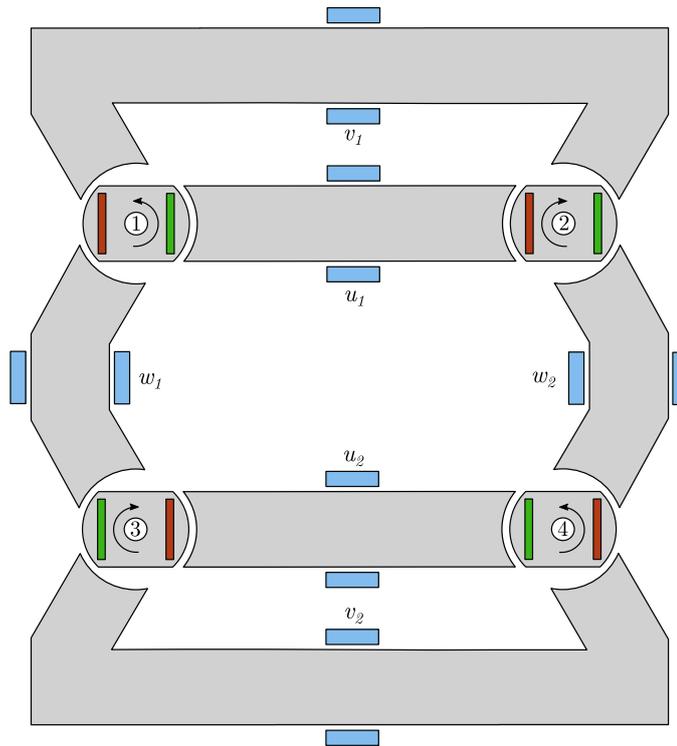


Abbildung 2.11: Planetenmotor mit vier Rotoren

$$\begin{aligned}
 \psi_{s,u1} &= -\psi_{s,u2} & \psi_{s,u3} &= -\psi_{s,u4} \\
 \psi_{s,v1} &= -\psi_{s,w2} & \psi_{s,v2} &= -\psi_{s,w4} \\
 \psi_{s,w1} &= -\psi_{s,v3} & \psi_{s,w3} &= -\psi_{s,v4}
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

und folglich für die Ströme

$$\begin{aligned}
 i_{u1} &= -i_{u2} & i_{u3} &= i_{u4} \\
 i_{v1} &= -i_{v2} & i_{v2} &= i_{v4} \\
 i_{w1} &= -i_{w3} & i_{w3} &= i_{w4}
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

Die jeweils benachbarten Rotoren besitzen somit auch wieder ein entgegengesetztes Drehmoment bzw. eine entgegengesetzte Drehrichtung.

$$\begin{aligned}
 \omega_{el,1} &= -\omega_{el,2} = -\omega_{el,3} = \omega_{el,4} \\
 m_1 &= -m_2 = -m_3 = m_4
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

2.5.3 Mechanische Kopplung

In der Herleitung der Grundstruktur und Funktionsweise des Planetenmotors wurden notwendige Bedingungen zur Integration in ein geschlossenes System mit einem gemeinsamen Stator festgelegt. Die Hauptaufgabe des Systems besteht darin, das Drehmoment aller Rotoren an einer gemeinsamen Welle zu summieren. Der Synchronlauf der Rotoren ist dadurch nicht nur aus elektromagnetischer Sicht, sondern auch mechanisch, festgelegt. Wie anfangs erwähnt, handelt es sich bei der eingesetzten Getriebevariante um ein modifiziertes Planetengetriebe. Dieses besteht im Allgemeinen aus einem Hohlrads, welches die Umlauf- oder Planetenräder umschließt, und einem Sonnenrad, das von den Planetenrädern umkreist wird. Das Sonnenrad wird in diesem Fall direkt mit der Abtriebswelle verbunden. Eine im mathematischen Sinn negative Drehung der Planetenräder versetzt das Sonnenrad in eine entsprechend Positive, weshalb die Rotoren 2 und 3 direkt mit dem Sonnenrad verbunden werden. Das Hohlrads verhält sich entsprechend gegensinnig und wird daher mit den Planetenrädern 1 und 4 verbunden. Eine schematische Darstellung des Getriebes ist in Abb. 2.12 dargestellt. Um eine Kontaktierung der Planeten mit dem jeweils anderen Zahnrad zu vermeiden, müssen diese in axialer Richtung versetzt werden. Das Sonnenrad und das Hohlrads werden schließlich miteinander verbunden, um das Moment aller Teilmotoren an der Abtriebswelle abgreifen zu können. Die Kopplung der beiden Räder und der damit einhergehenden identischen Drehwinkelgeschwindigkeit sowie der Tatsache, dass die Rotoren mit gleicher Drehzahl rotieren, bedingt folglich auch ein gemeinsames Übersetzungsverhältnis

$$i = \frac{R_1}{r_1} = \frac{R_2}{r_2}. \quad (2.46)$$

Wegen der Beziehung der Radien $R_2 > R_1$, muss dies ebenfalls für die Zahnräder der Planeten $r_2 > r_1$ gelten um ein gleiches Verhältnis zu erhalten. Der Nachteil der beschriebenen Getriebevariante ist der zuvor erwähnte axiale Versatz der Planetenräder, da dieser die im Allgemeinen kompakte Bauweise vergrößert. Eine alternative Möglichkeit wäre, die Rotoren des Systems in einem Rhombus anzuordnen, wodurch der Abstand der Planeten vergrößert und somit das Getriebe in einer Ebene ausgeführt werden kann. Der Nachteil dieser Alternative findet sich allerdings in der asymmetrischen Statorgeometrie wieder, welche unter anderem einen größeren Momentenrippel zur Folge hat [3].

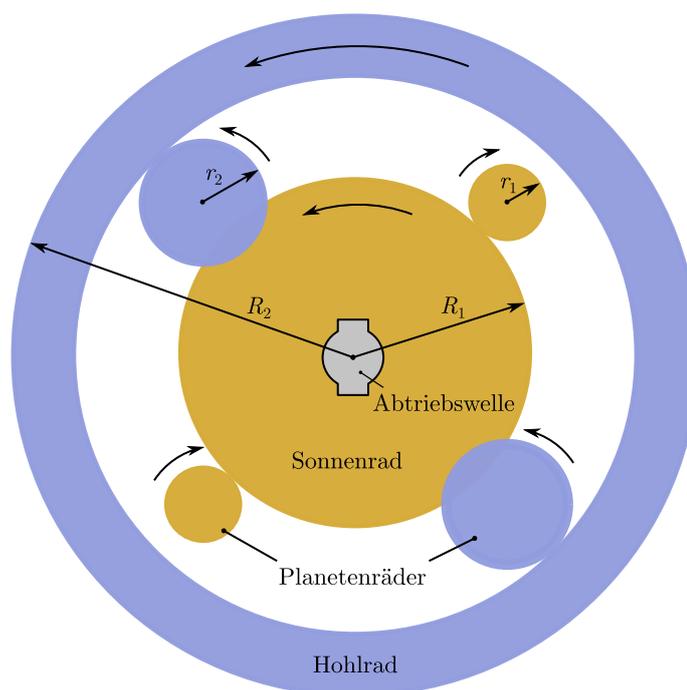


Abbildung 2.12: Schematische Darstellung des Planetengetriebes für eine quadratische Rotoranordnung

2.6 Regelungskonzept

Wie bereits bei der Herleitung der Planetenmotorstruktur erwähnt wurde, wirkt das Multirotorsystem wegen des gemeinsamen Stators und der Verschaltung der Drehstromwicklung aus steuer- bzw. regelungstechnischer Sicht wie eine Maschine gängiger Bauform. Es können daher die konventionellen Strategien, wie z.B. die im Folgenden erläuterte *feldorientierte Regelung* angewandt werden. Es sei hierbei erwähnt, dass die Kenntnis gängiger Regler-Grundstrukturen (z.B. P, PI, PID) vorausgesetzt wird. Für eine detaillierte Beschreibung regelungstechnischer Grundlagen sei auf die Literatur [19, 20] verwiesen.

Um einen dynamischen Betrieb der Maschine zu ermöglichen, werden variable Spannungsniveaus sowie unterschiedliche Frequenzen benötigt. Oft steht allerdings nur das starre Netz oder, wie z.B. bei Elektro- oder Hybridfahrzeugen, lediglich eine Gleichspannungsquelle in Form eines Akkus zur Verfügung. Zu diesem Zweck werden Umrichter bzw. Wechselrichter eingesetzt, welche schlussendlich als Stellglied zur Regelung dienen. Bei der Verwendung eines Umrichters ergeben sich aber auch Einschränkungen [21]. Die Gleichspannungsquelle bzw. die Spannung am Zwischenkreiskondensator limitiert den Betrag der zu erreichenden Wechselspannung. Für die Raumzeigerpulsweitenmodulation, welche das übliche Steuerverfahren für Wechselrichter darstellt,

ergibt sich der Zusammenhang

$$|u| \leq \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}, \quad (2.47)$$

wobei u_{dc} die besagte Gleichspannung und u den Spannungsraumzeiger des Drehstromsystems beschreibt. Neben der Spannung soll auch der eingespeiste Stromraumzeiger i den maximalen zulässigen Strombetrag der Maschine, aber auch der Halbleiterbauelemente des Wechselrichters nicht überschreiten, wodurch sich die Limitierung

$$|i| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max} \quad (2.48)$$

ergibt. Ein weiteres Augenmerk muss auch auf die Latenz zwischen der Vorgabe und dem Umsetzen der Spannungswerte gelegt werden. Diese Zeitdauer ist im Allgemeinen von der Schaltfrequenz abhängig und bewegt sich im Bereich zwischen $50 - 200 \mu s$ und muss bei der Auslegung des Stromregelkreises beachtet werden [21].

2.6.1 Feldorientierte Regelung

Dieses Unterkapitel soll dazu dienen, einerseits das Grundkonzept der feldorientierten Regelung von elektrischen Maschinen zu erläutern, andererseits auch die Unterschiede und Gemeinsamkeiten der zuvor diskutierten Ausführungen (PSM, APSM, SynRM und PMSynRM) aufzuzeigen. Die feldorientierte Regelung erfolgt grundsätzlich im rotorfesten dq -Koordinatensystem, weil die Regelung der Gleichströme i_d und i_q im stationären Betriebsfall um ein wesentliches einfacher ist als jene der sinusförmigen Stranggrößen. Da die Stromregelung im Allgemeinen wesentlich höhere Dynamik besitzt als eine Drehzahlregelung, wird diese als Kaskadenregelung ausgeführt. Der Stromregler wird dabei dem Drehzahlregler unterlagert.

2.6.1.1 Regelung der SynRM

Abhängig vom Ziel des implementierten Regelkreises erfolgt bei der Regelung von elektrischen Maschinen meist eine Momentenvorgabe. Dies kann etwa direkt oder indirekt mit einer überlagerten Drehzahlregelung geschehen. Es ist naheliegend, dass versucht wird mit einem begrenzten Strombetrag das maximale Moment zu erreichen. Um das Prinzip der Abhängigkeit des Stromwinkels zu erläutern, betrachte man das Moment der SynRM aus Gleichung (2.24). Für die Stromkomponenten gilt in normierter Darstellung der Zusammenhang

$$i_d = \sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2}. \quad (2.49)$$

Setzt man dies nun in die Momentengleichung ein und quadriert diese zur Erleichterung der analytischen Berechnung, erhält man mit

$$m_R^2 = (l_d - l_q)^2 (|\dot{i}_s|^2 - i_q^2) i_q^2 \quad (2.50)$$

bzw.

$$\begin{aligned} \frac{dm_R^2}{di_q^2} = 0 &= (l_d - l_q)^2 (|\dot{i}_s|^2 - i_q^2) - (l_d - l_q)^2 i_q^2 \\ 0 &= |\dot{i}_s|^2 - 2i_q^2 \end{aligned} \quad (2.51)$$

die Stromkomponenten

$$i_d = i_q = \frac{|\dot{i}_s|}{\sqrt{2}}. \quad (2.52)$$

Das maximale Moment einer SynRM ergibt sich daher bei einer Einprägung von gleich großen Stromzeigerkomponenten $i_d = i_q$. Aus diesem Zusammenhang folgt nun für das Rotormoment

$$m_R = (l_d - l_q) i_d i_q = (l_d - l_q) i_d^2 \quad (2.53)$$

und nach einer Umstellung auf die Stromzeigerkomponenten

$$i_d = \pm i_q = \sqrt{\frac{|m_R|}{l_d - l_q}}, \quad (2.54)$$

wobei $i_d = i_q$ den motorischen und $i_d = -i_q$ den generatorischen Betriebsfall beschreiben. Ein möglicher Regelkreis ist in Abb. 2.13 dargestellt. Hier wird eine Sollfrequenz ω_{soll} vorgegeben, welche mit der tatsächlichen Drehzahl verglichen wird. Über einen PI-Regler wird das Sollmoment $m_{R,soll}$ ermittelt und daraus die Sollwerte der Stromkomponenten ermittelt. Die SynRM wird dann über einen Umrichter mit Hardwarestromreglern entsprechend gespeist. Für die Transformation vom rotorfesten dq in das statorfeste $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wird der Rotorlagewinkel benötigt. Dieser wird im angeführten Beispiel über einen Lagegeber ermittelt. Im Fokus aktueller Forschung steht jedoch das Finden bzw. das Optimieren sensorloser Regelungsverfahren wie z.B. das INFORM-Verfahren. Durch das Weglassen des Sensors soll sowohl die Fehleranfälligkeit verringert, die Kosten reduziert (Redundanz von Kabel und Steckverbindungen) und die Robustheit des Gesamtsystems erhöht werden [22].

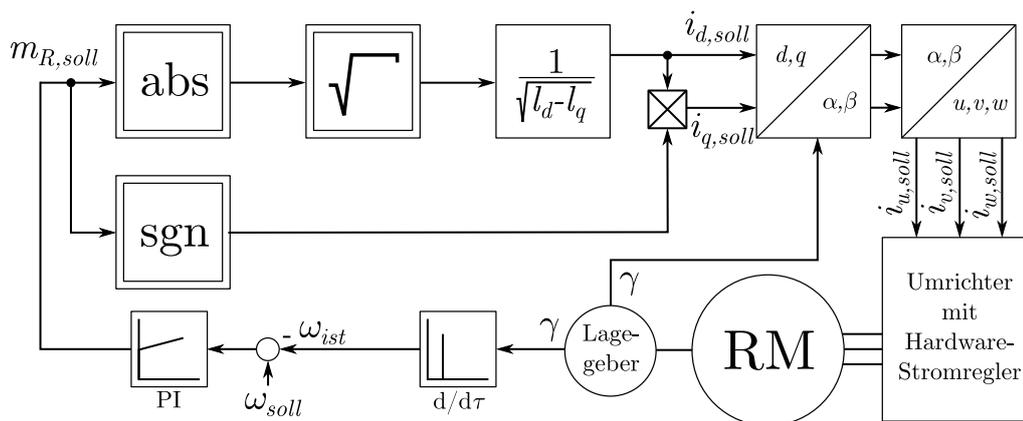


Abbildung 2.13: Möglicher Regelkreis der SynRM bei Vorgabe einer Soll Drehzahl in Anlehnung an die Ausführung in [6]

2.6.1.2 Regelung der PSM

Bevor das Prinzip der Regelung der achsigen Varianten diskutiert wird, wird das Grundprinzip der Regelung an einer PSM ohne Achsigkeit $l_d = l_q$ erläutert. Das Blockschaltbild einer möglichen Drehzahlregelung mit unterlagerter Stromregelung ist in Abb. 2.14 dargestellt. Liegt nun, wie besagt, eine Maschine ohne Achsigkeit vor, verschwindet das Reluktanzmoment und Gleichung (2.30) reduziert sich auf das Produkt $i_q \psi_M$. Somit ergibt sich das maximale Moment bei Einprägung einer reinen q -Stromkomponente und einem Sollwert $i_{d,soll} = 0$. Es sei angemerkt, dass diese Vorgabe nur für den Einsatz an einem Umrichter mit ausreichender Spannungsreserve gültig ist. Für einen Betrieb im Feldschwäcbereich sind auch bei der symmetrischen PSM Sollwertvorgaben von $i_{d,soll} < 0$ möglich.

2.6.1.3 Regelung der achsigen Maschinentypen

Sowohl bei der PMaSynRM als auch der achsigen PSM existiert wegen $l_d \neq l_q$ ein zusätzliches Reluktanzmoment. Die Annahme $i_{d,soll} = 0$ ist zum Erreichen eines maximalen Moments bei geringstem Stromraumzeigerbetrag $|\underline{i}_s|$ nicht mehr zulässig. Der Ausgang des Drehzahlreglers aus Abb. 2.14 führt dann nicht mehr zum q -Stromregler sondern in einen Block der Bezeichnung MTPA (Maximum Torque Per Ampere) [6, 14, 22]. In diesem werden entsprechend Gleichung (2.30) für die SynRM bzw. Gleichung (2.32) für die achsige PSM jene Stromkomponenten ermittelt, bei denen das maximale Moment auftritt. Grundsätzlich ist dies mit dem Vorgang in Abb. 2.13 zu vergleichen. Betrachtet man das Moment der Reluktanzmaschine und substituiert i_d mit dem Ausdruck in Gleichung (2.49) ergibt sich für das Moment

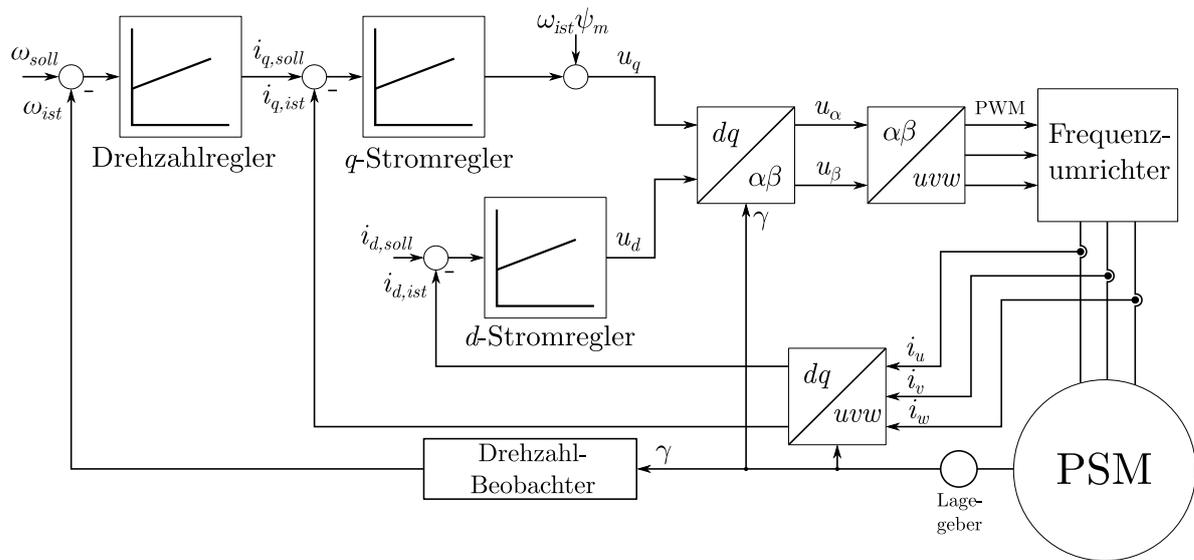


Abbildung 2.14: Drehzahlregelung für eine PSM in Anlehnung an [3]

$$m_R = (l_d - l_q) i_q \sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2} - \psi_M \sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2}. \quad (2.55)$$

Die Differenziation des Ausdrucks nach der Stromkomponente liefert

$$\frac{dm_R}{di_q} = 0 = (l_d - l_q) \sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2} - (l_d - l_q) \frac{i_q^2}{\sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2}} + \psi_M \frac{i_q}{\sqrt{|\dot{i}_s|^2 - i_q^2}} \quad (2.56)$$

bzw. nach einiger Umformungsarbeit die quadratische Gleichung

$$0 = i_q^2 - \frac{\psi_M}{2(l_d - l_q)} i_q - \frac{1}{2} |\dot{i}_s| \quad (2.57)$$

mit der Lösung

$$i_q^* = \frac{\psi_M}{4(l_d - l_q)} \pm \sqrt{\frac{\psi_M^2}{14(l_d - l_q)^2} + \frac{1}{2} |\dot{i}_s|}. \quad (2.58)$$

Die zugehörige d -Stromkomponente ergibt sich aus dem entsprechenden trigonometrischen Zusammenhang. Die exakt gleiche Vorgangsweise kann für die Stromkomponente i_d angewandt werden. Es ergibt sich eine optimale Stromkomponente

$$i_d^* = -\frac{\psi_M}{4(l_d - l_q)} \pm \sqrt{\frac{\psi_M^2}{14(l_d - l_q)^2} + \frac{1}{2} |\dot{i}_s|}. \quad (2.59)$$

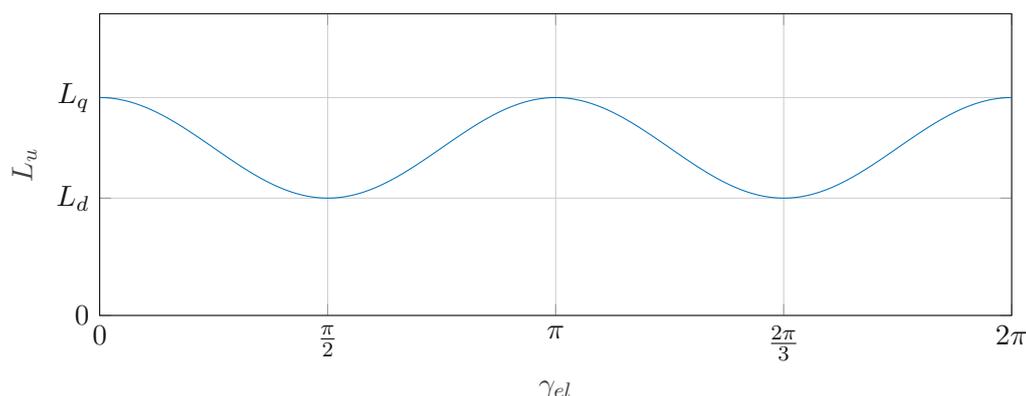
Bei genauer Betrachtung der Formeln unterscheiden sich diese lediglich durch das Vorzeichen des ersten Terms, was durch die Wahl des Koordinatensystems und dem engen Zusammenhang der mathematischen Modelle zu begründen ist. Abschließend sei auch hier angemerkt, dass die Anwendung der oben angeführten Stromwerte zum Erreichen des maximalen Moments ein ausreichend hohes Spannungsmaximum des speisenden Umrichters voraussetzt. Im Bedarfsfall ist auch hier ein Betrieb im Feldschwäcbereich nötig.

2.6.2 Sensorlose Regelung

Die zuvor vorgestellten Regelungsstrategien setzen die Kenntnis der Drehzahl bzw. des elektrischen Drehwinkels voraus. Neben der messtechnischen Erfassung besteht dabei die Möglichkeit, diese Kenngrößen mit einem Beobachter (z.B. Luenbergerbeobachter, Kalman-Filter) über ein mathematisches Modell und der Messung der Stranggrößen zu schätzen. Eine zur Erfassung der Drehzahl sinnvolle Größe stellt dabei die durch die Rotation des Läufers induzierte Klemmenspannung dar, da sich diese, wie auch anhand der Statorspannungsgleichung erkannt werden kann, mit der Drehzahl skaliert. Mit diesen Methoden können zwar im hohen Drehzahlbereich exzellente Güten erreicht werden, mit abnehmender Drehzahl überwiegen allerdings Störeinflüsse und die Ermittlung wird unbrauchbar. Als ungefähre Abschätzung liefern die Methoden unter 10% nur noch unter hohem Modellierungsaufwand ein sinnvolles Ergebnis [19]. Ein Grund hierfür ist unter anderem, dass die für den Beobachterentwurf herangezogenen Modelle linear sind, in den Spannungsverläufen allerdings in der Realität Oberschwingungsanteile aufgrund von Sättigungseffekten und Streuflüssen vorhanden sind. Überwiegen die daraus resultierenden Spannungsspitzen der Amplitude der Spannungsgrundwelle im tiefen Drehzahlbereich, können diese sogenannten *Grundwellenverfahren* nicht mehr genutzt werden.

Um eine sensorlose Regelung allerdings auch in diesem Bereich zu ermöglichen, macht man sich hierbei den Effekt der Achsigkeit respektive Anisotropie der Reaktanzen zunutze. Betrachtet man beispielsweise die Induktivität L_u der Strangachse u bei einer zweipoligen SynRM, so entspricht diese in der Grundstellung der Induktivität $L_u = L_d$. Nach einer mechanischen Drehung des Rotors um 90° , was in diesem Fall einer ebenso großen elektrischen Drehung entspricht, ist die Stranginduktivität gleich der Querinduktivität $L_u = L_q$. Der Verlauf zwischen diesen Positionen ist nach dem Prinzip der Raumzeigerrechnung sinusförmig. Die Induktivität pendelt unter Vernachlässigung von Kopplungstermen während einer Umdrehung aufgrund der Polzahl mit der doppelten Frequenz der elektrischen Drehzahl zwischen den Werten von L_d und L_q (Abb. 2.15). Mathematisch lässt sich dies durch den folgenden Ausdruck beschreiben [16]:

$$L_u(\gamma_{el}) = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma_{el}). \quad (2.60)$$

Abbildung 2.15: Theoretischer Induktivitätsverlauf L_u

Dieser vom Rotorwinkel abhängige Induktivitätsverlauf kann nun genutzt werden, um die Lage des Rotors zu ermitteln. Da unter einer Induktivität auch der Proportionalitätsfaktor zwischen der Spannung und dem Stromanstieg $u = L \frac{di}{dt}$ verstanden wird, werden genau diese beiden Größen zur Ermittlung benötigt. Der Vorteil ist nun, dass die Berechnung der Induktivität unabhängig von der Drehzahl ist und die sogenannten *Anisotropie-basierten Verfahren* bis hin zum Stillstand genutzt werden können [16, 19]. Ein mögliches Verfahren zur Ermittlung der Rotorposition in einem Bereich von 15 % der Nenndrehzahl bis zum Stillstand stellt das INFORM-Verfahren (Indirekte Flussfassung durch On-line Reaktanz Messung) dar [23]. Die Anwendbarkeit auf das Planetenmotorkonzept wurde dabei durch Tests am vorliegenden Prototyp verifiziert [3]. Beim späteren Entwurf der Maschine ist zu beachten, dass im Betrieb mit Nennstrom zumindest eine geringfügige Achsigkeit vorhanden bleibt, um bei Bedarf eine sensorlose Regelung bis in den Tiefdrehzahlbereich zu ermöglichen. Die Umsetzung einer sensorlosen Regelung selbst ist allerdings kein Bestandteil dieser Arbeit.

2.6.3 Zusammenfassung

Zusammenfassend lässt sich nun sagen, dass die wesentlichen Unterschiede der Maschinentypen, neben den Bauteilen des Rotors, der Leistungsfaktor und die Leistungsdichte darstellen. Der Vorteil der PSM ist im Wesentlichen die hohe Leistungsdichte aufgrund der Seltenerdenmagnete mit hoher Remanenz respektive Energiedichte. Allerdings stellen diese auch den Schwachpunkt der Variante dar. Neben den hohen Kosten bedarf es einer sorgfältigen Kühlung, um einer Entmagnetisierung im Betrieb entgegenzuwirken, und damit einem erhöhten konstruktiven Aufwand. Im Gegensatz dazu besitzt die SynRM einen geringen Leistungsfaktor, welcher aber durch den Einsatz von Ferritmagneten geringfügig erhöht werden kann. Diese sind einerseits wesentlich günstiger, besitzen aber auch eine geringere Temperaturempfindlichkeit. Stellt ein geringer Leistungsfaktor kein Problem dar, kann bei Verwendung einer SynRM sogar auf eine Kühlung verzichtet werden. Maschinen dieser Bauart benötigen dabei keinerlei Anschlüsse für eine Kühlflüssigkeitszufuhr und

können daher sehr gut isoliert ausgeführt werden, was sie besonders für Anwendungen unter rauen Bedingungen attraktiviert. Der geringe Leistungsfaktor bedeutet, aufgrund hoher Blindströme eine erhöhte Beanspruchung der verwendeten Halbleiterbauelemente. Die Nachfrage an elektrischen Antrieben wird in den kommenden Jahren, auch aufgrund der Elektromobilität, ohne Frage weiter steigen. Eine Lösung, wie sie die PMSynRM - die einerseits Magnete aus seltenen Erden einspart, aber auch durch einen relativ guten Leistungsfaktor die Belastung an die Halbleiterbauelemente reduziert - bietet, stellt dabei einen guten Kompromiss auf der Suche nach einer wirtschaftlichen und umweltschonenden Alternative dar. Die zusätzliche Anwendung auf das Planetenmotorkonzept könnte dabei die Anwendung bis in einen hohen Leistungsbereich ermöglichen.

3 Rotorentwurf

Dieser Abschnitt befasst sich mit dem simulationsbasierten Entwurf von (ferritmagnetunterstützten) Reluktanzrotoren für den dreisträngigen Planetenmotor. Die Basis bildet ein vorhandenes Simulationsmodell eines am Institut entwickelten Motors, welcher aktuell als zweipolige PSM ausgeführt ist. Die für das Verständnis wesentlichen Details werden in den folgenden Abschnitten diskutiert, weitere Informationen können der Literatur [3] entnommen werden. Im Fokus steht vor allem die Untersuchung der Rotoren mit Ferritmagnetunterstützung. Ein Vergleich der neuen Rotoren mit der ursprünglichen Ausführung soll abschließend einen Aufschluss über die zukünftigen Möglichkeiten des Motorkonzepts liefern.

3.1 Spezifikation

Wie bereits zu Beginn erwähnt wurde, ist der wesentliche Vorteil des Planetenmotorkonzepts, dass durch die Kombination mehrerer Rotoren der Rotordurchmesser verringert und somit die Drehzahl der Einzelmotoren, als folglich auch die Leistung maßgeblich erhöht werden können. Da eine hohe Drehzahl, vor allem bei der Ergänzung mit Ferritmagneten, zu hohen Zentrifugalkräften und daher auch zu einer erheblichen mechanischen Materialbeanspruchung führt, muss beim Entwurf ebenfalls eine Festigkeitsanalyse durchgeführt werden. Nach der Durchführung der Simulation soll eine Geometrie gewählt und hergestellt werden. Die vorhandenen permanentmagneterregten Rotoren werden dann durch die Reluktanzrotoren ersetzt und messtechnischen Untersuchungen unterzogen, um die wesentlichen Maschinenkenndaten zu bestimmen. Hierzu wird die Maschine an einem verfügbaren Entwicklungsumrichter betrieben, weshalb die maximale Zwischenkreisspannung und der maximal zulässige Brückenstrom nicht überschritten werden dürfen. Die Maschine ist daher nach diesen elektrischen Vorgaben auszulegen.

3.1.1 Mechanische Spezifikation

In den theoretischen Grundlagen wurde bereits erwähnt, dass die SynRM eine geringere Leistungsdichte als die PSM aufweist. Das Ziel des Entwurfs ist es dennoch, durch Variation der Geometrie, sowie dem Einsatz von Ferritmagneten, möglichst nahe an die Leistungsdichte des Modells mit Permanentmagneterregung zu gelangen. Die Nenndrehzahl der Abtriebswelle des vorhandenen Planetenmotors wurde mit $n_{2,N} = 850 \text{ U/min}$ festgelegt. Die vier Rotoren sind über ein einstufiges Planetengetriebe mit einer Untersetzung von $i = n_{1,N} : n_{2,N} = 10 : 1$ gekoppelt. Die Nenndrehzahl der Rotoren beträgt daher $n_N = 8500 \text{ U/min}$. Die vorhandene Maschine wurde auf eine mechanische Leistung von $P_{mech} = 47 \text{ kW}$ ausgelegt, wobei sich für die einzelnen Planeten ein Nennmoment von etwa

$$M_{1,N} = \frac{P_{mech}}{4 \cdot 2\pi n_{1,N}} = \frac{P_{mech}}{4 \cdot 2\pi n_{2,N} i} \approx 12.5 \text{ N m} \quad (3.1)$$

ergibt. In Tabelle 3.1 sind nochmals einige Eckdaten der mechanischen Spezifikation zusammengefasst. Dieser ist weiters zu entnehmen, dass der Durchmesser der Statorbohrungen 80 mm beträgt. Für die Reluktanzrotoren soll ein minimaler Luftspalt von $\delta_R = 1 \text{ mm}$ vorgesehen werden. Der Rotordurchmesser beläuft sich somit auf maximal $d_R = 78 \text{ mm}$. Dieser Luftspalt ist zwar im Vergleich zu kommerziellen Maschinen relativ groß, ist aber aufgrund dessen, dass es sich um einen Prototyp handelt und eine manuelle Montage mit den vorhandenen Mitteln möglich sein soll, größer dimensioniert.

Bezeichnung	Symbol	Wert
Nenndrehmoment je Planet	$M_{1,N}$	12.5 N m
Planetennendrehzahl	$n_{1,N}$	8500 U/min
Getriebeübersetzung	i	10 : 1
Achsabstand der Planeten	d_a	140 mm
max. Statorlänge inkl. Wickelkopf	l_S	180 mm
max. Außenabmessung des Stators inkl. Wicklungen	d_S	370 mm
Statorbohrungsdurchmesser	$d_{S,B}$	80 mm
Eisenaktivlänge	l_{Fe}	100 mm

Tabelle 3.1: Mechanische Spezifikation des Planetenmotors [3]

3.1.2 Elektrische Spezifikation

Da der Stator inklusive Wicklungssystem bereits vorhanden ist, ist diesbezüglich keine Anpassung bzw. Auslegung nötig. Die dazu durchgeführten Berechnungen können [3] entnommen werden. Die Statorspulen der einzelnen Stränge sind parallel geschaltet und besitzen jeweils 57 Windungen. Die Speisung der Maschine erfolgt über einen Entwicklungs- bzw. Prüfstandsumrichter. Dieser ist

als Spannungszwischenkreisumrichter ausgeführt. Bei der elektrischen Auslegung der Maschine ist zu beachten, dass die Grenzwerte des Umrichters, welche in Tabelle 3.2 angeführt sind, nicht überschritten werden.

Bezeichnung	Symbol	Wert
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	565 V
max. Dauerhalbbrückenstrom (RMS)	$I_{HB,max}$	400 A
max. PWM-Aussteuergrad	ξ_{PWM}	$\frac{\sqrt{3}}{2}$

Tabelle 3.2: Kenngrößen des Entwicklungsumrichters [3]

3.2 Das Simulationsmodell

Nachdem die mechanischen und elektrischen Rahmenbedingungen festgelegt wurden, erfolgt nun der Entwurf mittels numerischer Simulation. Im Detail werden mit Hilfe der Software *Ansys Maxwell* 2D Simulationen erstellt und eine numerische Feldberechnung durchgeführt. Bei der Wahl eines 2D Modells werden, gegenüber einer 3D Ausführung, zwar einige Vereinfachungen getroffen (z.B. Vernachlässigung von Randeffekten), allerdings wird dadurch auch erheblich an Rechenleistung und Simulationszeit eingespart. Bereits durchgeführte Arbeiten mit dem Modell haben gezeigt, dass die parasitären Effekte bei der zu untersuchenden Maschine durchaus vernachlässigbar sind, weshalb die folgenden Studien lediglich mit 2D Simulationen durchgeführt werden. In den folgenden Abschnitten erfolgt zuerst eine Beschreibung des vorhandenen Modells bzw. eine Diskussion der Einstellungen und Randbedingungen, im Anschluss werden selbst entworfene Reluktanzrotoren eingesetzt, wobei bestimmte Bereiche der Geometrie variiert werden.

3.2.1 Analyse des vorhandenen Modells

Entsprechend der mechanischen Spezifikationen soll der Reluktanzplanetenmotor möglichst nahe an die mechanische Leistung des aktuellen Modells herankommen. Daher erfolgt zuerst eine Analyse des bestehenden Modells, um so die Rahmenbedingungen für die Ausführung mit Reluktanzrotoren festzulegen. Wie bereits bei der Erläuterung des Planetenmotorkonzepts in Abschnitt 2.5 festgehalten wurde, besteht der Planetenmotor aus vier Einzelrotoren (Planeten), welche über ein modifiziertes, einstufiges Planetengetriebe gekoppelt sind. Das Getriebe wird dabei in dieser Simulation nicht berücksichtigt. Bei dieser Ausführung des Planetenmotors sind die Drehachsen der Planeten in einem Quadrat mit dem Abstand $d_a = 140$ mm angeordnet.

3.2.1.1 Stator und Statorwicklung

Bei der (feldorientierten) Regelung von elektrischen Maschinen wird in der Regel aus den Messgrößen (Drehzahl, Lagewinkel, etc.) mit Hilfe eines Regelungsalgorithmus ein Statorstromraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem ermittelt. Mittels inverser Park- und Clarke-Transformationen (Abschnitt 2.1) werden dann die entsprechenden Strangströme $I_{s,u}, I_{s,v}, I_{s,w}$ bestimmt.

$$\mathbf{i}_{s,\alpha\beta} = \mathbf{R}^{-1}(\gamma_{el}) \cdot \mathbf{i}_{s,dq} \quad (3.2a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{s,uvw} &= \mathbf{T}_{23} \cdot \mathbf{i}_{s,\alpha\beta} \\ &= \mathbf{T}_{23} \mathbf{R}^{-1}(\gamma_{el}) \cdot \mathbf{i}_{s,dq} \end{aligned} \quad (3.2b)$$

In dem in *Maxwell* implementierten Modell erfolgt die Vorgabe des Spitzenwertes \hat{I}_{dq} und des Stromwinkels γ_{dq} , woraus sich die Komponenten

$$I_{s,d} = \hat{I}_{dq} \cdot \cos(\gamma_{dq}) \quad (3.3a)$$

$$I_{s,q} = \hat{I}_{dq} \cdot \sin(\gamma_{dq}) \quad (3.3b)$$

ergeben. Mit diesen Komponenten lassen sich nun die Strangströme wie folgt ermitteln:

$$I_{s,u} = I_{s,d} \cos(\gamma_{el}) + I_{s,q} \sin(\gamma_{el}) \quad (3.4a)$$

$$I_{s,v} = I_{s,d} \cos\left(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s,q} \sin\left(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.4b)$$

$$I_{s,w} = I_{s,d} \cos\left(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s,q} \sin\left(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (3.4c)$$

In diesem Satz an Gleichungen beschreibt γ_{el} den elektrischen Drehwinkel. Dieser ist abhängig vom Rotorlagewinkel $\gamma_{m,0}$ zum Zeitpunkt $\tau = 0$ und der elektrischen Drehwinkelgeschwindigkeit ω_{el} . Mit dem jeweiligen Zeitpunkt der Simulation τ ergibt sich somit der Zusammenhang $\gamma_{el} = \gamma_{m,0} + \omega_{el}\tau$. Hierbei ist zu beachten, dass bei der Simulation eine Vorgabe der Drehzahl n der Rotoren erfolgt, weshalb die elektrische Drehwinkelgeschwindigkeit von der Anzahl der Pole $2p$ bzw. der Polpaare p abhängt. Es gilt daher der Zusammenhang $\omega_{el} = p\omega_m$ mit der mechanischen Drehwinkelgeschwindigkeit ω_m . Bei der bestehenden Ausführung mit zweipoligen Rotoren entspricht die mechanische der elektrischen Drehwinkelgeschwindigkeit, bei vierpoligen Rotoren rotiert der Rotor mit der halben elektrischen Drehwinkelgeschwindigkeit.

3.2.1.2 Materialien

Ein wesentlicher Bestandteil der numerischen Berechnung ist die Zuweisung von Materialien und deren Charakteristika. Da es sich um numerische Feldberechnungen handelt, sind hier vor allem die magnetischen Eigenschaften von Interesse. In der Materialdatenbank von *Maxwell* sind diese von einigen Herstellern hinterlegt und können vom Anwender nach Bedarf angepasst werden. Für Elektrobleche wird üblicherweise die BH-Kennlinie und für Magnetmaterialien die Entmagnetisierungsgrade über die relative Permeabilität μ_r und der Koerzitivfeldstärke H_C angegeben. Seit der Implementierung des vorhandenen Modells wurde die Materialdatenbank aktualisiert, weshalb vor Beginn der Simulation eine Änderung der Materialien vom Stator und Rotorblech durchgeführt wird. In Abb. 3.1 ist ein Vergleich der BH-Kurven von potenziellen Materialien dargestellt. Das mit *steel_1010* bzw. *1010* bezeichnete Blech ist jenes des alten Modells. Verglichen werden Bleche mit einer Dicke von 0.35 mm und spezifischen Eisenverlusten von 4.40 W/kg des Herstellers *China Steel* (CS) und *JFE Steel* (JN). Der Grafik ist zu entnehmen, dass die Kurven der beiden neuen Materialien sehr ähnlich sind, allerdings das Blech 35CS440 nur bis etwa 13 kA/m in der Datenbank definiert wurde. Da die Steigung am Ende der Kurve (im Sättigungsbereich) einen Wert größer der magnetischen Feldkonstante μ_0 entspricht, könnte die Simulation in Bereichen mit hoher Feldstärke zu physikalisch nicht sinnvollen Lösungen führen. Zwar kann die Steigung am Ende manuell angepasst werden, da aber bei dem Blech 35JN440 der Datensatz korrekt vom Hersteller angelegt wurde, und die Eigenschaften nahezu identisch sind, wird dieses Material für die weiteren Simulationen herangezogen. Bei Betrachtung der Kennlinien kann erkannt werden, dass die Materialien bei einem Wert von etwa 1.9 T maximal gesättigt sind, was einer Steigung von μ_0 entspricht.

Bei der Verwendung von Magneten muss über das Erstellen eines *Face*-Koordinatensystems eine Orientierung zugewiesen werden. Für die in der Simulation verwendeten Materialien ist die Flussdichte in positive x-Richtung definiert, weshalb die x-Achse des zusätzlichen Koordinatensystems in die gewünschte Richtung ausgerichtet werden muss. Die Halbschalenmagnete des zweipoligen permanentmagneterregten Rotors sind in Grundstellung ($\gamma_m = 0^\circ$) so orientiert, dass der Flussraumzeiger in Richtung des Stranges *u* zeigt. Die hier verwendeten Magnete bestehen aus einer Neodym-Eisen-Bor Legierung (NdFeB) und besitzen eine Koerzitivfeldstärke von $H_C = -860$ kA/m und eine relative Permittivität von 1.2075. Dieses, für die Vorauswahl verwendete Magnetmaterial, ist identisch mit jenem des Modells des ursprünglichen Prototyps und wird im Simulationsmodell mit dem Namen *Vacodym* bezeichnet. Wie auch Kapitel 4 entnommen werden kann, wurde für die Herstellung der Rotoren das Magnetmaterial N40UH herangezogen. Dieses besitzt laut Herstellerangaben die Kenngrößen $H_C = -899$ kA/m und $B_r = 1.25$ T. Es sei darauf hingewiesen, dass die Simulationen dieses Kapitels ausschließlich mit dem Magnetmaterial *Vacodym* und dem Blechmaterial 35JN440 durchgeführt wurden. Die Auswahl der tatsächlich verwendeten Materialien

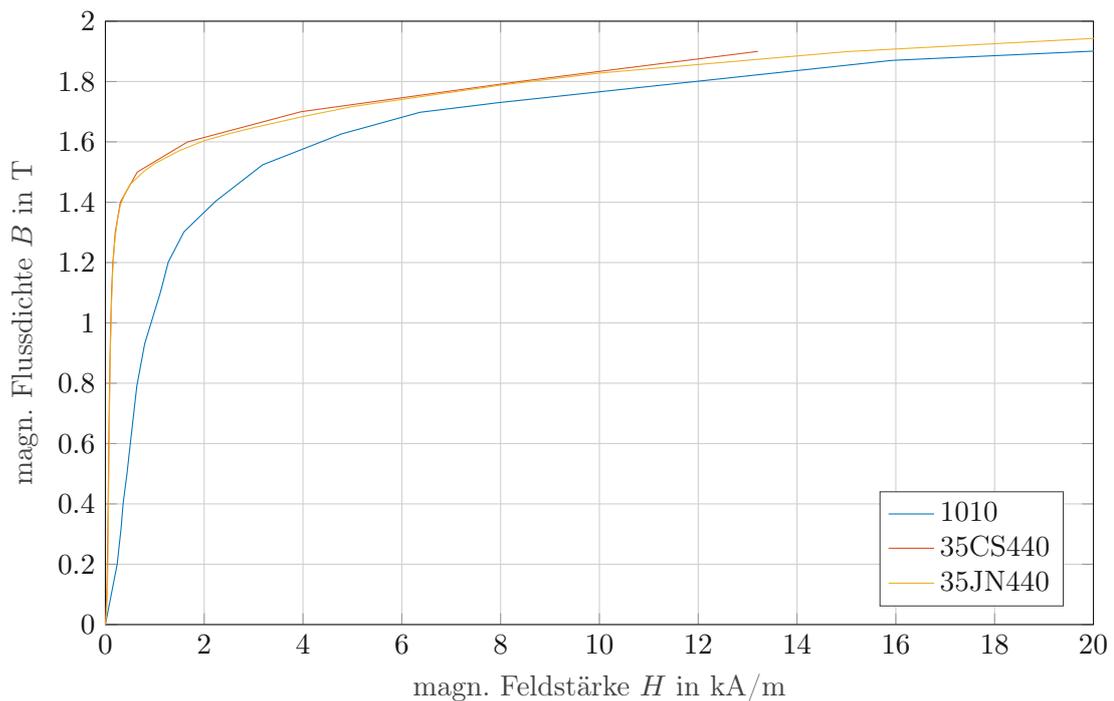


Abbildung 3.1: Vergleich der BH-Kennlinien der Elektrobleche für Rotor und Stator

des Prototyps wurde erst nach Abschluss des simulationsbasierten Entwurfs, unter Berücksichtigung der zeitnahen Verfügbarkeit, getroffen. Ergebnisse eines überarbeiteten und an die Materialien angepassten Modells sind für einige Kenngrößen den Diskussionen in Kapitel 4 zu entnehmen.

3.2.1.3 Randbedingungen und Mesh

In der Simulation wird angenommen, dass die Maschine von keinen äußeren elektromagnetischen Feldern beeinflusst wird bzw. sie sich theoretisch unendlich weit von solchen entfernt befindet. Dieses Verhalten wird in *Maxwell* durch eine *Balloon Boundary* festgelegt, welche den Rändern eines rechteckigen Hintergrundbereichs (der *Region*) zugewiesen wird. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus der Maschine ist es möglich, das vollständige Modell mit vier Rotoren auf ein Modell mit zwei bzw. einem Rotor zu reduzieren. Hier muss beachtet werden, dass sich die *Balloon Boundary* nur auf die äußeren Ränder des Modells beschränkt. Jenen Rändern, an denen das Modell fortgesetzt werden würde, wird eine Symmetriebedingung zugewiesen.

Bei der numerischen Berechnung mittels FEM wird das Modell, dem Namen entsprechend, in eine finite Anzahl von Elementen aufgeteilt. Diese Diskretisierung wird durch ein sogenanntes *Mesh Grid* (Netz) erzeugt. In *Maxwell* werden als Gitterelemente Dreiecke verwendet. Je kürzer die Seitenlänge der Dreiecke gewählt wird, desto feiner wird das jeweilige Gebiet aufgelöst. Dabei werden die Dreiecke, ausgehend von einem groben Gitter, iterativ verfeinert, bis ein bestimmtes Residuum

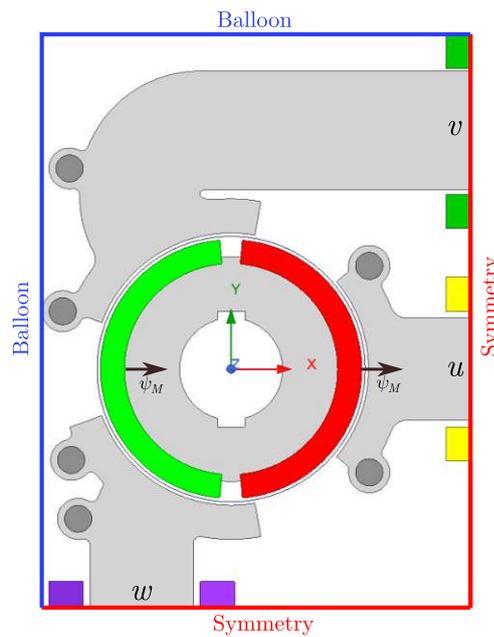


Abbildung 3.2: Einzelrotormodell des zweipoligen permanentmagneterregten Modells mit Randbedingungen in Initialposition

unterschritten wird oder die maximale Anzahl an Iterationen erreicht ist. Dabei ist zu beachten, dass aus einer erhöhten Auflösung eine erheblich längere Berechnungsdauer resultiert. Außerdem kann ein zu feines Gitter zu numerischen Problemen, wie z.B. Auslöschungfehler oder Effekte, die einem Rauschen ähneln, führen. Hier ist es möglich bestimmten Gebieten des Modells unterschiedliche Elementgrößen zuzuweisen und so die Auflösung, abhängig von der Bauteilgröße, anzupassen. Die im vorhandenen Modell eingestellten Gitterparameter sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Bezeichnung	Länge
Spule	7 mm
Stator	7 mm
Rotor	7 mm

Tabelle 3.3: Gittereigenschaften des vorhandenen Modells. Die Länge gibt die maximal zulässige Seitenlänge der Elemente an.

3.2.1.4 Simulationsergebnisse

Die folgenden Simulationsergebnisse der vorhandenen Ausführung wurden mit den in Tabelle 3.4 zusammengefassten Parametern durchgeführt. Der ausgewählte Betriebspunkt wird im weiteren Verlauf zum Vergleich mit den verschiedenen Rotortopologien herangezogen. Die Modell- bzw. Maschinentiefe beträgt hierbei 100 mm. Die zeitliche Diskretisierung wurde so festgelegt, dass abhängig von der Anzahl der Polpaare p eine vollständige elektrische Periode mit einer Auflösung

des Rotorlagewinkels von $\Delta\gamma = 1^\circ$ dargestellt wird. Die Endzeit t_{stop} bzw. die Schrittweite t_{step} werden dabei durch die folgenden Gleichungen bestimmt:

$$t_{stop} = \frac{60 \text{ s/min}}{n \cdot p} \tag{3.5}$$

$$t_{step} = \frac{t_{stop}}{360^\circ/p} \tag{3.6}$$

Parameter	Variablenname	Wert
Stromwinkel γ_{dq}	stromwinkel_dq	$[90 \dots 180]^\circ$
Stromamplitude \hat{I}_{dq}	Idq_max	125 A
Drehzahl n	n	8500 rpm
Polzahl $2p$	poles	2
Rotorlagewinkel γ_0	angle_inc	0°

Tabelle 3.4: Simulationsparameter der zweipoligen PSM

Wie auch der Tabelle mit den Simulationsparametern entnommen werden kann, wurde zu Beginn eine Variation des Stromwinkels durchgeführt, um jenen Punkt zu evaluieren an dem das maximale Moment bei dem entsprechenden Strombetrag auftritt. Da der Rotor eine Pollücke zwischen den Magnetschalen besitzt, ist eine geringfügige Achsigkeit und daher ein Stromwinkel $> 90^\circ$ zu erwarten.

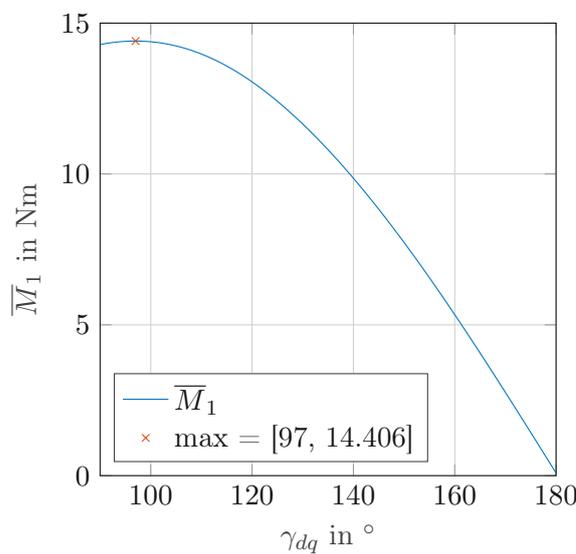


Abbildung 3.3: Evaluierung des Stromwinkels für das bestehende Modell, an dem maximales Moment auftritt

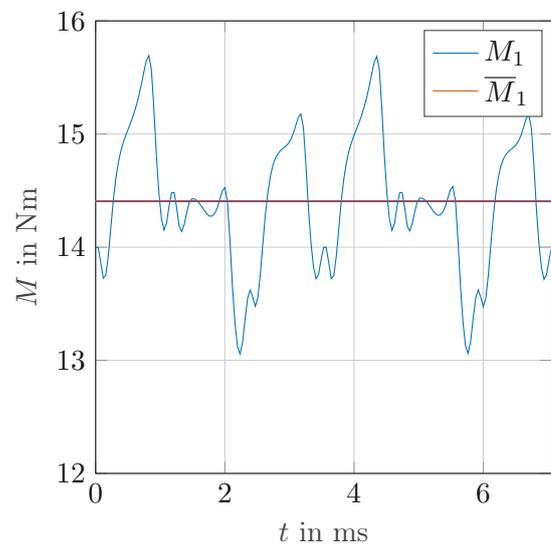


Abbildung 3.4: Momentenverlauf bei 97° für das bestehende Modell

In Abb. 3.3 ist erkennbar, dass das maximale Rotormoment eines einzelnen Rotors bei einem Stromwinkel von $\gamma_{dq} = 97^\circ$ auftritt und im entsprechenden Arbeitspunkt im Mittel etwa 14.4 N m

entspricht. In Abb. 3.4 ist der Verlauf über eine Umdrehung dargestellt. Der Momentenrippel beträgt hierbei $\Delta M_1 = 2.368 \text{ N m}$ bzw. $\Delta M_{1,\%} = 18.31 \%$ bezogen auf das mittlere Moment. Dieses Ergebnis soll nun einen Richtwert für ein mögliches Ziel der im weiteren Verlauf analysierten Rotorvarianten darstellen.

3.3 Entwurf eines Reluktanzrotors

Nach der Analyse des vorhandenen zweipoligen Modells wurde nun versucht, die in Abschnitt 2.2 und Abschnitt 2.3 diskutierten Zusammenhänge auf das Konzept des Planetenmotors anzuwenden. Dazu wurden Querschnitte von zweipoligen, als auch vierpoligen Rotorvarianten konstruiert und simuliert. Das Ziel sollte neben dem Erreichen eines möglich hohen Rotormoments bei moderatem Rippel auch ein hoher Leistungsfaktor sein. Da die Reluktanzrotoren keine Oberflächenmagneten besitzen, ist keine zusätzliche Bandage nötig um diese vor einem Ablösen zu schützen. Daher kann der Durchmesser der Rotoren auf $d_R = 78 \text{ mm}$ erhöht bzw. der Luftspalt am Umfang auf $\delta_L = 1 \text{ mm}$ verringert werden. Bei kommerziellen Reluktanzmaschinen befindet sich die Breite des Luftspalts im zehntel Millimeter Bereich, um die Induktivität der d -Komponente möglichst groß auszuführen. Da es sich hier allerdings um einen Prototyp handelt, wurde aufgrund der Toleranz ein etwas größerer Luftspalt gewählt. Bei den permanentmagnetunterstützten Ausführungen wurden Simulationen mit Ferritmagneten als auch NdFeB Magneten durchgeführt.

3.3.1 Zweipolige Rotoren

Zu Beginn wurden, in Anlehnung an die vorhandene Ausführung, zweipolige Querschnitte untersucht. Um eine Ausführung als PMSynRM zu ermöglichen, wurden vor allem Rotoren mit Flussbarrieren herangezogen. Um ein Gefühl für das Verhalten von Reluktanzrotoren in der dreiphasigen Planetenmotorstruktur zu bekommen, wurde als Erstes eine einfache Geometrie mit horizontalen Flussbarrieren erstellt. Diese wird im Folgenden mit $2P_a$ bezeichnet. Die Grundstruktur der Geometrie ist in Abb. 3.5 abgebildet. Jene Geometrie, welche mit $2P_b$ bezeichnet wird, wurde in Anlehnung an die in [24] untersuchte Rotorstruktur entworfen. Den Ergebnissen in der eben erwähnten Literatur sowie den Diskussionen in [25] ist zu entnehmen, dass sich bogenförmige Flussbarrieren bei konventionellen Bauweisen positiv auf die Achsigkeit des Rotors auswirken. Da auf die Untersuchungen eine spätere Realisierung eines Prototyp erfolgen und die Magneten daher einen rechteckigen Querschnitt aufweisen sollen, wurden die Bögen durch Knickzuglinien ersetzt. Außerdem zeigen die Untersuchungen in [25], dass ab drei Flussbarrieren in q -Richtung keine nennenswerte Verbesserung der Achsigkeit des Rotors zu erwarten ist bzw. diese ab etwa sechs Barrieren wieder absinkt. Aufgrund des relativ geringen Querschnitts und des hohen

Nennstroms sind lokal hohe Flussdichten zu erwarten, weshalb bei den folgenden Ausführungen drei bis maximal vier Barrieren untersucht werden. Nachfolgend werden die für die Simulation konstruierten Topologien mit den notwendigsten Parametern angeführt, um eine Rekonstruktion der Strukturen und der Messergebnisse zu ermöglichen. Es sei erwähnt, dass der Außendurchmesser, der Innendurchmesser und die Nut für die Passfeder dabei immer identisch sind und der Zeichnung der finalen Struktur im Anhang entnommen werden können.

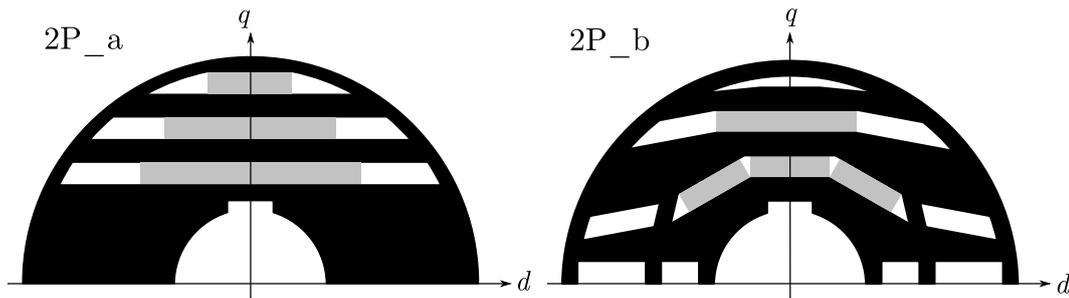


Abbildung 3.5: Zweipolige Reluktanzrotoren mit Flussbarrieren und Magneteinsatz

3.3.1.1 Topologie 2P_a

In Abb. 3.6 ist die Struktur der Topologie 2P_a mit einer Bemaßung der charakteristischen Parameter abgebildet und in Tabelle 3.5 sind die zugehörigen Werte der Parameter ersichtlich.

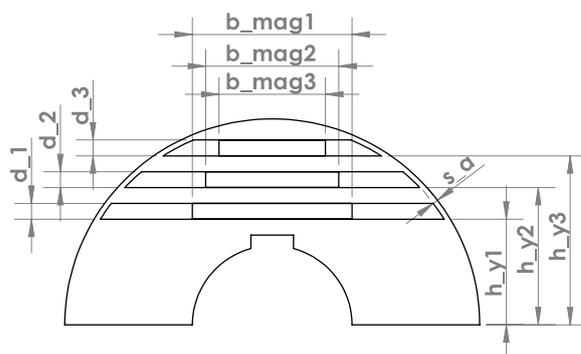


Abbildung 3.6: Bemaßung 2P_a

Variable	Wert	Einheit
h_{y1}	20	mm
h_{y2}	26	mm
h_{y3}	32	mm
d_1	3	mm
d_2	3	mm
d_3	3	mm
B_{mag1}	30	mm
B_{mag2}	25	mm
B_{mag3}	20	mm
s_a	1	mm

Tabelle 3.5: Bemaßung 2P_a

3.3.1.2 Topologie 2P_b

In Abb. 3.15 ist die initiale Struktur der Topologie 2P_b mit einer Bemaßung der charakteristischen Parameter dargestellt und in Tabelle 3.6 sind die zugehörigen Werte der Parameter aufgelistet.

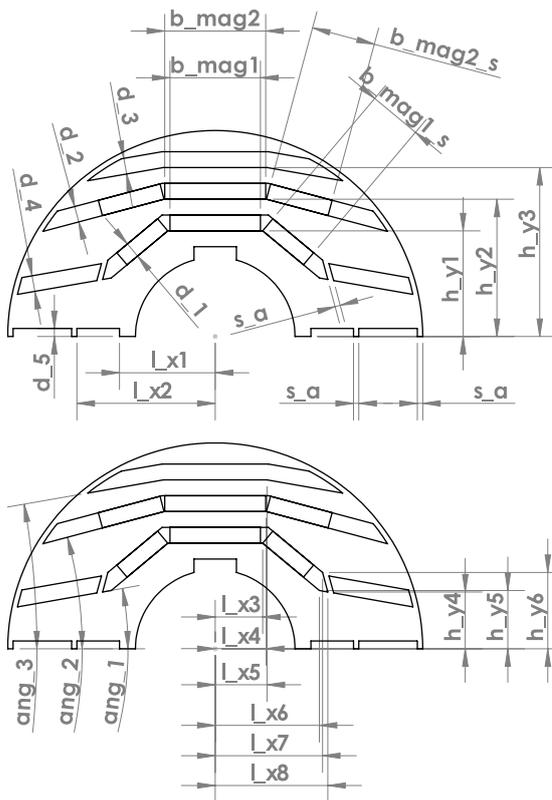


Abbildung 3.7: Bemaßung 2P_b

Variable	Wert	Einheit
h_y1	20	mm
h_y2	26	mm
h_y3	32	mm
h_y4	10.78	mm
h_y5	11.06	mm
h_y6	14.47	mm
l_x1	18	mm
l_x2	26	mm
l_x3	8.91	mm
l_x4	9.61	mm
l_x5	9.97	mm
l_x6	19.56	mm
l_x7	20.17	mm
l_x8	21.16	mm
d_1	3	mm
d_2	3	mm
d_3	3	mm
d_4	3	mm
d_5	1.5	mm
B_mag1	17	mm
B_mag2	19	mm
B_mag1_s	10	mm
B_mag2_s	12	mm
s_a	1	mm
ang_1	10	°
ang_2	15	°
ang_3	10	°

Tabelle 3.6: Bemaßung 2P_b

3.3.1.3 Simulationsmodell und Einstellungen

Nach der Konstruktion der Rotoren werden diese wieder in das auf den einzelnen Rotor reduzierte Modell eingefügt. Die Modelle sind in Abb. 3.8 und Abb. 3.9 abgebildet. Die Ausrichtung der Magneten ist durch den Fluss ψ_M dargestellt. Bei einer Erweiterung des Modells von dem Einzelrotor auf beispielsweise zwei Rotoren (halbe Maschinengeometrie) müssen die Orientierungen der Rotoren,

wie in Abschnitt 2.5 diskutiert wurde, beachtet werden. Die Ausrichtung der Magnete wäre daher für den zweiten Rotor um 180° verdreht.

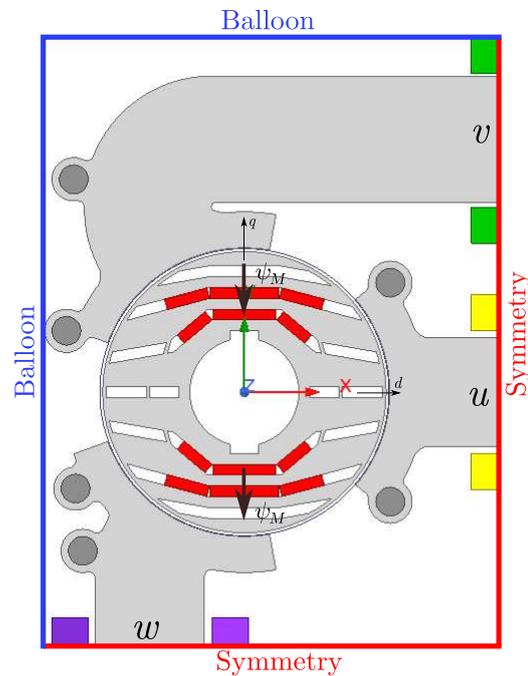
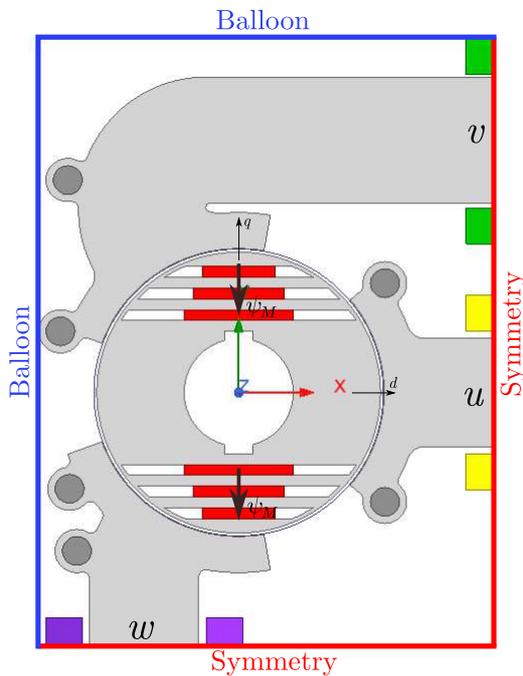


Abbildung 3.8: Modell der Topologie 2P_a

Abbildung 3.9: Modell der Topologie 2P_b

Da es sich um zweipolige Rotoren handelt, können die Einstellungen vom ursprünglichen Modell beibehalten werden. Da die neuen Rotoren eine wesentlich komplexere Geometrie mit teilweise sehr geringen Abständen aufweisen, wird die Auflösung des Netzes lokal erhöht. Die eingestellten Gitterparameter können Tabelle 3.7 entnommen werden.

Bezeichnung	Länge
Spule	7 mm
Stator	7 mm
Rotor	2 mm

Tabelle 3.7: Gittereigenschaften des vorhandenen Modells. Die Länge gibt die maximal zulässige Seitenlänge der Elemente an.

Da das Verhalten der Maschine an jenem Betriebspunkt analysiert werden soll, an dem das maximale Moment auftritt, muss vorab geklärt werden, welcher Stromwinkel γ_{dq} nötig ist, um dieses zu erreichen. Bei der idealen SynRM tritt, entsprechend dem linearen mathematischen Modell, ein maximales Moment bei Nennstrom auf, wenn der Stromwinkel bezüglich des rotorfesten Koordinatensystems 45° beträgt. Dieser kann allerdings, abhängig vom Magnetisierungsbedarf und den auftretenden Sättigungseffekten, von diesem Punkt abweichen. Weiters sind die untersuchten Rotoren mit Permanentmagneten bestückt, wodurch einerseits eine Vorsättigung der Stege in q -Richtung den Magnetisierungsbedarf dieser Gebiete reduziert, aber andererseits die Momentengleichung um

den zusätzlichen Fluss erweitert wird. Es ist also zu erwarten, dass durch den zusätzlichen Fluss ein Sinken des Winkels in Richtung d -Achse auftritt. Um dieses Verhalten zu analysieren, wurde das Moment unter einer Variation des Stromwinkels mit den in Tabelle 3.8 angeführten Parametern durchgeführt. Außerdem wird das Verhalten für Ferrit- und Seltenerdenmagnete untersucht. Für die Ferritmagnete wird das Material *Y30* der Materialbibliothek von *Maxwell* entnommen, welches anders als die NdFeB Magnete über die BH-Kennlinie definiert ist.

Parameter	Variablenname	Wert
Stromwinkel γ_{dq}	stromwinkel_dq	$[0 \dots 90]^\circ$
Stromamplitude \hat{I}_{dq}	Idq_max	125 A
Drehzahl n	n	8500 rpm
Polzahl $2p$	poles	2
Rotorlagewinkel γ_0	angle_inc	0°

Tabelle 3.8: Simulationsparameter der zweipoligen Reluktanzrotoren

3.3.1.4 Simulationsergebnisse

In Abb. 3.10 ist der Verlauf des Rotormoments bzw. in Abb. 3.23 der zugehörige Momentenrippel visualisiert und in Tabelle 3.9 sind die zugehörigen Werte bei den jeweiligen Maxima angeführt.

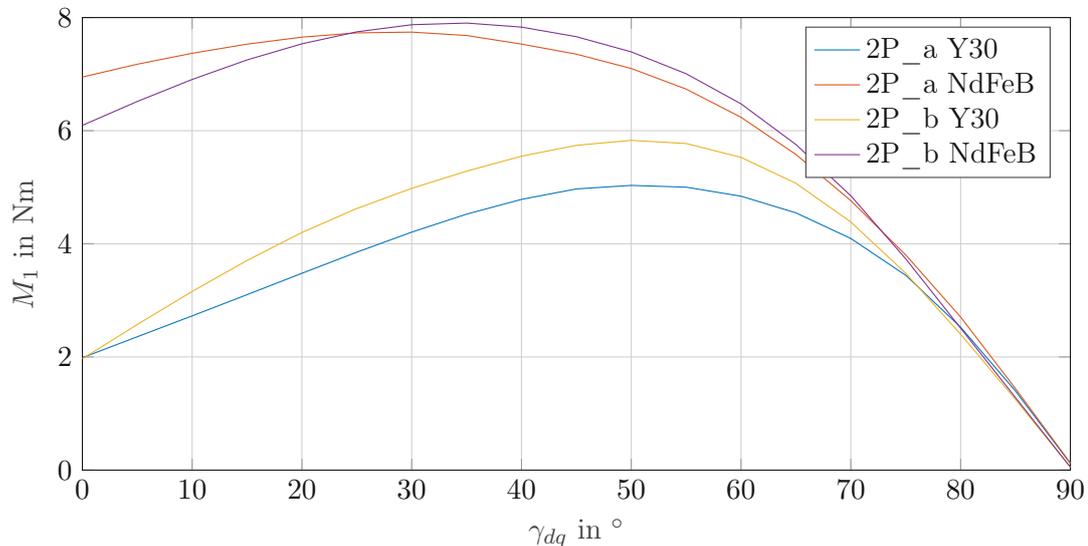
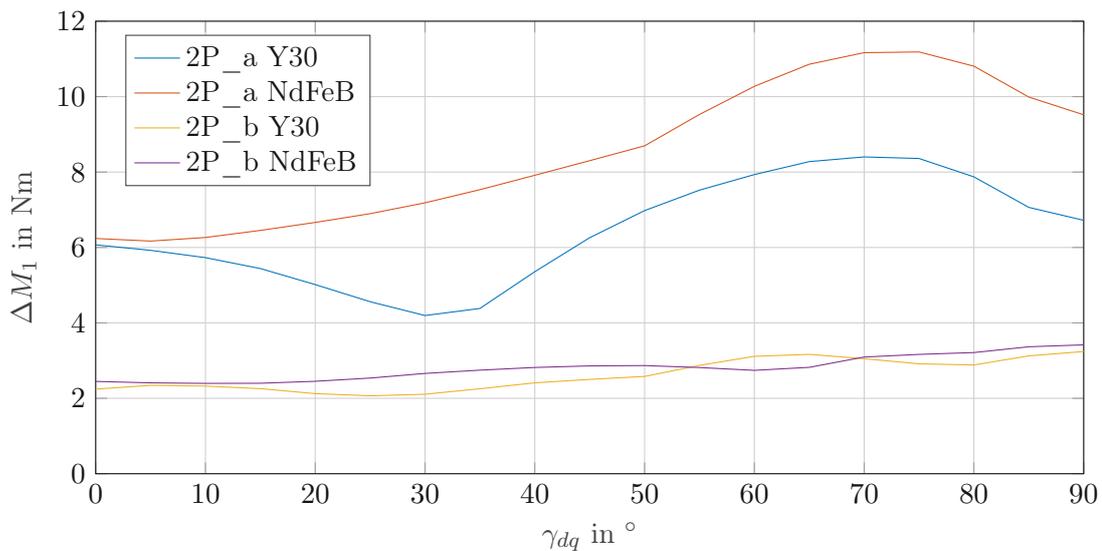


Abbildung 3.10: Rotormoment über dem Stromwinkel γ_{dq} zur Evaluierung des maximalen Moments

Abbildung 3.11: Momentenrippel eines Rotors über dem Stromwinkel γ_{dq}

Topologie	Magnetmaterial	$\gamma_{dq}/^\circ$	$\overline{M}_1/(\text{Nm})$	$\Delta M_1/(\text{Nm})$	$\overline{\cos(\varphi)}$
2P_a	Y30	50	5.033	6.978	0.340
2P_a	NdFeB	30	7.743	7.184	0.604
2P_b	Y30	50	5.829	2.580	0.347
2P_b	NdFeB	30	7.662	2.745	0.644

Tabelle 3.9: Simulationsergebnisse der Evaluierung des Stromwinkels bei maximalen Moment der zweipoligen Topologien

Entgegen den Erwartungen des mathematischen Modells liegt der Stromwinkel bei den Ausführungen mit Ferritmagneten mit etwa 50° immer noch über dem theoretisch idealen Winkel von 45° bei der reinen SynRM. Ein Grund dafür können einerseits die auftretenden Sättigungseffekte und die daraus resultierenden Nichtlinearitäten bei der hohen Stromstärke sein, andererseits aber auch die geringe Anzahl an Statorzähnen in Kombination mit den relativ weiten Pollücken, welche unter Umständen große Streufelder verursachen. Bei den NdFeB Magneten verringert sich der Stromwinkel bereits auf 30° und wandert somit näher zur orthogonal auf den Flussraumzeiger ψ_M stehenden d -Achse. Hier wird auch die Analogie zur achsigen PSM aus Abschnitt 2.4 deutlich, bei der per Konvention der Flussraumzeiger in d -Richtung ausgerichtet und daher der Stromwinkel in Bezug zur q -Achse geringer ist. Den Grafiken bzw. der Tabelle ist außerdem zu entnehmen, dass das Moment der beiden Topologien mit den jeweils unterschiedlichen Magnetmaterialien in etwa gleich ausfällt. Ebenso hat sich bestätigt, dass die bogenförmigen Flussbarrieren (hier Knickzüge) wesentlich zur Reduktion des Momentenrippels beitragen. Ein etwas ernüchterndes Ergebnis liefert die Analyse des Leistungsfaktors. Die Ausführung mit den Seltenerdenmagneten liefert zwar mit $\overline{\cos(\varphi)} \approx 0.6$ einen akzeptablen Wert, bei den Varianten mit Ferritmagneten fällt dieser mit $\overline{\cos(\varphi)} \approx 0.34$ jedoch sehr gering aus.

3.3.1.5 Induktivitätsanalyse

Wie bereits in Abschnitt 2.2 erarbeitet wurde, benötigt der Rotor einer SynRM eine möglichst große Achsigkeit um ein folglich hohes Reluktanzmoment zu erzeugen. Da sich diese aus dem Quotienten der Längs- und Querinduktivität ergibt, ist die Ermittlung dieser Größen erforderlich. Wie in den Grundlagen erläutert wurde, lassen sich die Flusskomponenten nach Gleichung (2.29) mittels der Stromkomponenten und den Induktivitäten berechnen. Die in *Maxwell* definierten Spulen ermöglichen, neben dem Auslesen der Informationen des in der jeweiligen Spule fließenden Stroms, die Ausgabe der induzierten Spannung und den zugehörigen Verkettungsfluss. Da die extrahierten Ergebnisse für die einzelnen Stränge vorhanden sind, müssen diese wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, in einen komplexen Raumzeiger umgerechnet und anschließend in das rotorfixe Koordinatensystem transformiert werden. Die Gleichungen der Flussverkettung lassen sich wie folgt nach den Induktivitäten umstellen:

$$\begin{aligned} l_d &= \frac{\psi_d}{i_d} \\ l_q &= \frac{\psi_q + \psi_M}{i_q}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Da bei der Simulation der bestromten Maschine nur der gesamte Fluss ermittelt wird, kann jener Flussanteil, welcher durch den Permanentmagneten hervorgerufen wird, nicht berechnet werden. Daher muss zusätzlich eine Leerlaufsimulation ($|i_{s,dq}| = 0$) durchgeführt werden. Durch die fehlende Bestromung stammt der verkettete Fluss bzw. die induzierte Spannung dann nur vom Fluss des Permanentmagneten. Für die Untersuchung wurden wieder Simulationen mit den Einstellungen aus Tabelle 3.8 durchgeführt, wobei die Stromwinkel aus Tabelle 3.9 verwendet wurden. Es sei angemerkt, dass die Induktivitäten aufgrund der Statorgeometrie entlang des Umfanges fluktuieren, weshalb es sich bei den im Folgenden angegebenen Werten um die arithmetischen Mittelwerte aller Messpunkte handelt. Die Ergebnisse dieser Analyse sind in Tabelle 3.17 zu sehen. In dem eingestellten Arbeitspunkt ergibt sich eine nur leicht höhere Induktivität in d -Richtung als in q -Richtung, was auch eine sehr geringe Achsigkeit zur Folge hat.

Topologie	Magnetmaterial	$\psi_{Md}/(\text{mWb})$	$\psi_{Mq}/(\text{mWb})$	$L_d/(\text{mH})$	$L_q/(\text{mH})$	L_d/L_q
2P_a	Y30	0.099	38.72	6.852	4.174	1.642
2P_a	NdFeB	0.461	166.175	5.256	4.485	1.170
2P_b	Y30	0.010	47.015	6.997	3.927	1.781
2P_b	NdFeB	0.348	136.415	5.176	3.253	1.591

Tabelle 3.10: Induktivitäten der zweipoligen Rotoren

Wie bereits erwähnt wurde, entstehen durch die hohe Stromstärke lokal hohe Flussdichtever-

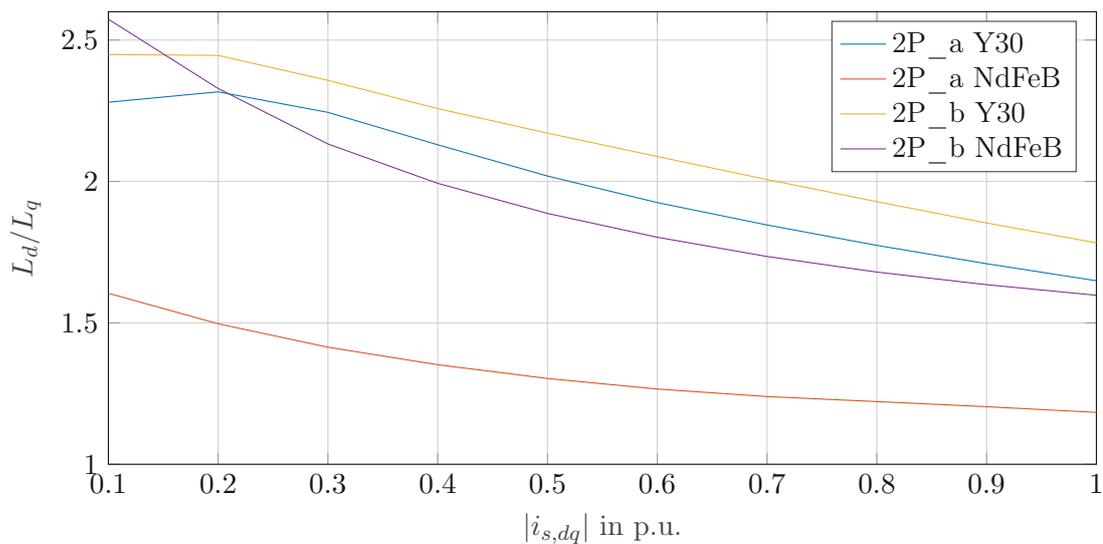


Abbildung 3.12: Achsigkeit der zweipoligen Rotoren über dem Strombetrag

teilungen, die zu Sättigungseffekten führen. Um zu untersuchen, ob und wie sich die Höhe der Stromstärke auf die Achsigkeit auswirkt, wird eine Variation des Strombetrags $|i_{s,dq}| \in [0.1, 1]$ durchgeführt. Die verwendeten Stromwinkel entsprechen wieder jenen in Tabelle 3.9. Wie auch die Ergebnisse der Untersuchung der finalen Struktur belegen, ist der Betrag des Flussraumzeigers bei Rotoren mit vergrabenen Magneten, aufgrund der Sättigung des umliegenden Blechs ebenfalls vom Statorstrom abhängig. Diese Tatsache wird in der Abschätzung der generellen Performance der unterschiedlichen Topologien allerdings vorerst vernachlässigt.

In Abb. 3.12 ist der Verlauf der Achsigkeit l_d/l_q über dem Strombetrag dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Achsigkeit mit sinkendem Strombetrag geringfügig besser wird. Dies liegt vor allem an der sinkenden Sättigung des Rotorblechs in d -Richtung. Dennoch lassen sich nur sehr geringe Achsigkeiten erreichen.

3.3.2 Vierpolige Rotoren

Da die zweipoligen Varianten, vor allem in Bezug auf das geringe mittlere Moment als auch den großen Rippel, eher mäßige Ergebnisse bringen, werden nun vierpolige Rotorvarianten getestet. Die Geometrien dazu werden in Abb. 3.13 gezeigt. Aufgrund der Form der Flussbarrieren wurden die Geometrien mit U bzw. V bezeichnet. Die Varianten $4P_Ua$ und $4P_Ub$ unterscheiden sich dabei durch die Hinzugabe von Magnetmaterial in die seitlichen Barrierenabschnitte bei der Ausführung Ub . Die Topologien $4P_Va$ und $4P_Vb$ unterscheiden sich lediglich dadurch, dass bei der Variante Vb die Flussbarrieren zur Gänze mit Magnetmaterial ausgefüllt sind. Den Ergebnissen in [7] ist zu entnehmen, dass bei der Ausführung der U-förmigen Barrieren ein höheres Moment bei geringerem Momentenrippel zu erwarten ist. Hier wurden die Rotoren allerdings in einem konventionellen

Stator verbaut, weshalb die Ergebnisse nicht direkt auf die Planetenmotorstruktur übertragen werden können. Dennoch wurde das Verhalten der Rotorgeometrien für den Fall des Planetenmotors untersucht.

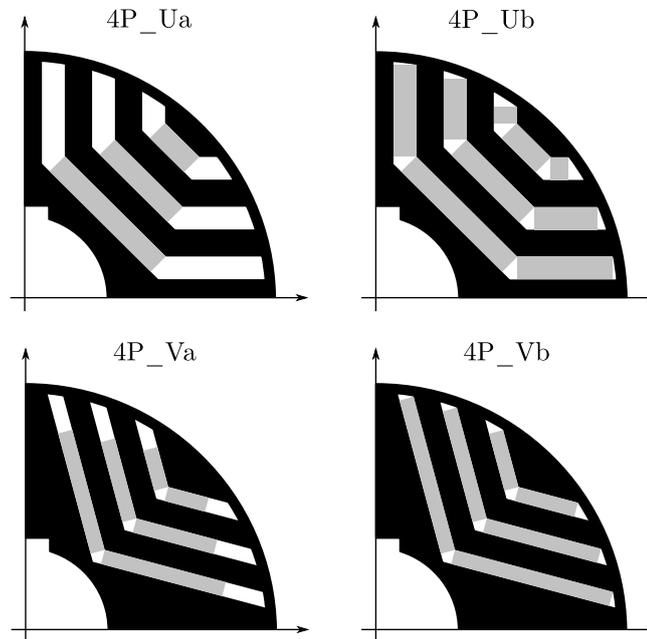


Abbildung 3.13: Vierpolige Reluktanzrotoren mit Flussbarrieren und Magneteinsatz

Bevor mit der Simulation der vierpoligen Rotorvariante begonnen werden kann, muss das Simulationsmodell, im Speziellen die Reihenfolge der Statorwicklungen, angepasst werden. Die Überlegungen zur Herleitung der Planetenmotorstruktur und der Fluss- sowie Strombedingungen erfolgt dabei ähnlich zur Herleitung in Abschnitt 2.5. Eine Ableitung eines vierpoligen Planetenmotors kann [5] entnommen werden. Für die vierpoligen Rotoren im vorhandenen Stator mit drei Statorzähnen muss jedenfalls die Beziehung

$$\gamma_{2,el} = \frac{\pi}{2} - \gamma_1 \quad (3.8)$$

erfüllt werden und die Rotoren mit $\omega_2 = -\omega_1$ in die entgegengesetzte Richtung rotieren. Die in der referenzierten Literaturstelle hergeleitete Planetenmotorstruktur besitzt neben den vierpoligen Rotoren ebenso sechs um jeweils 60° räumlich versetzte Statorzähne. Da die Statorgeometrie im untersuchten Modell allerdings unverändert bleiben soll, müssen die Wicklungsstränge v und w vertauscht werden. Dieser Sachverhalt ist in Abb. 3.14 dargestellt. Nach einer räumlichen Drehung um 60° wäre der Statorzahn mit der Wicklung des Stranges v zu platzieren. Dieser ist allerdings nicht vorhanden, weshalb der nächstgelegene, der um weitere 60° verdrehte, Statorzahn w ist. Dieser Gedankengang kann für eine gesamte Umdrehung fortgesetzt werden und führt schließlich zu der Anordnung u, w, v . Betrachtet man nun nochmals Abb. 3.14, so lässt sich erkennen, dass

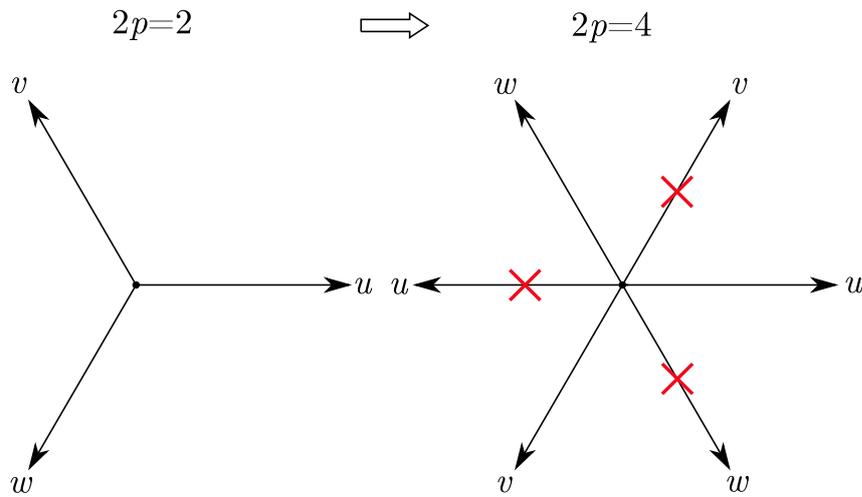


Abbildung 3.14: Änderung der Statorwicklungsreihenfolge bei einer Modelladaption für die vierpolige Rotorvariante

die durch die aktualisierte Drehfeldwicklung erzeugte Grundwelle nicht wie zuvor in mathematisch positive, sondern negative Richtung rotiert. Das Drehfeld selbst besteht neben der Grundwelle allerdings auch aus Oberwellen höherer Ordnung, welche zum Teil in entgegengesetzte Richtung zur Grundwelle rotieren. Da die Polzahl des Rotors $2p = 4$ entspricht, stimmt diese nun nicht mehr mit der Polzahl des Stators $2p = 2$ überein. Physikalisch bedeutet dies nun, dass die eigentliche Arbeitswelle im Luftspalt jener Oberwelle mit der Ordnungszahl $\nu = -2$ entspricht. Diese rotiert mit der doppelten Frequenz in mathematisch positive Richtung, was sich ebenfalls mit der positiven Drehrichtung des Rotors deckt.

Nachfolgend sind, wie auch bei den zweipoligen Varianten, die Topologien der vierpoligen Rotoren mit den wesentlichsten, für die Rekonstruktion notwendigen, Parametern dargestellt. Zu sehen ist dabei jeweils ein Viertel des Rotors.

3.3.2.1 Topologie 4P_Ua

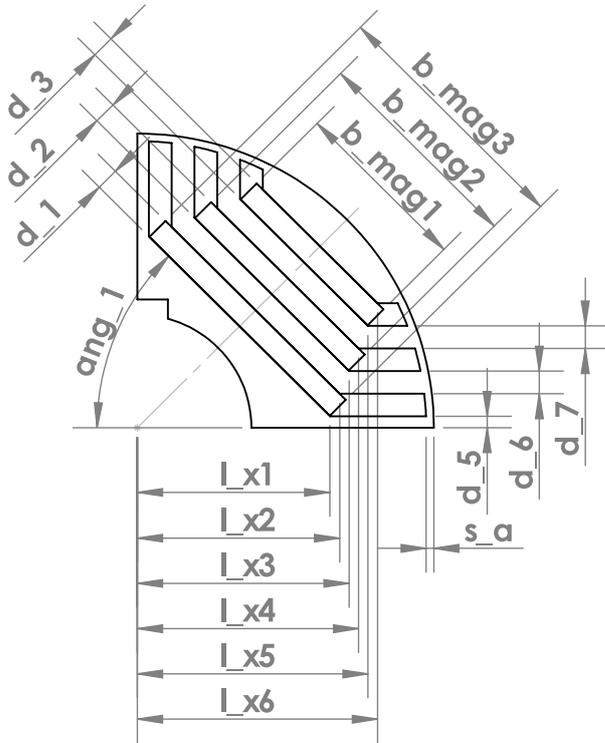
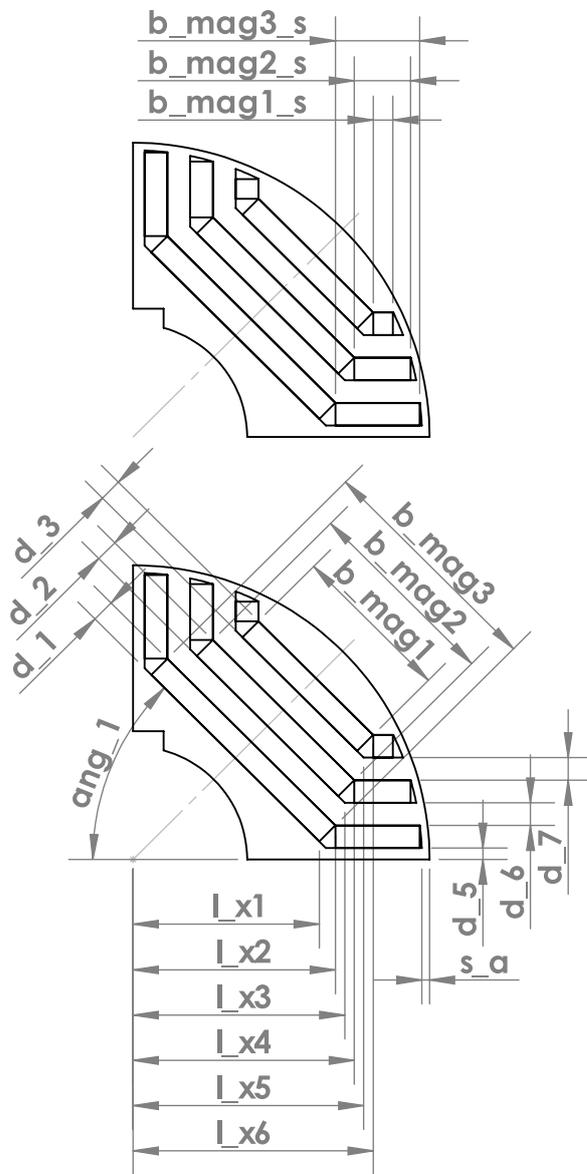


Abbildung 3.15: Bemaßung 4P_Ua

Variable	Wert	Einheit
l_x1	25.37	mm
l_x2	26.61	mm
l_x3	27.86	mm
l_x4	29.10	mm
l_x5	30.34	mm
l_x6	31.58	mm
d_1	3	mm
d_2	3	mm
d_3	3	mm
d_4	3	mm
d_5	1.5	mm
d_6	3	mm
d_7	3	mm
B_mag1	33.75	mm
B_mag2	28.76	mm
B_mag3	23.81	mm
s_a	1	mm
ang_1	45	°

Tabelle 3.11: Bemaßung 2P_b

3.3.2.2 Topologie 4P_Ub



Variable	Wert	Einheit
l_{x1}	25.37	mm
l_{x2}	26.61	mm
l_{x3}	27.86	mm
l_{x4}	29.10	mm
l_{x5}	30.34	mm
l_{x6}	31.58	mm
d_1	3	mm
d_2	3	mm
d_3	3	mm
d_4	3	mm
d_5	1.5	mm
d_6	3	mm
d_7	3	mm
B_{mag1}	33.75	mm
B_{mag2}	28.76	mm
B_{mag3}	23.81	mm
B_{mag1_s}	11.1	mm
B_{mag2_s}	7.4	mm
B_{mag3_s}	2.6	mm
s_a	1	mm
ang_1	45	°

Tabelle 3.12: Bemaßung 4P_Ub

Abbildung 3.16: Bemaßung 4P_Ub

3.3.2.3 Topologie 4P_Va

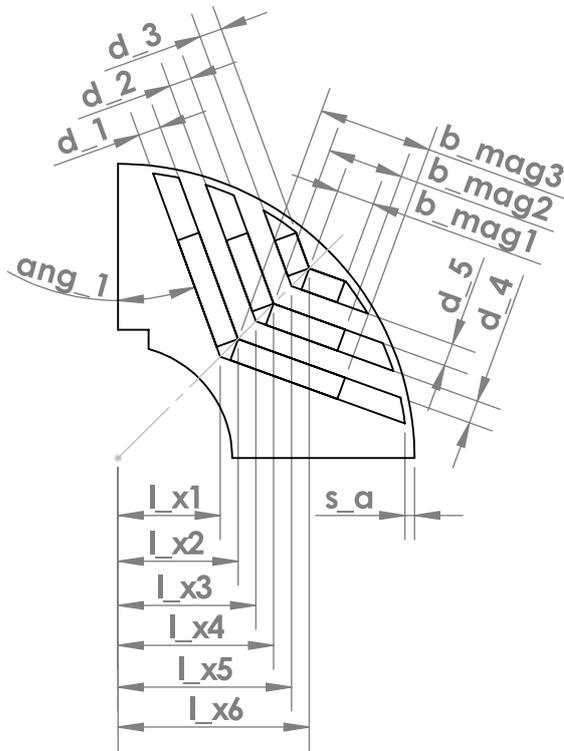


Abbildung 3.17: Bemaßung 4P_V

Variable	Wert	Einheit
l_{x1}	13.44	mm
l_{x2}	15.78	mm
l_{x3}	18.12	mm
l_{x4}	20.46	mm
l_{x5}	22.80	mm
l_{x6}	25.14	mm
d_1	3	mm
d_2	3	mm
d_3	3	mm
d_4	3	mm
d_5	1.5	mm
B_{mag1}	15	mm
B_{mag2}	10	mm
B_{mag3}	5	mm
s_a	1	mm
ang_1	20	°

Tabelle 3.13: Bemaßung 4P_Va

3.3.2.4 Topologie 4P_Vb

Die Topologie 4P_Vb unterscheidet sich von der Ausführung 4P_Va lediglich durch die Magnetbreite, die restlichen Maße sind identisch. Daher werden in Tabelle 3.14 nur die entsprechenden Breiten der Magnete angegeben.

Variable	Wert	Einheit
B_{mag1}	22.74	mm
B_{mag2}	15.27	mm
B_{mag3}	5	mm

Tabelle 3.14: Bemaßung 4P_Vb

3.3.2.5 Simulationsmodell und Einstellungen

Wie bei den zweipoligen Varianten gilt es auch hier wieder herauszufinden, bei welchem Stromwinkel γ_{dq} das maximale Moment bei gegebenem Strombetrag auftritt. Die für die Simulation verwendeten

Parameter sind Tabelle 3.15 zu entnehmen. In Tabelle 3.16 sind die entsprechenden Werte bei maximalem Moment zu finden.

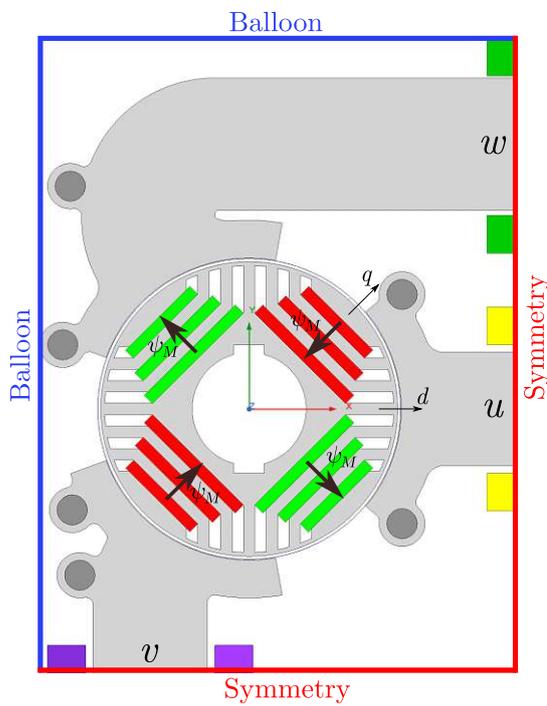


Abbildung 3.18: Simulationsmodell der Topologie 4P_Ua

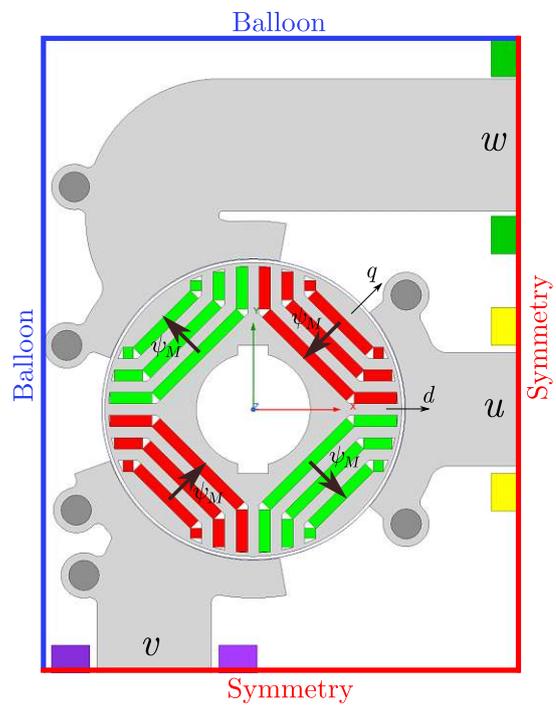


Abbildung 3.19: Simulationsmodell der Topologie 4P_Ub

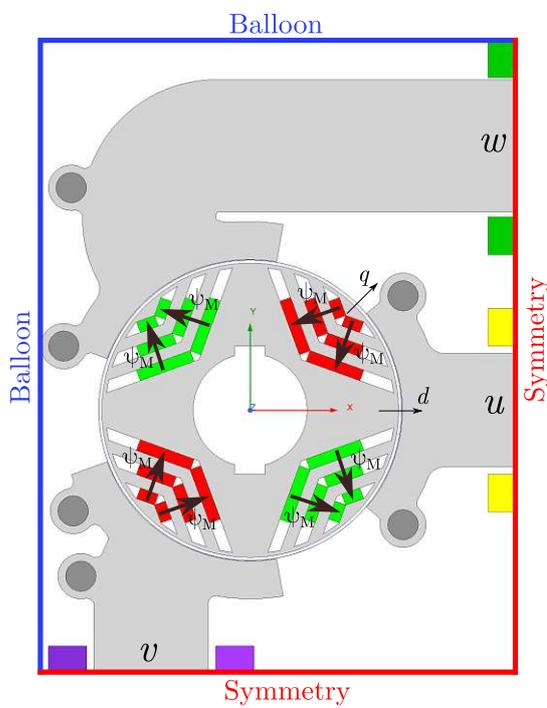


Abbildung 3.20: Simulationsmodell der Topologie 4P_Va

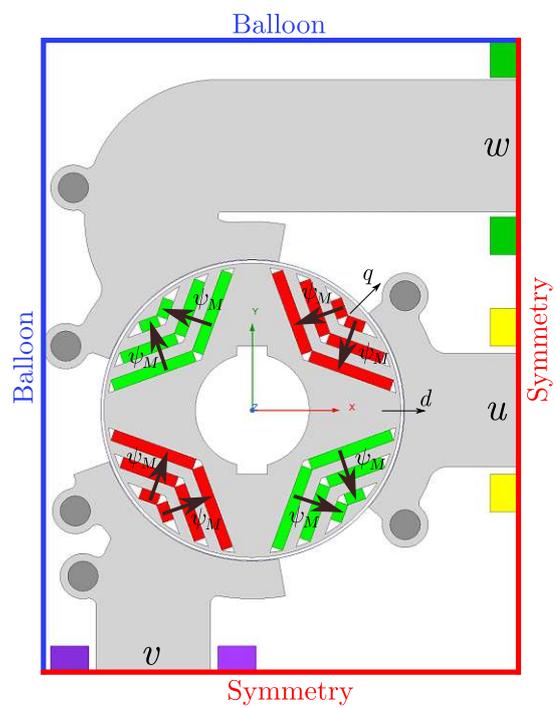


Abbildung 3.21: Simulationsmodell der Topologie 4P_Vb

Parameter	Variablenname	Wert
Stromwinkel γ_{dq}	<code>stromwinkel_dq</code>	$[0 \dots 90]^\circ$
Stromamplitude \hat{I}_{dq}	<code>Idq_max</code>	125 A
Drehzahl n	<code>n</code>	8500 rpm
Polzahl $2p$	<code>poles</code>	4
Rotorlagewinkel γ_0	<code>angle_inc</code>	0°

Tabelle 3.15: Simulationsparameter der zweipoligen Reluktanzrotoren

In Abb. 3.18, Abb. 3.19, Abb. 3.20 und Abb. 3.21 sind die in *Maxwell* implementierten Modelle abgebildet.

3.3.2.6 Simulationsergebnisse

In Abb. 3.22 sind die Verläufe des mittleren Moments eines Rotors über dem Stromwinkel und in Abb. 3.23 jene der zugehörigen Momentenrippel dargestellt.

Topologie	Magnetmaterial	$\gamma_{dq}/^\circ$	$\overline{M}_1/(\text{Nm})$	$\Delta M_1/(\text{Nm})$	$\overline{\cos(\varphi)}$	$V_{mag}/(\text{mm}^3)$
4P_Ua	Y30	31	7.591	2.800	0.302	103584
4P_Ua	NdFeB	12	16.148	6.010	0.660	103584
4P_Ub	Y30	27	9.177	1.867	0.355	145320
4P_Ub	NdFeB	7	22.902	9.127	0.818	145320
4P_Va	Y30	31	6.051	3.705	0.222	72000
4P_Va	NdFeB	13	13.638	4.681	0.514	72000
4P_Vb	Y30	26	7.403	4.197	0.264	103244
4P_Vb	NdFeB	10	19.902	7.838	0.689	103244

Tabelle 3.16: Simulationsergebnisse der Evaluierung des Stromwinkels bei maximalem Moment der vierpoligen Topologien

Auch hier zeigt die Analyse, dass die Rotoren mit Ferritmagneten nur sehr geringe Momente bei ebenfalls geringem Leistungsfaktor erzielen. Werden stattdessen wieder NdFeB Magnete verwendet, lassen sich höhere Momente und Leistungsfaktoren erreichen, wobei allerdings auch ein starkes Anwachsen des Drehmomentrippels zu beobachten ist. Die Spalte V_{mag} in Tabelle 3.16 gibt das verwendete Magnetvolumen eines Rotors an. Ein durchaus interessantes Ergebnis liefert der Vergleich der Topologien 4P_Ua und 4P_Vb, da diese beiden Varianten in etwa gleich viel Magnetvolumen enthalten. Während bei den Ausführungen mit Ferritmagneten (Y30) das Moment bei beiden Rotoren $\overline{M}_1 \approx 7.5 \text{ N m}$ beträgt, fällt der Momentenrippel bei der U-förmigen Variante um etwa ein Drittel geringer aus, als bei der V-förmigen Geometrie. Ob dies auf die Achsigkeit der Rotoren zurückzuführen ist, wird in der folgenden Induktivitätsanalyse untersucht. Durch die Änderung des Magnetmaterials auf NdFeB kann im Gegensatz dazu mit der Topologie 4P_Vb ein um fast 3 N m höheres Moment als bei der Topologie 4P_Ub erzielt werden, wobei der

Momentenrippel mit $\Delta M_{1,\%} \approx 39.4\%$ um nur 2% höher ist. Dies ist allem Anschein nach auf die Flussbündelung durch die Schrägstellung der Magneten bei der V-förmigen Barriere zurückzuführen, da ein ähnliches Verhalten bei der Hinzugabe von Magneten in die seitlichen Barrierenabschnitte der U-förmigen Bauweise zu erkennen ist. Anhand der Ergebnisse zeigt sich auch hier wieder, dass durch das zusätzliche Magnetmaterial (NdFeB) ein anwachsender Leistungsfaktor erreicht wird. Es sei angemerkt, dass das maximale Moment nicht unbedingt mit dem minimalen Momentenrippel zusammenfällt. Das Optimierungskriterium dieser Arbeit stellt das mittlere Moment dar. Die Reduktion des Momentenrippels wird nach der Auswahl einer finalen Geometrie über eine diskrete Rotorschränkung erreicht. Details dazu können in Abschnitt 3.4.1 nachgelesen werden.

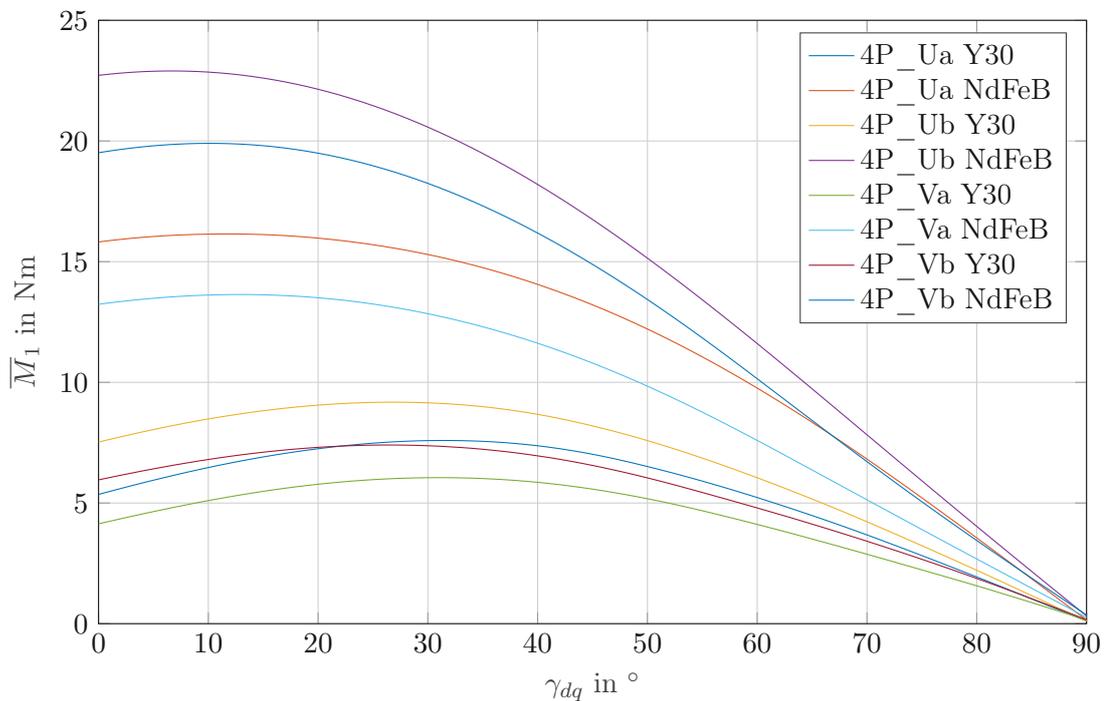
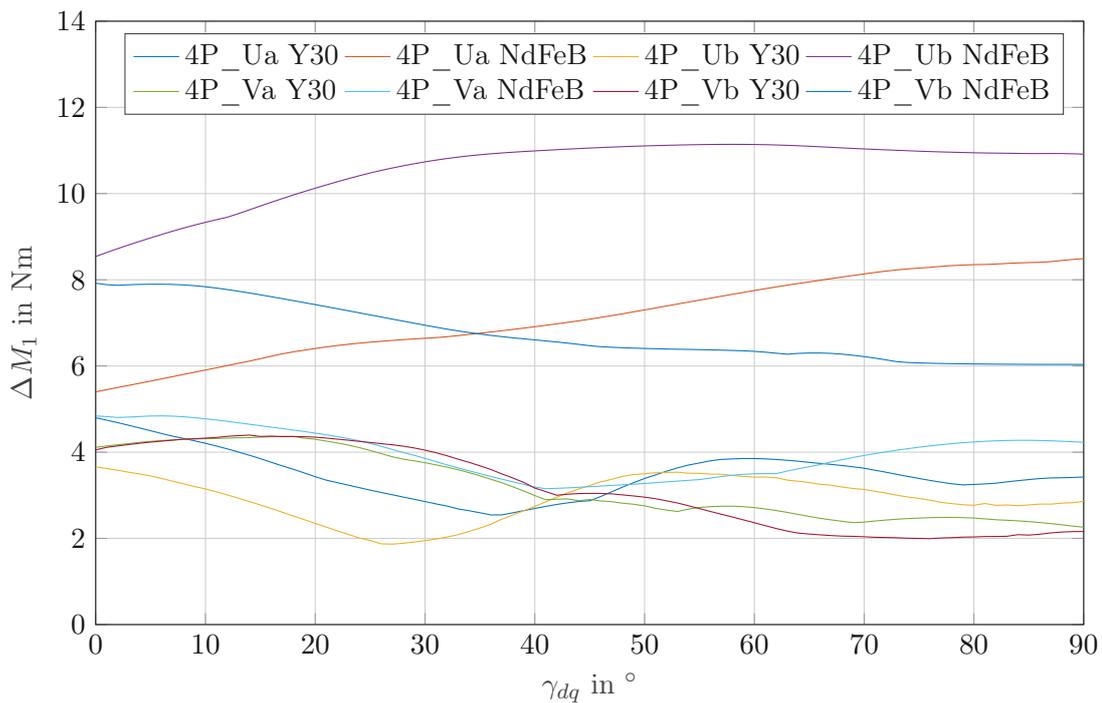


Abbildung 3.22: Rotormoment über dem Stromwinkel γ_{dq} zur Evalierung des maximalen Moments der vierpoligen Topologien

Abbildung 3.23: Momentenrippel eines Rotors über dem Stromwinkel γ_{dq}

3.3.2.7 Induktivitätsanalyse

Auch hier wurden von allen Varianten Leerlaufsimulationen erzeugt, um den jeweiligen Flussraumzeiger $\underline{\psi}_M$ zu ermitteln. Die Kenntnis dieser Größe ermöglicht es, eine Induktivitätsanalyse für die unterschiedlichen Betriebspunkte durchzuführen bzw. die Achsigkeit zu ermitteln. Die Vorgehensweise ist dabei identisch zu jener in Gleichung (3.7). Die Verläufe der Achsigkeit sind in Abb. 3.24 dargestellt. Diese ist im Vergleich zu den Ergebnissen der zweipoligen Rotoren in Abb. 3.12 etwas geringer. Eine mögliche Ursache dieses Verhaltens könnte die geringe bzw. fehlende Anzahl an Statorzähnen sein, wie dies anhand Abb. 3.14 erläutert wurde. An den Verläufen ist außerdem zu beobachten, dass sich für die Varianten 4P_Ub und 4P_Vb das Induktivitätsverhältnis ab einem Strombetrag von etwa $i_{s,dq} = 0.5$ umkehrt. Ab diesem Punkt gilt $l_q \leq l_d$, wie dies eigentlich bei der achsigen PSM der Fall ist. Eine weitere Erkenntnis der Induktivitätsanalyse liefert die Betrachtung der ferritmagnetunterstützten Varianten. Neben der Tatsache, dass die U-förmigen Barrieren eine geringfügig bessere Achsigkeit erzeugen, trägt die Hinzugabe von zusätzlichem Ferritmagnetmaterial nicht mehr konstruktiv zur Achsigkeit bei. Es tritt hier offensichtlich, wie in den Grundlagen in Abschnitt 2.3 postuliert wurde, eine Überkompensation auf. Zwar sinkt bei der Hinzugabe von mehr Ferritmagnetmaterial die Achsigkeit, das Grundmoment wird dann aber durch den höheren Flussbetrag ψ_M angehoben.

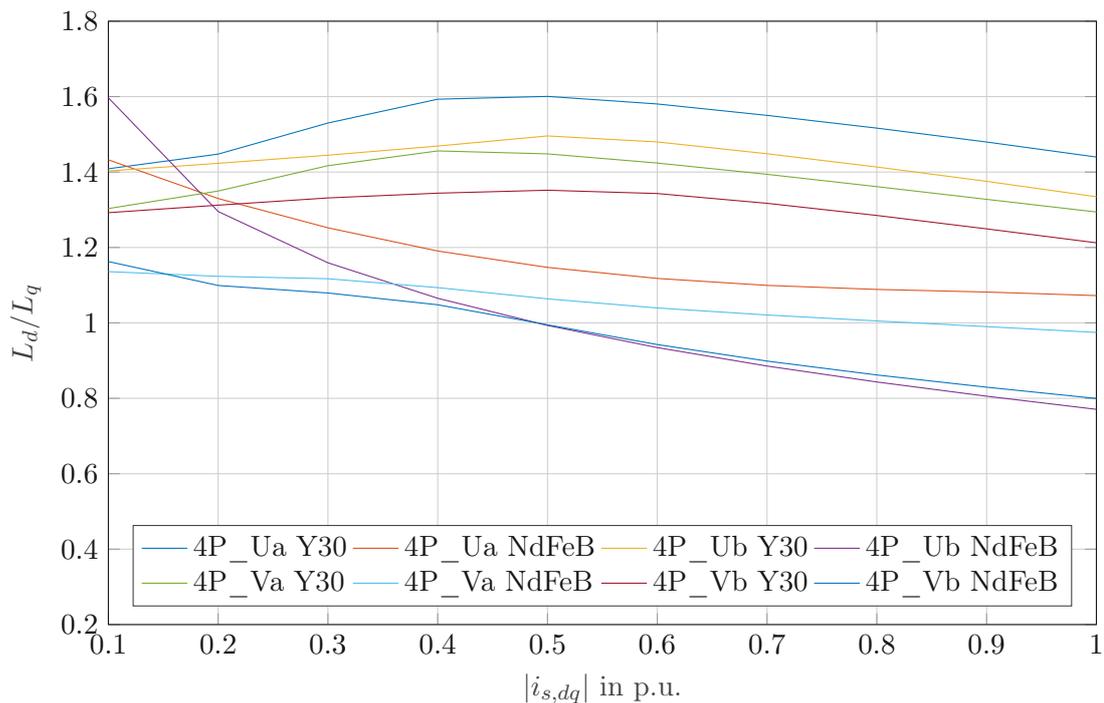


Abbildung 3.24: Achsigkeit der vierpoligen Rotoren

Topologie	Magnetmaterial	$\psi_{Md}/(\text{mWb})$	$\psi_{Mq}/(\text{mWb})$	$L_d/(\text{mH})$	$L_q/(\text{mH})$	L_d/L_q
4P_Ua	Y30	0.225	43.790	5.229	3.636	1.437
4P_Ua	NdFeB	1.400	170.826	3.787	3.654	1.063
4P_Ub	Y30	1.483	74.004	5.236	3.931	1.332
4P_Ub	NdFeB	8.954	254.212	3.238	4.395	0.738
4P_Va	Y30	0.135	35.737	5.630	4.355	1.292
4P_Va	NdFeB	1.972	148.423	4.556	4.703	0.968
4P_Vb	Y30	1.885	62.670	5.671	4.685	1.211
4P_Vb	NdFeB	0.100	224.868	4.236	5.390	0.786

Tabelle 3.17: Induktivitäten der vierpoligen Rotoren

3.3.3 Fazit und weiteres Vorgehen

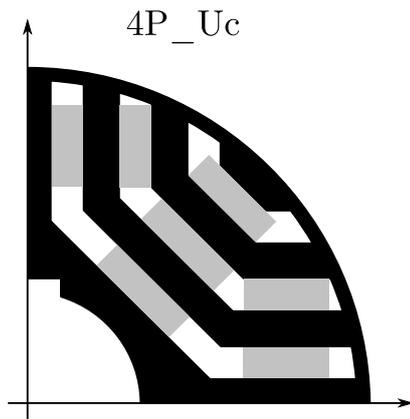
Wie die zuvor angeführten Ergebnisse zeigen, sind die Momentenausbeute aber auch der Leistungsfaktor der ferritmagnetunterstützten Ausführungen sehr gering. Durch den limitierten Rotordurchmesser sind sowohl die Höhe der Eisenstege als auch der Magnete begrenzt. Aus den geringen Höhen resultieren geringe Flächen, die eine hohe Flusskonzentration tragen, was dazu führt, dass das Material bei bereits geringen Strömen in Sättigung getrieben wird. Eine Konsequenz dieses Zusammenhanges ist ein rapides Sinken der Induktivität in d -Richtung und somit auch der Achsigkeit. Durch die geringe Achsigkeit folgt ebenfalls ein geringes Reluktanzmoment. Ein weiterer Grund für die geringen Induktivitäten sind die großen Pollücken des Stators und die

geringe Anzahl an Statorzähnen. Die Analyse zeigt schlussendlich, dass die spezifische untersuchte zweipolige Planetenmotorstruktur des Prototyps, unter Berücksichtigung der angeforderten Leistung, nicht für die Implementierung von Reluktanzrotoren mit Ferritunterstützung geeignet ist. Zwar erreichen die Rotoren bei Verwendung von genügend Ferritmagnetmaterial ein moderates Moment, allerdings nur einen sehr geringen Leistungsfaktor. Bei der Verwendung von NdFeB Magneten kann im Vergleich ein relativ hohes Moment sowie ein guter Leistungsfaktor erreicht werden. Da ein geringer Leistungsfaktor zu den aktuellen Schwächen der bis dato umgesetzten Planetenmotoren zählt, wurde auf Basis der Simulationsergebnisse entschieden, die Rotorbauform U mit NdFeB Magneten zu implementieren und den Fokus auf die Ausführung als achsige PSM zu legen. Es wird somit einerseits durch die Geometrie des Rotors, welche dennoch dem typischen Reluktanzrotor entspricht, andererseits aber auch durch die Erhöhung des Magnetmaterials ein besserer Leistungsfaktor erkauft. Da bei diesem Maschinentyp der Fluss des Permanentmagneten ψ_M die maßgebende Rolle in Bezug auf die Momentenbildung spielt, wird hier per Konvention der Rotorflussraumzeiger in d -Richtung bzw. zum Zeitpunkt $t = 0$ s der Strangachse u gelegt. Im Vergleich zur PMSynRM entspricht dies einer Drehung des dq -Koordinatensystems um 90° bzw. bei einem vierpoligen Rotor einer räumlichen Drehung um 45° . Die zugehörigen mathematischen Zusammenhänge wurden bereits in Abschnitt 2.4 diskutiert.

3.3.4 Umsetzung als achsige permanentmagneterregte Synchronmaschine

3.3.4.1 Topologie 4P_Uc

Es soll nun eine achsige PSM mit einem Reluktanzrotor mit NdFeB Magneteinsatz simuliert und umgesetzt werden. Genauer gesagt soll die Topologie 4P_Ub so modifiziert werden, dass lediglich zwei verschiedene Maße an Magneten benötigt werden um die Fertigungskosten gering zu halten. Daher wurde entschieden, die Breite der mittleren Magnete an die Länge der äußeren Barriere anzupassen. Die kleinen Magnete an den Seiten der äußeren Barriere werden entfernt, da diese nur einen geringen Flussanteil beitragen. Die übrigen seitlichen Magnete werden ebenfalls zu gleicher Breite gewählt. Eine schematische Darstellung des Rotors ist in Abb. 3.25 zu finden. Die Maße der Rotorgeometrie bleiben wieder identisch zu jenen in Tabelle 3.12. Die aktualisierten Maße der Magnete sind in Tabelle 3.18 aufgelistet.



Variable	Wert	Einheit
B_mag1	21.3	mm
B_mag2	21.3	mm
B_mag3	21.3	mm
B_mag1_s	7	mm
B_mag2_s	7	mm

Tabelle 3.18: Bemaßung 4P_Uc

Abbildung 3.25: Schematische Darstellung der Topologie 4P_Uc

3.3.4.2 Simulationsmodell und Einstellungen

Wie den Grundlagen zu entnehmen ist, liegt der Flussraumzeiger ψ_M in Richtung der d -Achse des rotorfesten Koordinatensystems. Da die Rotorvariante allerdings als Reluktanzrotor entworfen wurde, muss das Modell an diesen Sachverhalt angepasst werden. Somit erfolgt eine Drehung des Rotors um 45° , sodass der Fluss zum Zeitpunkt $t = 0$ s in Richtung der Strangachse u zeigt. Der Stromraumzeiger wird entsprechend dem mathematischen Modell nun im zweiten Quadranten der komplexen Zahlenebene definiert, woraus ein möglicher Stromwinkel im Intervall $\gamma_{dq} \in [90, 180]^\circ$ resultiert. Die Einstellungen des Simulationsmodells sind Tabelle 3.19 zu entnehmen. Das in *Maxwell* implementierte Modell inklusive eingezeichneter Magnetorientierung ist in Abb. 3.26 dargestellt.

Parameter	Variablenname	Wert
Stromwinkel γ_{dq}	stromwinkel_dq	$[90 \dots 180]^\circ$
Stromamplitude \hat{I}_{dq}	Idq_max	125 A
Drehzahl n	n	8500 rpm
Polzahl $2p$	poles	4
Rotorlagewinkel γ_0	angle_inc	45°

Tabelle 3.19: Simulationsparameter der finalen Topologie, ausgeführt als achsige PSM

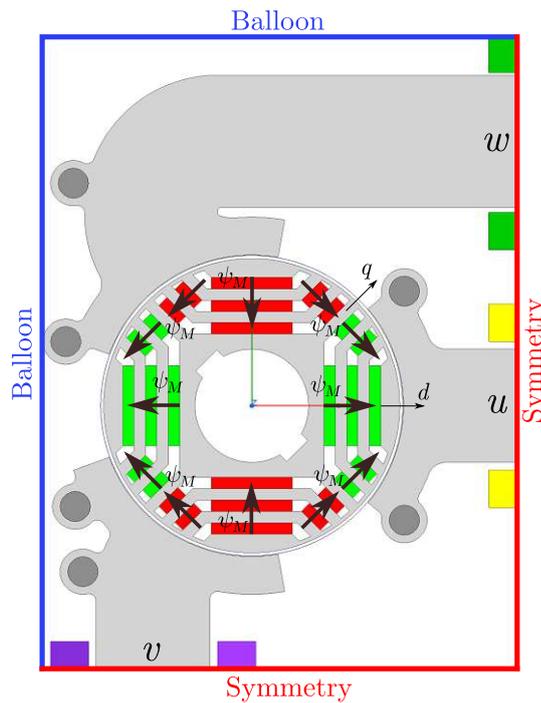


Abbildung 3.26: Modell der Rotorgeometrie 4P_Uc

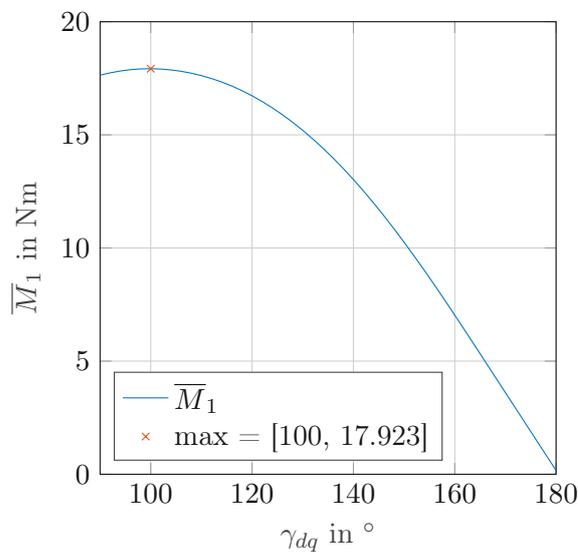


Abbildung 3.27: Evaluierung des Stromwinkels an dem maximales Moment auftritt für die finale Geometrie

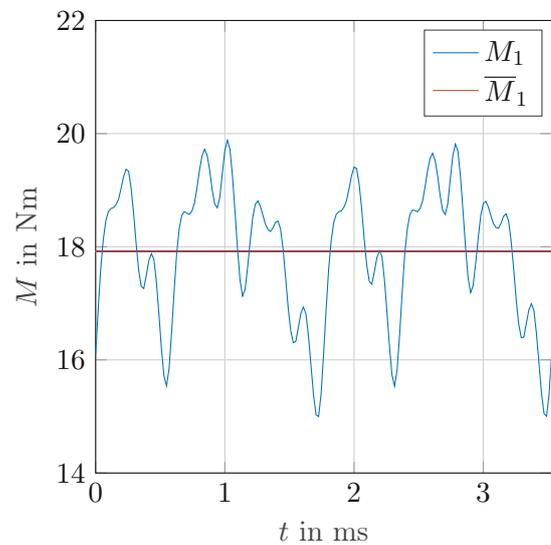


Abbildung 3.28: Momentenverlauf des maximalen Moments für die finale Geometrie

Anhand Abb. 3.27 kann erkannt werden, dass das maximale Moment bei einem Stromwinkel $\gamma_{dq} = 100^\circ$ auftritt. Der Verlauf dieses Rotormoments über eine elektrische Periode (halbe mechanische Umdrehung) ist in Abb. 3.28 zu finden. Die Momentenverläufe der Grafiken beziehen sich dabei, wie auch bei den vorangegangenen Untersuchungen, auf einen einzelnen Rotor. Das Moment entspricht in

diesem Arbeitspunkt im Mittel 17.932 N m bei einem Rippel von $\Delta M_1 = 4.89 \text{ N m}$ bzw. $\Delta M_{1,\%} = 27.26 \%$. Der über die Periode gemittelte Leistungsfaktor beträgt $\overline{\cos(\varphi)} = 0.695$ und das eingesetzte Magnetvolumen $V_{mag} = 110\,280 \text{ mm}^3$. Zwar ist das Moment bei etwas mehr Magnetmaterial um zirka 2 N m geringer als bei der Topologie 4P_Vb, allerdings kann durch die U-förmige Barriere ein um 10% geringerer Momentenrippel bei gleichem Leistungsfaktor erzielt werden. Die Rotoren mit den Oberflächenmagneten des ursprünglichen Prototyps aus [3], besitzen ein Magnetvolumen von $V_{mag} = 143\,280 \text{ mm}^3$, wodurch bei Nennstrom ein mittleres Moment 14.33 N m bei einem Momentenrippel von $\Delta M_1 = 2.568 \text{ N m}$ ($\Delta M_{1,\%} = 17.91 \%$) und einem $\overline{\cos(\varphi)} = 0.894$ hervorgerufen wird. Zwar fällt der mittlere Leistungsfaktor der neuen Geometrie geringer aus als bei den Rotoren des vorhandenen Prototyps, allerdings kann trotz einer Reduktion des Magnetmaterials von etwa 23% ein höheres Drehmoment erzielt werden. Es sei hier durchaus zu beachten, dass sich nicht nur der geringere Materialaufwand positiv auf die Herstellungskosten auswirkt, sondern auch die einfachere Geometrie der Magnete, sowie der Wegfall des Kohlefaserbandage zu einer Reduktion der Kosten beitragen.

3.4 Analyse der finalen Rotorgeometrie

Nachdem nun eine Vorauswahl der Rotorgeometrie getroffen wurde, soll nun das Maschinenverhalten etwas detaillierter untersucht werden. Dazu soll einerseits eine Reduktion des Momentenrippels mittels Rotorschrägung untersucht, andererseits aber auch charakteristische Kenndaten sowie Kennlinien aufgenommen werden, um diese im weiteren Verlauf mit dem Prototyp zu vergleichen.

3.4.1 Rotorschrägung

Durch die Stator- bzw. Rotorgeometrie (Pollücken) wird eine fluktuierende Flussdichteverteilung im Luftspalt erzeugt. Diese ungleichmäßige Verteilung führt im Allgemeinen zu nutharmonischen Komponenten, welche wiederum synchrone und asynchrone Oberwellenmomente anregen können. Daraus resultiert eine zusätzliche mechanische Beanspruchung und auch eine erhöhte Geräuschemission. Durch die Einführung einer Stator- bzw. Rotorschrägung kann der Rippel etwas reduziert werden. Da der Stator des Prototyps bereits existiert und hier keine Änderungen vorgenommen werden sollen, wird eine Schrägung des Rotors erwogen. Idealerweise wäre eine kontinuierliche Schrägung entlang des Rotors zu bevorzugen, da dieser allerdings aus Blechpaketen ausgeführt wird und Permanentmagnete eingeführt werden sollen, wird stattdessen eine diskrete Schrägung angewandt. Dazu wird die Länge des Rotors in fünf Segmente unterteilt, wobei sich eine Länge je Segment von $l_{Segment} = 100/5 \text{ mm} = 20 \text{ mm}$ ergibt. Ausgehend vom mittleren Segment, welches in der Initialposition bleibt, werden die Blechpakete vor und hinter diesem gleichmäßig um ein Viertel

des Schrägungswinkels, in Bezug auf das vorherige Segment, in bzw. entgegen der mathematisch positiven Drehrichtung, verdreht. Bei konventionellen Bauformen von PSM wird ein Schrägungswinkel γ_{skew} empfohlen, der einer Nutteilung des Stators entspricht [26]. Um zu untersuchen, wie sich die Größe des Schrägungswinkels im Fall des Planetenmotors auswirkt, wurde diese für den Bereich $\gamma_{skew} \in [5, 45]^\circ$ variiert.

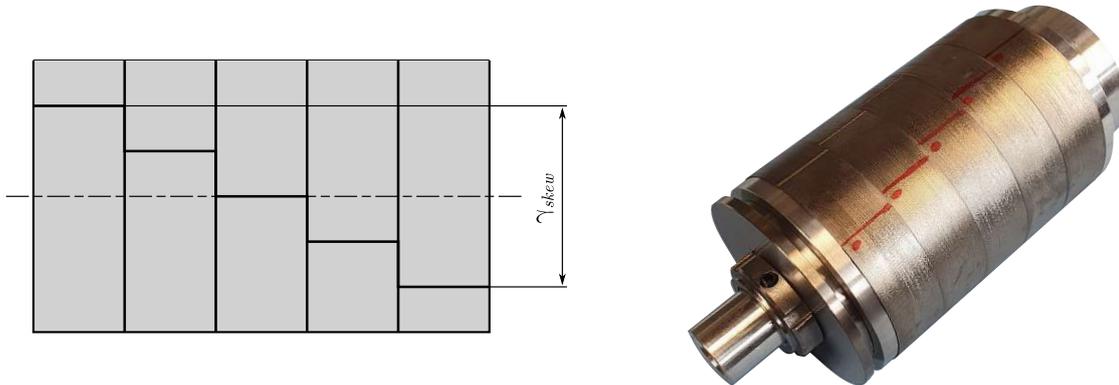


Abbildung 3.29: Diskrete Rotorschrägung; Ansicht von oben (links), zusammgebauter Rotor (rechts)

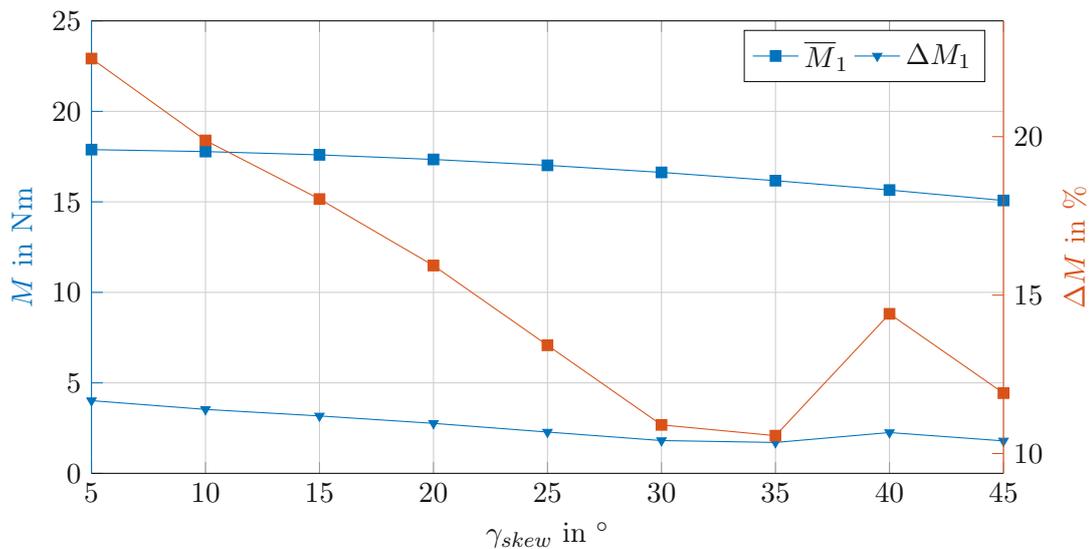


Abbildung 3.30: Rotormoment und Momentenrippel (linke Ordinate) und prozentualer Momentenrippel (rechte Ordinate) bei Variation des Schrägungswinkels bei Nennstrom und Nenndrehzahl. In Abb. 3.30 ist der Verlauf des Moments und des Momentenrippels über dem Schrägungswinkel dargestellt. Man kann erkennen, dass mit steigendem Schrägungswinkel zwar der Momentenrippel sinkt, gleichzeitig aber auch das mittlere Moment reduziert wird. Um ein möglichst ruhiges Maschinenverhalten zu erzeugen, wird für die Herstellung und weitere Analyse ein Schrägungswinkel von $\gamma_{skew} = 30^\circ$ gewählt. In diesem Punkt wird der Simulation nach ein Rotormoment von $M_1 = 16.63 \text{ N m}$ bei einem Rippel $\Delta M_1 = 1.81 \text{ N m}$ (10.9 %) erzeugt. Der mittlere Leistungsfaktor ist über dem Schrägungswinkel hinweg nahezu konstant und beläuft sich im angegeben Betriebspunkt

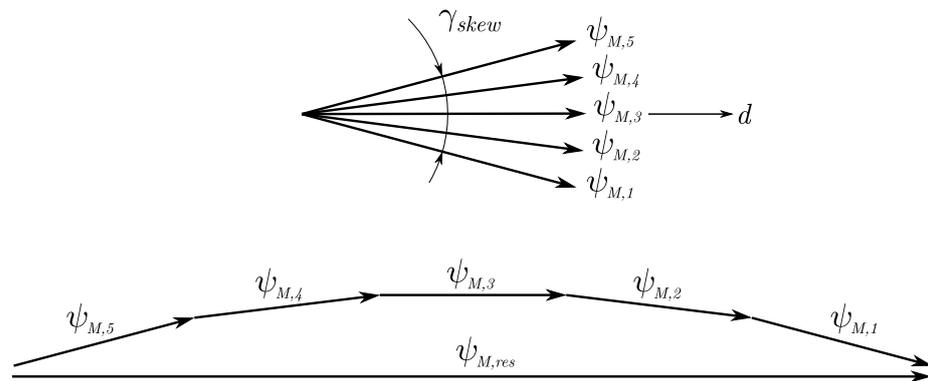


Abbildung 3.31: Verteilung der Flussraumzeiger durch die Rotorschrägung

auf $\overline{\cos(\varphi)} = 0.67$. Der Grund für das sinkende mittlere Moment liegt im Versatz der Position der Flussraumzeiger der einzelnen Segmente. Eine Skizze des Sachverhaltes ist in Abb. 3.31 dargestellt. Der Flussraumzeiger des mittleren Rotorsegments $\psi_{M,3}$ zeigt hierbei in Richtung der d -Achse. Die Flussraumzeiger der restlichen Segmente sind dabei um den Winkel $\gamma_D = \gamma_{skew}/4$ zum jeweils benachbarten Segment verdreht. Durch die symmetrische Verdrehung der Segmente um die d -Achse resultiert dennoch lediglich ein Flussraumzeiger $\psi_{M,res}$ in die ursprüngliche Richtung und jener in q -Richtung wird durch die vektorielle Addition ausgelöscht. Bereits anhand der Grafik ist ersichtlich, dass der resultierende Fluss geringer ist als jener ohne Schrägung und daher auch das Moment um diesen Betrag sinkt. Mathematisch ergibt sich der resultierende Fluss aus der Summe der Projektionen auf die d -Achse wie folgt:

$$\psi_{M,res} = \psi_{M,D} + 2\psi_{M,D} \cos(\gamma_D) + 2\psi_{M,D} \cos(2\gamma_D)$$

mit

$$\psi_{M,D} = \psi_{M,1} = \psi_{M,2} = \psi_{M,3} = \psi_{M,4} = \psi_{M,5}. \tag{3.9}$$

Nachdem die Rotorschrägung nun mit $\gamma_{skew} = 30^\circ$ festgelegt wurde, sollen nun nochmals das maximale Moment, der Leistungsfaktor und die Induktivitäten im Detail diskutiert werden, um einen Vergleich mit den ungeschrägten Rotorvarianten zu ermöglichen. In Abb. 3.32 ist erneut die Evaluierung des Stromwinkels, bei dem das maximale mittlere Moment auftritt, dargestellt. Anhand der Grafik lässt sich ablesen, dass das maximale Moment bei einem Stromwinkel von $\gamma_{dq} = 99^\circ$ auftritt, allerdings der Momentengewinn im Vergleich zur Stellung $\gamma_{dq} = 90^\circ$ nur wenige Zehntel Newtonmeter beträgt. Dies ist auch auf die geringe Achsigkeit in dem untersuchten Betriebspunkt zurückzuführen.

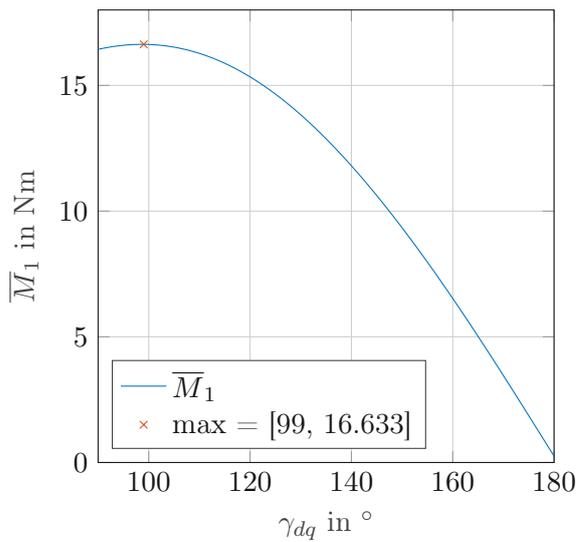


Abbildung 3.32: Mittleres Moment über dem Stromwinkel des um 30° geschrägten finalen Rotors

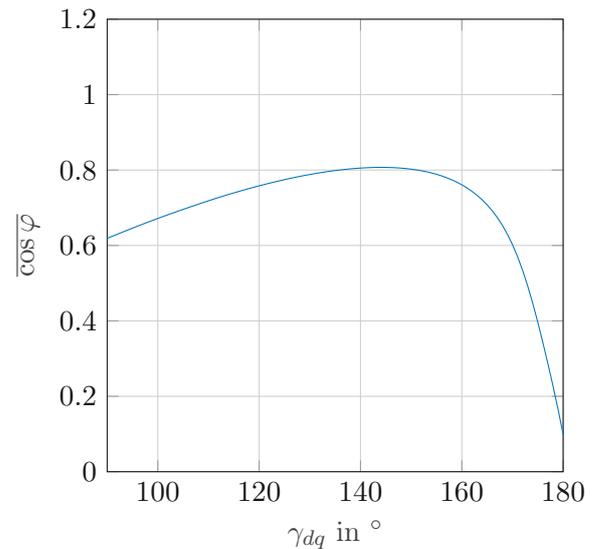


Abbildung 3.33: Mittlerer Leistungsfaktor $\overline{\cos \varphi}$ über dem Stromwinkel des um 30° geschrägten finalen Rotors

Von Interesse ist in diesem Zusammenhang auch der Leistungsfaktor, welcher in Abb. 3.33 zu sehen ist. Hier liefert die Simulation das Ergebnis, dass der Leistungsfaktor mit steigendem Stromwinkel ebenfalls wächst und im Bereich zwischen 140° und 150° einen Wert von $\overline{\cos \varphi} \approx 0.8$ erreicht. Bei $\gamma_{dq} = 99^\circ$ beträgt der Leistungsfaktor $\overline{\cos \varphi} = 0.667$, was schlussfolgern lässt, dass durch die Rotorschrägung der Leistungsfaktor geringfügig sinkt.

3.4.2 Leerlaufuntersuchung

In diesem Abschnitt wird das Verhalten der Maschinen im Leerlauf (unbestromte Statorwicklungen) untersucht, wobei eine konstante Vorgabe der Rotordrehzahl von $n = 8500$ U/min erfolgt.

3.4.2.1 Spannungsverläufe

Durch den Fluss der Permanentmagnete in Kombination mit der Rotationsbewegung des Läufers entsteht eine zeitlich veränderliche Flussdichteverteilung in den Statorzähnen, was nach dem Induktionsgesetz eine induzierte Spannung in den Statorwicklungen zur Folge hat. Der Verlauf der induzierten Strangspannungen über eine elektrische Periode ist in Abb. 3.34 dargestellt.

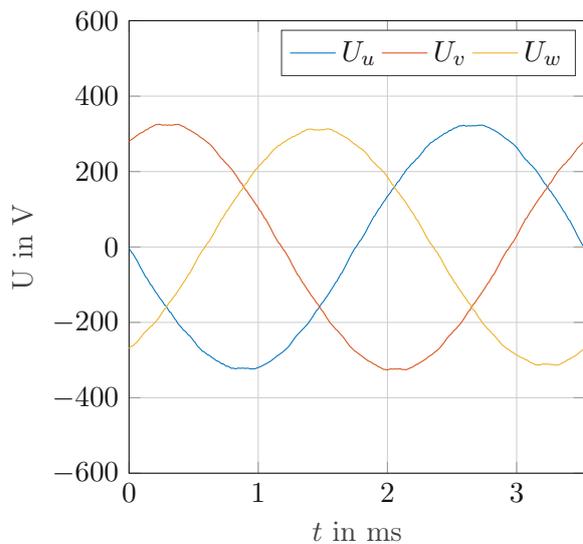


Abbildung 3.34: Verlauf der induzierten Strangspannungen im Leerlauf

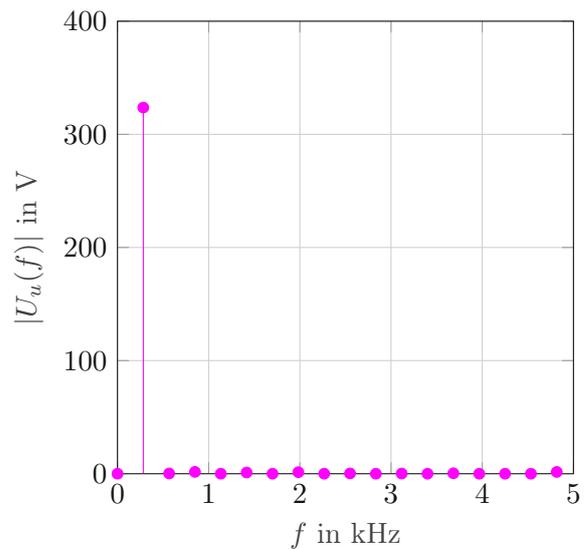


Abbildung 3.35: Einseitiges Amplitudenspektrum der Strangspannung U_u

Wie sich auch im weiteren Verlauf bei der Untersuchung der Kurzschlussfestigkeit in Abschnitt 3.4.11 zeigen wird, wirkt sich die Asymmetrie des Stators auf die Form der Spannungsverläufe aus. Diese sind nicht exakt symmetrisch, wobei die Amplitude der Strangspannung U_w die größte Abweichung erfährt. Dies ist vor allem auf den längeren Eisenweg des Stranges w und den geringfügig dickeren Statorschenkel zurückzuführen und wird bei den Spannungsverläufen mit bestromtem Stator deutlicher sichtbar. Im Leerlauf scheint die Maschine einen Spannungsverlauf mit geringem Oberschwingungsgehalt zu induzieren. In Abb. 3.35 ist eine Frequenzanalyse der Spannung U_u mittels FFT dargestellt. Der Hauptteil der Spannung entfällt hierbei auf die Grundschwingung mit $f_{u,1} = 8500 \text{ U/min} \approx 283 \text{ Hz}$. Bei genauer Betrachtung erkennt man ebenso einen minimalen Oberschwingungsgehalt bei der dreifachen Grundfrequenz. Da die Maschine durch einen Umrichter gespeist werden soll, ist ebenso die Außenleiterspannung von Interesse. Die Spannungsverläufe sind in Abb. 3.36 und die zugehörige Frequenzbereichsanalyse der Spannung U_{uv} ist in Abb. 3.37 abgebildet. Auch hier ist lediglich ein geringer Anteil der dritten Harmonischen zu erkennen.

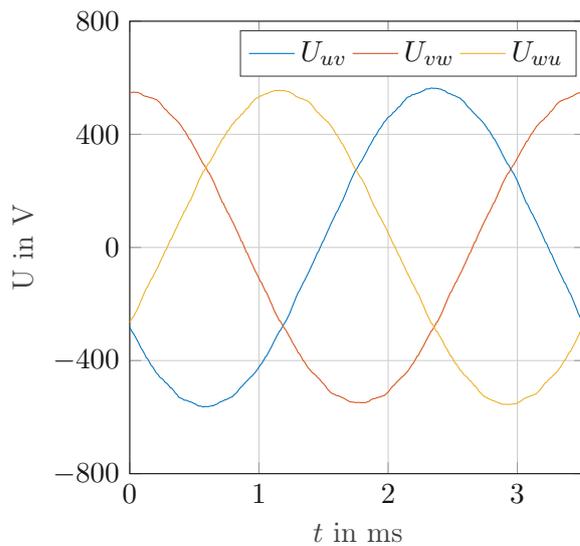


Abbildung 3.36: Verlauf der Außenleiterspannungen im Leerlauf

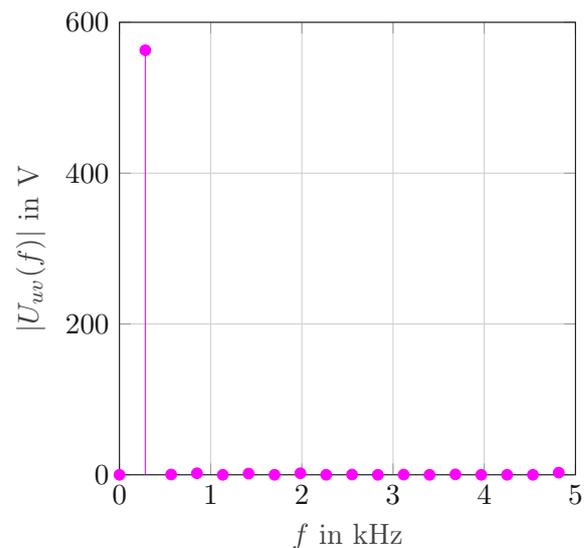


Abbildung 3.37: Einseitiges Amplitudenspektrum der Außenleiterspannung U_{uv}

3.4.2.2 Rastmoment

Das *Rastmoment*, oder auch *Polfähigkeit* genannt, resultiert zum Einen durch das Feld des Permanentmagneten aber auch durch die Stator- bzw. Rotornutung. Durch die Polücken, die Geometrie des Rotors und den Fluss des Magneten entsteht, wie bereits in den Grundlagen der Reluktanzmaschine erläutert wurde, ein über den Umfang des Rotors fluktuierender magnetischer Widerstand (Reluktanz), welcher die Grundlage der RM bzw. der achsigen PSM bildet. Trotz unbestromter Statorwicklung tendiert der Rotor nun dazu, in eine stabile Position (geringste Reluktanz) zu kippen. Durch die Statornutung in Kombination mit der Achsigkeit des Rotors $l_d \neq l_q$, entstehen mehrere dieser Vorzugspositionen über den Umfang verteilt. Wird der Rotor nun einer Drehung unterzogen, so wirkt ein lageabhängiges Moment auf Ständer und Läufer. Dieses Moment trägt nicht konstruktiv zum eigentlichen Motormoment bei und verursacht unter anderem den Momentenrippel, Oberschwingungen und Vibrationen, weshalb beim Entwurf konventioneller Maschinen eine geringe Polfähigkeit angestrebt wird [27].

Die Grundfrequenz des Rastmoments zur Folge der Nutung lässt sich durch das kleinste gemeinsame Vielfache (kgV) der Nutzahl Q und der Polzahl $2p$ ermitteln [3, 28]. Für den Planetenmotor mit den drei Statorzähnen, also $Q = 3$ und der Polzahl $2p = 4$ ergibt sich eine Grundfrequenz bei Nenn Drehzahl von

$$f_{R,1} = n \cdot \text{kgV}(Q, 2p) = 8500 \text{ U/min} \cdot \text{kgV}(3, 4) = 1700 \text{ Hz.} \quad (3.10)$$

Dieser Sachverhalt wurde mit der Simulation überprüft und bestätigt, wobei der zugehörige Verlauf in Abb. 3.38 ersichtlich ist. Hier wurde zusätzlich exemplarisch eine Sinusfunktion mit einer Frequenz von 1700 Hz eingefügt, um die Grundschiwingung deutlicher zu erkennen. Die im Verlauf sichtbaren zusätzlichen Oberschwingungen entstehen dabei durch die Geometrie des Rotors (Flussbarrieren), wodurch auch deutlich wird, weshalb die Reluktanzrotoren im Vergleich zum bestehenden Prototyp einen vergleichbar hohen Momentenrippel erzeugen.

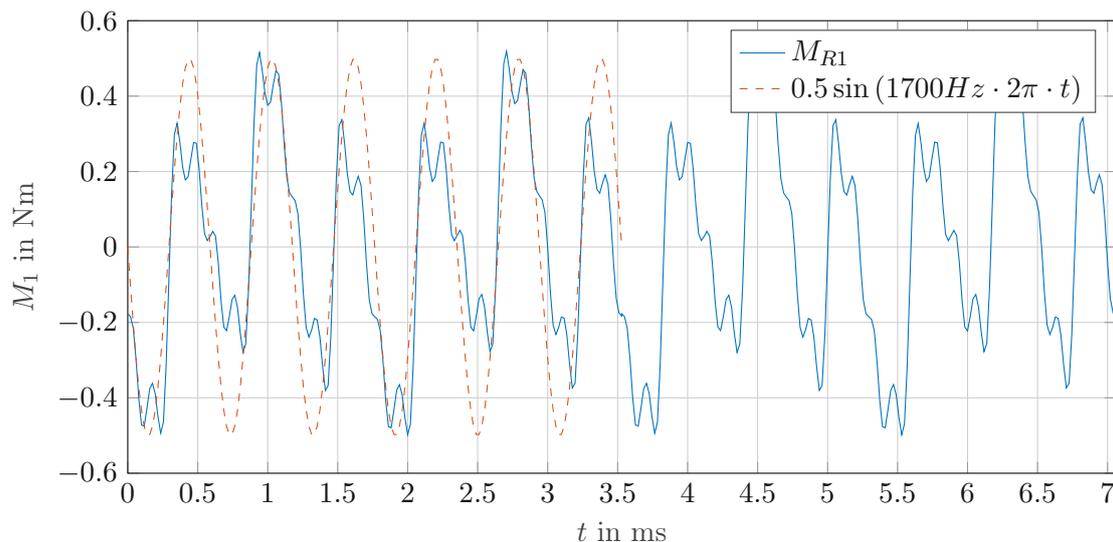


Abbildung 3.38: Simuliertes Rastmoment M_R eines einzelnen Rotors bei $n = 8500$ U/min

3.4.2.3 Flussdichteverteilung im Luftspalt

Den Ergebnissen der zuvor durchgeführten Analysen ist zu entnehmen, dass das Moment als auch die induzierten Spannungen Oberschwingungsanteile enthalten. Deren Ursprung lässt sich meist in umlaufenden Feldwellen höherer Ordnung finden. Daher wird in diesem Abschnitt das Luftspaltfeld, welches durch die Permanentmagneteinsätze verursacht wird, näher untersucht.

Bei Rotoren mit Oberflächenmagneten und konstantem Luftspalt kann der idealisierte Feldverlauf im Luftspalt durch eine Rechteckkurve angenähert werden [10]. Die auf diese Annahme gestützte analytische Berechnung der Feldverteilung liefert dabei im Allgemeinen eine brauchbare Abschätzung, was auch bereits in [3] gezeigt wurde. Bei Rotoren mit vergrabenen Magneten stößt die analytische Berechnung aufgrund von Nichtlinearitäten, wie z.B. der Eisensättigung, an ihre Grenze. Zwar sind in der Literatur Abschätzungen für einfache Rotorstrukturen (z.B. Speichenanordnung) über einen Flusskonzentrationsfaktor k_M zu finden [10], für die komplexe Geometrie mit zahlreichen Magneten des gewählten Querschnittes ist allerdings auch hier eine starke Abweichung zu erwarten, weshalb auf die numerische Berechnung mit FEM zurückgegriffen wird.

Die in den Arbeiten [3, 4] behandelten Maschinen sind mit zwei- bzw. vierpoligen Rotoren mit der exakt zugehörigen Anzahl an Statorpolen ausgeführt. Die Flussdichteverteilung im Luftspalt entlang des Umfangs ist daher symmetrisch. Beim Modell des überarbeiteten Prototyps wird nun ein vierpoliger Rotor in einen Stator mit lediglich drei Statorzähnen eingesetzt, weshalb diese symmetrische Verteilung nicht mehr möglich ist. Um die Auswirkung des Stators bzw. der Nutung zu verdeutlichen, wurde einerseits eine Simulation mit einem lückenlosen, ringförmigen Stator und anschließend mit dem Modell des Planetenmotors durchgeführt.

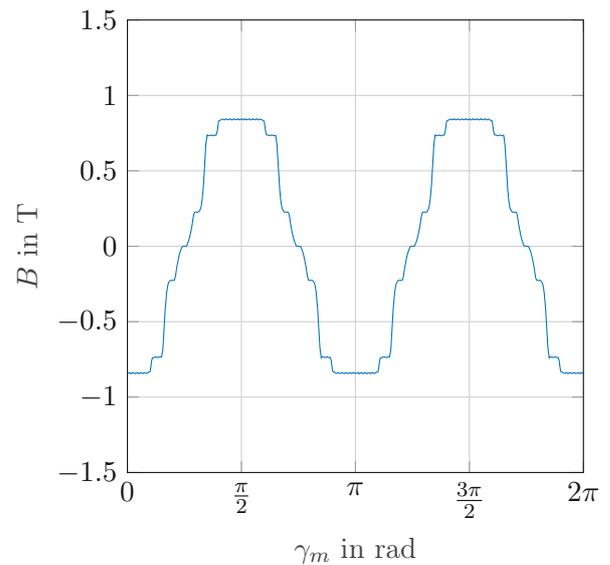
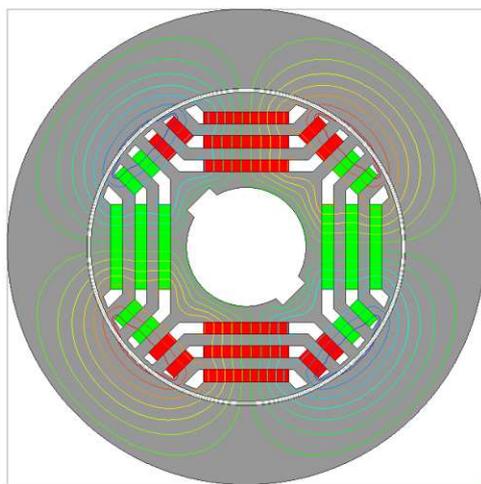


Abbildung 3.39: Verlauf der Flusslinien und Verteilung der Flussdichte entlang des Umfangs bei fester Rotorposition (lückenloser Stator)

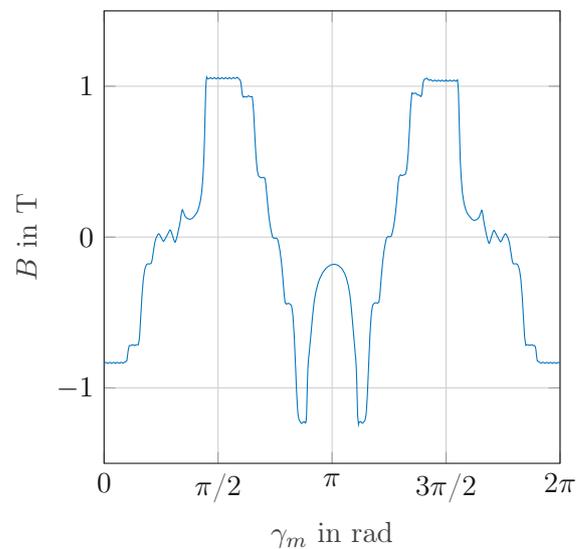
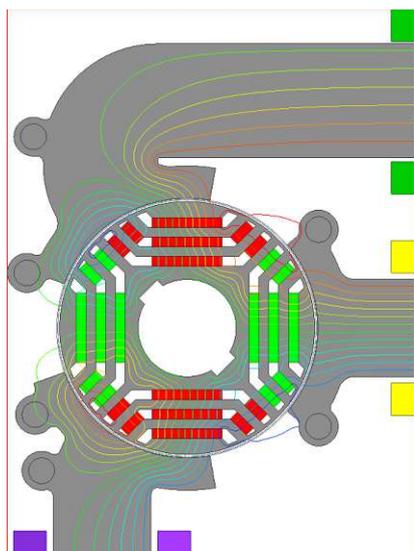


Abbildung 3.40: Verlauf der Flusslinien und Verteilung der Flussdichte entlang des Umfangs bei fester Rotorposition (Planetenmotor)

Während die Flussverteilung im lückenlosen Stator in Grundstellung, dargestellt in Abb. 3.39, wie postuliert bezüglich der Abszisse symmetrisch verläuft, kann dieses Verhalten, wie Abb. 3.40 zu entnehmen ist, beim Planetenmotor nicht mehr erreicht werden. Die Pollücken führen einerseits zu einer Flussbündelung in Richtung der Polschuhe, weshalb sich die Flussdichtekonzentration lokal erhöht, andererseits aber genau aus diesem Grund auch zu Flussdichteinbrüchen in diesen Bereichen. Dies ist besonders gut an der Position $\gamma_m = \pi$ zu erkennen, an der sich die Feldlinien als Streuflüsse über die Luft hin zu den benachbarten Polschuhen schließen.

3.4.3 Untersuchung unter Last

Nach der Analyse des Maschinenverhaltens im Leerlauf sollen nun die wesentlichen Charakteristika unter Belastung untersucht werden.

3.4.4 Drehmomentenverlauf und -welligkeit

Die Evaluierung des besten Rotorschrägungswinkels hat gezeigt, dass bei dem nun fixierten Winkel von $\gamma_{skew} = 30^\circ$ und einem Stromwinkel $\gamma_{dq} = 99^\circ$ ein mittleres Rotormoment von $\bar{M}_1 = 16.63 \text{ N m}$ bei einem Momentenrippel von $\Delta M_1 = 1.81 \text{ N m}$ (Spitze-Spitze), was einem Anteil von 10.9% entspricht, erreicht werden kann. Im Vergleich zur zweipoligen Variante des aktuellen Prototyps bringt dies eine Reduktion des Rippels um etwas mehr als 8%. Die in Abschnitt 3.1.1 festgelegte Spezifikation des Rotormoments wird also durch die gewählte Geometrie inklusive Rotorschrägung erreicht. Der Verlauf des Moments über eine elektrische Periode bei Nenndrehzahl und Nennstrom ist in Abb. 3.41 erkennbar.

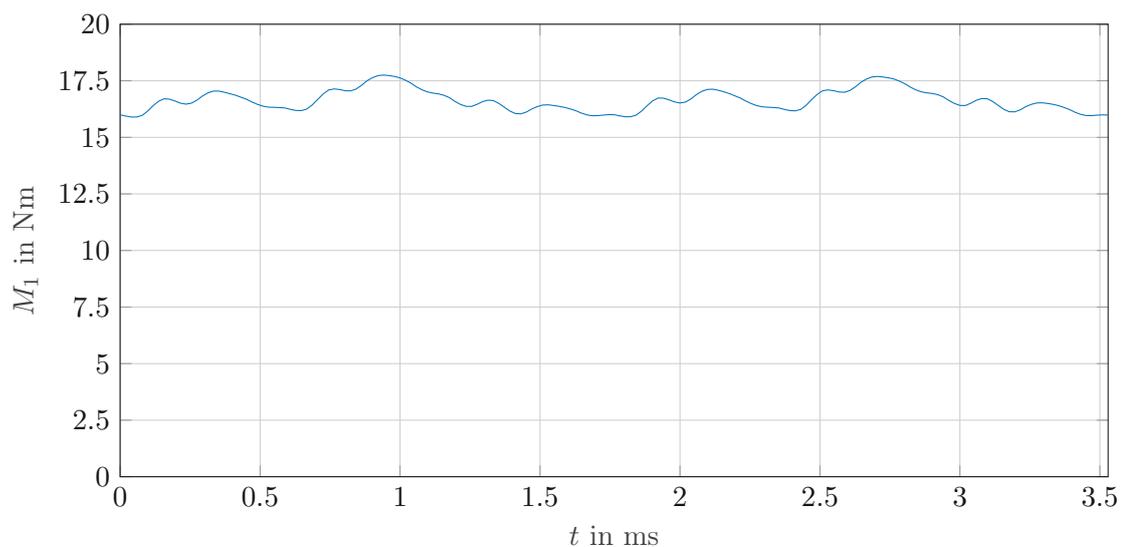


Abbildung 3.41: Verlauf des Drehmoments der geschrägten, finalen Rotorgeometrie bei Nenndrehzahl und Nennstrom

3.4.5 Spannungsverläufe

Neben dem Fluss der Permanentmagnete entsteht bei mit Wechselstrom besetzten Statorwicklungen eine zusätzliche Statordurchflutung und daher auch eine zusätzliche induzierte Spannung. In Abb. 3.42 ist der Verlauf der Strangspannungen über eine elektrische Periode dargestellt. In Abb. 3.43 wurde die Strangspannung U_u mittels FFT in die Frequenzkomponenten zerlegt, um den Oberschwingungsgehalt zu ermitteln. Verglichen mit der Simulation im Leerlauf erfolgt eine Erhöhung der Grundschwingungsamplitude von $U_{u,0} = 323.64 \text{ V}$ im Leerlauf auf $U_{u,0} = 504.16 \text{ V}$ bei Nennstrom. Durch die Statordurchflutung bzw. den zusätzlichen Fluss wird das Eisen stärker gesättigt, wodurch sich Nichtlinearitäten und somit auch der Oberschwingungsgehalt verstärken. Während die Spannungskomponenten der höheren Harmonischen nahezu vernachlässigbare Werte annehmen, sind in diesem Arbeitspunkt deutliche Spitzen im Frequenzspektrum zu erkennen.

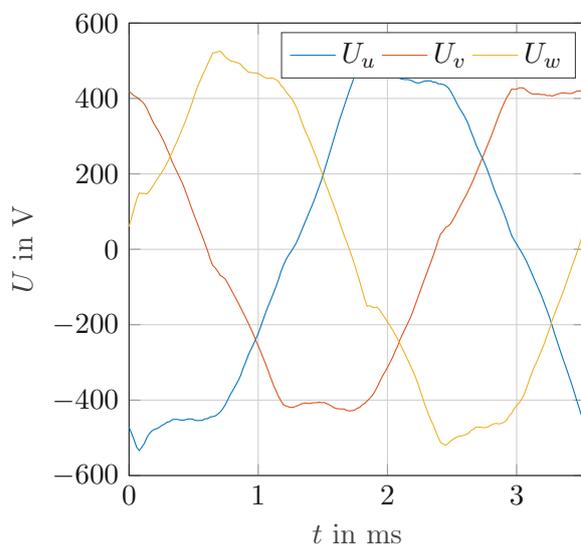


Abbildung 3.42: Verlauf der induzierten Strangspannungen im Leerlauf

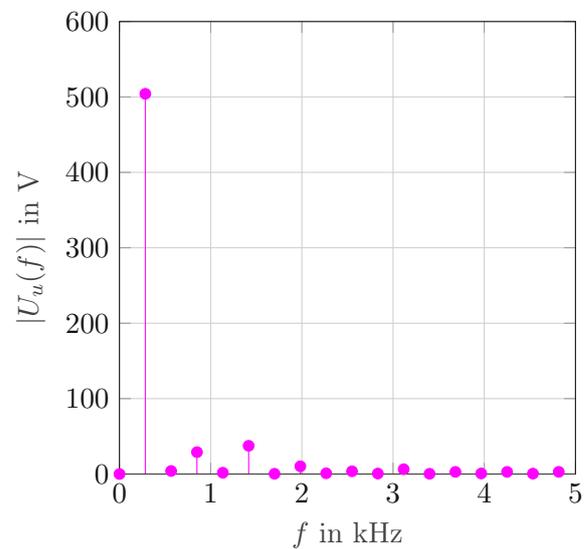


Abbildung 3.43: Einseitiges Amplitudenspektrum der Strangspannung U_u

Die Außenleiterspannungen sind in Abb. 3.44 und in Abb. 3.45 ist das zugehörige Frequenzspektrum abgebildet. Mit einer Grundschwingung von $U_{uv,0} = 815.38 \text{ V}$ ist auch die Außenleiterspannung deutlich höher als die $U_{uv,0} = 562.95 \text{ V}$ im Leerlauf. Wie bereits im Leerlauf erwähnt wurde, ist an den Spannungsverläufen auch der Effekt des asymmetrischen Stators zu beobachten. Die Statorzähne u und v sind, die Länge und Breite betreffend, annähernd gleich. Der Statorzahn w ist um einiges länger und besitzt daher einen unterschiedlichen Magnetisierungsbedarf. Der Effekt kann am Vergleich der Form der Außenleiterspannung U_{uv} mit den beiden anderen beobachtet werden.

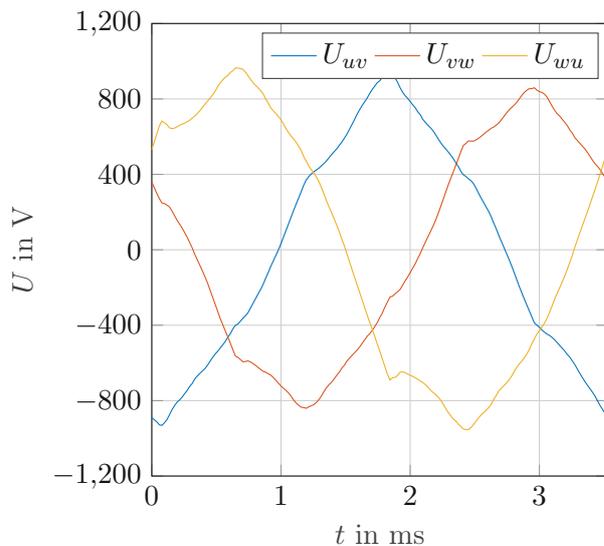
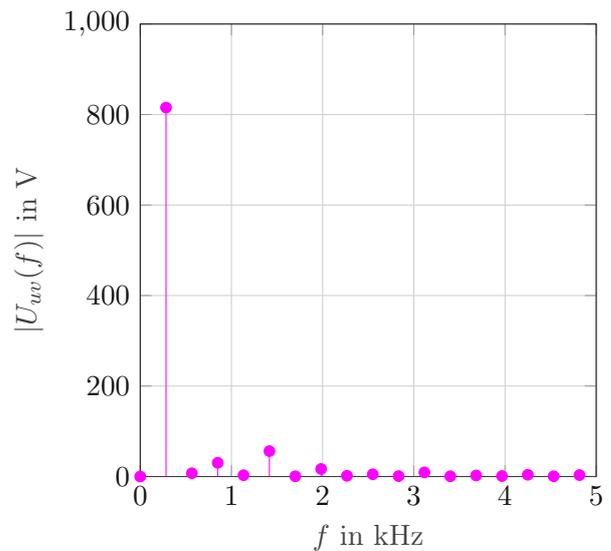


Abbildung 3.44: Verlauf der Außenleiterspannungen im Leerlauf

Abbildung 3.45: Einseitiges Amplitudenspektrum der Außenleiterspannung U_{uv}

3.4.6 Induktivitätsanalyse

In den Grundlagen wurde bereits erläutert, dass die Induktivitätswerte und die resultierende Achsigkeit neben der Momentenbildung und dem Leistungsfaktor außerdem eine wichtige Rolle im Bereich der Regelung spielt. Um zu ermöglichen, dass der Prototyp auch für Experimente in Bezug auf sensorlose Verfahren genutzt werden kann, soll zumindest für einen Bruchteil des Nennstroms eine geringfügige Achsigkeit vorhanden bleiben. Für die Beobachtung wurde dazu der Strombetrag im Bereich $|i_{s,dq}| \in [0,1, 1]$ bei einem Stromwinkel von $\gamma_{dq} = 100^\circ$ variiert und die Induktivitätswerte aus den Simulationsdaten eruiert. Wegen der Umstellung auf die Definition als achsige PSM ist nun zu erwarten, dass die Induktivität in Längsrichtung kleiner ausfällt als in Querrichtung, es gilt $l_d < l_q$. Der Grund dafür ist, dass das Magnetmaterial in Richtung der d -Achse liegt. Da dieses eine besonders geringe magnetische Leitfähigkeit besitzt, resultiert in dieser Richtung auch ein höherer magnetischer Spannungsabfall für Fremdfelder [16].

Die eben getroffenen Annahmen bestätigen sich bei Betrachtung der ermittelten Induktivitätswerte in Abb. 3.46. Bei Strömen bis $|i_{s,dq}| = 0,1$ ist eine Achsigkeit von etwa 1,2 zu beobachten. Es ist also zumindest im Bereich niedriger Ströme eine geringfügige Achsigkeit gegeben, um eine potenzielle sensorlose Regelung am Prototyp umzusetzen. Diese Achsigkeit sinkt im weiteren Verlauf mit dem Steigen des Strombetrags ab. Hauptverantwortlich dafür ist die Induktivität der Querachse. Der Grund für das Absinken des Wertes liegt auch hier im Wesentlichen an der anwachsenden Sättigung der Eisenwege. Bei Nennstrom ist diese so ausgeprägt, dass die Achsigkeit mit $\xi = 1$ vollständig verschwindet. Die Induktivität der Längsachse variiert zwar auch geringfügig im Bereich von 1,84

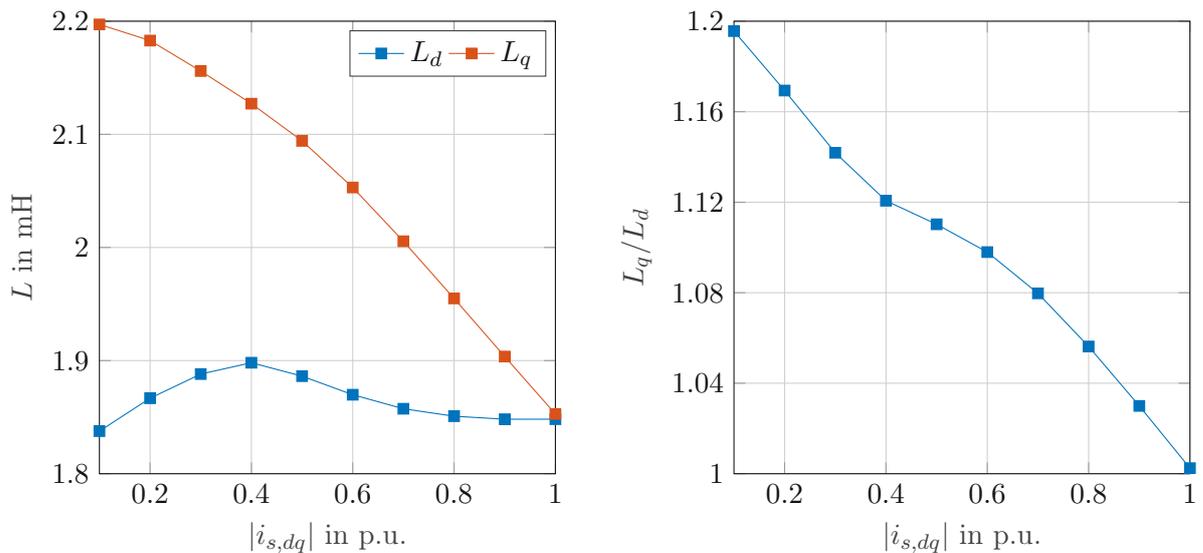


Abbildung 3.46: Induktivitäten und Achsigkeit in Abhängigkeit des Strombetrags bei Nenndrehzahl und $\gamma_{dq} = 100^\circ$.

bis 1.9 mH, ist aber allem Anschein nach weitgehend unabhängig vom Betrag des Stroms. Da die Simulation bei einem Stromwinkel von 100° durchgeführt wurde und für die Induktivitätswerte im Allgemeinen eine Kopplung der Stromkomponenten vorhanden ist, es gilt $L_d(I_d, I_q)$ bzw. $L_q(I_d, I_q)$, kann mit der durchgeführten Simulation nicht eindeutig bewiesen werden, in welchem Ausmaß sich die gegenseitige Kopplung auswirkt.

3.4.7 Querinduktivität

Um die Auswirkung der gegenseitigen Kopplung zu eliminieren und somit eine reine Betrachtung der direkten Abhängigkeit der entsprechenden Stromkomponente zu erhalten, wird ein Stromwinkel $\gamma_{dq} = 90^\circ$ verwendet und der Strombetrag variiert. Für die ermittelte Induktivität gilt nun der Zusammenhang $L_q(0, I_q)$.

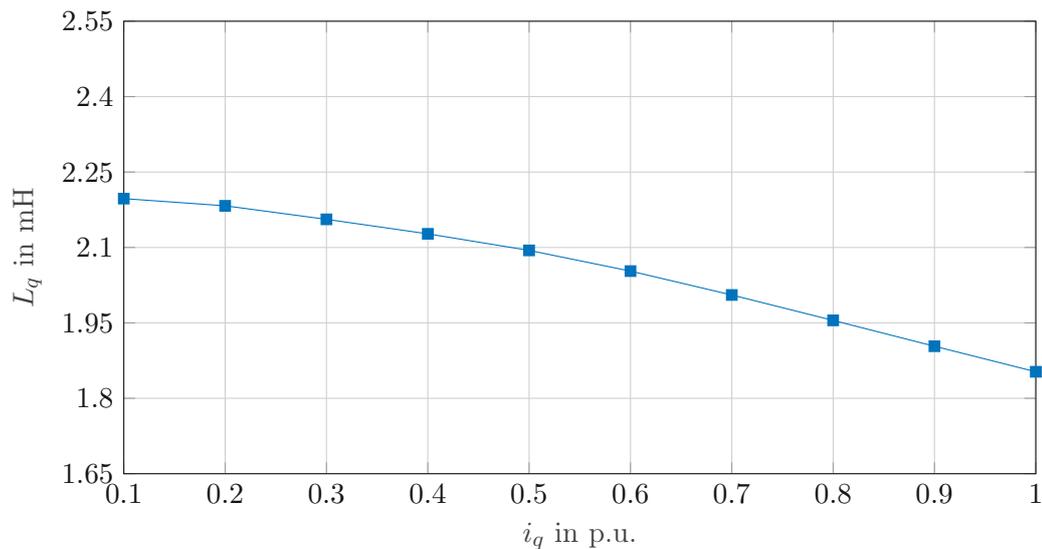


Abbildung 3.47: Verlauf der Querinduktivität bei Einprägung eines reinen q -Stroms

3.4.8 Längsinduktivität

Die identische Vorgangsweise wird ebenso für den Stromwinkel $\gamma_{dq} = 180^\circ$ und einer resultierenden Induktivität von $L_d(I_d, 0)$ durchgeführt. Das Ergebnis dieser Analyse ist in Abb. 3.48 dargestellt. Auch hier ist der Verlauf annähernd konstant. Die leichte Erhöhung im mittleren Strombereich könnte dadurch zu erklären sein, dass hier ein reiner negativer d -Strom eingepreßt wird. Dieser erzeugt ein Magnetfeld, welches dem Feld der Permanentmagnete entgegenwirkt. Es folgt, dass die Sättigung in d -Richtung reduziert wird und somit die Induktivität ansteigt. Dieser Effekt ist bis zu einer Stromstärke von $|\dot{i}_{dq}| = 0.5$ zu beobachten. Ab diesem Punkt scheint die Sättigung im Rotor wieder anzusteigen und die Induktivität sinkt. Es sei zu erwähnen, dass die Schwankung der Induktivität mit einem Maximum von $\Delta L_d = 0.05$ mH sehr gering ist. Es kann daher auch nicht ausgeschlossen werden, dass der Effekt nicht durch die physikalischen Eigenschaften der Maschine, sondern einen numerischen Fehler hervorgerufen wird.

Während bei der Querinduktivität eine Berücksichtigung der zugehörigen Flussraumzeigerkomponente aufgrund der geringen Werte vernachlässigt werden kann, spielt diese bei der Längsinduktivität eine wesentliche Rolle. Bei den bisherigen Untersuchungen wurde der Flussraumzeiger des Permanentmagneten in erster Linie durch eine Leerlaufsimulation ermittelt und im Formalismus berücksichtigt. Im Allgemeinen tritt auch bei diesem eine Abhängigkeit des Stroms in der Form $\Psi_M = \Psi_M(I_q)$ auf. Um zu zeigen, wie groß dieser Einfluss für den entworfenen Rotor ist, wird die zuvor durchgeführte Simulation für die Querinduktivität herangezogen. Da hierbei lediglich eine q -Stromkomponente eingepreßt wird, gilt

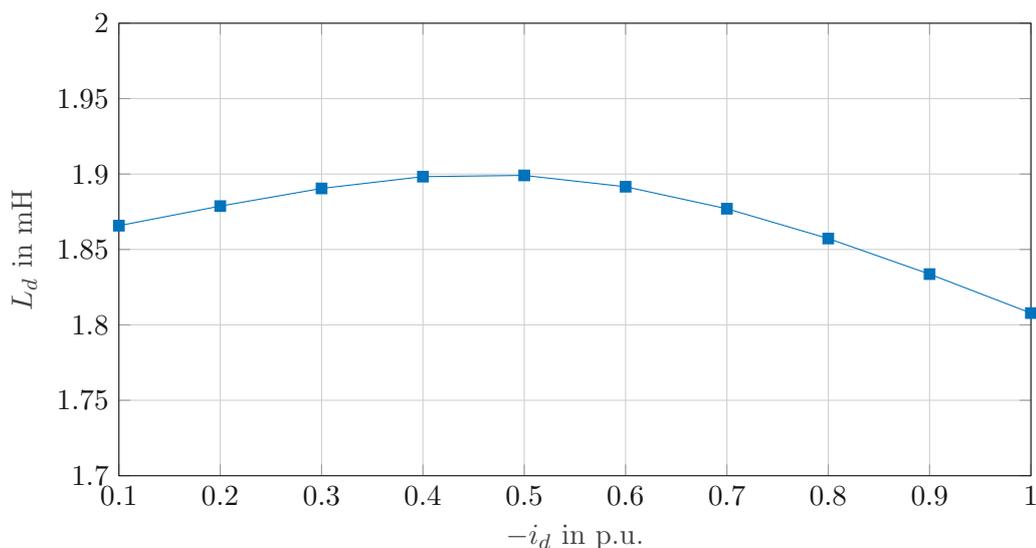


Abbildung 3.48: Verlauf der Längsinduktivität bei Einprägung eines reinen d -Stroms

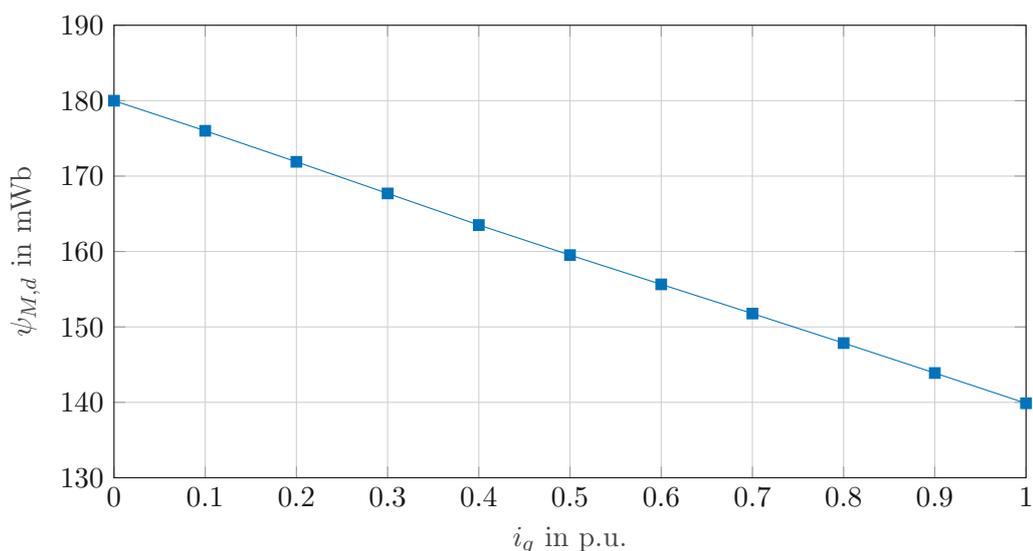


Abbildung 3.49: Abhängigkeit des Flussraumzeigers des Permanentmagneten von der q -Stromkomponente I_q

$$\Psi_M = \bar{\Psi}_{s,d}(I_d = 0). \quad (3.11)$$

Wie Abb. 3.49 entnommen werden kann, sinkt der Betrag des Flussraumzeigers mit steigendem Strom I_q stark ab. Diese Kopplung der Größen ist hauptsächlich auf die Sättigungseffekte im Rotorblech zurückzuführen. Durch die geometrische Ausführung mit Flussbarrieren und vergrabenen Magneten in Kombination mit dem geringen Luftspalt ist die Auswirkung im Vergleich zu den Varianten mit Oberflächenmagneten deutlich größer. Die Modellierung der Längsinduktivität unter

Berücksichtigung der Kopplung kann für einen Stromwinkel $\gamma_{dq} > 90^\circ$ in der Form

$$L_d(I_d, I_q) = \frac{\bar{\Psi}_{s,d}(I_d, I_q) - \Psi_M(I_q)}{I_d} \quad (3.12)$$

durchgeführt werden. Diese Erkenntnis ist vor allem für den späteren Vergleich mit den Messungen am Prototyp von Interesse. Es sei hierbei nochmals angemerkt, dass die Abhängigkeit $\Psi_M(I_q)$ sowohl beim Vergleich der unterschiedlichen Geometrien, als auch bei der Analyse in Abschnitt 3.4.8 vernachlässigt wurde. Stattdessen wurde ein aus den Leerlaufsimulationen ermitteltes, konstantes Ψ_M herangezogen.

3.4.9 Drehmomenten/Drehzahlkennlinie

Nachdem nun sowohl die Rotorgeometrie als auch der Schrägungswinkel fixiert wurden, kann das Maschinenverhalten genauer charakterisiert werden. Ein wesentliches Merkmal der Maschine ist die Drehmomenten/Drehzahlkennlinie. Ein wünschenswertes Verhalten wäre, dass die Maschine ein über die gesamte Bandbreite der Drehzahl konstantes Moment liefert. Zwar kann dies bei Betrachtung von Gleichung (2.32) grundsätzlich bei einer Einspeisung eines konstanten Strombetrags zumindest theoretisch erreicht werden, allerdings liefert die Statorspannungsgleichung einen linearen Zusammenhang mit der Drehzahl. Dies bedeutet, dass die Außenleiterspannung linear mit der Drehzahl anwächst, der Umrichter allerdings nur eine begrenzte Spannung liefern kann. Um das Anwachsen der Spannung zu unterbinden, wird ab jener Drehzahl, an der die Maximalspannung erreicht wird, der Stromwinkel γ_{dq} vergrößert, wodurch die Stromkomponente i_q sinkt und ein größerer negativer i_d resultiert. So ist es nun möglich, die Drehzahl bis auf die Maximaldrehzahl zu erhöhen und gleichzeitig die Spannungsgrenze des Umrichters einzuhalten. Diese Methode wird auch als Feldschwächung bezeichnet, da das Feld des Permanentmagneten durch den negativen d -Strom geschwächt wird. Es sei hierbei angemerkt, dass sich diese Methode entsprechend dem linearen Modell nur auf die Grundschwingung auswirkt. Der Nachteil dieses Vorgehens ist außerdem, dass das Moment theoretisch in etwa $\propto 1/\omega_m^2$ abfällt. Um die Kennlinie aufzunehmen, wurde die Drehzahl unter Einprägung des Nennstroms sukzessive erhöht, bis eine der Außenleiterspannungen einen Wert von 490 V überschreitet. Für alle Messpunkte über dieser Knickdrehzahl wurde die Feldschwächung durchgeführt. Der Verlauf der Momentenkennlinie und der mechanischen Leistung der Abtriebswelle ist in Abb. 3.50 abgebildet.

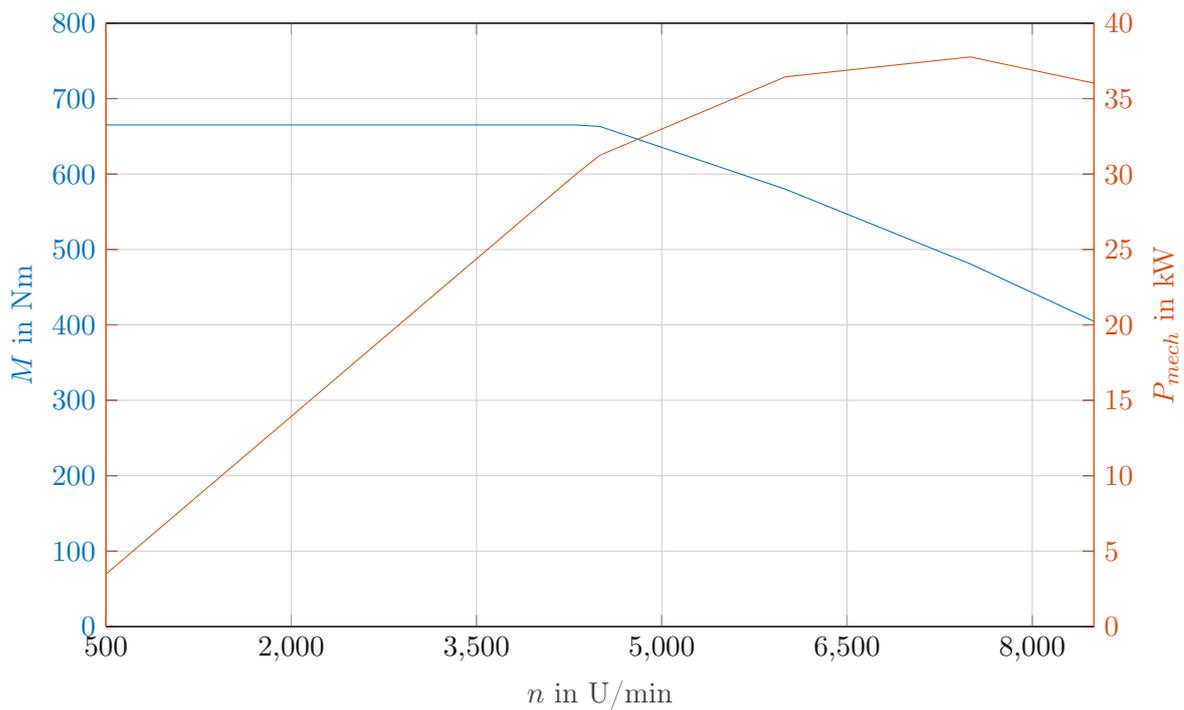


Abbildung 3.50: Drehmomenten/Drehzahlkennlinie der finalen Rotortopologie 4P_Uc und mechanische Leistung P_{mech}

Wie die zuvor durchgeführten Analysen bereits gezeigt haben, entstehen durch die Geometrie der Reluktanzrotoren bzw. die Asymmetrie des Stators, aber auch durch Nichtlinearitäten aufgrund von Sättigungseffekten, Oberschwingungen, die sich auch auf die Strang- bzw. Außenleiterspannungen auswirken. Bei der Regelung der Maschine wird ein sinusförmiger Soll-Strangstrom ermittelt. Um diesen sinusförmigen Strangstrom einprägen zu können, muss die Außenleiterspannung mit Oberschwingungsgehalt vom Umrichter exakt nachgebildet werden, weshalb für die Kennlinie nicht die Grundschwingung sondern die Maximalwerte der Spannung herangezogen wurden. Aus diesem Grund weicht die Kennlinie ab der besagten Knickfrequenz von der $1/\omega_m^2$ Proportionalität ab. Ein weiteres interessantes Verhalten kann am Verlauf des Leistungsfaktors in Abb. 3.51 beobachtet werden. In Abschnitt 2.2 wurde anhand der SynRM bereits diskutiert, dass der interne Leistungsfaktor auch vom Stromwinkel γ_{dq} abhängt. Dieses Verhalten kann auch hier beobachtet werden. Zwar sinkt durch die Feldschwächung das mittlere Moment des Motors ab, allerdings steigt gleichzeitig der Wert des Leistungsfaktors auf etwa 0.8 an. Dies bedeutet, dass theoretisch durch die bewusste Reduktion des mittleren Moments ein höherer Leistungsfaktor über den gesamten Bereich erreicht werden könnte.

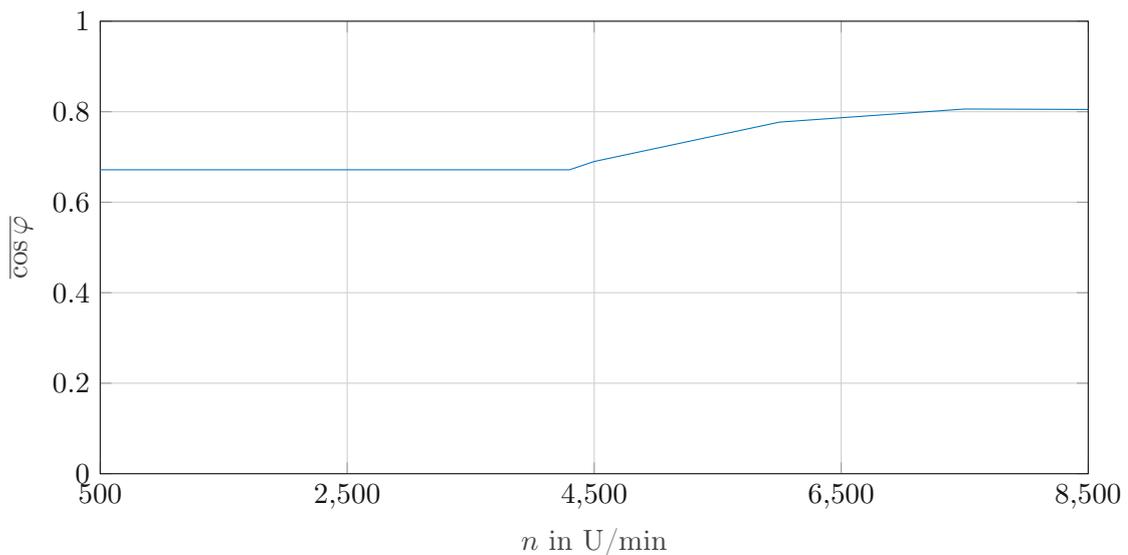


Abbildung 3.51: Verlauf des Leistungsfaktors über der Drehzahl bei Aufnahme der Drehmomenten-Drehzahl Kennlinie

3.4.10 Optimale Stromzeigertrajektorie (MTPA)

In Abschnitt 2.6.1 wurde bereits erläutert, dass bei der Regelung von Maschinen mit ausgeprägter Achsigkeit jener Stromraumzeiger ermittelt wird, welcher bei konstantem Betrag das maximale Moment liefert. Dieser Vorgang wird als MTPA (Maximum Torque Per Ampere) bezeichnet und kann für das lineare Modell über Gleichung (2.59) ermittelt werden. Um diese optimale Trajektorie berechnen zu können, sind allerdings bekannte, vor allem aber auch konstante Maschinenparameter nötig. Da jedoch vor allem die Induktivitäten l_d und l_q , aber auch der Fluss des Permanentmagneten Ψ_M durch das Auftreten von Sättigungseffekten vom Strom in den Statorwicklungen abhängig sind, kann das lineare Modell nicht mehr angewandt werden. Um dennoch eine Abschätzung der optimalen Stromzeigertrajektorie zu erhalten, soll diese nun über die FEM für die Maschine mit der finalen Geometrie ermittelt werden. Dazu erfolgt ein iteratives Erhöhen des Stromzeigerbetrags bei anschließender Suche jenes Stromwinkels, bei dem das maximale Moment erreicht wird. Die durch die Simulation ermittelte Stromzeigertrajektorie ist Abb. 3.52 und das dabei ermittelte Moment Abb. 3.53 zu entnehmen. Die Trajektorie startet dabei bei kleinen Strömen senkrecht mit einem Stromwinkel von 90° und wandert dabei bei einer Erhöhung des Betrags bis zum Nennstrom Richtung 100° .

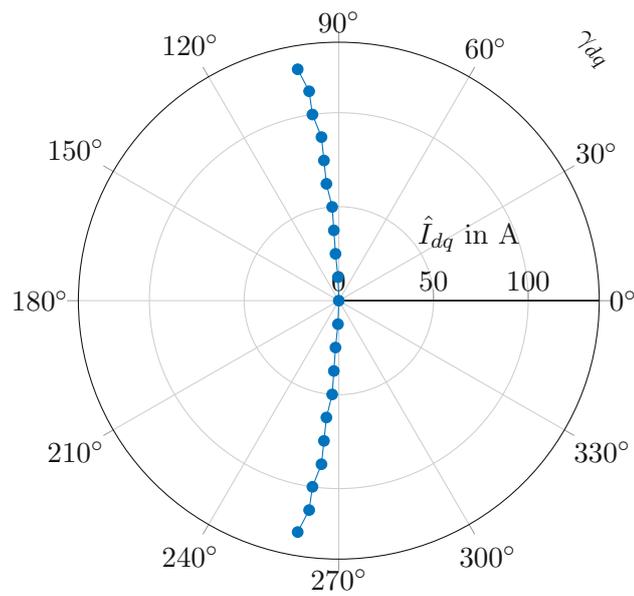


Abbildung 3.52: Trajektorie des optimalen Stromzeigers. Der Polarwinkel entspricht hierbei dem Stromwinkel γ_{dq} und in radialer Richtung ist der Betrag des Stromraumzeigers in Ampere abzulesen

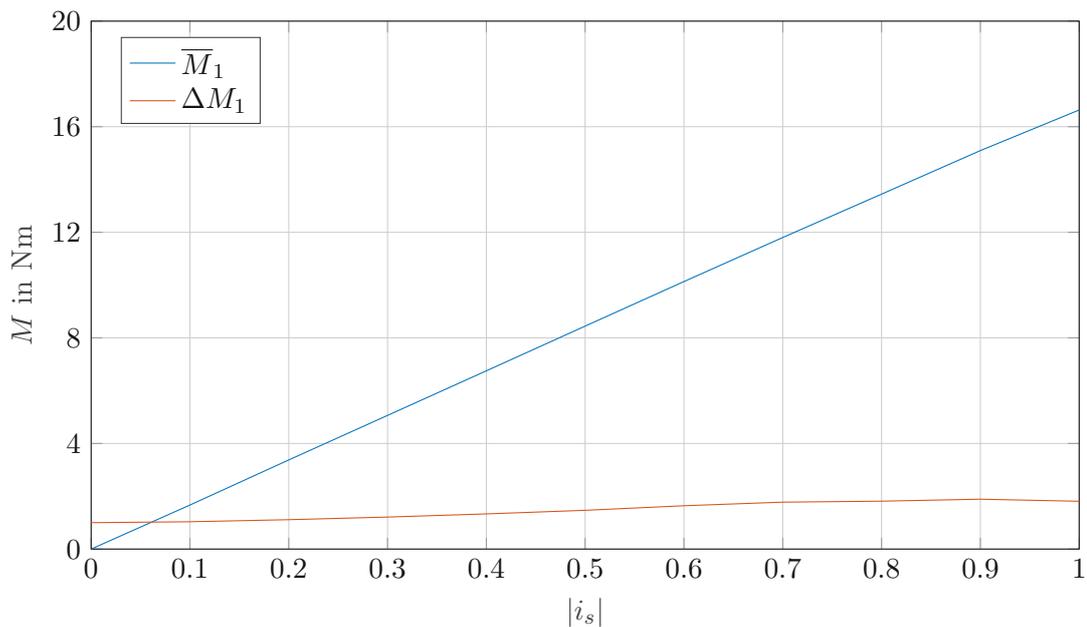


Abbildung 3.53: Verlauf des maximalen Moments (MTPA) und des Rippels in Abhängigkeit des Strombetrags

3.4.11 Kurzschlussfestigkeit

Neben den zuvor behandelten Charakteristika der Maschine im normalen Betriebszustand ist vor allem die Kenntnis des Verhaltens bei einem Kurzschluss der Außenleiter von Interesse. Ausgehend

von einem stationären Betriebszustand ergibt sich die Gleichung des Statorspannungsraumzeigers im dq -Koordinatensystem zu

$$\underline{u}_{s,dq} = r_s (i_d + j i_q) + j \omega_{el} (l_d i_d + j l_q i_q + \psi_{M,d}) \quad (3.13)$$

wobei die Komponenten der Flussverkettungen bereits eingesetzt wurden. Werden nun die Außenleiter des Stators kurzgeschlossen, gilt $\underline{u}_{s,dq} = 0$. Dies hat zur Folge, dass sowohl der Real- als auch der Imaginärteil verschwinden müssen.

$$\operatorname{Re}(\underline{u}_{s,dq}) = u_d = r_s i_d - \omega_{el} l_q i_q = 0 \quad (3.14)$$

$$\operatorname{Im}(\underline{u}_{s,dq}) = u_q = r_s i_q + \omega_{el} l_d i_d + \omega_{el} \psi_{M,d} = 0 \quad (3.15)$$

3.4.11.1 Vernachlässigung des Statorwiderstandes

Unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes r_s folgt aus der Gleichung für den Realteil, dass $i_q = 0$ wird. Dieses Ergebnis führt dazu, dass der durch den Permanentmagnet hervorgerufene Fluss durch eine konstante negative d -Stromkomponente kompensiert werden muss.

$$\psi_{M,d} = -l_d i_d \quad (3.16)$$

Von besonderem Interesse ist nun, ob der Betrag dieses konstanten Stroms den Nennstrom übersteigt oder im zulässigen Bereich $|\underline{i}_{s,dq}| \leq 1$ zu liegen kommt. Um dies zu untersuchen, wurde eine Variation des Strombetrags $|\underline{i}_{s,dq}| \in [0, 1.5]$ unter einem Stromwinkel von $\gamma_{d,q} = 180^\circ$, bei einer Drehzahl von $n = 8500 \text{ U/min}$ durchgeführt.

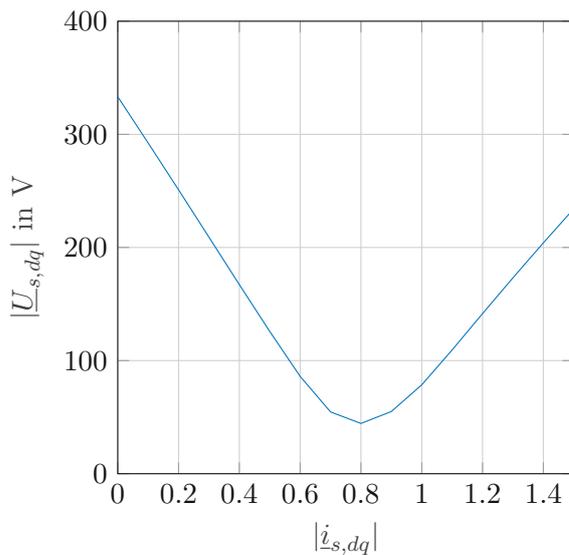


Abbildung 3.54: Betrag des Statorspannungsraumzeigers über dem Statorstrombetrag bei Einprägung eines negativen d -Stroms

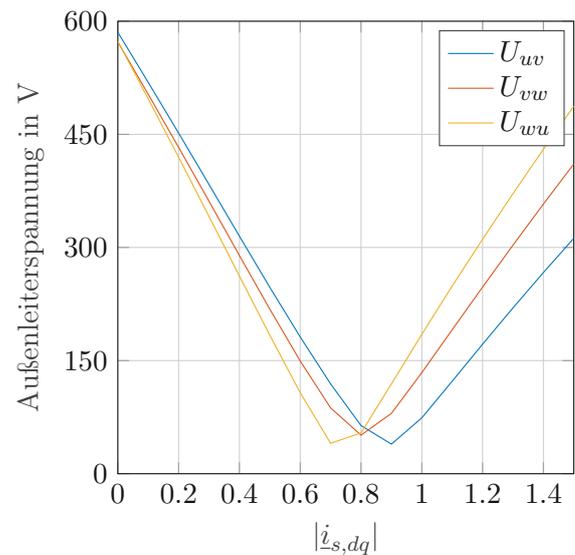


Abbildung 3.55: Grundharmonische der Außenleiterspannungen über dem Statorstrombetrag bei Einprägung eines negativen d -Stroms

Wie in Abb. 3.54 zu sehen ist, kommt es bei einem Strombetrag von etwa $|i_{s,dq}| = 0.8$ zu einem Minimum des Statorspannungsraumzeigerbetrags. Da es sich beim eben diskutierten Modell um ein lineares Modell handelt und sich die simulierte Feldschwächung daher auch lediglich auf die Grundschwingung auswirkt, ist es notwendig, die induzierten Spannungen in ihre Frequenzkomponenten zu zerlegen, um den Betrag der Grundschwingung zu analysieren. Der Verlauf der Grundharmonischen der Außenleiterspannungen über dem Strombetrag ist in Abb. 3.55 dargestellt. Bei einem Strombetrag von $|i_{s,dq}| = 0.8$ ergeben sich Außenleiterspannungen von $U_{uv} = 63.88 \text{ V}$, $U_{vw} = 54.02 \text{ V}$ und $U_{wu} = 51.16 \text{ V}$. Dass die Außenleiterspannungen nicht verschwinden liegt einerseits daran, dass die Variation des Strombetrags mit einer sehr groben Auflösung durchgeführt wurde, andererseits aber auch daran, dass die Statorstränge nicht exakt identisch aufgebaut sind und somit eine Abweichung aufgrund der Asymmetrie entsteht.

3.4.11.2 Berücksichtigung des Statorwiderstandes

Neben dem Lösen stationärer Probleme und somit dem Einprägen konstanter Strombeträge bietet *Maxwell* die Möglichkeit transiente Analysen durchzuführen. Durch die Definition eines externen Stromkreises (External Circuit) als Anregung können die Spulen entsprechend verschaltet werden und bei Bedarf, statt einer Stromvorgabe, eine Außenleiterspannung, wie dies auch bei einer Speisung mittels Umrichter der Fall ist, vorgegeben werden. In diesem Fall werden die Spulen einseitig zu einem Stern verschaltet und die freien Anschlüsse kurzgeschlossen. Zusätzlich werden nun die Widerstände der Wicklungsstränge in der Höhe $R_{Str,u} = 25.80 \text{ m}\Omega$, $R_{Str,v} = 25.60 \text{ m}\Omega$

und $R_{Str,v} = 23.40 \text{ m}\Omega$ berücksichtigt [3]. Die Berücksichtigung des Statorwiderstands führt zu einer Änderung der stationären mathematischen Zusammenhänge.

$$\begin{aligned} i_d &= -\frac{\omega_{el}^2 l_q \psi_{M,d}}{r_s^2 + l_d l_q \omega_{el}} \\ i_q &= -\frac{r_s \omega_{el} \psi_{M,d}}{r_s^2 + l_d l_q \omega_{el}^2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Anhand dieser Gleichungen lässt sich zwar erkennen, dass die beiden Stromkomponenten von der elektrischen Drehzahl ω_{el} abhängen, allerdings bei Steigerung dieser in einen stationären Wert einlaufen. Dies lässt sich über die Grenzwertbildung unter Anwendung der Regel von de L'Hospital bestätigen.

$$\begin{aligned} \lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} i_d(\omega_{el}) &= -\frac{\psi_{M,d}}{l_d} \\ \lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} i_q(\omega_{el}) &= 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Das Ergebnis zeigt, dass die zuvor getroffene Annahme eines vernachlässigbaren Statorwiderstandes und der folglich verschwindenden q -Stromkomponente, besonders bei hohen Drehzahlen, eine gute Näherung darstellt. Bei der Simulation wird, wie zuvor, eine konstante Drehzahl von $n = 8500 \text{ U/min}$ vorgegeben. Im Allgemeinen setzt sich das elektromechanische Gesamtsystem aus einem vergleichsweise langsamen mechanischen und einem deutlich schnelleren elektrischen Teilsystem zusammen. Durch diesen großen Unterschied der charakteristischen Zeitkonstanten kann angenommen werden, dass im Falle eines auftretenden Kurzschlusses die elektrischen Ausgleichsvorgänge abgeschlossen sind bevor eine Änderung der Drehzahl auftreten würde. Angelehnt an das Ergebnis der zuvor durchgeführten Analyse mit vernachlässigtem Statorwiderstand wurden nun für die Strangströme Initialwerte von $I_u = 50 \text{ A}$, $I_v = -25 \text{ A}$ und $I_w = -25 \text{ A}$ festgelegt. In Abb. 3.56 sind die daraus resultierenden Stromzeigerkomponenten und in Abb. 3.57 die Strangströme abgebildet. Zu Beginn der Analyse und dem fiktiv erzeugtem Kurzschluss beginnt die Amplitude der Strangströme bzw. der Stromzeigerkomponenten exponentiell zu sinken. Die Strangströme pendeln sich dabei bei einem Wert von etwa 100 A ein. Die Asymptoten der Stromkomponenten betragen $I_q = -98.68 \text{ A}$ und $I_d = -1.59 \text{ A}$.

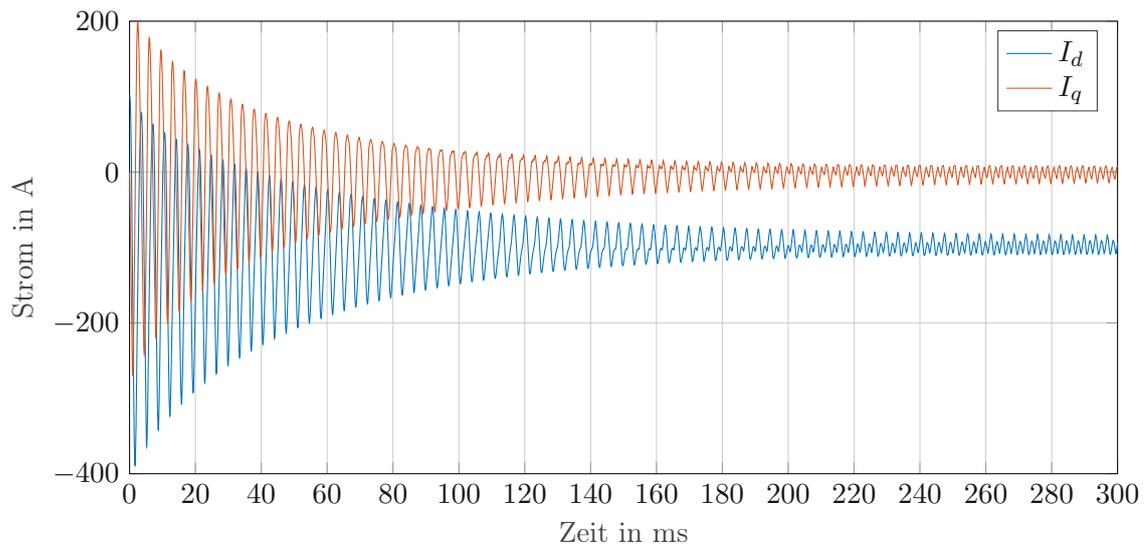


Abbildung 3.56: I_d und I_q bei einem auftretenden Kurzschluss mit den Initialwerten $I_u = 100$ A, $I_v = -50$ A und $I_w = -50$ A

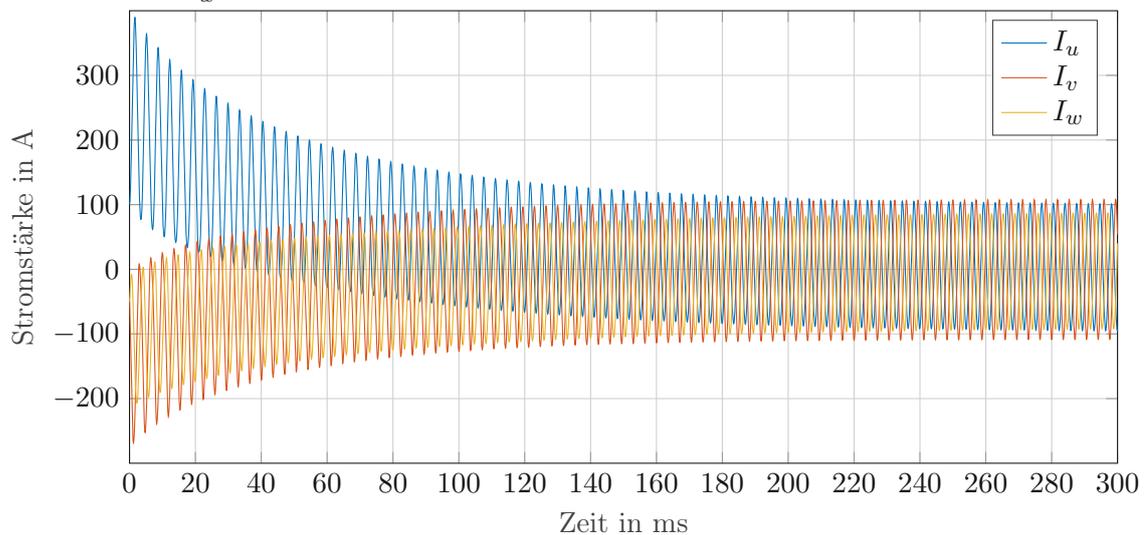


Abbildung 3.57: Strangströme bei einem auftretenden Kurzschluss mit den Initialwerten $I_u = 100$ A, $I_v = -50$ A und $I_w = -50$ A

Das Ergebnis zeigt also, dass die Maschine in der Lage ist den Fluss der Permanentmagnete zu kompensieren, ohne dabei den Nennstrom zu überschreiten. Dadurch, dass die Komponente i_q nahezu verschwindet, sinkt auch das Motormoment zu Null und die Maschine verharrt, aufgrund der Einprägung der konstanten Drehzahl, in einem stabilen Zustand. Diese Beobachtung entspricht folglich auch den zuvor postulierten mathematischen Zusammenhängen. Der Vollständigkeit halber sei hier noch zu erwähnen, dass es sich bei den eben diskutierten Werten um jene Strangströme handelt, die von Außen (an den Umrichterklammern) gemessen werden würden. In der Maschine sind die Teilwicklungen parallel verschaltet, weshalb sich in jeder Teilwicklung ein Strom mit der Hälfte des in Abb. 3.57 abgebildeten Stroms einstellt.

3.5 Mechanische Festigkeitsanalyse

Rotoren mit Oberflächenmagneten, wie auch jener des bestehenden Prototyps, besitzen am Umfang meist eine Bandage (z.B. Kohlefaser Verbundmaterial), welche ein Ablösen der Magnete während des Betriebs verhindert. Bei dem nun neu gewählten Design spricht man auch von Rotoren mit vergrabenen Magneten, da sich diese unter der Rotoroberfläche befinden. Eine zusätzliche Bandage entfällt, weil die Einzelteile durch die Rotorgeometrie selbst fixiert und zusammengehalten werden. Es ist daher notwendig, das Bauteil auf die mechanische Festigkeit zu prüfen, um einen zerstörungsfreien Betrieb bei Nenndrehzahl und deren geringfügiges Überschreiten zu gewährleisten. Gerade die dünnen Stege am äußeren Rand des Rotors sind hierbei besonders kritisch. Aufgrund der komplexen Geometrie wurde dazu eine Analyse mittels FEM und der Software *ANSYS Mechanical* durchgeführt. Dazu wurde eine statisch-mechanische Analyse eines Viertels der Geometrie durchgeführt. Die Festlegung einer Rotationsgeschwindigkeit um die z-Achse, welche hierbei mit dem Mittelpunkt der Welle zusammenfällt, erfolgt dabei linear von 0 U/min bis 10 000 U/min mit einer Auflösung von 1000 U/min. Zusätzlich wird eine thermische Beanspruchung, ebenfalls linear in 11 Schritten, beginnend von Raumtemperatur mit 22 °C bis 60 °C auf alle Teile der Simulation definiert.

Für eine Abschätzung werden hierbei drei wesentliche Charakteristika überprüft. Als Erstes wird die Gesamtverformung betrachtet. Nachdem der Luftspalt $\delta = 1$ mm beträgt, darf die Gesamtverformung diesen Wert nicht erreichen bzw. überschreiten. In Abb. 3.58 ist das Ergebnis der Gesamtverformung bei einer Drehzahl von 10 000 U/min abgebildet. Hierbei liegt die maximale Verformung bei etwa 0.046 mm und liegt damit, mit ausreichendem Abstand, unter Breite des Luftspalts.

Neben der Gesamtverformung ist zu klären, ob die auftretenden Spannungen im Material die zulässigen Spannungsgrenzwerte auch nicht überschreiten. Wie den Zeichnungen des Rotorquerschnitts zu entnehmen ist, sollen diese aus dem Material M270-35A hergestellt werden. Die Zugfestigkeit dieses Materials liegt im Bereich von $R_m = 470 \dots 510$ N/mm² und die Spannung an Streckgrenze $R_e = 330 \dots 370$ N/mm². Das Ergebnis der Vergleichsspannunganalyse ist in Abb. 3.59 zu sehen. Die maximal ermittelte auftretende Vergleichsspannung liegt in den äußeren Stegen der inneren Barriere und ist mit $\sigma_{max} = 254.66$ N/mm² geringer als die Spannung an der Streckgrenze. Aus dieser Analyse folgt also, dass die durch die Fliehkraft im Rotor auftretenden Spannungen die Grenzwerte nicht überschreiten und somit die Festigkeit gewährleistet ist.

Den letzten ausschlaggebenden Parameter stellt die plastische Vergleichsdehnung dar. Sie gibt an, um wieviel Prozent sich das Material in Bezug auf die Ausgangsgröße verformt. Bei Materialien ohne ausgeprägter Fließgrenze kann bis zu einer Dehnung von 0.2 % von einer elastischen Verformung gesprochen werden [29]. Die Überprüfung auf eine Vergleichsdehnung unter diesen Wert stellt

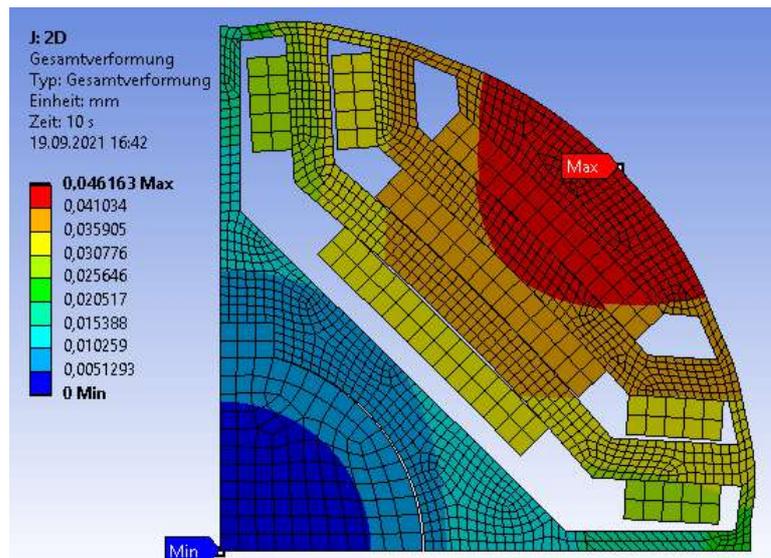


Abbildung 3.58: Gesamtverformung der 2D Simulation bei einer Drehzahl von 10 000 U/min

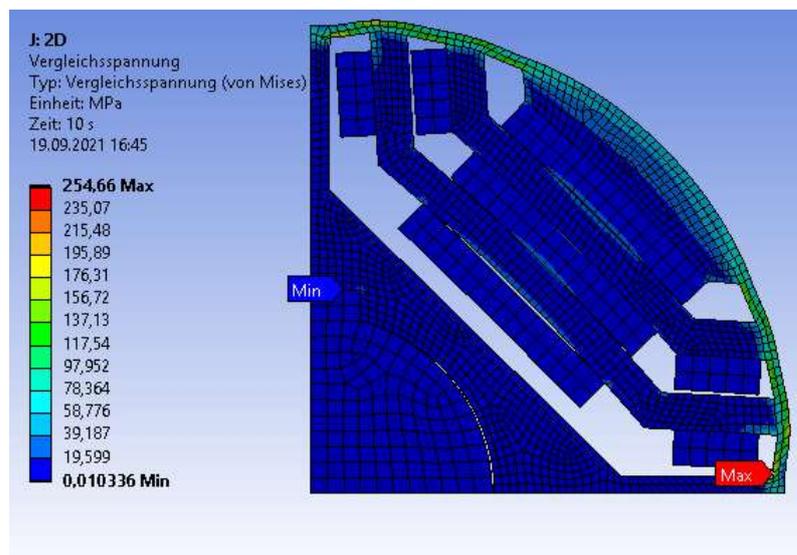


Abbildung 3.59: Vergleichsspannung der 2D Simulation bei einer Drehzahl von 10 000 U/min

daher eine Berechnung gegen plastische Verformung dar. Den Ergebnissen in Abb. 3.60 kann entnommen werden, dass bei 10 000 U/min eine maximale Vergleichsdehnung von 0.000 46 % auftritt. Entsprechend einer ausreichend genauen Modellierung der verwendeten Materialien liegt nahe, dass das Ergebnis eine gute Näherung des realen Sachverhalts darstellt und die Geometrie sich im Betrieb nicht plastisch verformen wird.

Zusammenfassend bleiben alle Grenzwerte, die durch die mechanische Festigkeitanalyse überprüft wurden, unterhalb der Grenzwerte, weshalb davon ausgegangen werden kann, dass der Rotor dem Betrieb standhält.

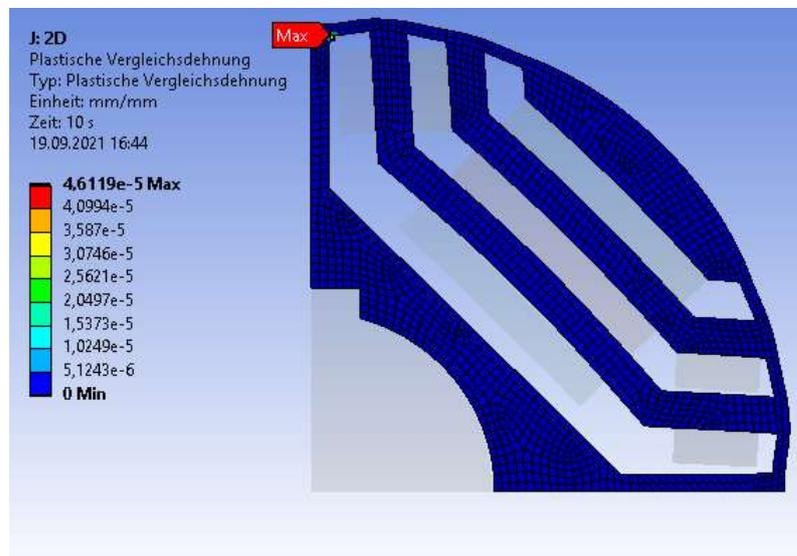


Abbildung 3.60: Plastische Vergleichsdehnung der 2D Simulation bei einer Drehzahl von 10 000 U/min

4 Aufbau und Vermessung der Maschine

Nach Abschluss des simulationsbasierten Rotorentwurfs aus Kapitel 3 wurde der Prototyp des Rotors in entsprechender Stückzahl hergestellt und die Maschine umgerüstet. In diesem Kapitel erfolgt zuerst eine Beschreibung der Rotorfertigung, gefolgt vom Messaufbau und den zur Ermittlung der charakteristischen Maschinengrößen angewendeten Methoden. Eine Diskussion der Messergebnisse sowie die Gegenüberstellung mit den Ergebnissen der Simulation schließen das Kapitel ab.

4.1 Aufbau des Rotors

Die einzelnen Segmente eines Rotors bestehen aus lasergeschnittenen, mit Backlack paketierte, Blechpaketen. Dieser Herstellungsschritt wurde durch ein externes Unternehmen durchgeführt. Die Zeichnungen der Segmente können dem Anhang A.1 entnommen werden. Um die diskrete Rotorschrägung zu erzeugen, wurde die Passfedernut im Blech pro Segment um den entsprechenden Differenzwinkel verdreht. Dadurch wird zwar der Abstand zwischen der Nut und den Flussbarrieren geringfügig kleiner, dies spielt aber aus Sicht der mechanischen Festigkeit keine maßgebliche Rolle. Da das Material aufgrund der hohen Flussdichte der Permanentmagnete an der Engstelle, bereits im stromlosen Zustand, gesättigt ist, ist die dadurch entstehende Abweichung in Bezug auf das elektromagnetische Verhalten als gering einzuschätzen. Ein höherer Oberschwingungsgehalt, aufgrund der geringfügigen Unterschiede zwischen den einzelnen Segmenten des Rotors, ist dennoch nicht auszuschließen. Dieser Schritt erleichtert die Konstruktion des Wellenadapters, da hierbei eine durchgehende Passfeder, über alle fünf Segmente, verwendet werden kann. Um die Magnete in den Barrieren auszurichten, wurden mechanische Anschläge vorgesehen. Diese sollen einerseits zur leichteren Montage dienen, andererseits auch ein seitliches Verrutschen der Magnete während des Betriebs verhindern. Die so entstehenden „Magnettaschen“ werden dabei mit einem geringfügigen Übermaß hergestellt. Dies garantiert zwar, dass die Magnete mit Sicherheit in die Barrieren passen, allerdings entsteht so auch ein Luftspalt zwischen Magnetoberfläche und Elektroblech.

Vorangegangene Experimente am Institut mit vergleichbaren Rotoren haben gezeigt, dass dieser Luftspalt bei hohen Drehzahlen unter Umständen ein Problem darstellen kann. Haften beispielsweise die Magnete zu Beginn an der Innenseite der Flussbarrieren und es existiert aufgrund der Toleranz ein entsprechender Luftspalt, so sind diese in der Lage, einen Positionswechsel von Innen nach Außen durchzuführen. Dieser abrupte Positionswechsel, hervorgerufen durch die Zentrifugalkraft, bedeutet eine hohe Beanspruchung des spröden Magnetmaterials. Diese führt im schlimmsten Fall zu einer Zerstörung der Magnete. Daher wurden die breiten Magnete (21.3 mm) mit Epoxidharz-Klebstoff (LOCTITE EA 9492) in den Taschen fixiert. Aufgrund der Ausrichtung der schmalen Magnete in den seitlichen Barrierenabschnitten ist kein zusätzliches Einkleben notwendig.

Da die Passfedernut der alten Rotoren mit 60 mm Länge zu kurz ist, wurden die Wellenadapter ebenfalls neu angefertigt. Für jenes Ende, an dem die Wellenmutter zum Fixieren der Blechpakete sitzt, wird eine Wuchtscheibe aus rostfreiem Stahl angefertigt. Diese kann optional montiert werden, sollten die Gewindebohrungen bzw. das Material am gegenüberliegenden Wellenende nicht ausreichen, um die Rotoren sachgemäß zu wuchten. Für Rotoren mit einer Drehzahl über 950 U/min wird nach DIN ISO 1940-1 eine Auswucht-Gütestufe G2.5 empfohlen [30]. Diese Gütestufen sind im Bereich von 0.4 (Spindeln und Antriebe von Präzisionsmaschinen) bis 4000 (langsamlaufende, große Kurbeltriebe) zu finden, wobei eine Gütestufe mit geringem Wert (kleiner G-Wert) einer ebenso kleinen Unwuchttoleranz entspricht. Die Wuchtscheibe und der Wellenring werden mit einer Nutmutter aus Stahl mit integrierter Sicherung festgespannt. Fotos des Rotorzusammenbaus und weitere Montagebilder können dem Anhang A.2 entnommen werden. Die Wuchtprotokolle, welche die Unwucht der Rotoren vor und nach dem Wuchtvorgang anzeigen, sind in Anhang A.3 zu finden.

4.2 Messaufbau

Der Messaufbau erfolgte im Maschinensaal des Instituts für Energiesysteme und Elektrische Antriebe und besteht hauptsächlich aus den in Abb. 4.1 abgebildeten Komponenten. Als Gleichspannungsquelle für den Zwischenkreis dient ein Batteriesimulator, welcher über Stromschienen mit dem Messplatz verbunden ist. Diese Verbindung führt weiter zum, als Spannungszwischenkreisumrichter ausgeführten, Entwicklungsumrichter. Der Umrichter besteht aus vier wesentlichen Grundkomponenten: dem Leistungsteil, dem zugehörigen Treiberboard, dem Controller-Board und einer zusätzlichen Messvorrichtung zur Erfassung der Strangströme. Das Herzstück des Controller-Boards bildet ein programmierbarer Prozessor vom Typ *TI TMS320F28335*. Dieser schafft die Basis zum Umsetzen verschiedenster Funktionen zur Ansteuerung und Regelung der Maschine. Eine serielle Schnittstelle, welche mit einem „Softauge“ (echtzeitfähiges Debugging-Interface) verbunden ist, ermöglicht einerseits die Kommunikation mit einem externen Rechner, bietet andererseits aber

auch die Möglichkeit drei Software-Variablen analog über DAC Kanäle auszugeben und beispielsweise mit einem Oszilloskop zu messen. Die Messung der Strangströme erfolgt über Stromwandler (current transducer) vom Typ *LA 200-P*. Diese wandeln die Messströme in elektrische Spannungen um, welche mittels Messwertanpassung (MWA) auf das Spannungsniveau des Controller-Boards angepasst und über ADC Eingänge abgetastet werden. Die Aufnahme der Rotorposition sowie Information über die Drehrichtung erfolgt über einen Lagegeber und einen Encoder. Hierbei wird für die Kommunikation die Schnittstelle *QEP* verwendet. Der Planetenmotor (PM) selbst, ist auf einem Maschinenbett montiert und über eine Kardanwelle mit einer Gleichstrommaschine (GSM) verbunden. Diese soll dazu genutzt werden, ein entsprechendes Gegenmoment zur Belastung der Maschine zu erzeugen und somit das Anfahren verschiedener Lastpunkte zu ermöglichen. Die GSM wird über einen industriellen Stromrichter mittels Drehzahlregelung betrieben. Um überprüfen zu können, ob die Maschine letztendlich das entsprechend geforderte Moment erreicht, ist die Abtriebswelle des Planetenmotors zusätzlich mit einer Drehmoment-Messwelle (DMW) verbunden. Über eine MWA kann hierbei wieder eine entsprechende Spannung am Oszilloskop ausgegeben werden. Neben der Kühlung des PM erfolgt ebenfalls eine Kühlung des IGBT Moduls am Leistungsteil.

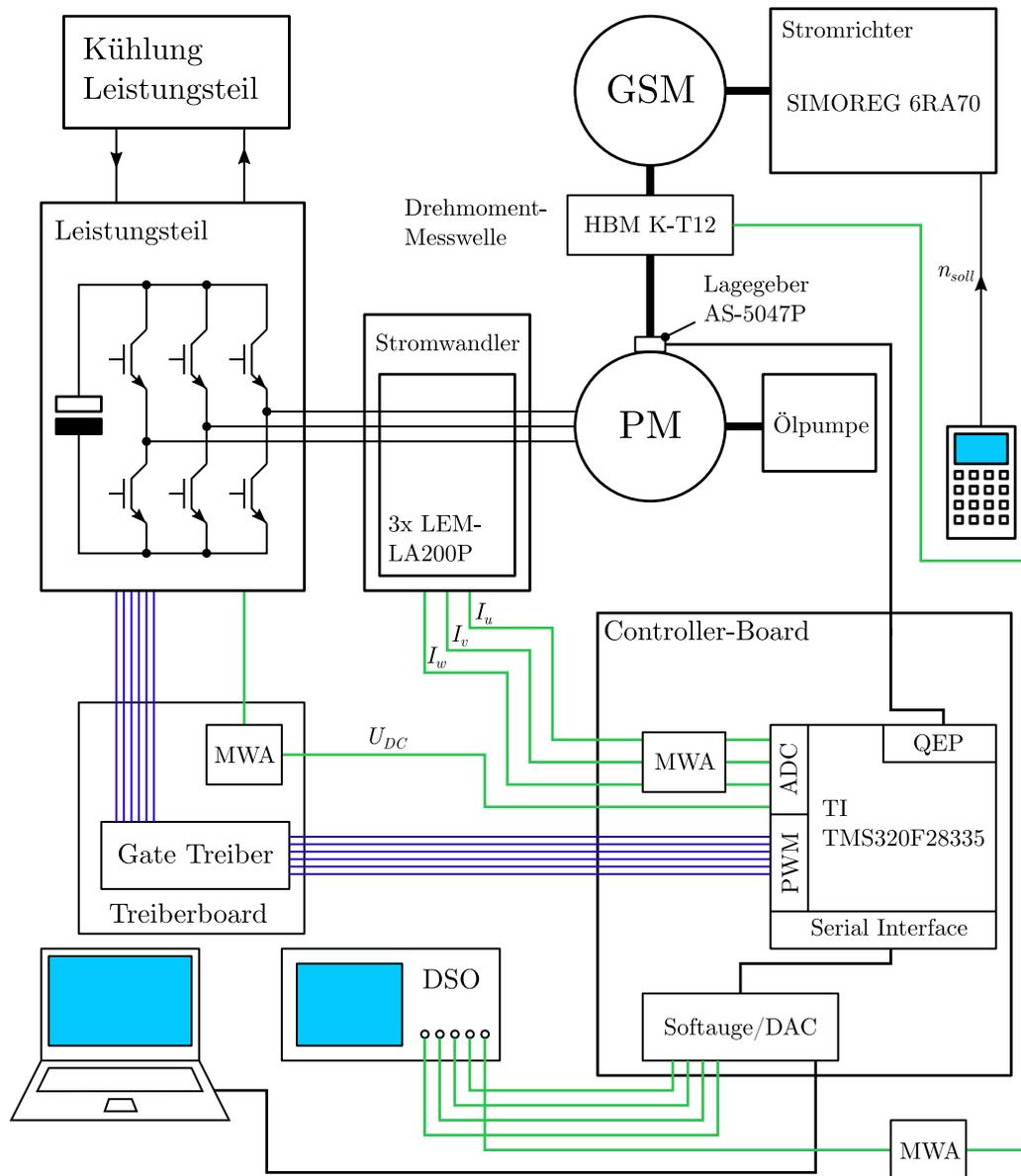


Abbildung 4.1: Struktur des Messaufbaus

4.3 Normierung und Bezugsgrößen

Da die im weiteren Verlauf verwendete DSP-Software mit einem Festkommasystem arbeitet, wird eine Normierung der entsprechenden Größen durchgeführt. Die Vorgangsweise der Normierung wurde bereits in Kapitel 2 erläutert. Eine wesentliche Rolle am Prüfstand spielt vor allem die Spannungsnormierung. Zwar wird über das Regelungskonzept ein Stromraumzeiger vorgegeben, die Maschine letztendlich aber durch eine vom Umrichter erzeugte Spannung gespeist. Es ist daher besonders wichtig, diese auf die real durch die Permanentmagneterregung induzierte Spannung zu

beziehen. Die entsprechenden Bezugsgrößen sind Tabelle 4.1 zu entnehmen.

Bezeichnung	Symbol	Wert
Spannung	U_{Bez}	241.37 V
Strom	I_{Bez}	125 A
Impedanz	Z_{Bez}	1.93 Ω
elektrische Drehwinkelgeschwindigkeit	$\omega_{el,Bez}$	1780.24 1/s
mechanische Drehwinkelgeschwindigkeit	$\omega_{m,Bez}$	890.12 1/s
Zeit	T_{Bez}	562 μ s
Induktivität	L_{Bez}	1.085 mH
Flussverkettung	Φ_{Bez}	135.38 mWb
Leistung	P_{Bez}	45.26 kW
Drehmoment	M_{Bez}	50.84 N m

Tabelle 4.1: Bezugswerte des Prototyps am Prüfstand

4.4 Initialisierung des Lagegebers

In Kapitel 2 wurde bereits das Grundprinzip der feldorientierten Regelung vorgestellt. Die Berechnung der Stellgröße erfolgt dabei über die Rücktransformation des berechneten Stromraumzeigers in das Koordinatensystem der Stranggrößen. Diese Information wird über einen Lagegeber ermittelt. Im Detail handelt es sich um einen Drehimpulsgeber (engl. Quadrature Encoder Pulse - QEP). Hierbei ist zu beachten, dass dieser entsprechend der Auflösung lediglich die Winkeldifferenz und Drehrichtung ausgibt. Um dem Prozessor die Ermittlung des Absolutwinkels zu ermöglichen, muss dieser mit einer manuellen Drehung der Rotorachse über den Initialpunkt des Drehgebers bewegt werden. Nun gibt dieser den Lagewinkel, immer in Bezug auf den selben Initialpunkt, im Bereich von -180° bis 180° aus. Als letzter Schritt muss nun noch dafür gesorgt werden, dass der Lagewinkel $\gamma_{el} = 0^\circ$ mit der d -Achse zusammenfällt. Dazu wird die Maschine im Leerlauf durch die Lastmaschine auf konstante Drehzahl gebracht. Betrachtet man dabei die Statorspannungsgleichung der linearen Modells, so gilt für die Komponenten der Zusammenhang:

$$\begin{aligned} u_d &= 0 \\ u_q &= \omega_{el}\psi_M. \end{aligned} \tag{4.1}$$

Diese Raumzeigerkomponenten verlaufen im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sinusförmig, wobei diese im Nulldurchgang

$$\begin{aligned} u_\alpha(\gamma_{el} = 0) &= 0 \\ u_\beta(\gamma_{el} = 0) &= \omega_{el}\psi_M \end{aligned} \tag{4.2}$$

entsprechen. Mit steigendem Drehwinkel γ_{el} muss die Komponente u_α dabei in Richtung negativer Werte und u_β in Richtung Null absinken. In der Software kann nun ein entsprechender Offset eingestellt werden um diesen Zustand zu erreichen.

Wie auch im weiteren Verlauf diskutiert wird, ist die Spannungsmessung, aufgrund von Amplituden- und Phasenfehlern, allerdings zu ungenau um diesen Wert exakt zu bestimmen und genügt daher lediglich für eine erste Abschätzung. Ein weitaus besseres Ergebnis liefert die Betrachtung des Momente. Ist nämlich der Lagewinkel exakt festgelegt, es gilt $\psi_M = \psi_{M,d}$, darf die Einprägung eines reinen d -Stroms kein Moment hervorrufen. Über die DMW wird daher das Drehmoment gemessen und ein Strom $i_d = -0.4$ in die Maschine eingepreßt. Der Drehgeber-Offset wird nun so lange variiert, bis das gemessene Moment jenem bei $i_d = 0$ entspricht. Dieser Vorgang wird für einige Drehzahlen bzw. unterschiedliche Drehrichtungen durchgeführt. Der Sachverhalt ist graphisch in Abb. 4.2 dargestellt.

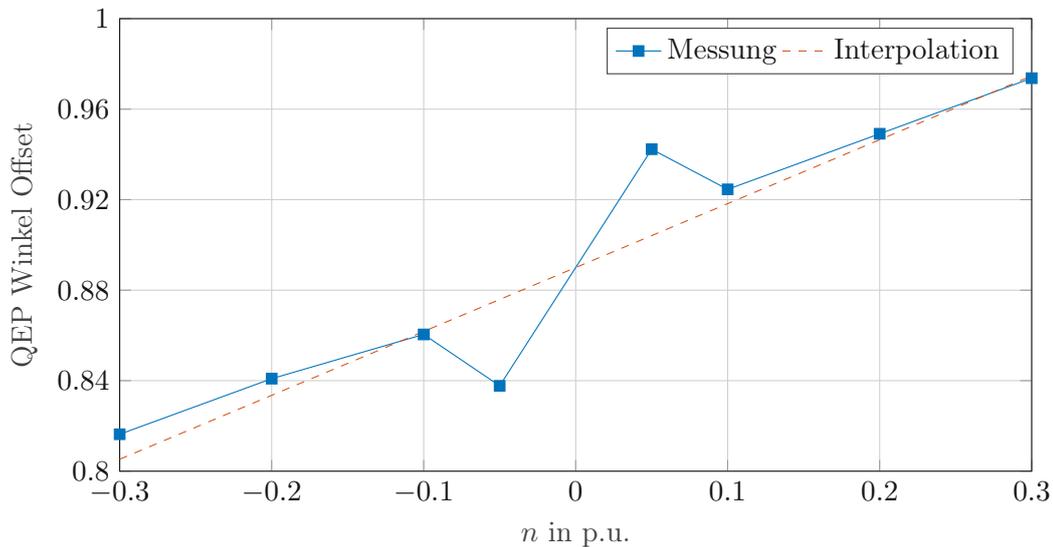


Abbildung 4.2: Winkeloffset bei unterschiedlichen Drehzahlen und Drehrichtungen

Dem Verlauf ist zu entnehmen, dass neben dem unterschiedlichen Offset bei den verschiedenen Drehrichtungen außerdem eine Drehzahlabhängigkeit auftritt. Durch die ebenfalls in der Grafik abgebildete Interpolationsgerade mit der Gleichung

$$offset = 0.2824 \cdot n + 0.89, \tag{4.3}$$

welche schließlich in der Software implementiert wird, werden diese Effekte weitgehend eliminiert. Die Einprägung des Stroms $i_d = -0.6$ im Stillstand, welche vor dieser Adaptierung ein Moment hervorgerufen hat, bestätigt die Richtigkeit der Einstellung. Bezüglich der Skalierung des Offset aus Abb. 4.2 sei angemerkt, dass die Normierung des Winkels in der DSP-Software so festgelegt

ist, dass die Äquivalenz $8 \hat{=} 180^\circ$ entsteht. Bei Bedarf können die auf der Ordinate aufgetragenen Werte in entsprechende Winkel umgerechnet werden.

4.5 Reglerparametrierung

Um den kaskadierten Regelkreis umsetzen zu können, müssen die zugehörigen Reglerparameter ermittelt werden. Da der Stromregler dem Drehzahlregler unterlagert ist, wird folglich mit diesem begonnen. Da der Fokus dieser Arbeit auf dem simulationsbasierten Entwurf der Maschine liegt, wird auf die detaillierte Umsetzung eines Parameterschätzverfahrens, wie z.B. der Frequenzbereichsanalyse oder der Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit einer anschließenden Reglerparameterierung im Frequenzbereich (Frequenzkennlinienverfahren) verzichtet. Stattdessen werden die Parameter durch das Beobachten der Reaktion des Maschinenverhaltens bei Messung der entsprechenden Größen empirisch ermittelt.

4.5.1 Stromregler

Zu Beginn wird nun der als PI-Regler ausgeführte Stromregler eingestellt. Eine einfache Methode Reglerparameter zu ermitteln, ist die Reaktion der Ausgangsgröße auf einen charakteristischen Eingang zu beobachten und entsprechend auf das gewünschte Verhalten zu adaptieren. Im Fokus stehen dabei vor allem die Anstiegszeit t_r und das Überschwingen der Ist-Größe. Für den Stromregler wird dazu die Sprungantwort der Ist-Werte der Stromraumzeigerkomponenten $i_{d,ist}$ und $i_{q,ist}$ betrachtet. Durch Einprägen einer Drehzahl über die GSM soll die Auswirkung der Statornutung, welche beim PM durchaus ausgeprägt vorhanden ist, verringert werden. Da die in der Software implementierte Regelung separate Regler für die Komponenten in d - und q -Richtung vorsieht, werden diese einzeln eingestellt. Dies bedeutet, dass die jeweils andere Komponente während der Parametrierung auf Null gesetzt wird. Betrachtet man die Momentengleichung der achsigen PSM aus Gleichung (2.39), so ergibt sich bei einer Wahl $i_q = 0$ und $i_d = c$ mit $c \in konst.$ nach dem linearen Modell ein Moment $m_R = 0$. Im Gegensatz dazu entsteht im Fall $i_d = 0$ und $i_q = c$ ein konstantes Moment $m_R = \psi_m c$. Wäre nun kein Lastmoment an der Abtriebswelle des PM vorhanden, würde die Drehzahl, im Falle, dass das geforderte Moment höher ist als die im System auftretenden Reibmomente, ansteigen. Daher ist beim Einstellen des q -Stromreglers besonders darauf zu achten, dass ein Lastmoment über die GSM bzw. moderate Sollwerte vorgegeben werden. Dies ist durch den drehzahlgeregelten Betrieb der GSM in diesem Fall gegeben.

In Abb. 4.4 ist die Sprungantwort des parametrierten d -Stromreglers abgebildet. Da die achsige PSM grundsätzlich in einem Stromwinkelbereich $90^\circ \leq \gamma_{dq} \leq 180^\circ$ betrieben wird, wird hierbei der Sprung auf negative Werte analysiert. Es ist allerdings zu beachten, dass die Vorgabe zu hoher

negativer Stromwerte zur Entmagnetisierung der Permanentmagnete führen kann. Daher beträgt der Sollwert lediglich $i_{d,soll} = -0.6$. Neben dem Verlauf des d -Stroms lässt sich ebenfalls eine leichte Schwankung des q -Anteils registrieren. Dieser Effekt beruht hauptsächlich auf der vorhandenen Kopplung der Induktivitäten. Die Anstiegszeit beträgt mit der verwendeten Einstellung in etwa $t_r \approx 0.7$ ms.

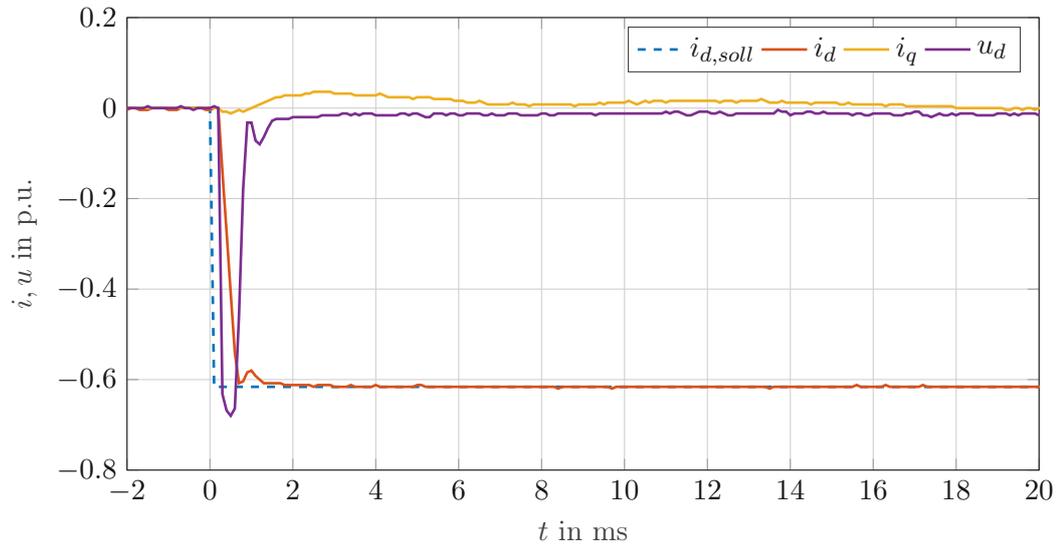


Abbildung 4.3: Sprungantwort des d -Stromreglers

Der transiente Verlauf des q -Stromreglers kann Abb. 4.4 entnommen werden. Dieser Regler ist mit einer Anstiegszeit von $t_r \approx 1.2$ ms etwas moderater eingestellt als der d -Stromregler, um so das Überschwingen zu reduzieren. Bei Betrachtung des gesamten Einschwingvorgangs in Abb. 4.5 ist zu Beginn ein Zittern der Ist-Größe zu beobachten, welches sich nach etwa 400 ms einstellt. Die im Vergleich zu den elektrischen Einschwingvorgängen relativ lange Zeitkonstante zeigt, dass der Effekt auf das mechanische Teilsystem zurückzuführen ist. Weitere Untersuchungen bei unterschiedlichen Drehzahlen haben gezeigt, dass dieser transiente Vorgang hauptsächlich von der Drehzahlregelung der GSM stammt, welche durch das abrupte Anlegen des Moments des PM kurzzeitig gestört wird. Besonders deutlich ist der Effekt am Verlauf der Spannung u_q zu erkennen. Ein Grund für das hochfrequente Rauschen des q -Stroms im stationären Bereich ist hauptsächlich darauf zurückzuführen, dass der Umrichter es nicht schafft die hochfrequenten Anteile der Spannung an den Klemmen zur Verfügung zu stellen. Der resultierende Strangstrom ist dadurch ebenfalls nicht mehr sinusförmig, was sich wiederum in einer nicht konstanten q -Stromkomponente äußert.

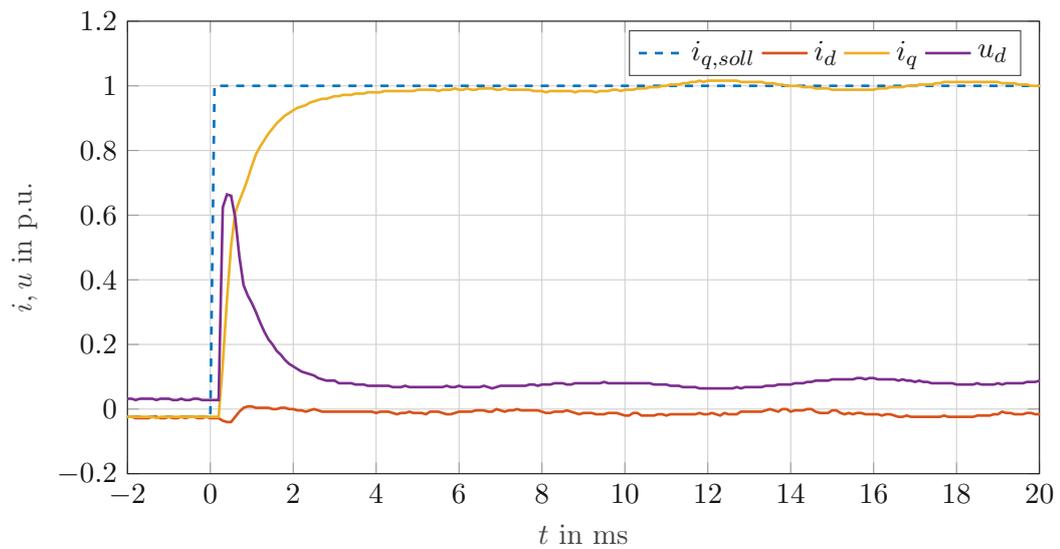


Abbildung 4.4: Sprungantwort des q -Stromreglers

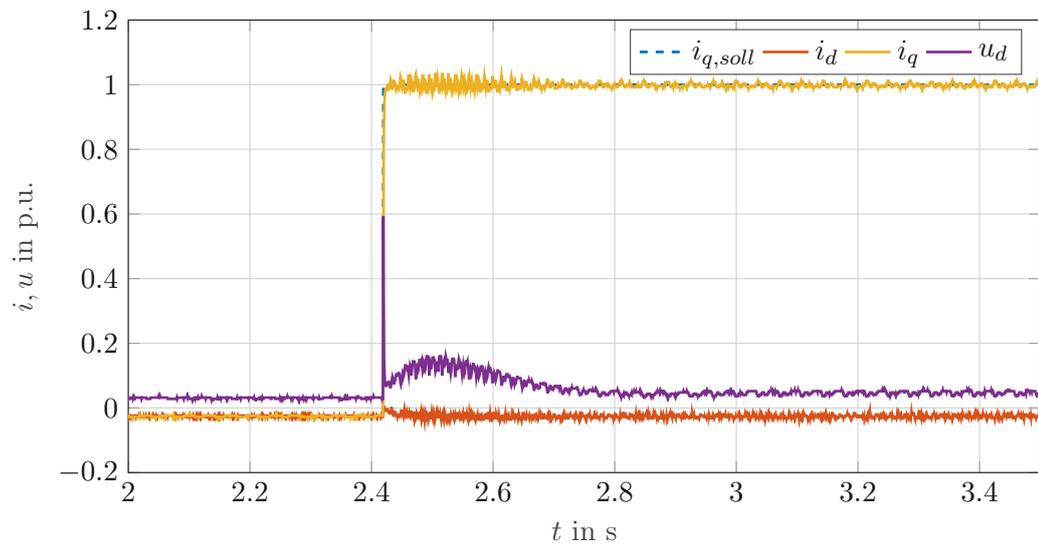


Abbildung 4.5: Sprungantwort des q -Stromreglers (gesamter Einschwingvorgang)

4.5.2 Drehzahlregler

Nach der Einstellung des Stromreglers kann nun der überlagerte Drehzahlregelkreis eingestellt werden. Auch dieser besitzt wieder die Grundstruktur eines PI-Reglers. Im Gegensatz zum Stromregler wird hier als Sollgröße kein Sprung, sondern eine Rampe vorgegeben, um eine Verrutschen des Spannsatzes an der Hauptwelle durch abrupte Drehzahländerungen zu verhindern bzw. die Kupplung zur GSM zu schonen. Da der Regler (Übertragungsfunktion des offenen Kreises $L(s)$) mit einem Integrator erster Ordnung (einfache Polstelle $s = 0$) ausgestattet ist, ist zu erwarten, dass dieser der Rampe nicht exakt folgen kann. Zur vollständigen Elimination der Abweichung während des Anstiegs, müsste dieser nach dem Endwertsatz der Laplace-Transformation eine

doppelte Nullstelle bei $s = 0$ besitzen [20]. Um die Maschine auch hier nicht zu stark zu belasten, wird das Verhalten des Reglers bei Vorgabe eines Sollwerts auf $n = 40\%$ untersucht.

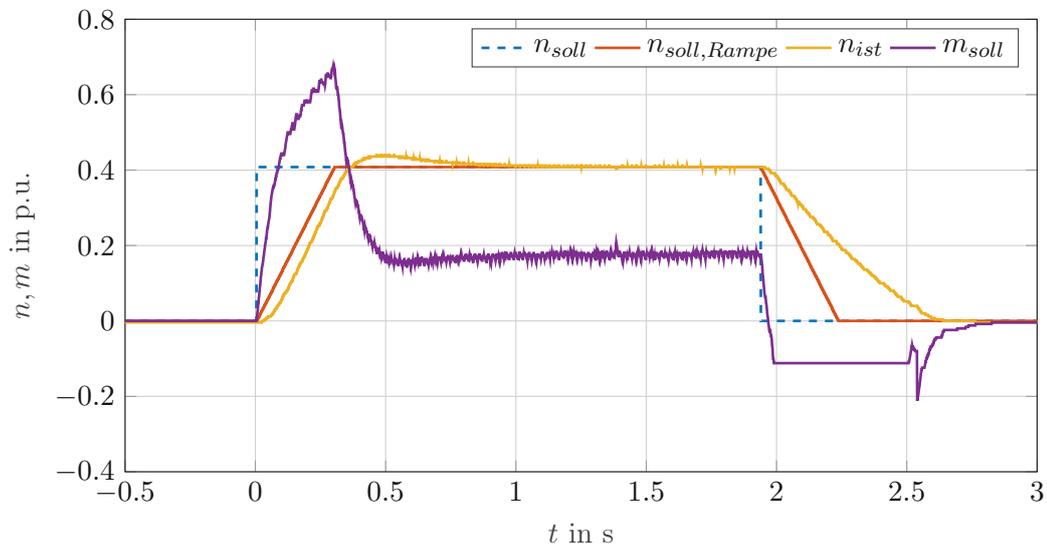


Abbildung 4.6: Antwort des Drehzahlreglers bei einem Hochlauf auf $n = 40\%$.

Die Antwort des Drehzahlreglers ist in Abb. 4.6 dargestellt. Wie postuliert, ist während des Anstiegs eine Regelabweichung zum Sollverlauf festzustellen. Ebenfalls im Verlauf abgebildet ist das Sollmoment, welches als Ausgangsgröße des Drehzahlreglers und Eingang des Stromreglers dient. Da das Moment hauptsächlich von der Stromzeigerkomponente i_q gebildet wird, ist auch hier, wie beim q -Stromregler eine hochfrequente Oberschwingung zu erkennen.

4.6 Leerlaufmessungen

4.6.1 Leerlaufspannungen

Da die im Umrichter integrierte Spannungsmessung nur mäßig genaue Ergebnisse liefert (siehe Erläuterung in Abschnitt 4.9), werden die Außenleiterspannungen, welche mit Differenzstastköpfen direkt an den Klemmen gemessen werden, analysiert. Die bei einer Drehzahl von $n = 40\%$ aufgenommenen Verläufe sind in Abb. 4.7 und das Amplitudenspektrum der Spannung U_{uv} ist in Abb. 4.8 dargestellt.

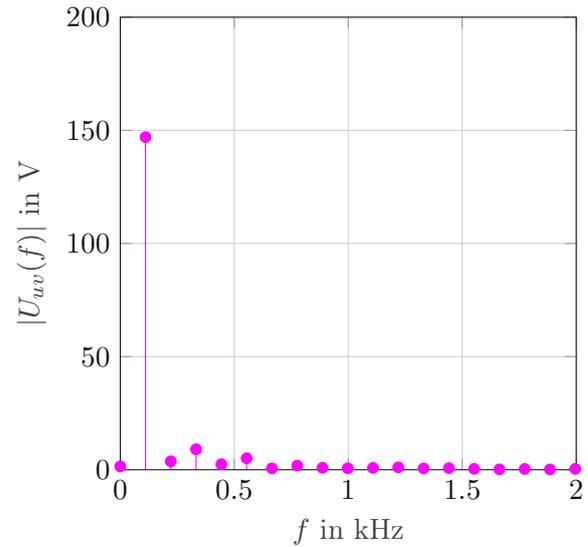
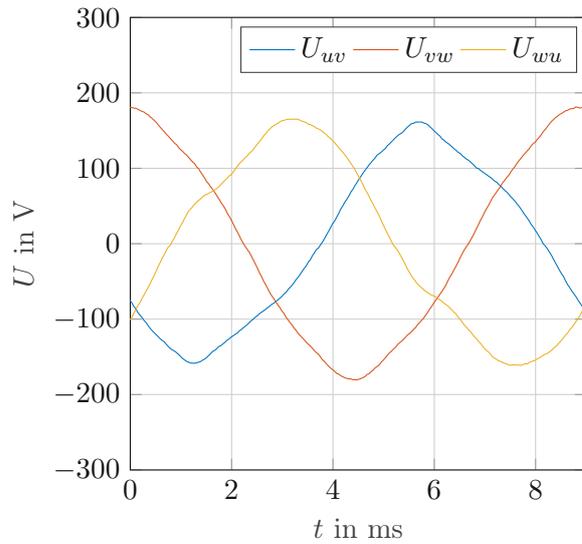


Abbildung 4.7: Außenleiterspannungen bei $n = 40\%$

Abbildung 4.8: FFT Außenleiterspannung U_{uv} bei $n = 40\%$

Es ist deutlich zu erkennen, dass die realen Verläufe im Gegensatz zu jenen der FEM Simulation von einem idealen, sinusförmigen Verlauf abweichen. Dementsprechend besitzen diese auch Oberschwingungsanteile höherer Ordnung. Wie in Abb. 4.8 zu sehen ist, tragen vor allem die Anteile der 3. und 5. Oberschwingung zur Verzerrung der Verläufe bei. Die Abweichung kann dabei durch mehrere Gründe hervorgerufen werden. Wie bereits eingangs erwähnt wurde, weicht die BH-Kennlinie des letztendlich verwendeten Rotorblechs von dem des simulationsbasierten Entwurfs ab. Da der Rotor wegen der NdFeB Magnete stark vorgesättigt ist, sind vor allem die nichtlinearen Eigenschaften des Materials maßgeblich. Ein weiterer Unterschied lässt sich in den geometrischen Eigenschaften finden. *Maxwell* führt zur Simulation der Rotorschrägung einzelne Berechnungen mit unterschiedlichem Initialwinkel (entsprechend dem Schrägungswinkel und der Anzahl der Segmente) der Rotoren durch und bildet das arithmetische Mittel. Die Passfedernut hat dabei immer dieselbe Position in Relation zu den Flussbarrieren. In der realen Maschine ist die Passfeder durchgehend ausgeführt und die Nut ist um den jeweiligen Schrägungswinkel verdreht (siehe Zeichnungen in Anhang A.1). Die Rotorsegmente besitzen nun folglich neben den verschiedenen Geometrien auch leicht unterschiedliche magnetische Eigenschaften. Die gemessene Grundwelle weicht mit $U_{uv,0} = 147\text{ V}$ von der simulierten Spannung des Modells $U_{uv,0,FEM1} = 224\text{ V}$ um etwa 34% ab. Dieser Wert deckt sich näherungsweise mit der Abweichung des Moments in den folgenden Experimenten (siehe Abschnitt 4.8.2). Es ist daher anzunehmen, dass der Fehler, neben den zuvor diskutierten Sättigungseffekten, aus dem real geringeren Flussraumzeigerbetrag $|\psi_M|$ resultiert. Eine ebenso wesentliche Ursache könnte in der Ausrichtung der Rotoren liegen. Zwar wurde beim Einbau darauf geachtet, dass die benachbarten Rotoren um 90° zueinander verdreht sind, allerdings kann dies aufgrund der schwierigen Montage und dem hohen Rastmoment nur mit großer Toleranz durchgeführt werden. Ein mechanischer Fehler von 5° würde bei den vierpoligen

Rotoren bereits einen elektrischen Fehlerwinkel von 10° bedeuten. Wie in den Arbeiten [3, 4] kann durch *mechanisches Feldschwächen* eine Reduktion des wirkenden Flusses erzielt werden. Eine mögliche, nicht exakte Ausrichtung hätte dabei einen ähnlichen Effekt zur Folge, was sich in der Höhe des Moments und den induzierten Spannungen widerspiegelt. Den verzerrten Verlauf und die dadurch entstehenden Oberschwingungen können, neben den elektromagnetischen Eigenschaften des Systems, auch mechanische Störeinflüsse verursachen. Beispielsweise wurden die Rotoren zwar im Einzelnen gewuchtet, allerdings werden diese über einen Spannsatz mit den Rotorwellen, welche folglich bis in den Getriebeteil der Maschine ragen, montiert. Die Einhaltung der zulässigen Unwuchttoleranz der einzelnen verbundenen Rotoreinheiten kann somit nicht mehr gewährleistet werden. Eine folglich auftretende Exzentrizität führt zu einem nicht gleichmäßigen Luftspalt am Rotorumfang und somit zu zusätzlichen Oberschwingungsanteilen. Zu einem ähnlichen Effekt können ebenso abgenutzte Kugellager führen.

Da die Abweichung der Messergebnisse von dem in Kapitel 3 erstellten Modell mit über 30 % recht groß ist, soll anhand geringfügiger Änderungen des Modells versucht werden, den Fehler zu reduzieren. Für den Vergleich der Messergebnisse wurden daher die Materialparameter sowie die Geometrie angepasst und eine zusätzliche Auswertung durchgeführt. Die in den folgenden Diskussionen verwendeten Größen mit dem Subskript *FEM1* beziehen sich dabei auf die Ergebnisse des Modells aus Kapitel 3 und jene mit *FEM2* auf das Überarbeitete. Im Detail wurde bei dem adaptierten Modell die Breite der Flussbarrieren von 3 mm auf das zur Herstellung verwendete Maß von 3.2 mm erhöht, das Magnetmaterial auf das in der *Maxwell* Bibliothek definierte Material N40UH geändert und die Elektrobleche von Rotor und Stator auf das Material M270-35A, welches ebenfalls bereits vordefiniert vorhanden ist, getauscht.

Die gemessene Grundwelle weicht nun mit $U_{uv,0} = 147 \text{ V}$ von der simulierten Spannung des überarbeiteten Modells $U_{uv,0,FEM2} = 182 \text{ V}$ nur noch um etwa 20 % ab. Der Vergleich zeigt also, dass die geringfügige Änderung an der Geometrie und die Anpassung des Materials bereits einen wesentlichen Einfluss auf das Simulationsergebnis nimmt.

Um die Abweichungen genauer zu untersuchen, wurden zusätzlich die Außenleiterspannungen bei unterschiedlichen Drehzahlen gemessen. Hierzu wurde ein Leistungsmessgerät verwendet, welches die Effektivwerte der Außenleiterspannungen aufzeichnet und deren arithmetischen Mittelwert bildet. Für den Vergleich wurden Leerlaufsimulationen angefertigt und den Messwerten gegenübergestellt, was der Abb. 4.9 entnommen werden kann. Hier ist deutlich zu erkennen, dass mit steigender Drehzahl der Abstand der Kennlinien sukzessive wächst. Betrachtet man den Betrag der Statorspannungsgleichung im Leerlauf

$$|\underline{u}_s| = \omega_{el} \psi_M \quad (4.4)$$

so erkennt man den linearen Zusammenhang der Spannung mit der Drehzahl. Der konstante Flussraumzeiger ψ_M stellt hierbei die Steigung dar. Eine konstante Abweichung von ψ_M führt daher zu linearen Kennlinien mit unterschiedlicher Steigung, was genau dem Verhalten in Abb. 4.9 entspricht. Es ist daher anzunehmen, dass der Ursprung der Abweichungen mit hoher Wahrscheinlichkeit auf den real geringeren Flussraumzeiger ψ_M zurückzuführen ist.

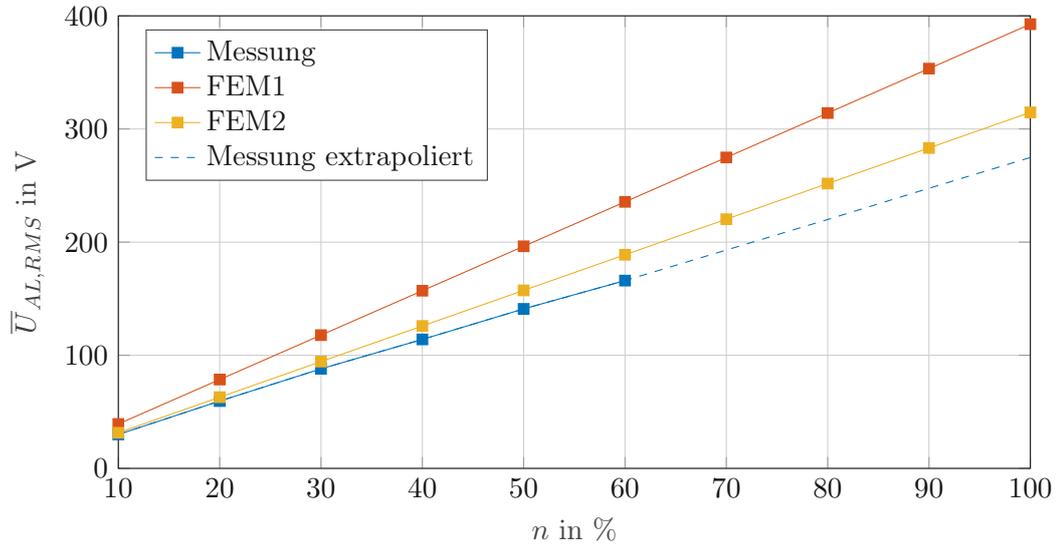


Abbildung 4.9: Vergleich der Effektivwerte der gemittelten Außenleiterspannung

4.6.2 Leerlaufverluste

Um die Verlustleistung der Maschine zu bestimmen, dazu zählen sowohl Eisen- als auch Getriebeverluste, wird die Verbindung der Anschlussklemmen zum Umrichter unterbrochen und die Welle über die GSM angetrieben. Diese muss das entsprechende Schleppmoment des PM aufbringen, um die eingestellte Drehzahl zu erreichen. Über die DMW kann dieses Moment ermittelt und die Verlustleistung berechnet werden. Der zugehörige Verlauf ist in Abb. 4.10 dargestellt. Auch hier wurde die Messung nur bis zu einer Drehzahl von $n = 70\%$ durchgeführt und die restlichen Messpunkte extrapoliert. Die Verluste folgen dabei in guter Näherung einem mit der Drehzahl quadratisch ansteigenden Verlauf.

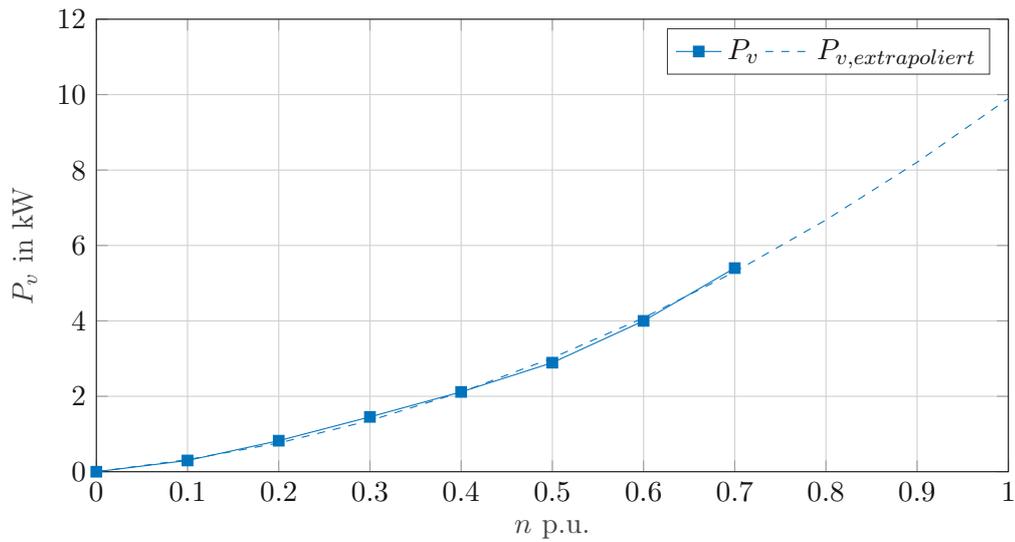


Abbildung 4.10: Leerlaufverluste in Abhängigkeit der Drehzahl

4.7 Kurzschlussversuch

Wie auch bereits bei der Analyse der finalen Rotorgeometrie diskutiert wurde, ist vor allem das Verhalten der Maschine bei einem auftretenden Kurzschluss der Außenleiter von Interesse. Für die Messung wird dazu kein realer Kurzschluss an den Klemmen angelegt, sondern ein Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{s,dq} = 0$ vorgegeben, was einen Kurzschluss der Außenleiter simuliert. Dabei wurden das Moment und der Spitzenwert der Phasenströme aufgenommen. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.11 dargestellt.

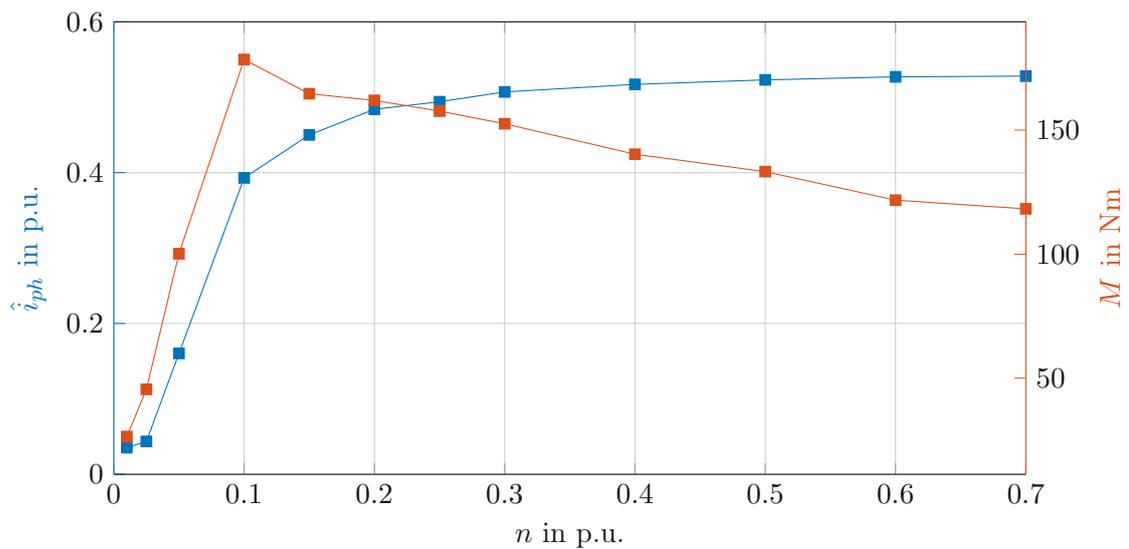


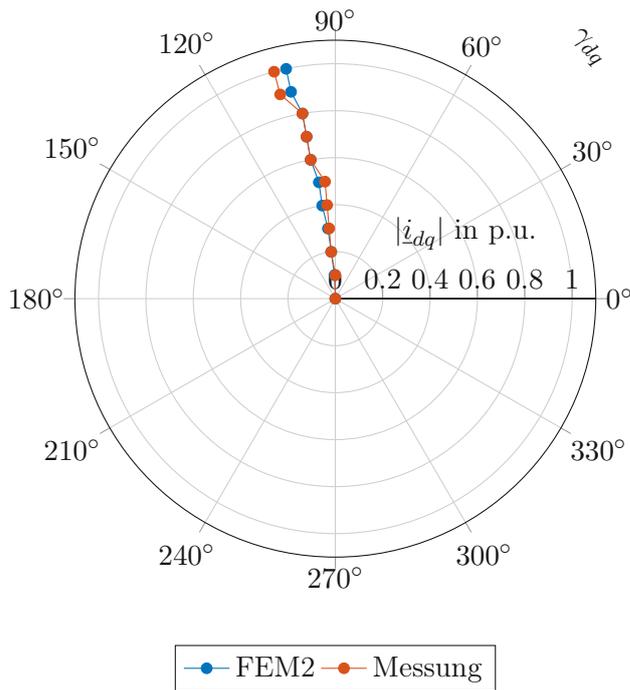
Abbildung 4.11: Spitzenwert der Phasenströme und Moment an der Abtriebswelle bei einem simulierten Kurzschluss der Außenleiter

Anhand des Verlaufs des Stromspitzenwertes \hat{i}_{ph} kann die Kurzschlussfestigkeit der Maschine auch im realen Fall bestätigt werden. Mit einer Asymptote von $\hat{i}_{ph} = 0.55$ liegt der Wert auch hier wieder unter dem in Abschnitt 3.4.11 ermittelten Wert. Dies ist entsprechend Gleichung (3.16) wieder auf den real deutlich geringeren Betrag des Flussraumzeigers ψ_M zurückzuführen.

4.8 Messung unter Last

4.8.1 Optimale Stromraumzeigertrajektorie (MTPA)

Um den Verlauf des maximalen Moments aufzunehmen, wird der PM abermals über die gekoppelte GSM auf eine Drehzahl von $n = 40\%$ gebracht. Im Anschluss wird ein Strombetrag vorgegeben und der Stromwinkel γ_{dq} in 5° Schritten variiert. Eine Gegenüberstellung der optimalen Trajektorie der Simulationsergebnisse des überarbeiteten Modells mit den Messergebnissen des Prototyp ist in Abb. 4.12 zu sehen bzw. Tabelle 4.2 zu entnehmen. Die Verläufe des Moments an der Abtriebswelle sind in Abb. 4.13 dargestellt. Die Höhe der Abweichung zur Simulation deckt sich auch hier wieder mit jener, welche bei der induzierten Spannung und dem Verlauf des Moments in Abhängigkeit der Drehzahl ermittelt wurde. Auffällig am Momentenverlauf ist die steigende Abweichung beim Anlegen höherer Strombeträge. Dieser Effekt untermauert auch hier die Annahme eines konstant geringeren Flussraumzeigerbetrags $|\psi_M|$ bei den Rotoren des Prototyps. Vernachlässigt man für die Überlegung den ohnehin geringen Anteil des Reluktanzmomentes, so steigt das Rotormoment über den Zusammenhang $\psi_M i_q$ linear an. Der konstante Flussraumzeiger übernimmt dabei, wie auch schon bei der Analyse der Leerlaufspannungen, die Rolle der Steigung. Dies führt folglich zum „Auseinanderdriften“ der Kennlinien. Nichtsdestotrotz stimmt die Stromzeigertrajektorie in sehr guter Näherung mit der Simulation überein. Die geringfügige Abweichung ist zum Teil lediglich eine Folge der geringeren Winkelauflösung bei der Messung.



$ i_s / (\text{p.u.})$	$\gamma_{dq} / ^\circ$	$\gamma_{dq,FEM2} / ^\circ$
0.1	90	92
0.2	95	95
0.3	95	96
0.4	95	98
0.5	95	98
0.6	100	100
0.7	100	100
0.8	100	100
0.9	105	102
1.0	105	102

Tabelle 4.2: MTPA - Strombetrag und Winkel

Abbildung 4.12: Gegenüberstellung der MTPA Analyse aus den Messungen und der Simulation

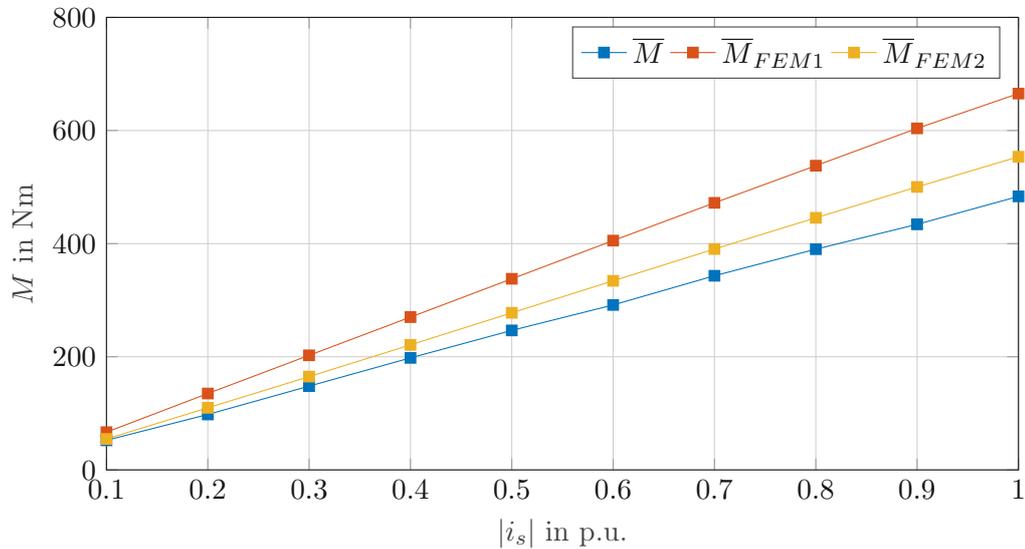


Abbildung 4.13: MTPA Momentenverlauf der Simulationen und des Prototyps (bei $n = 40\%$)

4.8.2 Variation der Drehzahl

Im simulationsbasierten Entwurf wurden einige Vereinfachungen getroffen und somit auch Verluste vernachlässigt, die im realen Betrieb allerdings durchaus Einfluss auf die Performance der Maschine haben. Aus diesem Grund wird in diesem Abschnitt die Drehzahlabhängigkeit des realen Moments

untersucht. Dazu wird ein Stromraumzeiger $i_{s,dq} = j \cdot i_q = j \cdot 0.5$ vorgegeben und das Moment der DMW ausgelesen. Das Ergebnis ist in Abb. 4.14 dargestellt. In der Grafik ist neben dem gemessenen Moment M und jenem des simulationsbasierten Entwurfs $M_{FEM,1}$ aus Kapitel 3, ebenso das Moment des überarbeiteten Modells $M_{FEM,2}$ dargestellt.

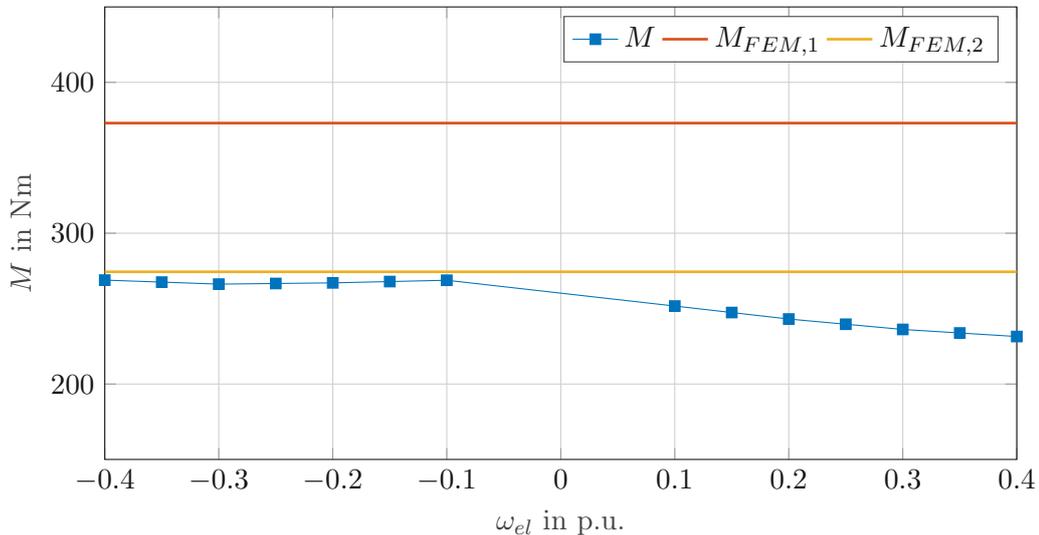


Abbildung 4.14: Drehzahlabhängigkeit des Moments

Es ist gut zu erkennen, dass das überarbeitete Modell eine gute Näherung der realen Maschine darstellt. Bei höheren Drehzahlen im motorischen Betrieb beginnt das Moment der Messung linear zu fallen. Dies ist hauptsächlich auf die Getriebeverluste zurückzuführen, welche in der Simulation nicht beachtet werden. Bei noch höheren Drehzahlen ist außerdem zu erwarten, dass auftretende Wirbelstromverluste ebenfalls zu einer Reduktion beitragen. Während im motorischen Betrieb ein Abfall des Moments zu verzeichnen ist, bleibt dieses im generatorischen Betrieb nahezu konstant. Das Rotormoment sinkt mit steigender Drehzahl im generatorischen genauso wie im motorischen Betriebsfall, allerdings mit entgegengesetztem Vorzeichen. Währenddessen steigen die Getriebe- und Wirbelstromverluste in etwa gleichem Ausmaß an und es resultiert der in der Grafik ersichtliche konstante Verlauf. Neben einer sinkenden Luftspaltfeldstärke aufgrund von Wirbelstromverlusten ist anzunehmen, dass der Effekt des sinkenden Moments vor allem auf die Geschwindigkeit des Umrichters zurückzuführen ist, welcher bei hohen Drehzahlen nicht in der Lage ist, Harmonische höherer Ordnung einzuprägen. Dieses Verhalten wurde auch bereits bei der Reglerparametrierung in Abschnitt 4.5.1 beobachtet und diskutiert und deckt sich auch mit den Untersuchungen in [4], wo dieses Verhalten ebenfalls aufgetreten ist.

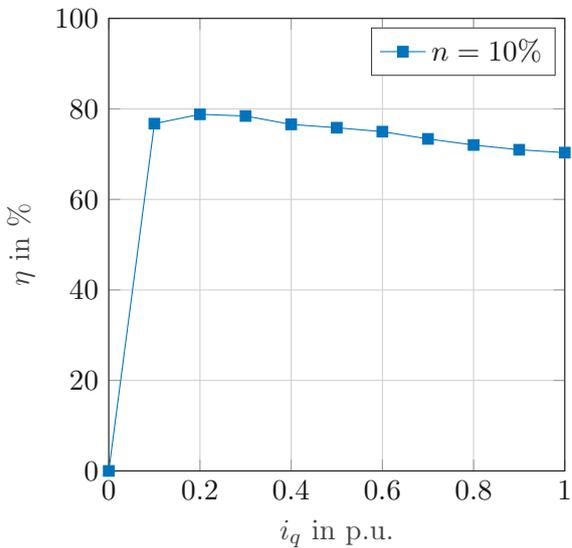
4.8.3 Wirkungsgrad

Neben den bisher untersuchten Größen ist vor allem auch der Wirkungsgrad der Maschine von Interesse. Um diesen abzuschätzen, wird die Maschine wieder über die GSM auf eine konstante

Drehzahl gebracht und ein q -Strom eingepreßt, welcher sukzessive erhöht wird. Zeitgleich wird die Zwischenkreisspannung U_{dc} mit einem Multimeter und der eingepreßte Gleichstrom I_{dc} mit einer Strommesszange aufgenommen. Der Wirkungsgrad des Umrichters kann nach den Untersuchungen in [31] bei der verwendeten Zwischenkreisspannung von 565 V auf mit $\eta_{UR} = 93\%$ angenommen werden. Durch die Messung des vom PM aufgebrauchten Moments und der somit bekannten mechanischen Leistung kann der Wirkungsgrad über die Beziehung

$$\eta_{PM} = \frac{M\omega_m}{U_{dc}I_{dc}\eta_{UR}} \quad (4.5)$$

abgeschätzt werden. Das Experiment wurde bei einer Drehzahl $n = 10\%$ durchgeführt. Die Ergebnisse dazu sind graphisch in Abb. 4.15 dargestellt und die zugehörigen Werte sind Tabelle 4.3 zu entnehmen.



i_q	$\eta_{PM}(n = 10\%)$
0.1	76.74
0.2	78.80
0.3	78.43
0.4	76.57
0.5	75.84
0.6	74.97
0.7	73.37
0.8	72.02
0.9	70.97
1.0	70.34

Abbildung 4.15: Verlauf des Wirkungsgrades in Abhängigkeit von i_q

Tabelle 4.3: Wertetabelle des Wirkungsgrades in Abhängigkeit von i_q

Wie sowohl anhand des Verlaufs als auch der Wertetabelle erkannt werden kann, beträgt der Wirkungsgrad bei Nennstrom in etwa 70%. Nach der Diskussion in Abschnitt 4.8.2 ist auch hier zu erwarten, dass der Wirkungsgrad des Gesamtsystems mit steigender Drehzahl sinkt. Nichtsdestotrotz kann durch die Ausführung des Gesamtsystems im mittleren Strombereich ein Wirkungsgrad von fast 75% erreicht werden, was einen Gewinn von fast 10% im Vergleich zur vierpoligen Ausführung in [4] bedeutet. Der neben dem Wirkungsgrad interessante Leistungsfaktor konnte aufgrund eines defekten Leistungsmessgeräts nicht aufgezeichnet werden.

4.9 Induktivitätsmessung

Zur Ermittlung der Induktivität wurde der PM durch die GSM auf die konstante Drehzahl von $n = 40\%$ gebracht. Ausgehend von der Flussverkettungsgleichung $\underline{\psi}_{s,dq} = \psi_{s,d} + j\psi_{s,q}$ ergeben sich nun zwei Fälle für die Bestimmung der Induktivitäten. Betrachtet man einerseits die Flusskomponente der d -Richtung, lässt sich daraus, wie bereits im simulationsbasierten Entwurf gezeigt wurde, die Längsinduktivität durch

$$l_d = \frac{\psi_{s,d} - \psi_M}{i_d} \quad (4.6)$$

ermitteln. Da allerdings im Gegensatz zur Simulation der Flussraumzeiger $\underline{\psi}_{s,dq}$ unbekannt ist, muss dieser indirekt über die messbare Statorspannung ermittelt werden. Durch Vorgabe eines Sollwertes $i_q = 0$ folgt aus dem Imaginärteil der stationären Statorspannungsgleichung

$$u_q = (r_s i_q + \omega_{el} \psi_{s,d}) \Big|_{i_q=0} = \omega_{el} \psi_{s,d} \quad (4.7)$$

und folglich der Ausdruck

$$\psi_{s,d} = \frac{u_q}{\omega_{el}}. \quad (4.8)$$

Durch die anschließende Substitution ergibt sich die Induktivität in Abhängigkeit der messbaren Größen

$$l_d = \frac{\frac{u_q}{\omega_{el}} - \psi_M}{i_d}. \quad (4.9)$$

Der Flussraumzeiger der Permanentmagneterregung kann entsprechend der Spannungsnormierung mit $\psi_M = 1$ angenommen werden. Ein ähnliches Ergebnis kann durch Heranziehung der q -Komponente und der Vorgabe $i_d = 0$ erzielt werden.

$$\psi_{s,q} = l_q i_q \Rightarrow l_q = \frac{\psi_{s,q}}{i_q} \quad (4.10)$$

$$u_d = (r_s i_d - \omega_{el} \psi_{s,q}) \Big|_{i_d=0} = \omega_{el} \psi_{s,q} \Rightarrow \psi_{s,q} = \frac{u_d}{\omega_{el}} \quad (4.11)$$

$$l_q = \frac{\frac{u_d}{\omega_{el}}}{i_q} \quad (4.12)$$

Die Ermittlung der Strangspannung und somit der Spannungsraumzeigerkomponenten erfolgt über galvanisch getrennte Spannungswandler (Spannungs-LEM). Dem Vorteil der direkten Spannungsmessung stehen hierbei unerwünschte parasitäre Effekte, wie einer leicht verfälschten Amplitude und einer Phasenverschiebung, gegenüber. Ob diese Effekte als Folge eines in der Vergangenheit durchgeführten, fehlerhaften Betriebs in einem nicht zugelassenen Arbeitspunkt entstehen oder Eigenheiten der Sensortypen darstellen, ist nicht bekannt. Die Effekte sind zwar für den normalen Betrieb nebensächlich, da die Reglerstruktur die Spannungsmessung nicht integriert, führt aber bei der weiteren Verarbeitung zur Ermittlung der Induktivitätswerte zu einem verfälschten Ergebnis. Aus diesem Grund wird vor der Messung eine Betrags- und Phasenkorrektur der Spannungskomponenten durchgeführt. Dazu werden im Leerlauf die Spannungswerte der Ist-Komponenten $u_{d,ist}$, $u_{q,ist}$, die Komponenten der vom Stromregler berechneten Spannungssollwerte $u_{d,soll}$, $u_{q,soll}$ aber auch die über eine externe Spannungsmessung ermittelten Außenleiterspannungen, über den für die Messung interessanten Drehzahlbereich, aufgezeichnet. Bei den extern ermittelten Außenleiterspannungen handelt es sich um gemittelte Effektivwerte, weshalb die Spannungsraumzeigerkomponenten ebenfalls zu solchen umgerechnet werden. Die entsprechenden Verläufe sind in Abb. 4.16 abgebildet. Es ist deutlich erkennbar, dass die Ist-Größen stark von den realen Werten, welche durch das externe Messgerät an den Umrichterklammern aufgenommen wurden, abweichen. Eine deutlich bessere Schätzung liefern die, durch den Regelkreis ermittelten, Sollwerte. Diese werden deshalb im weiteren Verlauf auch für die Induktivitätsberechnung herangezogen.

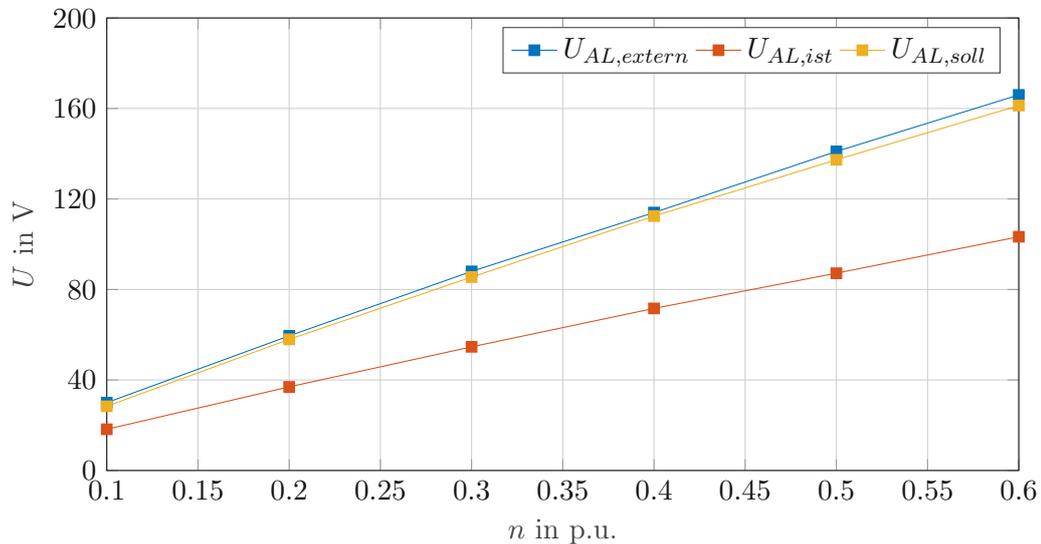


Abbildung 4.16: Vergleich der Effektivwerte der Außenleiterspannung

Unter der Annahme idealer Verhältnisse ergeben sich im Leerlauf die Spannungskomponenten $u_d = 0$ und $u_q = \omega_{el}\psi_M$. Durch die Phasenverschiebung der Spannungsmessung, aber auch durch einen geringfügigen Fehler bei der Winkelmessung, ergibt sich auch hierbei eine Abweichung. Mit dem Ansatz

$$\underline{u}_{dq,korr} = K_A \cdot \underline{u}_{dq,soll} e^{j \cdot \gamma_{korr}}, \quad (4.13)$$

wobei $\gamma_{korr} = K_W \omega_{el}$ gilt, sollen nun sowohl der Amplituden- als auch der Phasenfehler eliminiert werden. In Komponentenschreibweise ergibt sich dabei der Zusammenhang

$$\begin{aligned} u_{d,korr} &= K_A \{u_{d,soll} \cos(\gamma_{korr}) - u_{q,soll} \sin(\gamma_{korr})\} \\ u_{q,korr} &= K_A \{u_{d,soll} \sin(\gamma_{korr}) + u_{q,soll} \cos(\gamma_{korr})\}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Der Parameter K_W wird dabei so gewählt, dass die Komponente $u_{d,korr}$ sehr klein wird bzw. im Idealfall verschwindet. Mit den Parametern der Phasen- und Amplitudenkorrektur ($K_A = 1.02$ und $\gamma_{korr} = 0.1075$) können nun die Induktivitätsverläufe der Maschine ermittelt werden.

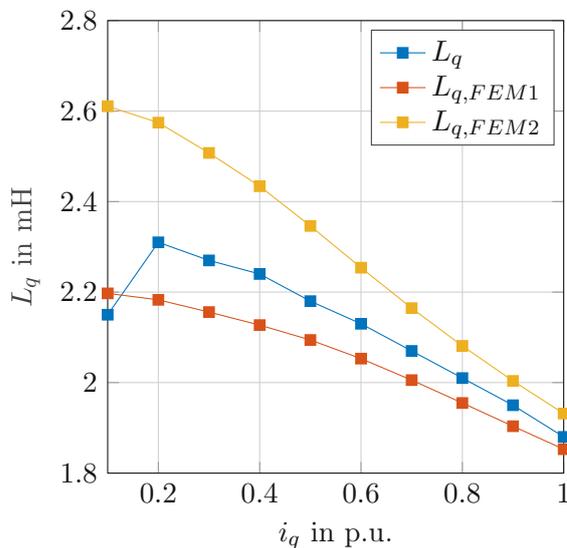


Abbildung 4.17: Verlauf der Querinduktivität bei Erhöhung der Stromkomponente i_q

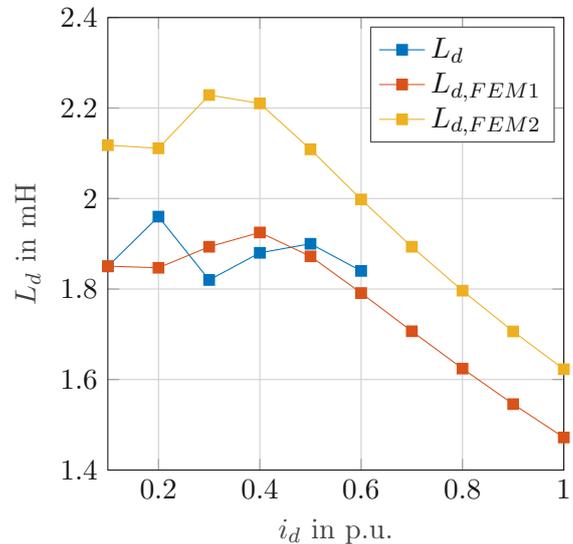


Abbildung 4.18: Verlauf der Längsinduktivität bei Erhöhung der Stromkomponente i_d

Den Verläufen der gemessenen Induktivitäten ist zu entnehmen, dass diese in guter Näherung mit den Verläufen der Simulationen übereinstimmen. Vor allem bei hohen Stromstärken liegen die simulierten Werte nahe an den Gemessenen. Je geringer die eingepreßte Stromstärke, desto höher ist der entsprechende Fehler. Dies ist hauptsächlich auf die Spannungsmessung zurückzuführen, welche zwar, wie zuvor diskutiert, korrigiert wurde, allerdings bei geringen Werten dennoch zu großen Abweichungen führt. Vor allem der Wert an $i_q = 0.1$ ist hauptsächlich auf Messfehler zurückzuführen, da der Verlauf, wie auch jener der Simulation aufgrund der Sättigung, stetig fallen sollte. Der Verlauf $L_d(i_d)$ in Abb. 4.18 wurde lediglich bis zu einem maximalen Strom von $i_d = 0.6$ aufgenommen, um die Maschine nicht zu stark zu belasten. Die Einprägung des d -Stroms führt zwar nicht zur Bildung eines mittleren Moments, allerdings wird durch die Einprägung der Komponente der Fluss der Permanentmagneten in d -Richtung verstärkt. Dies wirkt nun

wie eine Verstärkung des ohnehin großen Rastmoments, was zu einer massiven Erhöhung des Momentenrippels und der Geräuschemissionen führt. Da Stromwerte $i_d \geq 0.6$ im allgemeinen Betrieb ohnehin nicht angefahren werden, wurde die Untersuchung mit diesem Betrag begrenzt. Die aufgenommenen Werte und auch der Verlauf der Querinduktivität legen allerdings nahe, dass auch hier die Werte in guter Näherung mit jenen des Modells zusammenpassen. Bei Betrachtung von Abb. 4.18 ist außerdem zu beobachten, dass die Induktivität L_d der Simulationen bis zu einem Strombereich von $i_d = 0.4$ ansteigt. Es ist anzunehmen, dass aufgrund der Division kleiner Zahlenwerte ein numerischer Fehler resultiert, was den Anstieg zu Beginn erklären könnte. Es sei hier auch auf die feine Auflösung der Ordinate hingewiesen, was den Effekt zusätzlich optisch verstärkt. Die Abweichung der Kennlinien lässt sich einerseits durch die Vernachlässigung der Kopplungsinduktivitäten der Statorwicklungen in den Simulationen erklären, andererseits aber auch durch die nicht berücksichtigte q -Stromabhängigkeit des Flussraumzeigers ψ_M . Weiters kann auch hier an den Kennlinien erkannt werden, dass durch $L_q > L_d$ eine geringfügige Achsigkeit vorhanden und somit die Umsetzung eines sensorlosen Regelungsverfahrens (z.B. INFORM) möglich ist.

5 Untersuchung auf Anwendbarkeit anderer Planetenmotorvarianten

Die vorangegangene Arbeit befasst sich vollständig mit dreiphasigen Drehfeldmaschinen. Da die Simulationsergebnisse der Umsetzung eines als PMSynRM ausgeführten Planetenmotors nur mäßige Ergebnisse liefern konnten, soll nun untersucht werden, ob die Funktion durch eine zweiphasige Maschine verbessert werden kann.

5.1 Raumzeigertransformation

Auch hier soll das Modell wieder derart aufgebaut werden, dass die Vorgabe eines rotorfesten Statorstromraumzeigers \underline{i}_{dq} in Kombination mit dem entsprechenden Stromwinkel γ_{dq} erfolgt. Im Gegensatz zur vorherigen Ausführung existieren allerdings nun lediglich die Stränge u und v , welche sowohl räumlich, als auch elektrisch um 90° versetzt sind. Dies bedeutet, dass das zuvor benötigte statorfeste $\alpha\beta$ -Koordinatensystem mit dem uv -Koordinatensystem der Stranggrößen zusammenfällt und nun nicht mehr benötigt wird. Die Umrechnung der rotorfesten Komponenten in das uv -Koordinatensystem erfolgt nun wieder über die komplexe Zahlenebene.

$$\begin{aligned}
 \underline{i}_{dq} &= |\underline{i}_{dq}| e^{j\gamma_{dq}} \\
 \underline{i}_{uv} &= \underline{i}_{dq} e^{j\gamma_{el}} \\
 &= |\underline{i}_{dq}| e^{j(\gamma_{dq} + \gamma_{el})}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Der Real- bzw. der Imaginärteil von \underline{i}_{uv} ergeben die für das Simulationsmodell notwendigen Formeln für die Komponenten:

$$\begin{aligned}
 i_u &= |\underline{i}_{dq}| \cos(\gamma_{el} + \gamma_{dq}) \\
 i_v &= |\underline{i}_{dq}| \sin(\gamma_{el} + \gamma_{dq})
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

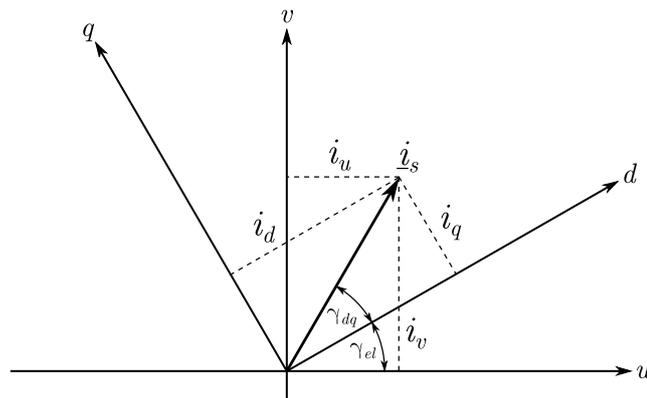


Abbildung 5.1: Raumzeigertransformation der zweisträngigen Variante

5.2 Die Planetenmotorstruktur

Die Idee der zweisträngigen Maschine ist in Abb. 5.2 illustriert. Durch geschicktes Anordnen von vier einzelnen Maschinen und dem Verbinden der Statorzähne kann ein Multirotorsystem erzeugt werden. Der Vorgang zur Ableitung der Struktur ist ähnlich zu dem in Abschnitt 2.5 erläuterten Prinzip und wird deshalb nicht im Detail diskutiert. Im Vergleich zur dreiphasigen Variante erhöht sich die Anzahl der Statorzähne pro Rotor von drei auf vier. Dadurch steigt schließlich auch der Materialaufwand. Die zusätzliche Verbindung mindert wiederum den Vorteil einer kompakten Bauweise. Das Modell wird entsprechend der Skizze in *Maxwell* implementiert und getestet.

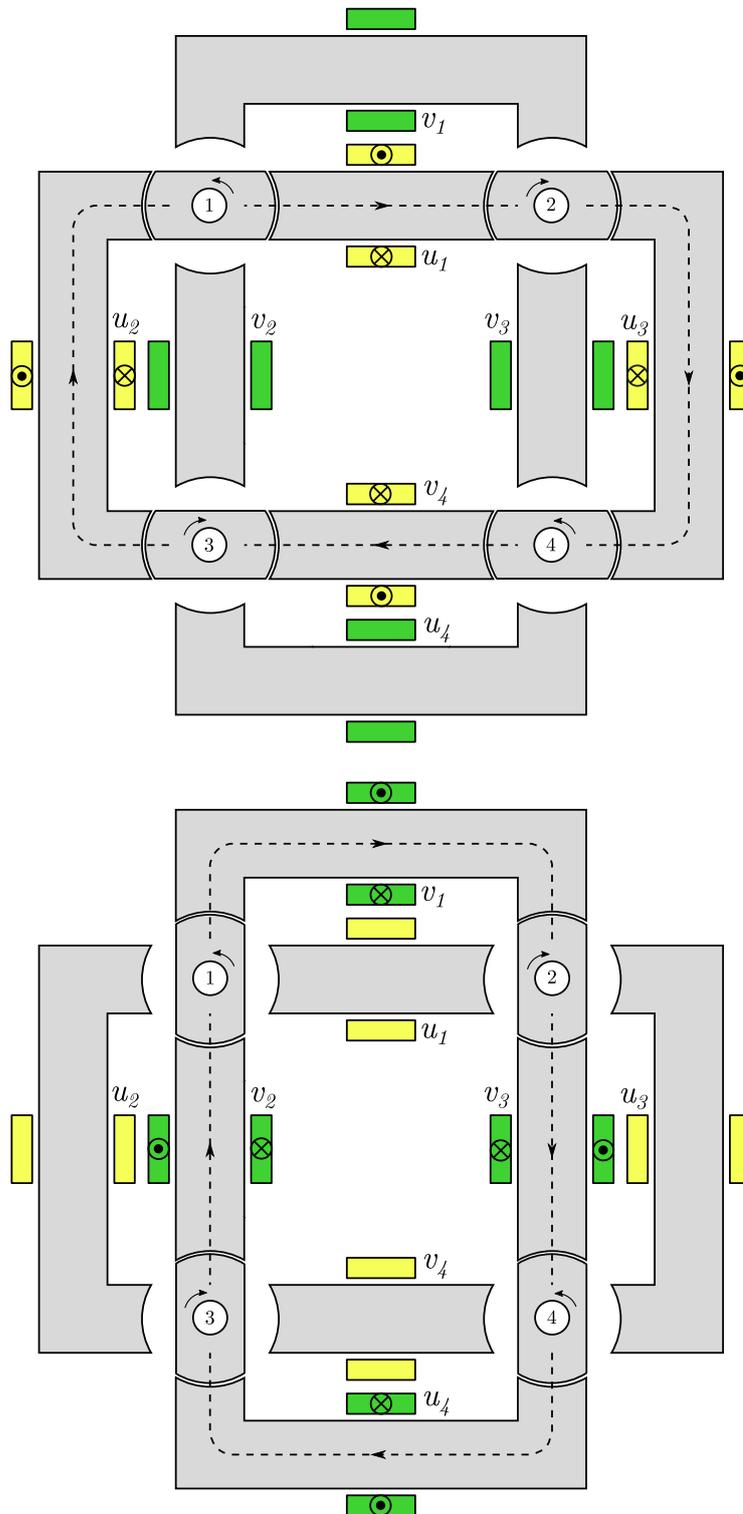


Abbildung 5.2: Prinzip und Aufbau des zweisträngigen Planetenmotors. Die Flusslinien sind strichliert dargestellt.

5.3 Das Simulationsmodell

Um die Funktion des Modells auch entsprechend validieren zu können, wird dieses vollständig mit vier Rotoren in *Maxwell* umgesetzt. Die Drehachsen sind dabei exakt, wie beim dreisträngigen Modell, in einem Quadrat mit der Seitenlänge von 140 mm angeordnet. Die Breite der Verbindungsstege zwischen den Zähnen beträgt 30 mm. Die Drehrichtung der jeweils benachbarten Rotoren muss wieder in entgegengesetzte Richtung definiert werden. Wie auch beim dreiphasigen Modell wird die Drehrichtung der Rotoren 1 und 4 in mathematisch positive und jene der Rotoren 2 und 3 in mathematisch negative Richtung orientiert. Um ein, in Bezug auf das Moment bei Nennstrom zum dreiphasigen Motor, gleichwertiges Modell zu erzeugen, wird zur Validierung der Rotor des ursprünglichen Modells (siehe auch Abb. 3.2) eingesetzt. Bei der Definition der Spulen wurde angenommen, dass von den Anschlussklemmen ausgehend jeweils zwei parallele Wicklungssysteme vorhanden sind. Jede dieser parallelen Zweige besteht wiederum aus zwei in Reihe geschalteten Spulen zu je 57 Windungen.

Parameter	Variablenname	Wert
Stromwinkel γ_{dq}	<code>stromwinkel_dq</code>	90°
Stromamplitude \hat{I}_{dq}	<code>Idq_max</code>	125 A
Drehzahl n	<code>n</code>	8500 rpm
Polzahl $2p$	<code>poles</code>	2
Rotorlagewinkel γ_0	<code>angle_inc</code>	0°

Tabelle 5.1: Simulationsparameter der zweipoligen Rotoren mit Oberflächenmagneten für das zweisträngige Modell

Mit den in Tabelle 5.1 angegebenen Simulationsparametern kann ein Rotormoment von $\overline{M}_1 = 15.567 \text{ N m}$ bei einem Rippel von $\Delta M_1 = 3.906 \text{ N m}$ erreicht werden. Unter Vernachlässigung der Getriebeverluste beträgt das Moment an der Abtriebswelle daher $M = 622.68 \text{ N m}$ bei einem Rippel $\Delta M = 156.24 \text{ N m}$. In Abb. 5.3 ist das Rotormoment des Rotor 1 und in Abb. 5.4 der Leistungsfaktor, welcher im Mittel $\overline{\cos \varphi} = 0.91$ beträgt, dargestellt. Zum Vergleich liefert die dreiphasige Maschine ein Rotormoment $\overline{M}_1 = 14.333 \text{ N m}$ bei einem Momentenrippel $\Delta M_1 = 2.659 \text{ N m}$ und einem mittleren Leistungsfaktor $\overline{\cos \varphi} = 0.89$. Das Moment fällt demnach bei der zweiphasigen Maschine geringfügig höher aus, allerdings steigt der Momentenrippel gleichermaßen mit an. In Bezug auf den Leistungsfaktor schneiden die Maschinen nahezu identisch ab. Die eben angeführten Größen lassen daher keine eindeutige Aussage zu, welche der Maschinen mit dem Rotor des alten Prototyps eine bessere Performance liefert. Die Auswahl des Maschinentyps hängt daher hauptsächlich von den gezielten Rahmenbedingungen der Verwendung ab. Während der Platzbedarf und der Materialaufwand durch die zusätzlichen Statorschenkel und Wicklungen bei der zweiphasigen Maschine steigt, genügt beispielsweise zur Speisung der Maschine ein auf zwei Vollbrücken reduzierter Umrichter. Der leicht höhere Momentenrippel könnte z.B. durch eine

Schrägung des Rotors verringert werden, was allerdings auch wieder den Vorteil des höheren mittleren Moments schmälert. Ob und in welchem Ausmaß sich die Materialkosten im Vergleich zur dreiphasigen Maschine auswirken, hängt dabei auch stark von den aktuell sehr volatilen Preisschwankungen der Rohstoffe und Halbleiterbauelemente ab und müsste daher im Bedarfsfall durch entsprechende Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen untersucht werden. Dies stellt allerdings keinen Schwerpunkt dieser Arbeit dar.

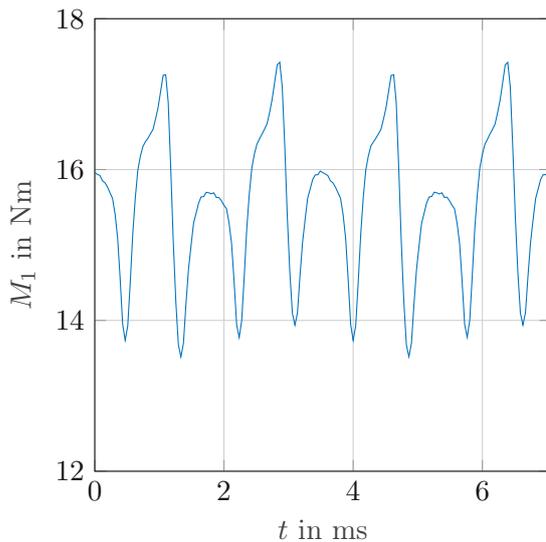


Abbildung 5.3: Momentenverlauf des Rotor 1 der zweisträngigen Struktur mit dem zweipoligen Rotor mit Oberflächenmagneten

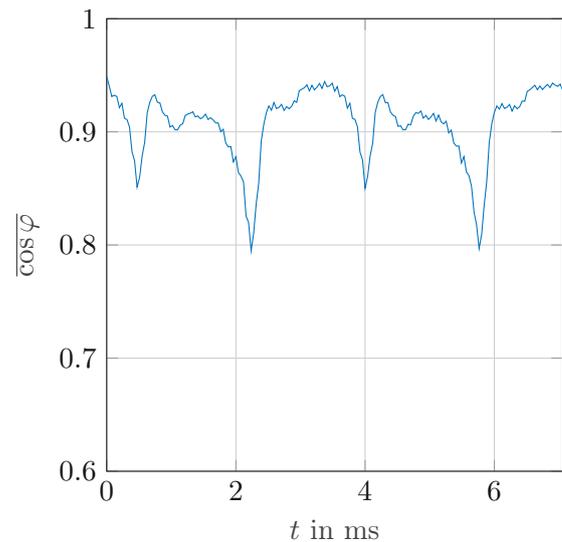


Abbildung 5.4: Verlauf des Leistungsfaktors der zweisträngigen Struktur mit dem zweipoligen Rotor mit Oberflächenmagneten

5.3.1 Rotoren mit Pollücken

Um ein Gefühl zu bekommen, wie sich der zweiphasige Planetenmotor mit einem Reluktanzrotor im Allgemeinen verhält, wurde zu Beginn ein Rotor mit ausgeprägten Pollücken eingesetzt. Dieser wurde, wie in der Skizze aus Abb. 5.2 zu sehen ist, zweipolig ausgeführt. Die Simulationsparameter entsprechen, bis auf den Stromwinkel, welcher nun $\gamma_{dq} = 45^\circ$ beträgt, den in Tabelle 5.1 angeführten Werten. In Abb. 5.5 ist das in *Maxwell* implementierte Modell mit den Feldlinien zum Zeitpunkt $t = 0$ s dargestellt.

Der Durchmesser beträgt, wie bei den Reluktanzrotoren der dreiphasigen Maschine, $d_R = 78$ mm bzw. der Luftspalt $\delta = 1$ mm. Die Breite der Pole des Rotors beträgt 40 mm. Eine wesentliche Änderung des Modells beim Einsatz von Rotoren mit ausgeprägten Polen muss beim Netz durchgeführt werden. Aufgrund der Geometrie erfolgt die automatische Netzgenerierung nicht mehr radialsymmetrisch und die Simulation führt teilweise zu nicht physikalisch korrekten Ergebnissen. Es werden daher für jeden Rotor zwei Kreise $d_{out} = 79.8$ mm und $d_{in} = 79$ mm im Luftspalt erzeugt, wobei diesen eine Auflösung von 360 Segmenten zugewiesen wird. Während der äußere Kreis eine

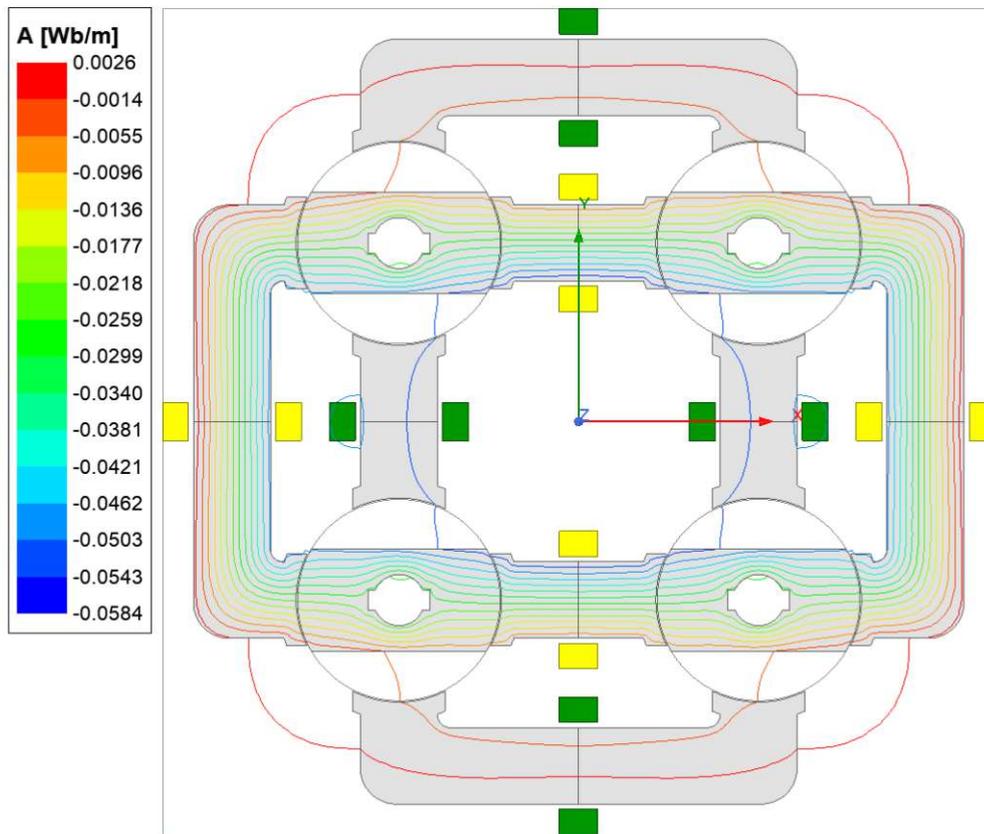


Abbildung 5.5: Simulationsmodell der zweiphasigen Maschine mit Reluktanzrotoren mit Pollücken. Visualisierung der Flusslinien zum Zeitpunkt $t = 0$ s

statische Beziehung zum Stator besitzt, gilt dies durch die Definition als *Moving Band* beim inneren Kreis im Zusammenhang mit dem Rotor. Durch die Beziehung der Kreise zum Stator bzw. Rotor erfolgt eine radialsymmetrische Gitterauflösung im Luftspalt. Wird außerdem die zeitliche Auflösung der Simulation so festgelegt, dass ein Simulationsschritt einer Drehung von 1° entspricht, fallen die Gitterpunkte des statischen und rotierenden Netzes zu jedem Berechnungszeitpunkt zusammen. Durch diese Definition kann eine gleichmäßig verteilte räumliche Auflösung erzeugt und numerisches Rauschen reduziert werden. In Abb. 5.6 sind das adaptierte und das alte Netz abgebildet. Man kann hierbei gut erkennen, dass die neue Version eine gleichmäßige Verteilung der Auflösung am Umfang der Statorbohrung erzeugt. Die Einstellungen für die Gitterauflösung sind Tabelle 5.2 zu entnehmen.

Bezeichnung	Länge
Spule	7 mm
Stator	7 mm
Band innen	7 mm
Band außen	7 mm
Rotor	3 mm

Tabelle 5.2: Gittereigenschaften des vorhandenen Modells. Die Länge gibt die maximal zulässige Seitenlänge der Elemente an.

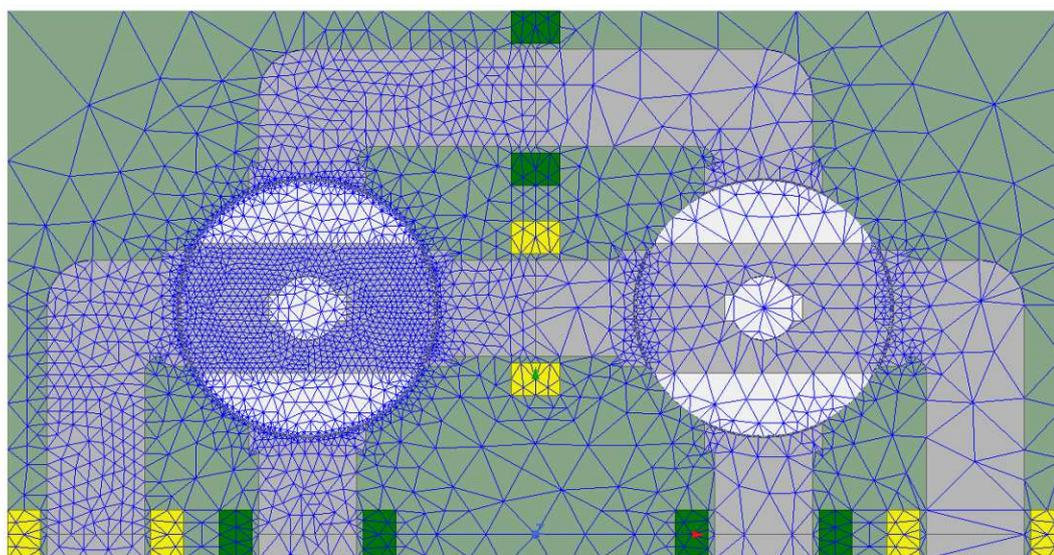


Abbildung 5.6: Netz (Mesh) des zweiphasigen Planetenmotors. Links das adaptierte Netz mit Innen- und Außenband, rechts das alte Netz, welches zu nicht physikalisch korrekten Lösungen führt.

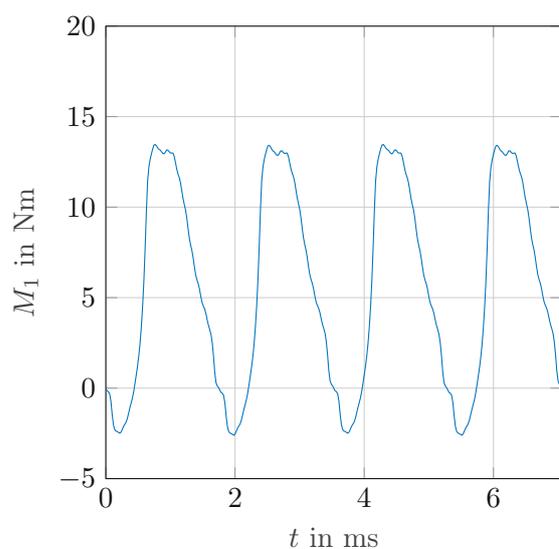


Abbildung 5.7: Momentenverlauf des Rotor 1 mit Pollücken mit adaptiertem Netz

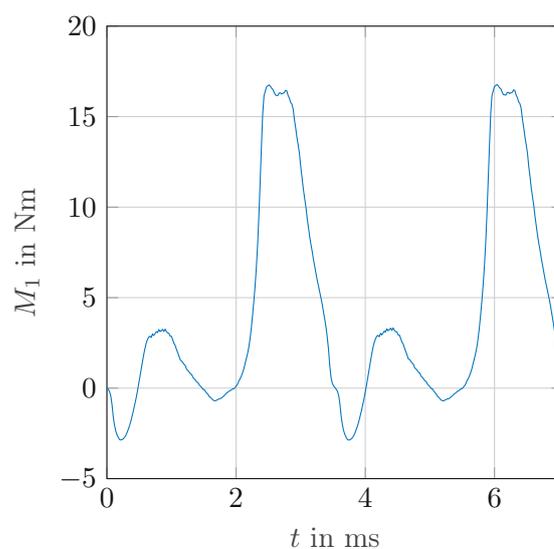


Abbildung 5.8: Momentenverlauf des Rotor 1 mit Pollücken mit altem Netz

In Abb. 5.7 ist der Verlauf des Rotormoments des Modells mit adaptiertem und in Abb. 5.7 mit dem alten Netz dargestellt. Für das neue Modell ergibt sich ein mittleres Moment von $\overline{M}_1 = 5.660 \text{ N m}$ und ein Rippel von $\Delta M_1 = 16.061 \text{ N m}$ bei einem mittleren Leistungsfaktor von $\overline{\cos \varphi} = 0.316$, wobei dieser, wie auch das Moment, starken Schwankungen während einer Umdrehung unterliegt. Anhand des Verlaufs ist zu erkennen, dass das Moment, abhängig von der Rotorposition, stark fluktuiert. In jenen Rotorpositionen, in denen der Rotor in einer Linie mit den Statorzähnen ausgerichtet ist, ergibt sich in diesem Fall sogar ein negatives Moment. Eine mögliche Ursache dieses Verhaltens könnte in der veränderten Anordnung der Statorgeometrie liegen. Beim dreiphasigen Modell ragt der Rotor bei Orientierung in Richtung eines Statorzahnes immer zum Teil in das Gebiet der Polschuhe der Statorzähne der beiden anderen Phasen. Dies ist beim zweisträngigen Modell nicht der Fall. Durch den geringen Luftspalt zwischen der d -Achse und dem Statorzahn entsteht eine im Vergleich zur q -Richtung äußerst geringe Reluktanz, weshalb der Rotor in der Position verharren möchte. Erst wenn der Pol des Rotors beginnt sich mit dem Statorzahn des folgenden Stranges zu überschneiden, wird ein positives Reluktanzmoment erzeugt. Die hohen Spitzen im Momentenverlauf treten an jenen Positionen bzw. Zeitpunkten auf, an denen der Rotor exakt in der Mitte des Überganges vom Strang v zum Strang u liegt.

Das Moment der Reluktanzmaschine lässt sich physikalisch auch aus der Energiebilanz ermitteln, was eine weitere Interpretation des eben diskutierten Verhaltens ergibt. In dieser Vorgangsweise lässt sich das Moment durch die Änderung der magnetischen Koenergie W_m^* über dem Rotorwinkel γ_m beschreiben [16]. Die Momentengleichung lautet in diesem Zusammenhang:

$$M_R = \frac{dW_m^*}{d\gamma_m}. \quad (5.3)$$

Durch die ausgeprägten Pole des Rotors und der nicht vorhandenen Überschneidung mit den Statorzähnen der entsprechend folgenden Phase in den erwähnten ausgerichteten Stellungen, entsteht so gut wie keine Änderungsrate der Energie respektive der Koenergie, weshalb das Moment nur geringe Werte annimmt. Durch die folgende Rotorgeometrie soll dieses Problem reduziert werden.

5.3.2 Rotoren mit Flussbarrieren

Der Effekt von Bereichen mit geringem Rotormoment im Momentenverlauf soll nun durch einen Rotor mit Flussbarrieren verringert werden. Die Idee ist es, dass durch das Einfügen von Barrieren über den gesamten Rotorquerschnitt mit der Änderung des Rotorwinkels eine veränderliche magnetische Energie im Luftspalt einhergeht und somit ein zusätzliches Moment in den entsprechenden Bereichen erzeugt wird. Untersucht werden hierzu drei Rotoren mit 11, 12 und 13 Flussbarrieren.

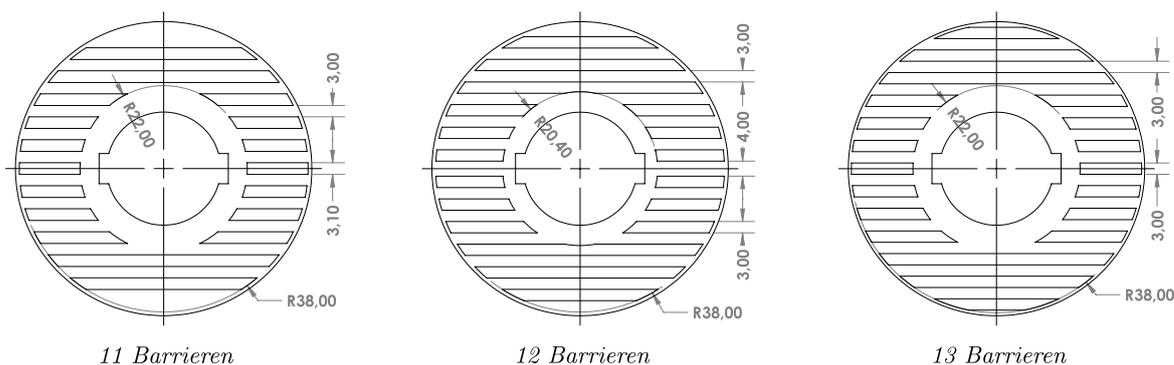


Abbildung 5.9: Rotorgeometrien der zweipoligen SRM Rotoren

Die zur Rekonstruktion nötigen Maße sind den Skizzen der Topologien in Abb. 5.9 zu entnehmen. Die Bohrung für die Welle und die Passfedernut stimmt wieder mit jener der im Anhang befindlichen Zeichnung für die finale Geometrie überein. Die Maße der Barrieren bzw. der Stege wurden bewusst zwischen den Topologien mit einem geringen Unterschied ausgeführt, um hier bestimmte Positionen der Barrieren in Bezug zu den Kanten der Polschuhe des Stators zu erhalten.

Die Varianten werden mit einem Durchmesser von 78 mm und 79 mm simuliert, um den Einfluss eines kleineren Luftspaltes ebenfalls zu untersuchen.

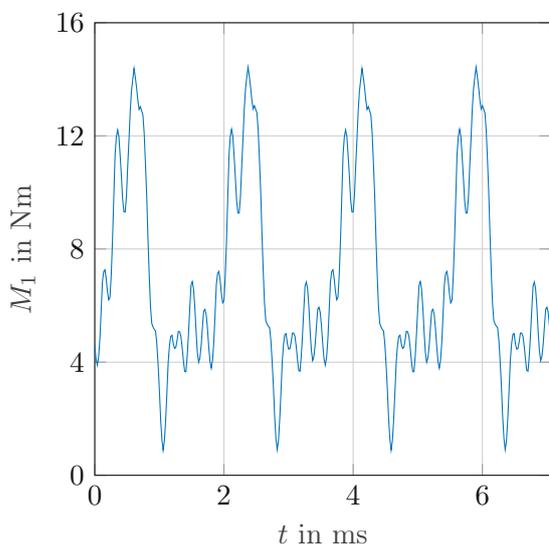


Abbildung 5.10: Verlauf des Rotormoments bei 11 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm

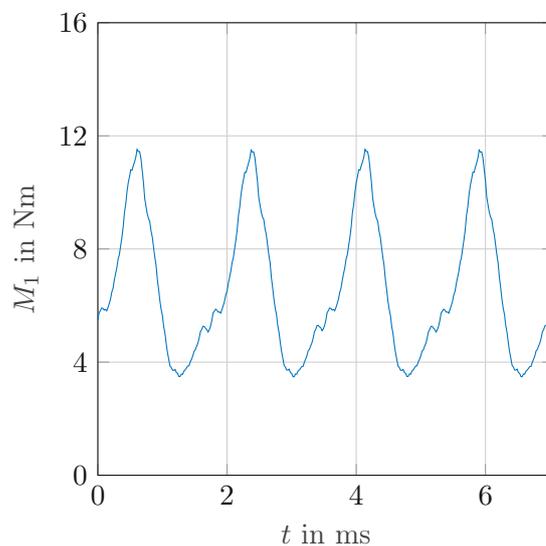


Abbildung 5.11: Verlauf des Rotormoments bei 11 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm (Rotor geschrägt)

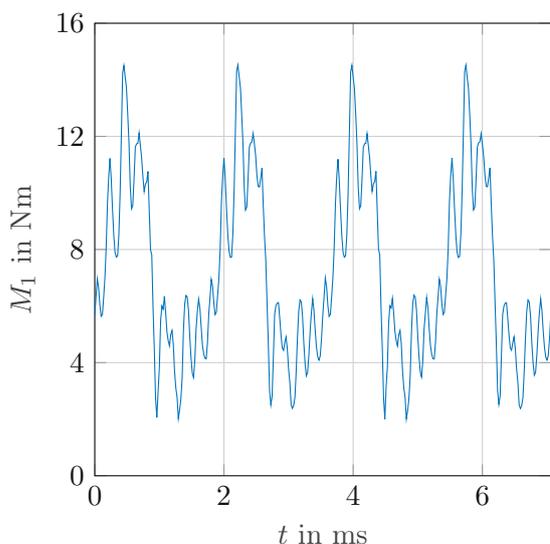


Abbildung 5.12: Verlauf des Rotormoments bei 12 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm

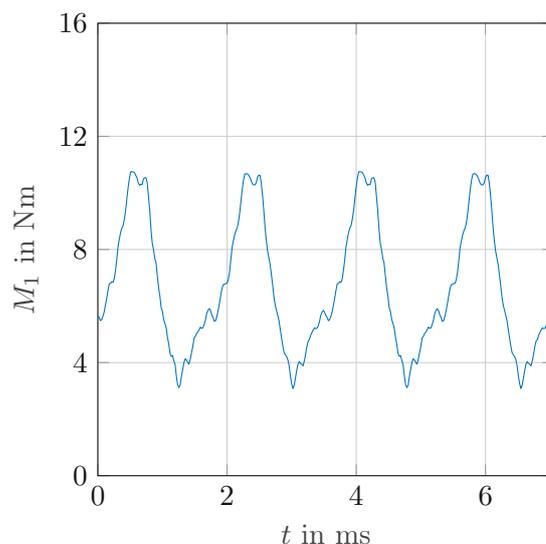


Abbildung 5.13: Verlauf des Rotormoments bei 12 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm (Rotor geschrägt)

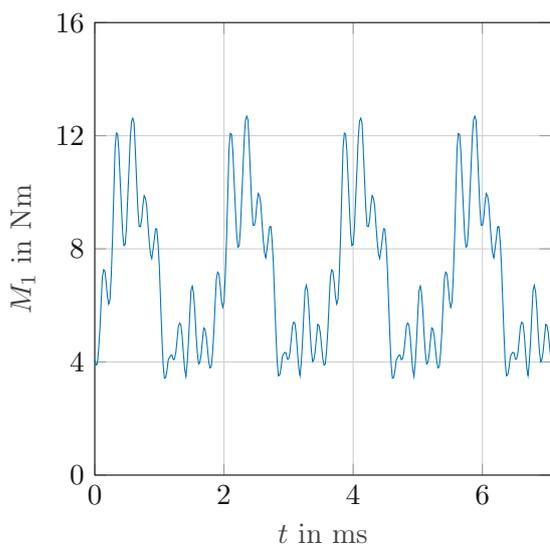


Abbildung 5.14: Verlauf des Rotormoments bei 13 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm

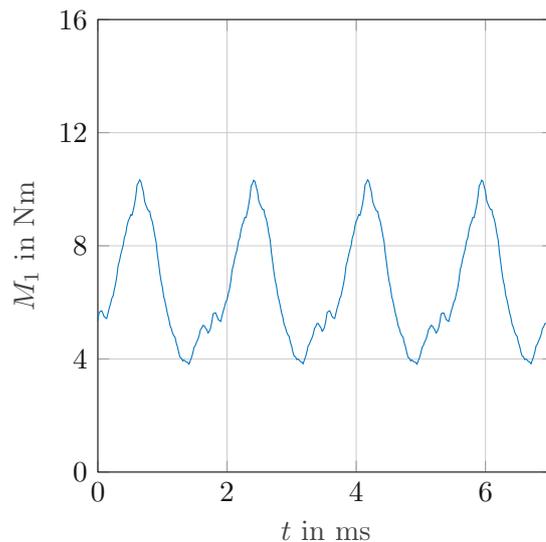


Abbildung 5.15: Verlauf des Rotormoments bei 13 Barrieren und Durchmesser $d_R = 79$ mm (Rotor geschrägt)

In Abb. 5.10, Abb. 5.12 und Abb. 5.14 sind die Verläufe des Moments von Rotor 1 mit einem Durchmesser von 79 mm dargestellt. Die Simulation wurde dabei mit den Parametern in Tabelle 5.1 durchgeführt. In beiden Verläufen ist nun zu erkennen, dass wie erwartet keine Bereiche mit verschwindendem bzw. negativem Moment mehr auftreten. Betrachtet man die Verläufe des Moments, so sind dennoch deutlich die Einbrüche in den mit den Statorzähnen ausgerichteten Positionen zu erkennen. Durch die Flussbarrieren entstehen außerdem deutlich sichtbare Oberschwingungen. Mit Hilfe einer diskreten Rotorschränkung von $\gamma_{skew} = 30^\circ$ über fünf Segmente, wie diese entsprechend bei der dreiphasigen Maschine angewandt wurde, soll der Momentenripple reduziert werden. In

Abb. 5.11, Abb. 5.13 und Abb. 5.15 sind die Verläufe des Momentes mit geschrägtem Rotor abgebildet. Es ist zu erkennen, dass die durch die Flussbarrieren hervorgerufenen hochfrequenten Oberschwingungen zwar reduziert werden, allerdings die Grundschiwingung, welche durch den Stator verursacht wird, dennoch vorhanden bleibt. Das aus der Simulation evaluierte Moment, der Momentenrippel und der Leistungsfaktor sind Tabelle 5.3 zu entnehmen. Die Verringerung des Luftspalts auf $\delta = 0.5 \text{ mm}$ erhöht das mittlere Moment um etwa 1 Nm . Außerdem ist bei einem kleineren Luftspalt ein minimal höherer Leistungsfaktor zu beobachten. Weiters wirkt sich die diskrete Rotorschrägung, wie auch bei der dreiphasigen Maschine, negativ auf das mittlere Moment aus. Der Rippel kann zwar etwas reduziert werden, was, wie sich auch an den Verläufen erkennen lässt, an der Reduktion der Oberschwingungen liegt, allerdings ist die Reduktion des Gesamtrippels wesentlich geringer. Der Mittelwert des Leistungsfaktors im Bereich $0.3 \dots 0.4$ in Kombination mit dem Stromwinkel $\gamma_{dq} = 45^\circ$ lässt, entsprechend der Analyse des *IPF* aus Gleichung (2.22) bzw. bei Betrachtung der Grafik aus Abb. 2.4 erahnen, dass die Achsigkeit auch hier wieder im Bereich $\xi = 2.0 \dots 2.5$ zu liegen kommt. Dies soll durch die folgende Induktivitätsanalyse bestätigt werden.

Barrieren	geschrägt	$\overline{M}_1/(\text{Nm})$	$\Delta M_1/(\text{Nm})$	$\overline{\cos \varphi}$	$d_R/(\text{mm})$
11	nein	7.045	13.539	0.387	79
11	ja	6.586	8.039	0.365	79
11	nein	6.037	10.174	0.358	78
11	ja	5.594	6.373	0.334	78
12	nein	7.198	12.528	0.424	79
12	ja	6.730	7.658	0.396	79
12	nein	6.120	8.388	0.383	78
12	ja	5.055	5.919	0.357	78
13	nein	6.970	9.264	0.410	79
13	ja	6.523	6.519	0.384	79
13	nein	5.994	9.212	0.384	78
13	ja	5.560	5.784	0.355	78

Tabelle 5.3: Simulationsergebnisse der zweiphasigen Maschien mit zweipoligen Rotoren mit Flussbarrieren

5.3.2.1 Induktivitätsanalyse

Da es sich bei der Bauweise der Maschine wieder um eine SynRM handelt, sind auch hier die Werte der Induktivitäten L_d und L_q sowie der einhergehenden Achsigkeit von Interesse. Da es sich hier um eine reine RM ohne Permanentmagneteinsatz handelt, erfolgt die Berechnung der Induktivität allein aus dem Quotienten der Komponenten des induzierten Flusses durch die Komponenten des felderzeugenden Stroms.

$$\begin{aligned}
 l_d &= \frac{\psi_{s,d}}{i_d} \\
 l_q &= \frac{\psi_{s,q}}{i_q}
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Die über eine Umdrehung gemittelten Werte sind Tabelle 5.4 zu entnehmen. Während die Induktivität in d -Richtung in etwa der Größenordnung der dreiphasigen Maschine entspricht, zeigt sich hierbei deutlich, dass durch die orthogonale Anordnung der Statorzähne eine Verringerung der Induktivität in q -Richtung erreicht werden kann, was sich folglich auch konstruktiv auf die Achsigkeit auswirkt. Mit Werten im Bereich $0.2 \dots 2.7$ scheint der Zusammenhang mit dem Leistungsfaktor auch hier bestätigt.

Barrieren	geschrägt	L_d /(mH)	L_q /(mH)	L_d/L_q	d_R /(mm)
11	nein	5.998	2.483	2.42	79
11	ja	5.903	2.590	2.28	79
11	nein	5.394	2.427	2.22	78
11	ja	5.222	2.482	2.10	78
12	nein	5.705	2.127	2.68	79
12	ja	5.541	2.200	2.52	79
12	nein	5.237	2.230	2.35	78
12	ja	5.055	2.279	2.22	78
13	nein	5.705	2.127	2.68	79
13	ja	5.759	2.503	2.30	79
13	nein	5.281	2.341	2.26	78
13	ja	5.110	2.395	2.13	78

Tabelle 5.4: Gemittelte Induktivitätswerte der zweisträngigen Maschine

5.3.3 Vergleich der Bauformen

Um nun bewerten zu können, wie die zweiphasige Maschine im Vergleich zur dreiphasigen Variante abschneidet, wird nun ein Rotor der zuvor diskutierten Varianten in das Einzelrotormodell der dreiphasigen Maschine eingesetzt und der Verlauf simuliert. Um eine gleiche Grundvoraussetzung in Bezug auf die räumliche Auflösung zu schaffen, wird hierbei ebenfalls in beiden Modellen mit zwei *Bands* gearbeitet, wie dies bereits in Abb. 5.6 dargestellt wurde. Die Gitterparameter entsprechen dabei wieder den in Tabelle 5.2 angeführten Werten. Für den Vergleich der Performance wurde der Rotor mit 13 Barrieren herangezogen. Die Simulationsparameter entsprechen, bis auf den Stromwinkel $\gamma_{dq} = 45^\circ$, wieder den in Tabelle 5.1 aufgelisteten Werten. Jener Stromwinkel, bei dem die dreiphasige Maschine das maximale Moment liefert, liegt zwar etwas über den 45° , allerdings ist der Unterschied im Zehntel Newtonmeter Bereich vernachlässigbar gering. Die Verläufe des ungeschrägten Rotors sind in Abb. 5.16 und des geschrägten Rotors in Abb. 5.17 dargestellt.

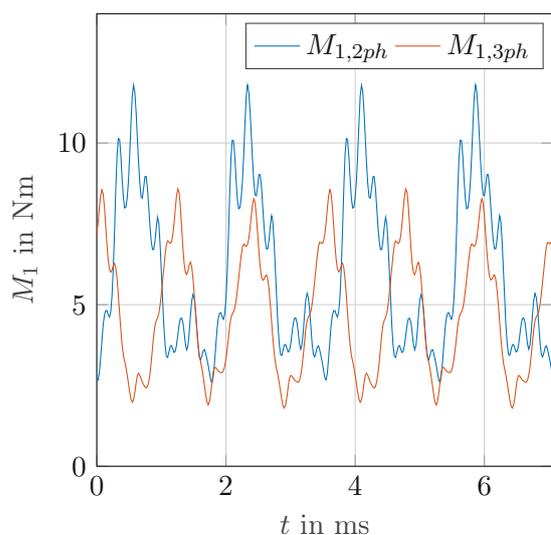


Abbildung 5.16: Vergleich des Momentenverlaufs des Rotors 1 der zweiphasigen und dreiphasigen Maschine

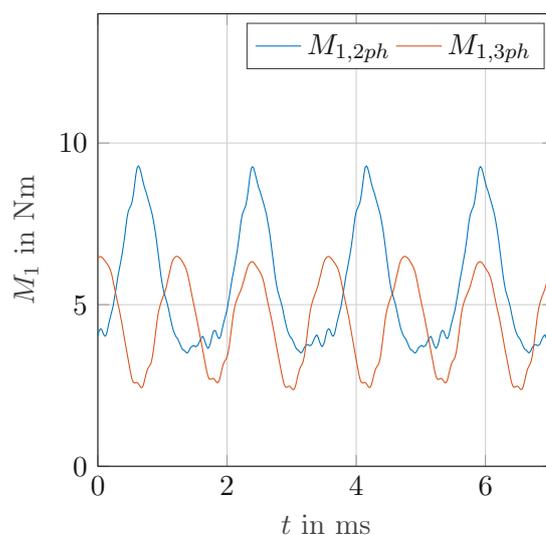


Abbildung 5.17: Vergleich des Momentenverlaufs des Rotors 1 der zweiphasigen und dreiphasigen Maschine (geschrägter Rotor)

Die Ergebnisse der Analyse sind Tabelle 5.5 und Tabelle 5.6 zu entnehmen. Das mittlere Moment als auch der Momentenrippel fallen bei der zweiphasigen Variante etwas höher aus als bei der dreiphasigen Maschine. Anhand der Verläufe zeigt sich, dass aufgrund der Statorgeometrie der dreiphasigen Maschine eine höherfrequente Grundschwingung vorhanden ist. Dies ist dadurch zu erklären, dass sich das Übereinanderliegen der d -Achse und einem Statorzahn statt vier nun sechs Mal innerhalb einer mechanischen Umdrehung wiederholt. Ein weiterer Unterschied lässt sich auch anhand des Leistungsfaktors erkennen. Hier schneidet die dreiphasige Maschine mit $\overline{\cos \varphi} \approx 0.3$ schlechter ab. Dies lässt sich wieder durch die geringfügig schlechtere Achsigkeit begründen. Den eben erwähnten Nachteilen der dreiphasigen Ausführung steht die doch erheblich effektivere Wirkung einer Rotorschrägung gegenüber. Betrachtet man den prozentualen Rippel in Tabelle 5.5 so zeigt sich, dass sich der Rippel bei der dreiphasigen Maschine um fast zwei Drittel reduzieren lässt, während bei der zweiphasigen Maschine lediglich eine Reduktion um ein Drittel möglich ist.

Modell	geschrägt	$\overline{M}_1 / (\text{Nm})$	$\Delta M_1 / (\text{Nm})$	$\Delta M_1 / (\%)$	$\overline{\cos \varphi}$
2-phasen	nein	5.994	9.212	153	0.384
2-phasen	ja	5.560	5.784	104	0.355
3-phasen	nein	4.790	6.782	142	0.313
3-phasen	ja	4.505	4.126	52	0.300

Tabelle 5.5: Gegenüberstellung von mittlerem Moment, Rippel und Leistungsfaktor der zwei- und dreiphasigen Motoren

Barrieren	geschrägt	L_d /(mH)	L_q /(mH)	L_d/L_q
2-phasen	nein	5.281	2.341	2.26
2-phasen	ja	5.110	2.395	2.13
3-phasen	nein	6.757	3.495	1.93
3-phasen	ja	6.646	3.577	1.86

Tabelle 5.6: Vergleich der gemittelten Induktivitätswerte der zwei- und dreisträngigen Maschine

5.3.4 Geschaltete Reluktanzmaschine

Eine einfache und günstige Bauweise der RM ist die *Geschaltete Reluktanzmaschine* (Switched Reluctance Machine - SRM). Im Gegensatz zur SynRM wird der Stator der SRM oft mit einer geringen Anzahl an Statorzähnen ausgeführt. Dies entspricht grundsätzlich der Struktur eines Teilmotors des zweiphasigen PM. In die Wicklungen wird hierbei, abhängig von der Rotorposition, abwechselnd ein konstanter Strom eingeprägt. Der Rotor strebt dabei die Position der geringsten Reluktanz an, wodurch ein Moment erzeugt wird. Ist diese Position erreicht, wird die Bestromung der Wicklungen umgeschaltet und der Vorgang wiederholt sich. Um einen möglichst hohen Reluktanzeffekt zu erzeugen, werden hauptsächlich Rotoren mit ausgeprägten Polen bzw. Pollücken eingesetzt. Bei simplen Strukturen, wie z.B. jener aus Abb. 5.2, entstehen im Momentenverlauf Bereiche, in denen das Moment nahezu verschwindet, den sogenannten *Dead-Torque-Zones*. Dieser große Momentenrippel wirkt sich einerseits negativ auf das Maschinenverhalten aus und ist Hauptverursacher erhöhter Geräuschemissionen, andererseits wird dadurch auch die Selbstanlaufeigenschaft des Motors beschränkt [32, 33]. Um diese Bereiche zu eliminieren, kann das Design des Rotors optimiert werden. So kann beispielsweise durch die Breite der Pole und einen ungleichmäßigen Luftspalt erreicht werden, dass die Breite der Dead-Torque Zonen auf ein Minimum reduziert wird. Um einen Eindruck für das Maschinenverhalten mit SRM-Rotoren zu bekommen, werden nun drei Topologien getestet. Diese werden dabei sowohl unter Einprägung sinusförmiger Stranggrößen als auch mit konstanten geschalteten Strömen simuliert. Zweiphasige Bauweisen mit vier Statorzähnen und zweipoligen Rotoren, wie sie die einzelnen Teilmotoren des PM darstellen, werden in der Literatur auch mit der Bezeichnung 4/2-SRM abgekürzt. In Abb. 5.18 sind die Topologien der zweipoligen SRM-Rotoren abgebildet. Auch hier sind wieder die wesentlichen Maße für eine Reproduktion der Geometrien dargestellt. Die Bohrung für die Welle und die Maße der Passfedernut können den Zeichnungen der umgesetzten Rotorgeometrie entnommen werden. Bei der Topologie *SRM_2P_a* sind die Pole asymmetrisch gestaltet. Dabei werden diese in Drehrichtung verbreitert, wobei der Radius dieser Erweiterung so gewählt wird, dass der Luftspalt kontinuierlich kleiner wird. Dieser variable Luftspalt soll während der Drehung wieder eine Änderung der magnetischen Koenergie bewirken und somit in einem positiven, von Null verschiedenen, Moment resultieren. Einen ungleichmäßigen Luftspalt machen sich auch die Topologien *SRM_2P_b* und *SRM_2P_c* zunutze, wobei bei diesen Varianten nicht auf einen kontinuierlich veränderlichen Luftspalt, sondern auf eine

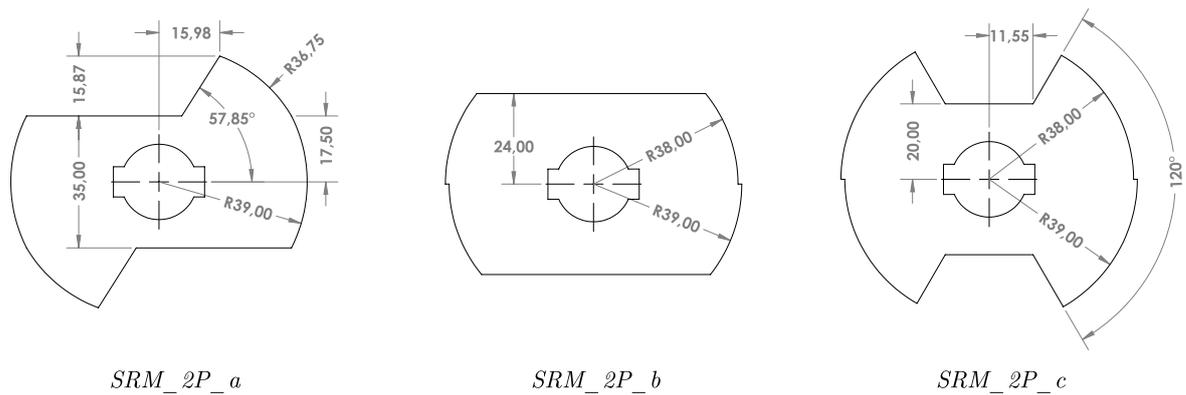


Abbildung 5.18: Rotorgeometrien der zweipoligen SRM Rotoren

sprungartige Änderung der Luftspaltbreite gesetzt wird. Diese beiden Topologien unterscheiden sich im Wesentlichen durch die Breite der Pole. Die Weite von 120° wurde dabei in Anlehnung an die Untersuchungen in [32] gewählt.

5.3.4.1 Geschalteter Betrieb

Als Erstes werden die Strukturen im geschalteten Betrieb getestet. Um diesen Vorgang zu simulieren, werden die Strangströme nicht wie zuvor durch Rücktransformation eines Stromraumzeigers laufend ermittelt, sondern direkt vorgegeben. Das bedeutet, dass zuerst $I_u = \hat{I}_{dq} = 125 \text{ A}$ und $I_v = 0 \text{ A}$ gesetzt und der Momentenverlauf für eine Umdrehung berechnet wird und anschließend der Vorgang für $I_u = 0 \text{ A}$ und $I_v = 125 \text{ A}$ wiederholt wird. Die Ergebnisse werden schließlich überlagert. Durch die Evaluierung des im aktuellen Zeitschritt t_i größten Moments $M_{1,SRM}(t_i) = \max \{M_{1,u}(t_i), M_{1,v}(t_i)\}$ ergeben sich schlussendlich auch die optimalen Schaltzeitpunkte.

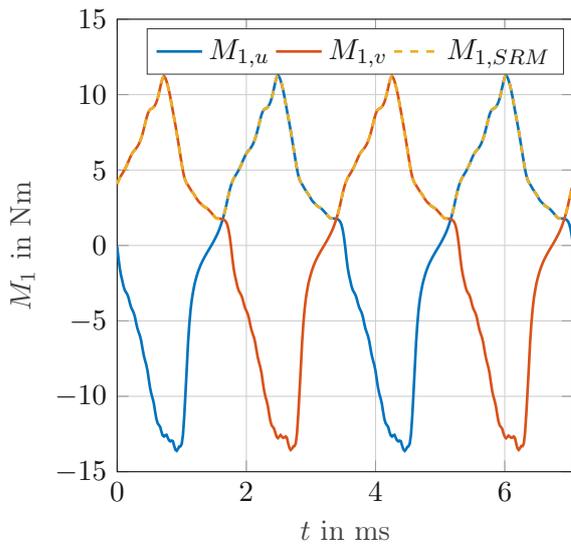


Abbildung 5.19: Momentenverlauf des Rotor 1 der Topologie SRM_2P_a

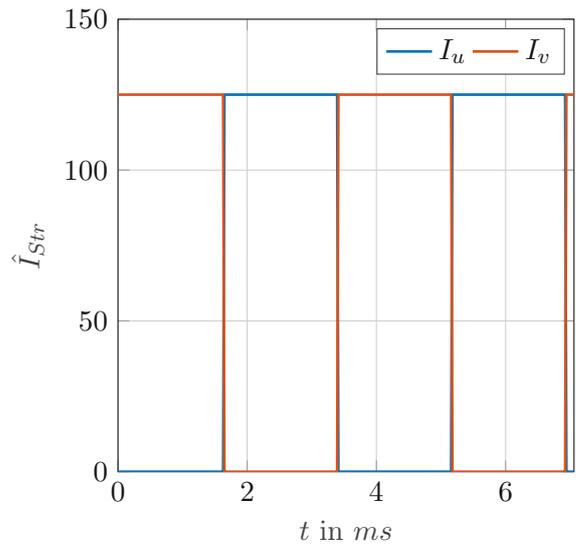


Abbildung 5.20: Stromverlauf der Topologie SRM_2P_a

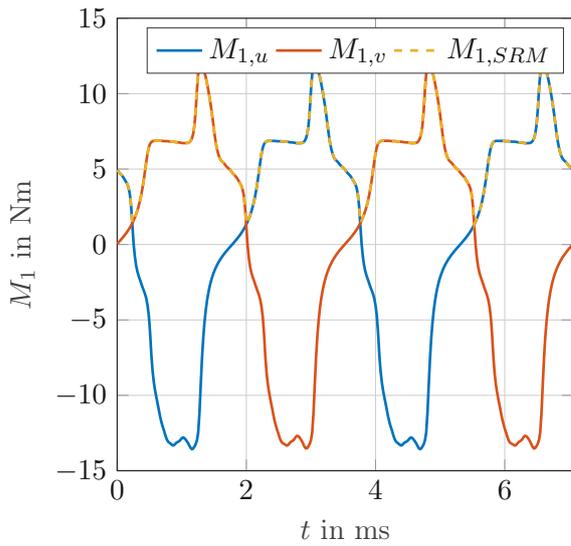


Abbildung 5.21: Momentenverlauf des Rotor 1 der Topologie SRM_2P_b

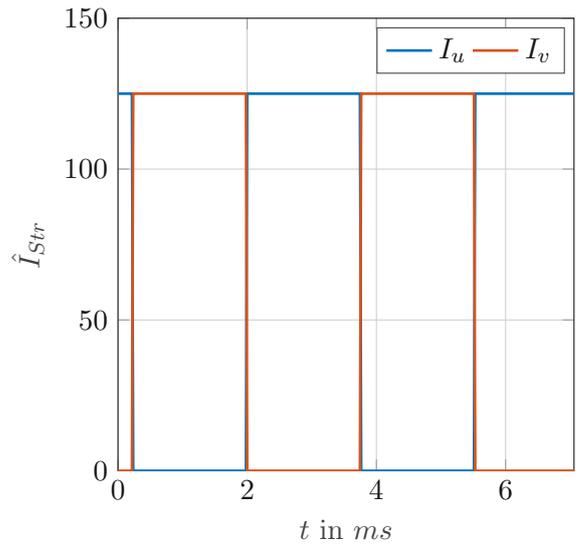


Abbildung 5.22: Stromverlauf der Topologie SRM_2P_b

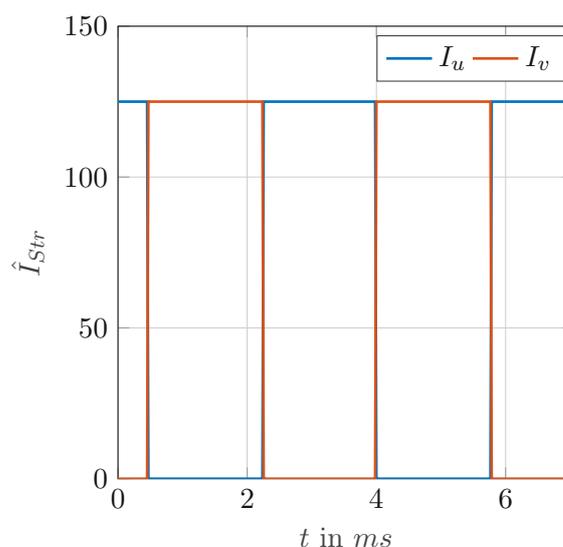
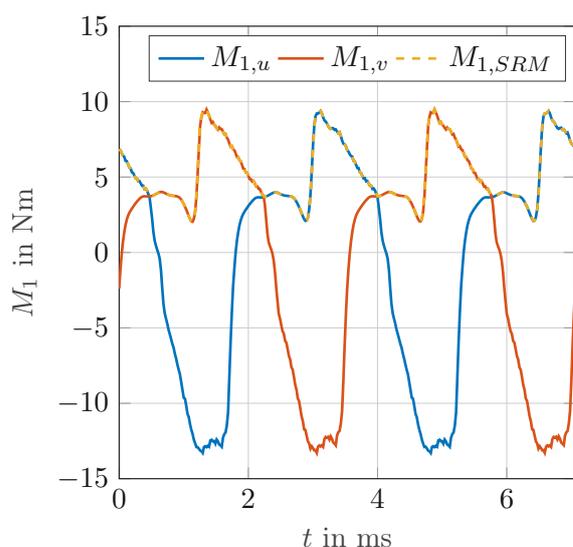


Abbildung 5.23: Momentenverlauf des Rotor 1 der Topologie SRM_2P_c

Abbildung 5.24: Stromverlauf der Topologie SRM_2P_c

In Abb. 5.19 bis Abb. 5.24 sind die Momentenverläufe des Rotor 1 und die Stromverläufe dargestellt. In den Grafiken, welche das Moment zeigen, sind jeweils die Verläufe für die abwechselnde Bestromung und das in strichliert ausgeführte Gesamtmoment bei einer entsprechenden Umschaltung zu sehen. Grundsätzlich zeigen auch hier wieder alle Rotoren einen zwischenzeitlich starken Abfall des Moments in bestimmten Positionen, allerdings kann auch hier erreicht werden, dass das Gesamtmoment nicht mehr zu Null absinkt. An den Stromverläufen zeigt sich, dass die optimalen Schaltzeitpunkte dabei abhängig von der Rotorgeometrie variieren. Die aus den Gesamtverläufen eruierten Werte für das mittlere Moment und den Rippel sind Tabelle 5.7 zu entnehmen. Der Vergleich zeigt, dass im verwendeten Betriebspunkt auch hier ein Moment im Bereich von 5 bis 6 Nm erreicht werden kann. In Bezug auf den Momentenrippel liefert die Topologie *SRM_2P_c* das beste Resultat. Durch Erweiterung der Pole werden auch jene Bereiche im Verlauf aus Abb. 5.23, welche ein positives Moment betragen, verbreitert. Somit erfolgt die Überschneidung zwischen den Teilverläufen bei konstanter Bestromung in Bereichen, in denen das Moment des Strangs nach dem Umschaltvorgang nahezu konstant ist. Folglich kann das Minimum im Schnittpunkt angehoben werden. Am Verlauf ist zwar ein neuer geringfügiger Momenteneinbruch zwischen dem Plateau und dem steilen Anstieg zu erkennen, vergleicht man dies allerdings mit Abb. 5.21, lässt sich erahnen, dass dieser Effekt möglicherweise durch den Zusammenhang der Rotorgeometrie mit der Gitterauflösung der FEM Berechnung unterschiedlich ausfällt.

Topologie	$\overline{M}_1/(Nm)$	$\Delta M_1/(Nm)$
SRM_2P_a	5.650	9.523
SRM_2P_b	6.391	10.484
SRM_2P_c	5.420	7.437

Tabelle 5.7: Simulationsergebnisse der zweiphasigen Maschine mit SRM Rotoren im geschalteten Betrieb

5.3.4.2 Synchroner Betrieb

Da es sich bei den in diesem Abschnitt behandelten Rotoren um eigens für SRM entworfene Topologien handelt, kann aus der Performance im geschalteten Betrieb nicht automatisch auf das Verhalten im synchronen Betrieb geschlossen werden. Abschließend soll dieses daher ebenfalls durch die FEM Simulation untersucht werden. Es erfolgt hierbei wieder eine Vorgabe des Stromraumzeigerbetrags und dem zugehörigen Stromwinkel mit einer anschließenden Transformation in Größen des uv -Koordinatensystems. In Tabelle 5.8 und Tabelle 5.9 sind wieder die aus den Simulationsdaten eruierten Werte aufgelistet und in Abb. 5.25 bis Abb. 5.27 die Verläufe der Momente des Rotor 1 dargestellt. Hierbei wurde zum besseren Vergleich das Moment des synchronen und des geschalteten Betriebs in die Grafik eingefügt.

Topologie	$\overline{M}_1/(Nm)$	$\Delta M_1/(Nm)$	$\overline{\cos\varphi}$
SRM_2P_a	3.425	11.243	0.133
SRM_2P_b	5.385	8.830	0.426
SRM_2P_c	3.528	6.749	0.185

Tabelle 5.8: Simulationsergebnisse der zweiphasigen Maschine mit SRM Rotoren im synchronen Betrieb

Topologie	$L_d/(mH)$	$L_q/(mH)$	L_d/L_q
SRM_2P_a	4.496	2.834	1.59
SRM_2P_b	4.730	2.118	2.23
SRM_2P_c	4.228	2.554	1.66

Tabelle 5.9: Gemittelte Induktivitätswerte der zweisträngigen Maschine mit SRM Rotoren im synchronen Betrieb

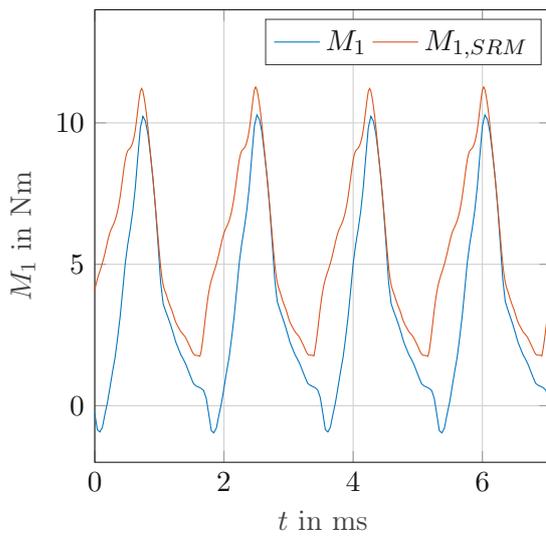


Abbildung 5.25: Momentenverlauf der Topologie SRM_2P_a

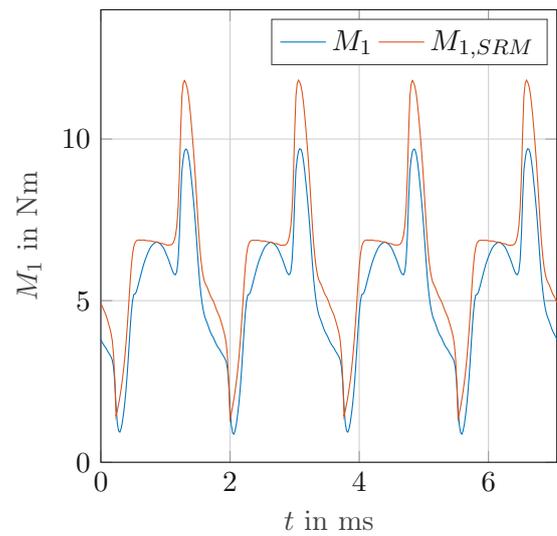


Abbildung 5.26: Momentenverlauf der Topologie SRM_2P_b

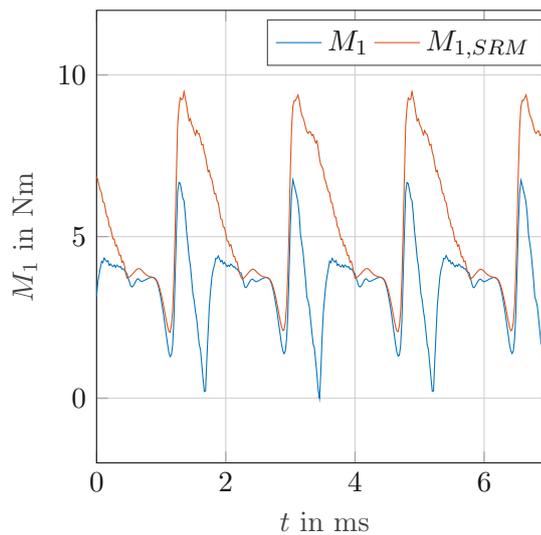


Abbildung 5.27: Momentenverlauf der Topologie SRM_2P_c

Anhand der Verläufe, aber auch der Werte, kann man erkennen, dass das Moment im synchronen Betrieb im Mittel etwas geringer ausfällt. Grund dafür ist, dass jene Phase, welche im geschalteten Betrieb das negative Moment erzeugen würde, nun nicht mehr abgeschaltet wird. Zwar sinkt der Strom aufgrund des sinusförmigen Verlaufs und der Phasenverschiebung entsprechend ab, verschwindet allerdings nur im Nulldurchgang der Schwingung. Umgekehrt ist auch der Strom, welcher das positive Moment hervorruft, nun nicht mehr über die gesamte Dauer konstant. Das Zusammenspiel dieser Faktoren drückt nun den Mittelwert nach unten. Am Besten schneidet hier die Topologie *SRM_2P_b* ab. Diese erzeugt in den Betriebsarten nahezu denselben Verlauf. Weiters ist der Leistungsfaktor mit ~ 0.4 im Bereich der Rotoren mit den Flussbarrieren.

5.4 Zusammenfassung und Fazit

Die vorangegangenen Untersuchungen haben nun gezeigt, dass eine Funktionalität beim Einsatz von Reluktanzrotoren in die zweiphasige Planetenmotorvariante grundsätzlich gegeben ist. Auch hier wirkt sich die limitierte Anzahl an Statorzähnen bzw. die Ausführung mit ausgeprägten Polen und konzentrierter Wicklung, in Kombination mit den großen Pollücken, negativ auf die Achsigkeit sowie den Leistungsfaktor aus. Aus der Analyse geht nun hervor, dass das Erhöhen der Anzahl der Flussbarrieren im synchronen Betrieb Bereiche mit verschwindendem Moment reduzieren kann. Eine Rotorschrägung ermöglicht es, die dadurch entstehenden Oberwellenmomente zu reduzieren, verringert allerdings auch den Leistungsfaktor. Die Reduktion der Grundschiwingung, welche aufgrund der Polzahl des Stators entsteht, ist dabei nicht möglich. Die Ausführung als SRM ist aufgrund der Statorgeometrie naheliegend, die entsprechenden Rotoren sind allerdings für eine Einspeisung sinusförmiger Größen ungeeignet. Die Rotorgeometrie mit verbreiterten Polen und einem variablen Luftspalt, wie z.B. die Topologie SRM_2P_a , liefert allerdings Optimierungspotenzial für eine Reduktion des Momentenrippels. Allerdings ist auch hier zu erwarten, dass die Reduktion des Rippels ein Absenken des mittleren Moments zur Folge hat. Die Optimierung würde in diesem Fall den Rahmen dieser Arbeit sprengen und wird daher nicht weiter untersucht.

Aufgrund der unterschiedlichen Rahmenbedingungen bei der Untersuchung der dreiphasigen Maschine aus Kapitel 3 und der zweiphasigen Variante dieses Kapitels lässt sich kein direkter Vergleich zur Performance ableiten. Beim Entwurf für den eigentlichen Prototyp stand die Entwicklung eines Rotors für die reale Maschine im Vordergrund. Die Untersuchungen der zweiphasigen Maschine sollten im Gegensatz dazu ein allgemeines Verständnis zur Funktionsweise der Bauform liefern und eine Basis für zukünftige Analysen schaffen. Der direkte Vergleich unterschiedlicher Planetenmotorvarianten könnte z.B. ein Thema zukünftiger Arbeiten darstellen.

6 Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde die Erweiterung des Planetenmotorkonzepts mit Reluktanzrotoren vorgestellt. Die Funktionalität des Planetenmotorkonzepts an sich konnte bereits, mit zuvor am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe hergestellten Funktionsmustern und Prototypen, verifiziert werden. Einer dieser Prototypen, welcher als zweipoliger Planetenmotor ausgeführt wurde, hat aufgrund der durchgängigen Oberflächenmagneten den Nachteil hoher Wirbelstromverluste. Da dieser daher nicht im angestrebten Drehzahlbereich genutzt werden kann, wurden im Zuge dieser Arbeit unter anderem neue Rotoren entworfen, hergestellt und verbaut.

Als Ausgangspunkt der Arbeit dienten sowohl die Ergebnisse als auch das Modell des erwähnten Prototyp. Nach einer Anpassung des Modells und der Wahl passender Materialien wurden erste Simulationen mit zweipoligen ferritmagnetunterstützten Reluktanzrotoren durchgeführt. Die Implementierung reiner Reluktanzrotoren wurde dabei von Beginn an übersprungen, da neben einem hohen Moment ein ebenso moderater Leistungsfaktor erzielt werden sollte. Die FEM Simulationen zeigten hierbei zwar grundsätzlich, dass eine Funktionalität mit dem vorhandenen Stator gegeben ist, allerdings durch das Erreichen geringer Achsigkeiten lediglich geringe mittlere Momente bei großem Momentenrippel und niedrigem Leistungsfaktor erzielt werden können. Eine Erweiterung mit vierpoligen Rotoren brachte zwar in Bezug auf den Rippel eine geringfügige Verbesserung, das Moment und der Leistungsfaktor waren für eine Umsetzung am Prototyp dennoch zu gering. Die anschließende Änderung des Magnetmaterials von Ferrit- zu Seltenerdenmagneten brachte schlussendlich bessere Ergebnisse. In Kombination mit einer Rotorschrägung wurde eine Geometrie gewählt und letztendlich eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten realisiert. Jene Bauteile, welche eine hohe Passgenauigkeit benötigten, sowie die Herstellung der Rotorbleche und der Magnete, wurden von externen Unternehmen durchgeführt. Weniger kritische Bauteile konnten in der institutseigenen Werkstätte gefertigt werden. Das anschließende

Wuchten der Rotoren wurde ebenfalls extern durchgeführt. Einige Zeichnungen der entworfenen Komponenten können dem Anhang entnommen werden.

Nach dem Herstellungsprozess wurde die Maschine am Prüfstand umgerüstet. Dabei wurde diese mit einer Gleichstrommaschine gekoppelt, um Lastmomente zu erzeugen bzw. Leerlaufuntersuchungen durchführen zu können.

Die messtechnischen Betrachtungen haben gezeigt, dass das reale Maschinenverhalten in guter Näherung jenem des Simulationsmodells entspricht. Aufgrund unterschiedlicher Materialien wurde das Modell etwas überarbeitet, wodurch die Abweichungen bereits stark reduziert werden konnten. Da die Rotoren mit 560 Magneten bestückt sind, ist auch eine geringfügige Abweichung der Maße einzelner Magnete nicht auszuschließen. Höhere Spaltmaße und eine geringere Magnetdichte als angenommen, führen bei den stark vorgesättigten Rotoren bereits zu einer signifikanten Änderung des elektromagnetischen Verhaltens. Weitere auftretende Abweichungen lassen sich außerdem durch die Vernachlässigung der Verluste im Modell erklären. Durch die verschiedenen Experimente konnte weiters gezeigt werden, dass die verbauten Magnete mit hoher Wahrscheinlichkeit eine geringere Remanenz aufweisen, als in der Simulation festgelegt wurde. Um bei Maschinenauslegungen den Fehler zum realen Prototyp zu reduzieren, sollten für die FEM Simulation die Minimalwerte der Datenblätter der jeweiligen Magnethersteller herangezogen werden.

Der funktionsfähige Prototyp kann nun für weitere zukünftige Untersuchungen am Institut genutzt werden. Hier sei zu erwähnen, dass vor allem die relativ klein ausgeführten Lager der Rotorwellen durch den hohen Drehmomentrippel des neuen Prototyp, sowie auch durch die ursprünglichen Ausführung, bereits stark belastet wurden und vor allem bei Untersuchungen im hohen Drehzahlbereich ein Lagertausch anzuraten ist. Die Untersuchungen wurden hauptsächlich bis maximal 70 % der Nenndrehzahl durchgeführt, um die Maschine nicht zu zerstören und eine zukünftige Verwendung zu ermöglichen.

Neben der Untersuchung des Modells, welches auf dem realen Prototyp basiert, wurde ein weiteres einfaches Modell einer zweiphasigen Maschine erstellt. Dieses wurde in seinen Grundzügen so entworfen, dass ein sinnvoller Vergleich mit dem dreiphasigen Motor möglich bleibt. Da hier keine reale Umsetzung im Vordergrund stand, wurde mit reinen Reluktanzrotoren gearbeitet. Dabei entstanden sukzessive Änderungen der Rotorgeometrie, um die Einflüsse der einzelnen Komponenten und Designparameter zu verstehen. Auch hier konnte grundsätzlich ein funktionierender Planetenmotor geschaffen werden. Das Moment und der zugehörige Rippel ähneln dabei stark den Ergebnissen der dreiphasigen Maschine, allerdings konnten in Bezug auf die Achsigkeit geringfügig bessere Ergebnisse erzielt werden. Auch der Leistungsfaktor bewegt sich ohne jeglichen Magneteinsatz im Bereich der ferritmagnetunterstützten Rotoren der dreiphasigen Maschine. Eine abschließende Untersuchung mit Rotoren, welche für geschaltete Reluktanzmaschinen entworfen

wurden, legt nahe, dass mit geschicktem Design durchaus Optimierungspotenzial für eine Reduktion des Momentenrippels gegeben ist.

6.2 Ausblick

Das Potenzial mit dem Planetenmotor ein neues, kompaktes Antriebssystem zu schaffen und mit hocheffizienten Antriebssystemen des aktuellen Stands der Technik zu konkurrieren, ist durchaus vorhanden. Das Konzept steht noch am Anfang der Entwicklung und lässt noch einiges an Forschungsspielraum übrig, um das Antriebssystem zu perfektionieren. Die zuvor durchgeführten Studien und auch diese Arbeit liefern hierzu weitere Erkenntnisse über das grundlegende Maschinenverhalten. Zwar war die gegebene Statorgeometrie eher mäßig für die Implementierung von ferritmagnetunterstützten Reluktanzrotoren geeignet, allerdings konnte gezeigt werden, dass durch unterschiedlichste Designparameter im Rotor eine Vielfalt an Ergebnissen erreicht werden kann. Eine optimale Abstimmung zwischen Stator und Rotorgeometrie sowie die zusätzliche Adaptierung des Wicklungssystems könnten die, bei den konkreten untersuchten Varianten entstandenen, Defizite sicherlich reduzieren. Unzählige Arbeiten haben bereits gezeigt, dass konventionelle Maschinen mit ferritmagnetunterstützten Rotoren durchaus Effizienzklassen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen erreichen. In den nachfolgenden Punkten sollen Ideen angeführt werden, die helfen könnten, eine sinnvolle Ausführung als Reluktanzplanetenmotor zu realisieren.

- Durch die Hinzugabe der Flussbarrieren bzw. einer Variation der Luftspaltbreite konnte der Einbruch des Moments in bestimmten Rotorpositionen reduziert werden. Neben der Anpassung des Rotors könnte eine Nutung entlang der Polschuhe des Stators ebenfalls konstruktiv zur Momentenbildung beitragen. Zwar würde dies, wie bei den Rotoren mit der hohen Anzahl an Flussbarrieren, zu höherfrequenten Oberschwingungsanteilen führen, könnte aber die starke Grundwelligkeit und damit den massiven Rippel eindämmen.
- Neben dem umgebauten Prototyp wurde ebenfalls eine vierpolige Ausführung realisiert [4]. Betrachtet man die ausgeprägte Asymmetrie der Luftspaltfeldstärke des zweipoligen Stators mit Lücken im Gegensatz zu einem symmetrischen Stator, könnte eine Statorgeometrie mit vier Statorzähnen, wie diese in der angegebenen Literatur zu sehen ist, ebenfalls konstruktiv zum Verhalten einer Maschine mit Reluktanzrotoren beitragen.
- Die umgesetzten Rotoren sind im Zuge des Versuchs, einen Reluktanzplanetenmotor zu erzeugen, entstanden. Die Wahl zur Umsetzung fiel schlussendlich aufgrund des vergleichsweise guten mittleren Leistungsfaktors auf die finale Geometrie. Durch die langen Flussbarrieren entstand dabei die Möglichkeit, mehr Magnetmaterial im Rotor zu verbauen und somit einen

höheren Leistungsfaktor zu erkaufen. Ein Fokus auf den Entwurf spezieller Rotorgeometrien, welche die Möglichkeit bieten, das Magnetmaterial noch besser zu nutzen, könnte ebenfalls einen Ansatz zur Lösung des Problems mit dem geringen Leistungsfaktor bei den ferritmagnetunterstützten Rotoren bieten.

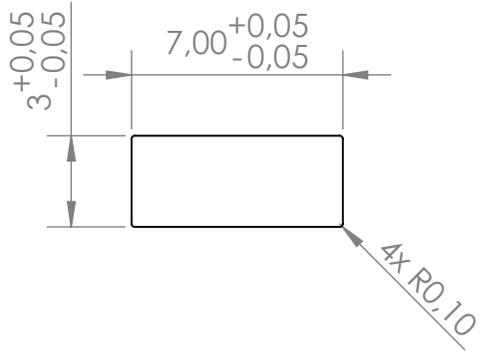
- Der Querschnitt der untersuchten Geometrien für die dreiphasige Maschine wurde grundsätzlich kreisförmig gewählt. Die Induktivitätsanalyse hat gezeigt, dass bei hohen Strömen die Achsigkeit durch die Eisensättigung stark reduziert wird. Um mit sensorlosen Regelungsverfahren ein Anfahren mit maximalem Moment zu ermöglichen, wäre diese jedoch bis in einen hohen Strombereich notwendig. Bei zukünftigen Ausführungen mit vergrabenen Magneten könnte noch spezifischer auf diesen Aspekt geachtet werden.
- Die Simulation der zweiphasigen Maschinenvariante hat gezeigt, dass diese ebenfalls Potenzial zur weiteren Untersuchung bietet. Eine genauere Abstimmung zwischen Stator und Rotorgeometrie sowie die Erweiterung mit ferritmagnetunterstützten bzw. permanentmagneterregten Rotoren könnte hierbei zu durchaus leistungsstarken Antrieben für die entsprechende Nische führen.

A Anhang

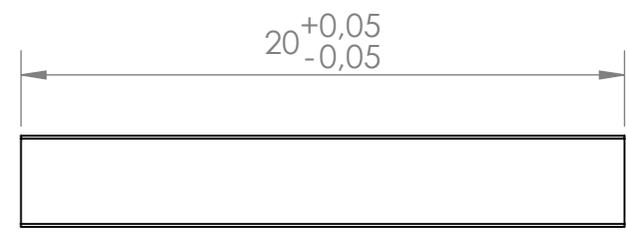
A.1 Zeichnungen

6 5 4 3 2 1

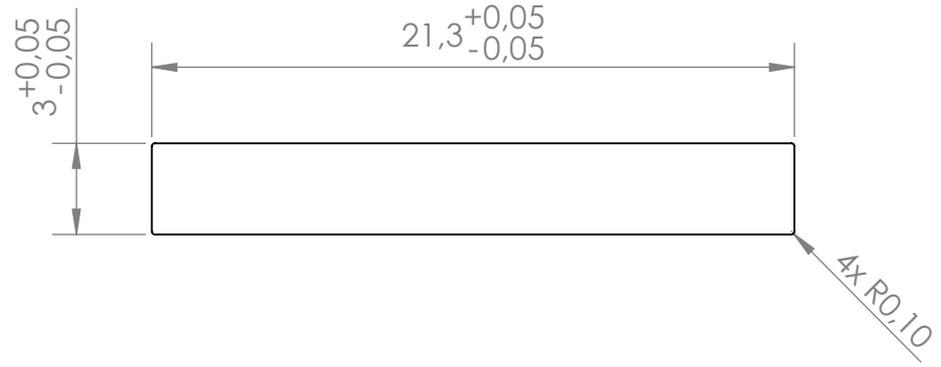
ANSICHT VORNE
Magnet kurz



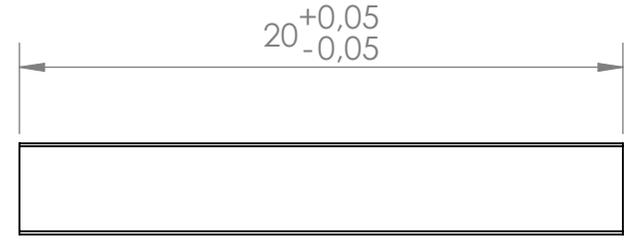
ANSICHT RECHTS
Magnet kurz



ANSICHT VORNE
Magnet lang



ANSICHT RECHTS
Magnet lang



Material NeFeB (Bezeichnung N40UH)

Maße in mm



Magnete		Maßstab:	4:1
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe		Version:	1
Markus Wolf		Blatt:	1/1
		13.08.2021	

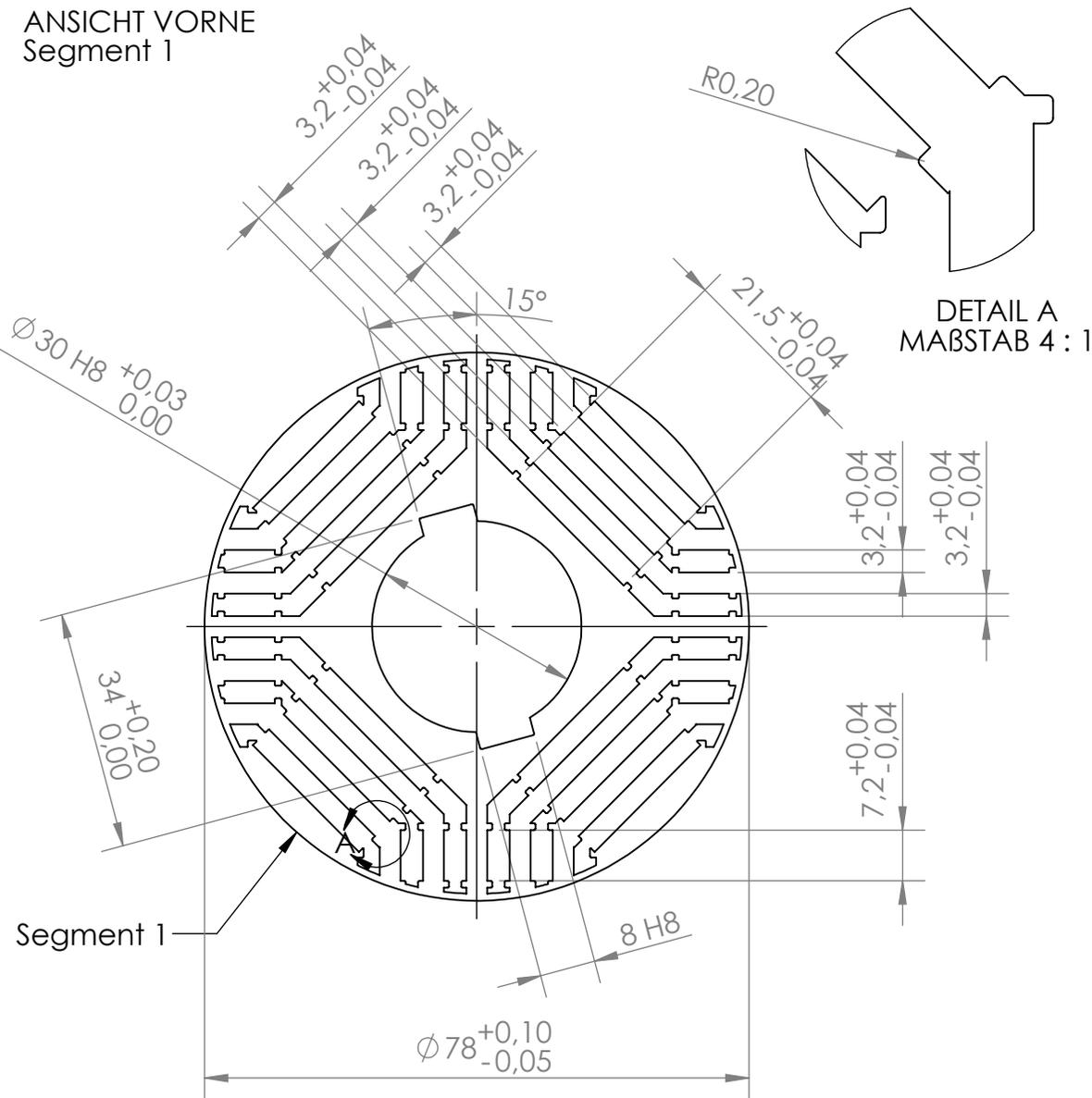
6 5 4 3 2 1

D
C
B
A

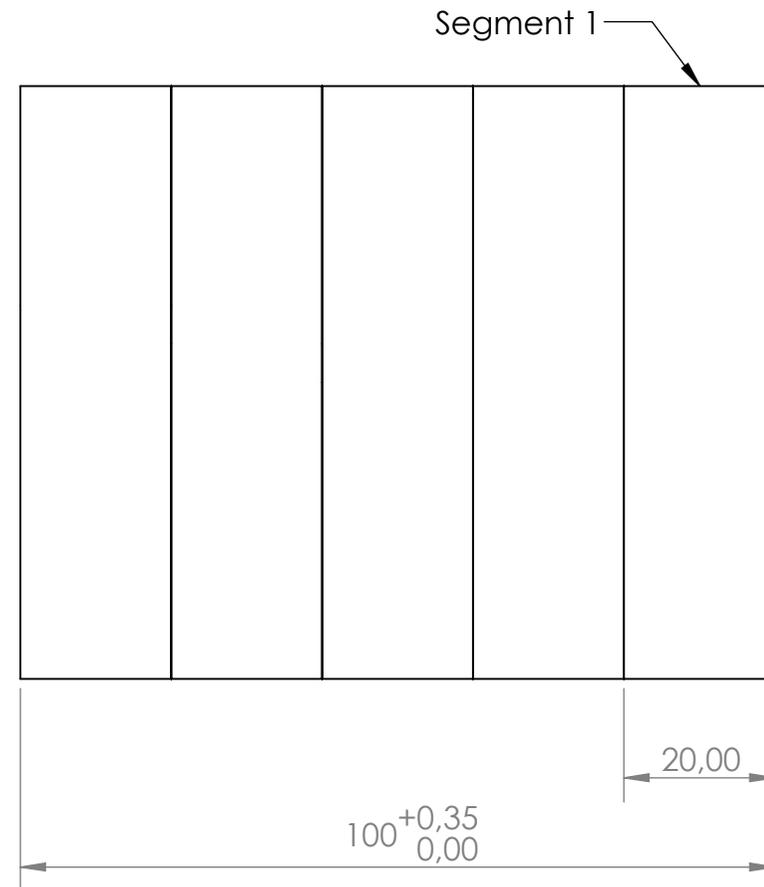
Toleranzfeld IT8
 Material M270-35A (Blechdicke 0.35 mm)

Maße in mm

ANSICHT VORNE
 Segment 1



ANSICHT RECHTS
 Gesamter Rotor aus 5 Segmenten
 zusammengesetzt

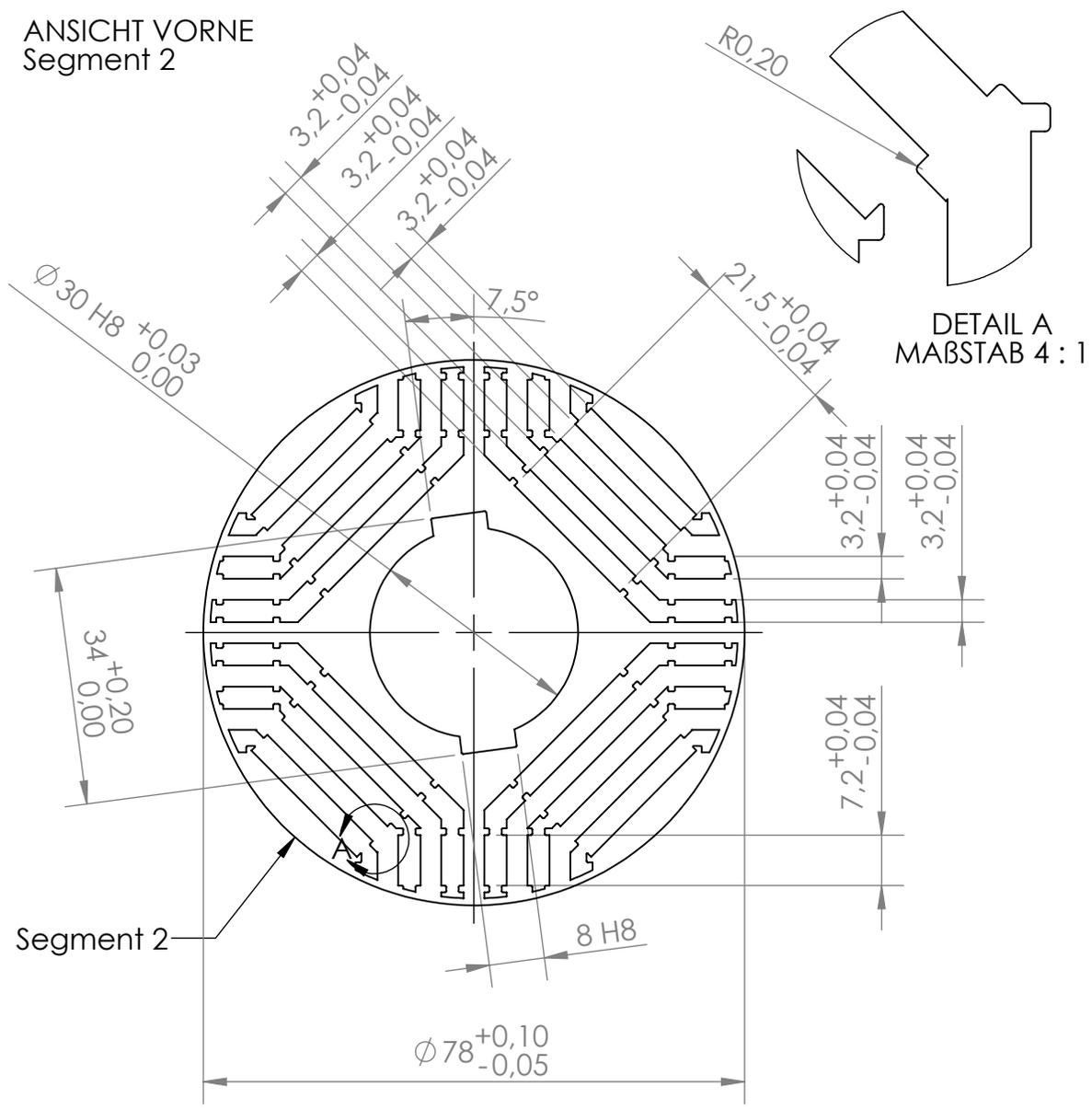


D
 C
 B
 A

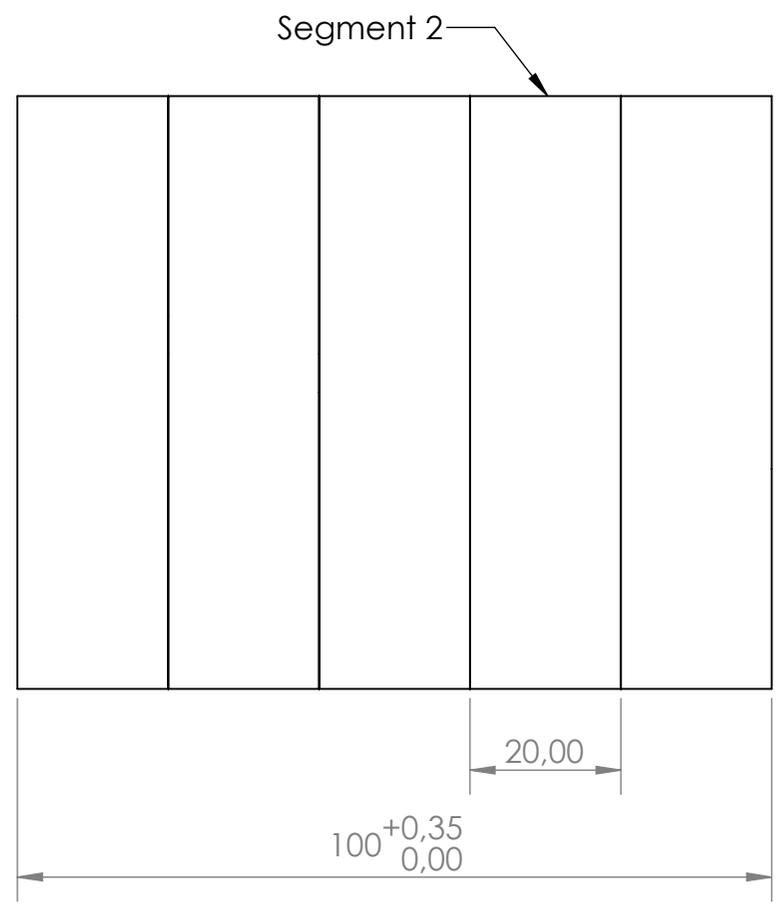
6 5 4 3 2 1

6 5 4 3 2 1

ANSICHT VORNE
Segment 2



ANSICHT RECHTS
Gesamter Rotor aus 5 Segmenten zusammengesetzt



Toleranzfeld IT8
 Material M270-35A (Blechdicke 0.35 mm)

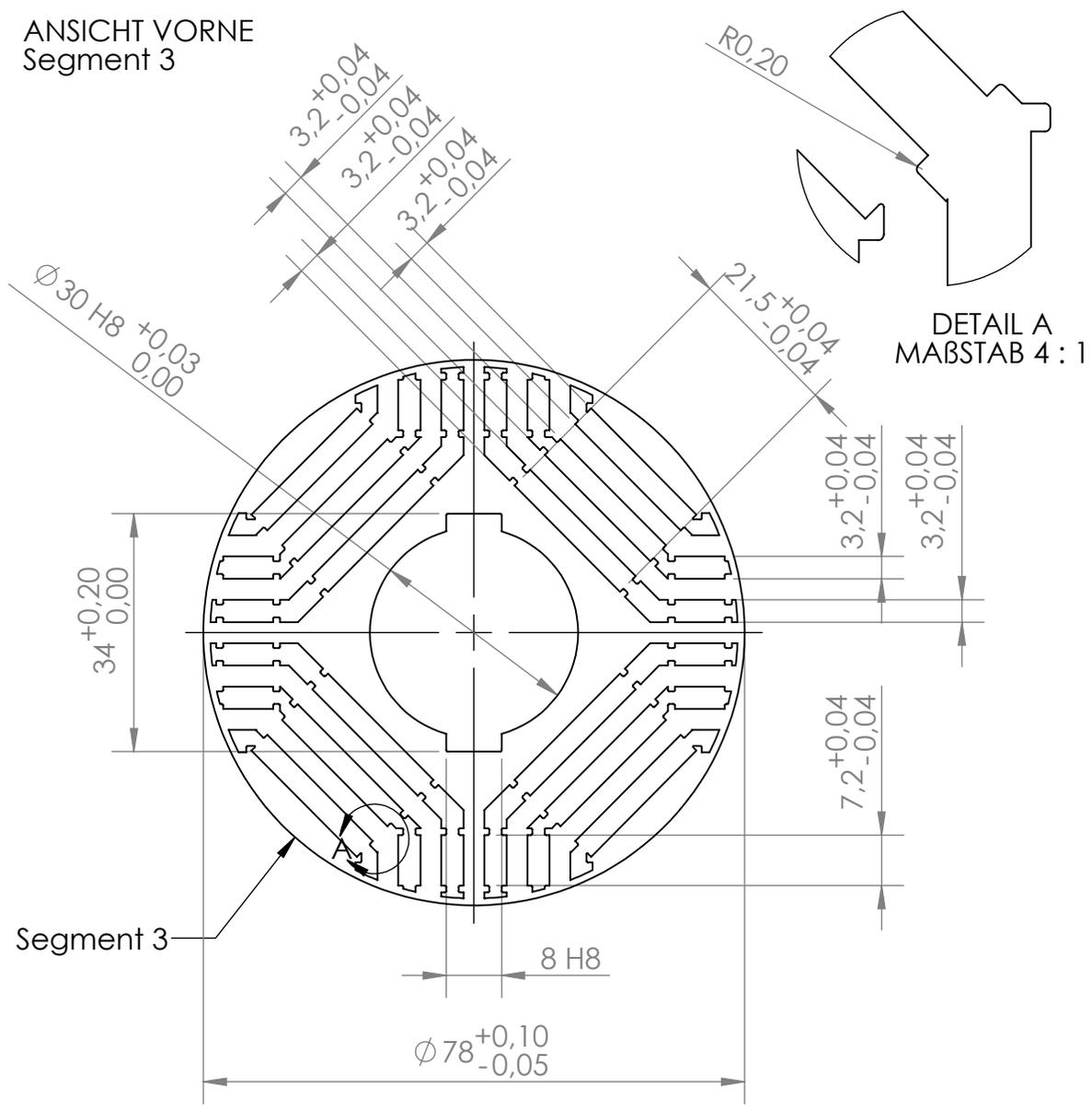
Maße in mm



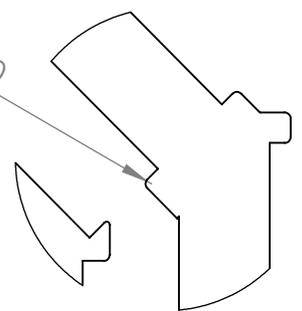
Reluktanzrotor 4-pol.		Maßstab:	1:1
Rotorsegment 2		Version:	1
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe		Blatt:	1/1
Markus Wolf		13.08.2021	

D
C
B
A

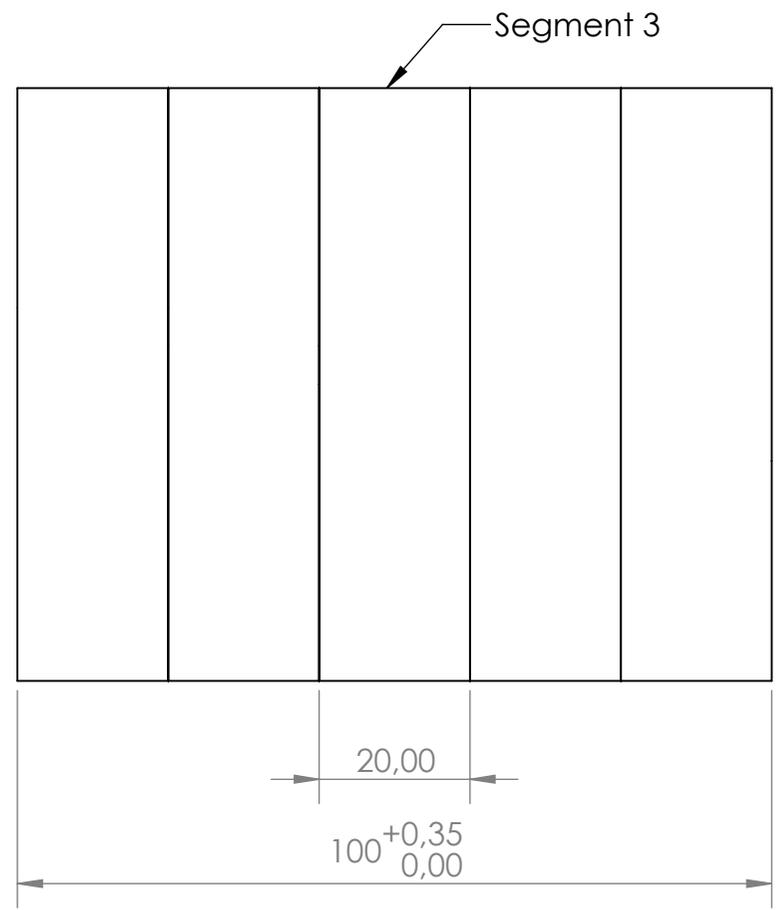
ANSICHT VORNE
Segment 3



DETAIL A
MAßSTAB 4 : 1



ANSICHT RECHTS
Gesamter Rotor aus 5 Segmenten
zusammengesetzt



Toleranzfeld IT8
 Material M270-35A (Blechdicke 0.35 mm)

Maße in mm



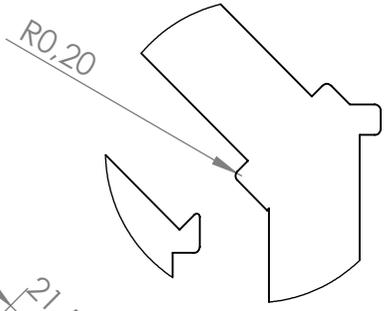
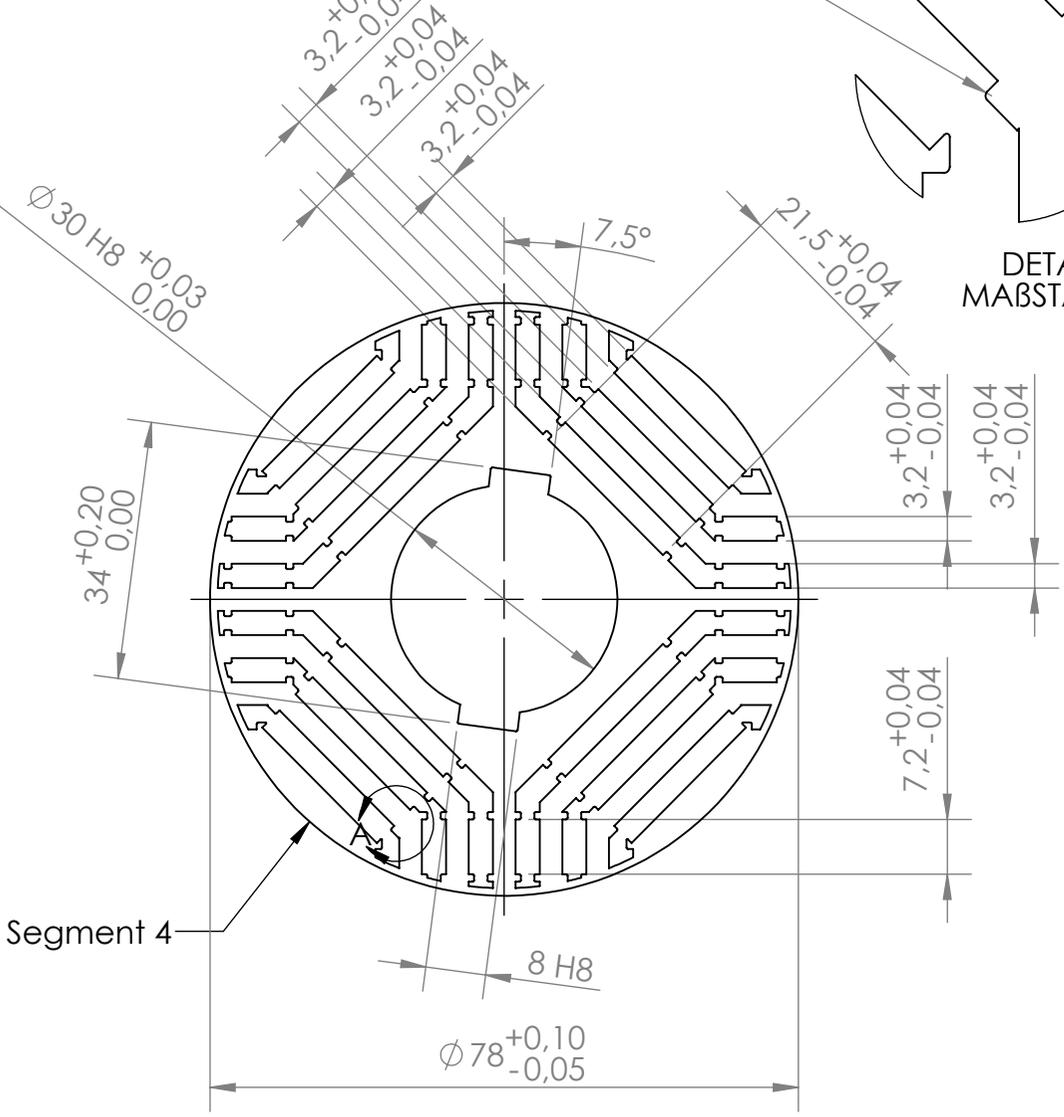
Reluktanzrotor 4-pol.		Maßstab:	1:1
Rotorsegment 3		Version:	1
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	Markus Wolf	Blatt:	1/1
		13.08.2021	

6 5 4 3 2 1

6 5 4 3 2 1

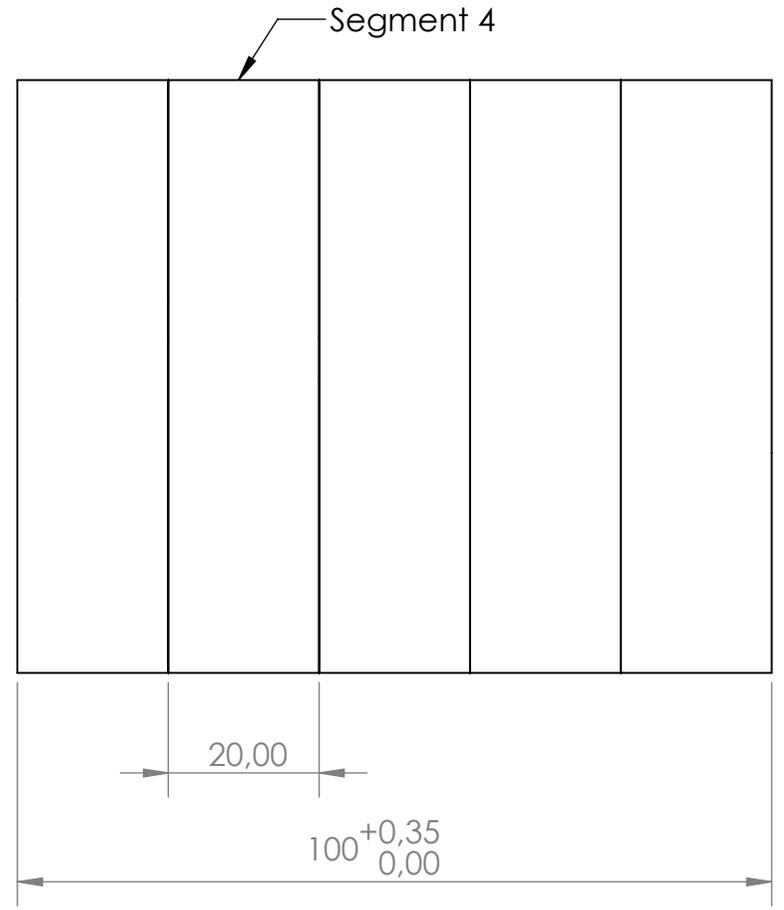
D
C
B
A

ANSICHT VORNE
 Segment 4



DETAIL A
 MAßSTAB 4 : 1

ANSICHT RECHTS
 Gesamter Rotor aus 5 Segmenten
 zusammengesetzt



Toleranzfeld IT8
 Material M270-35A (Blechdicke 0.35 mm)

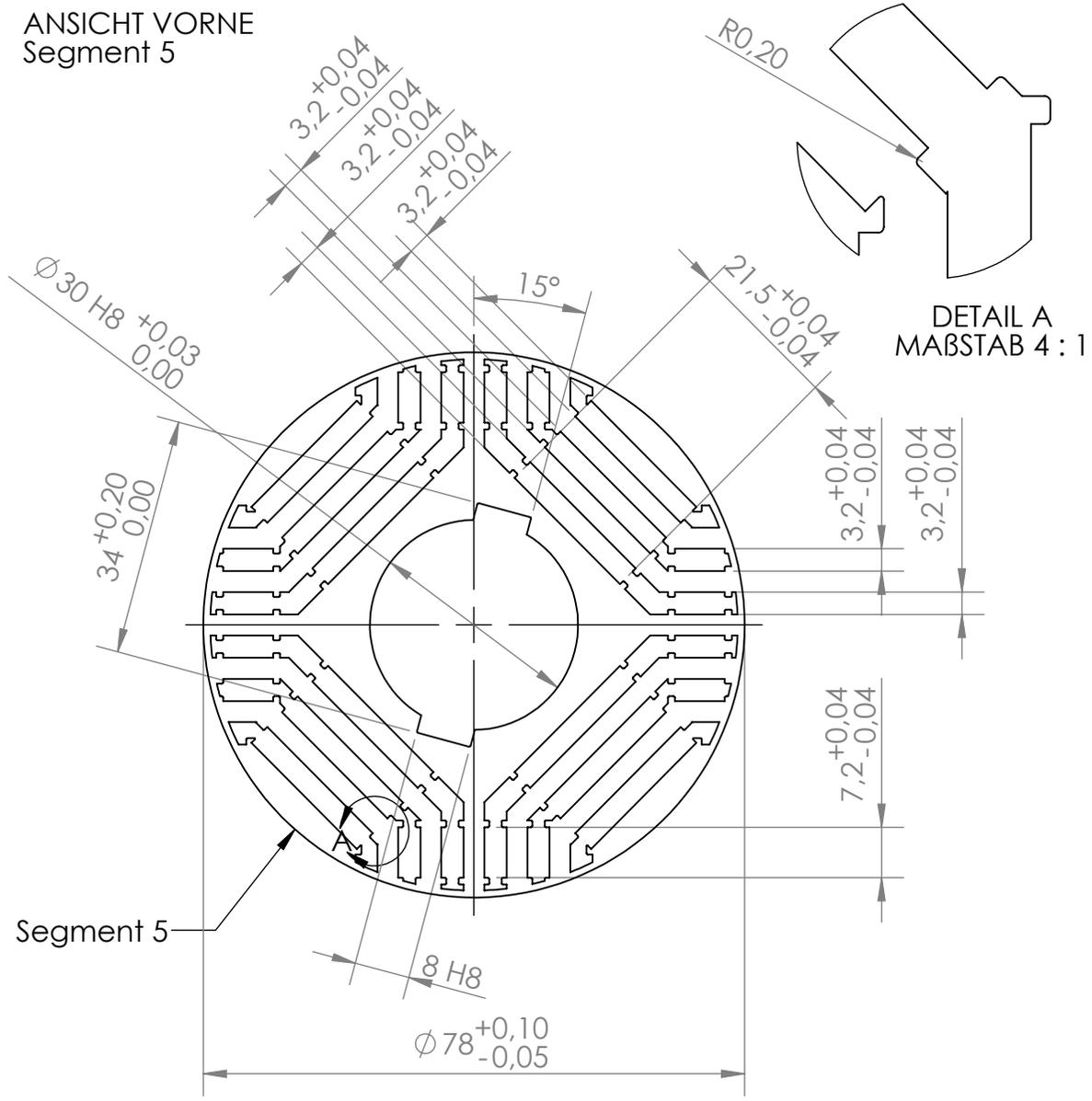
Maße in mm



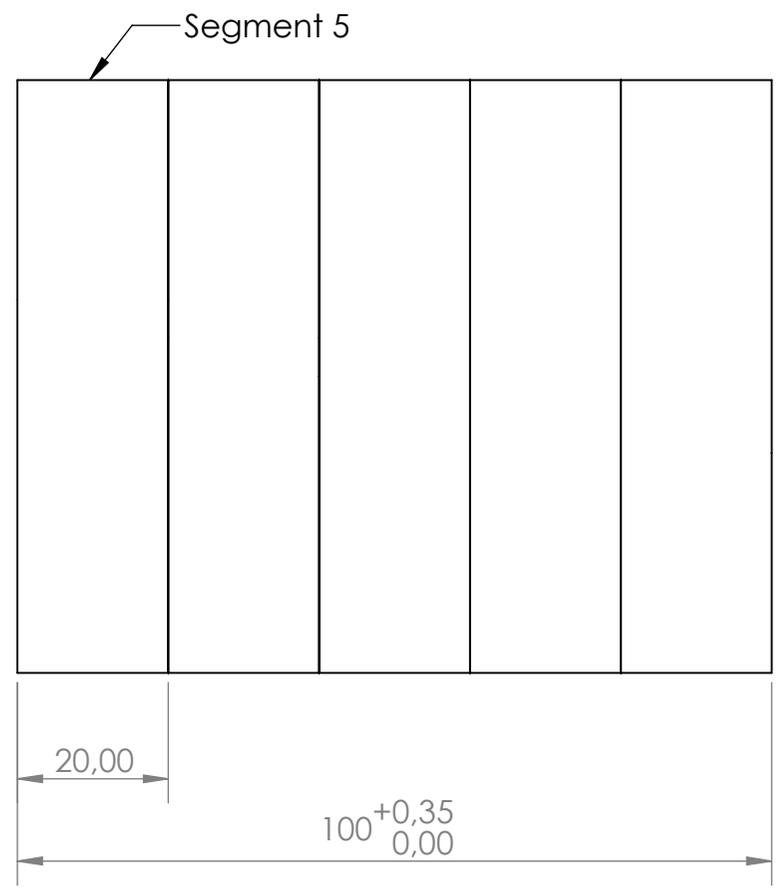
Reluktanzrotor 4-pol.		Maßstab:	1:1
Rotorsegment 4		Version:	1
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe		Blatt:	1/1
Markus Wolf		13.08.2021	

D
 C
 B
 A

ANSICHT VORNE
Segment 5



ANSICHT RECHTS
Gesamter Rotor aus 5 Segmenten zusammengesetzt



DETAIL A
MAßSTAB 4 : 1

Toleranzfeld IT8
Material M270-35A (Blechdicke 0.35 mm)

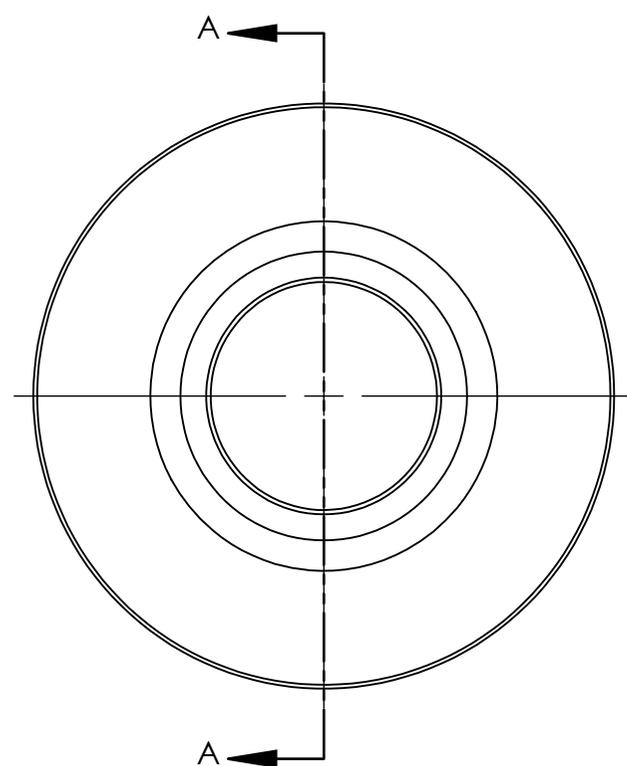
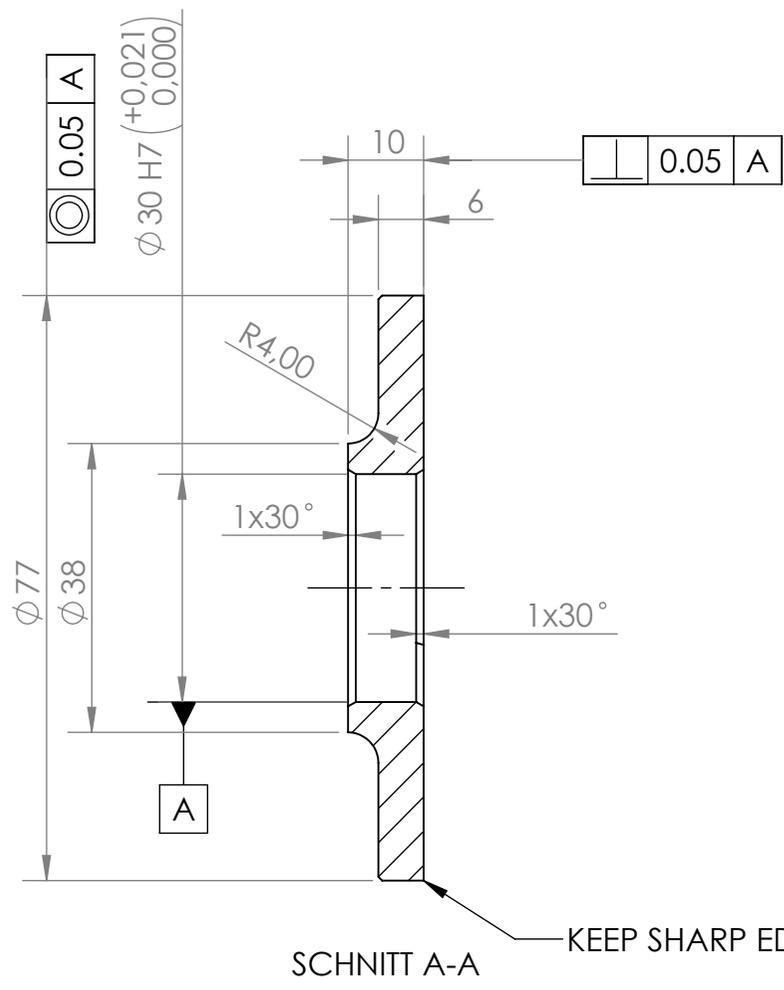
Maße in mm



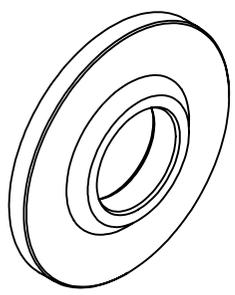
Reluktanzrotor 4-pol.		Maßstab:	1:1
Rotorsegment 5		Version:	1
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe		Blatt:	1/1
Markus Wolf		13.08.2021	

D
C
B
A

6 5 4 3 2 1



ISOMETRIC VIEW



MAßSTAB
1:2

Maße in mm

Material: 3.4364 (AW-7075)

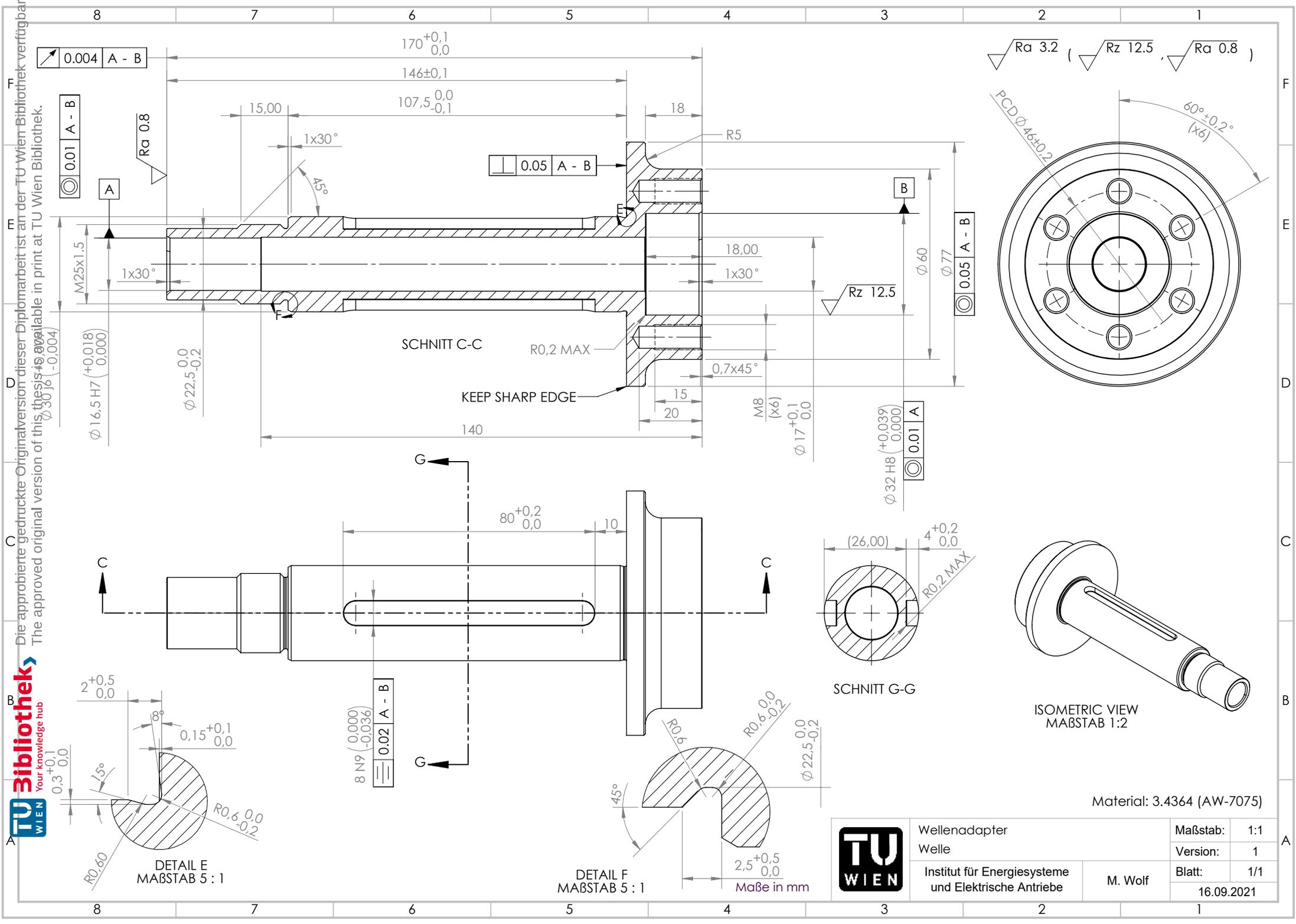


Wellenadapter
 Ring
 Institut für Energiesysteme
 und Elektrische Antriebe
 M. Wolf

Maßstab:	1:1
Version:	1
Blatt:	1/1
16.09.2021	

6 5 4 3 2 1

D
C
B
A



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar.
 The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.



Material: 3.4364 (AW-7075)

	Wellenadapter	Maßstab:	1:1
	Welle	Version:	1
	Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	Blatt:	1/1
	M. Wolf	16.09.2021	

Maße in mm

6

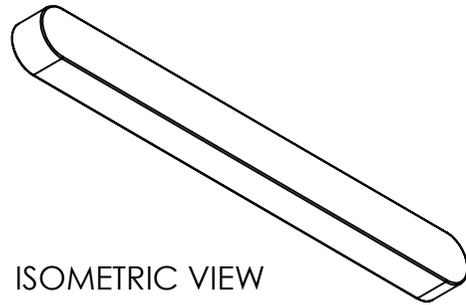
5

4

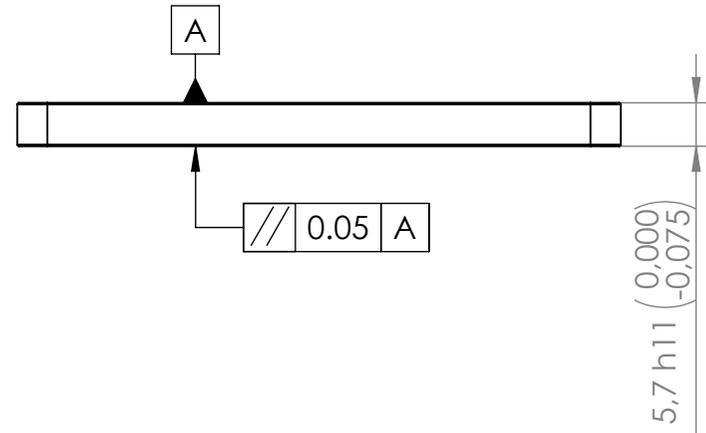
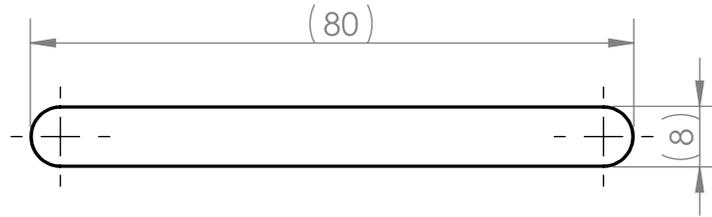
3

2

1



ISOMETRIC VIEW



$\sqrt{Ra\ 3.2}$

D

C

B

A

Maße in mm



Wellenadapter
 Passfeder
 Institut für Energiesysteme
 und Elektrische Antriebe

M. Wolf

Maßstab:	1:1
Version:	1
Blatt:	1/1
15.09.2021	

6

5

4

3

2

1

A.2 Montagebilder



Abbildung A.1: Rotorsegment 3 mit eingesetzten Magneten



Abbildung A.2: Wellenadapter mit Passfedern und den Segmenten 5, 4, 3 (von unten nach oben)

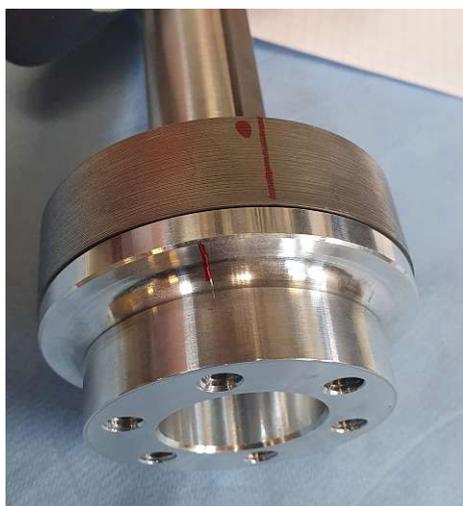


Abbildung A.3: Wellenadapter mit Segment 5. Der rote Strich am Wellenadapter markiert die Mitte der Magneten des Segmentes 3 und dient zur Ausrichtung bei der Montage im Stator.



Abbildung A.4: Wellenadapter mit Passfeder



Abbildung A.5: Vollständiger Rotor - Ansicht schmales Wellenende



Abbildung A.6: Vollständiger Rotor - Ansicht breites Wellenende



Abbildung A.7: Rotor mit Bohrungen im Wellenadapter nach dem Wuchten

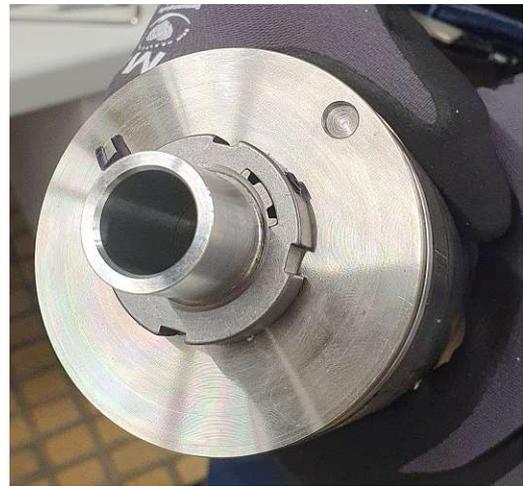


Abbildung A.8: Rotor mit Bohrung in der Wuchtscheibe nach dem Wuchten

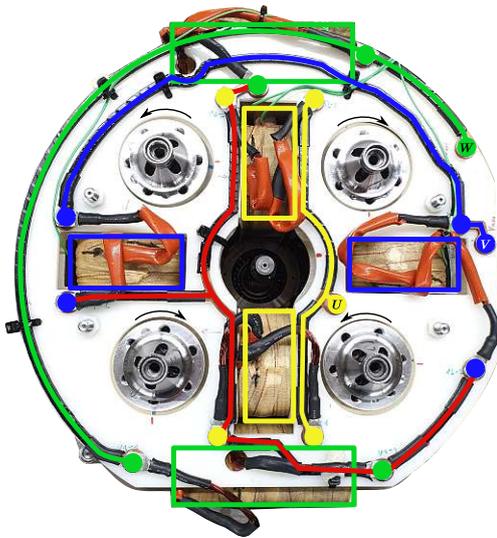


Abbildung A.9: Verschaltung der Spulen im Prototyp

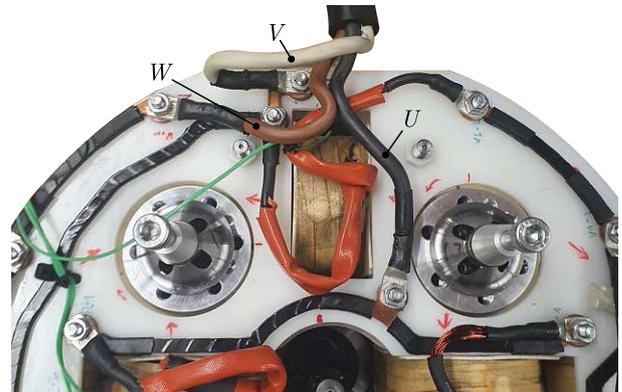


Abbildung A.10: Farbkodierung und Anschlüsse der Phasen



Abbildung A.11: Eingebauter Rotor Aufziehhilfe für das Rotorlager im Deckel



Abbildung A.12: Mit der GSM gekoppelter PM am Maschinenbett

A.3 Wuchtprotokolle

REUMÜLLER

www.reumueller-tewa.at

SCHENCK CAB820 (V 6.7.1127)

Rotordaten Drucken Einstellungen Service Prozesse Stufe 2 Hilfe

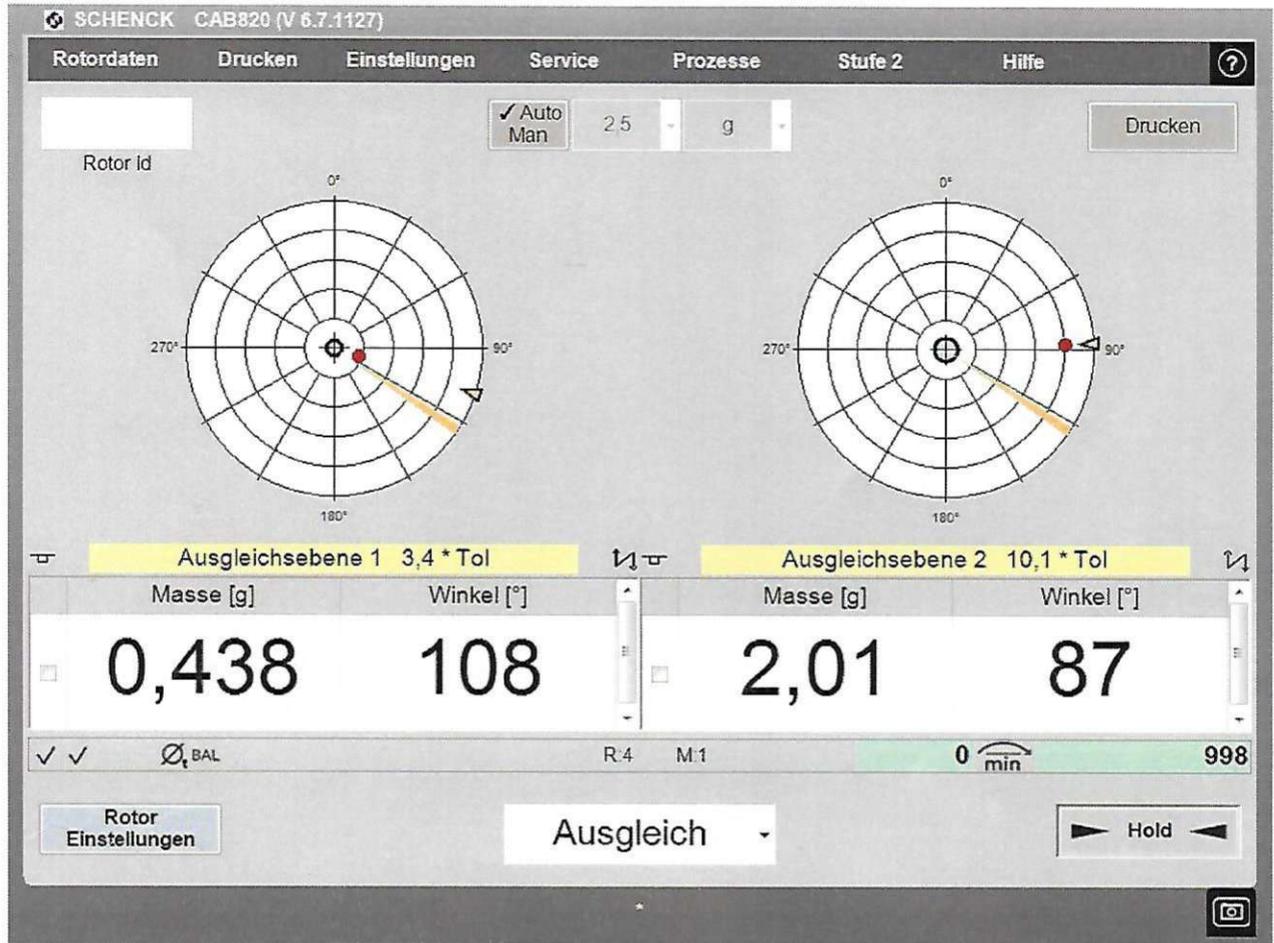
Art der Unwucht Dynamisch Typdaten testen Längeneinheit mm Position der Ausgleichsebenen

Diagram showing rotor dimensions: a = 15, b = 130, c = 0, r1 = 33, r2 = 23. The rotor speed is 1000 1/min. The rotor is supported at two points, 1 and 2.

Settings for Ebene 1 and Ebene 2:

Parameter	Ebene 1	Ebene 2
Masse	130 mg	200 mg
Polare Verteilung	Toleranz	Masse
	Ausgleichsmethode	Polare Verteilung
	Ausgleichsort	

Messen Optionen



REUMÜLLER

www.reumueller-tewa.at



SCHENCK CAB820 (V 6.7.1127)

Rotordaten Drucken Einstellungen Service Prozesse Stufe 2 Hilfe

✓ Auto Man 500,0 mg Drucken

Rotor Id

Ausgleichsebene 1 0,9 * Tol Ausgleichsebene 2 0,9 * Tol

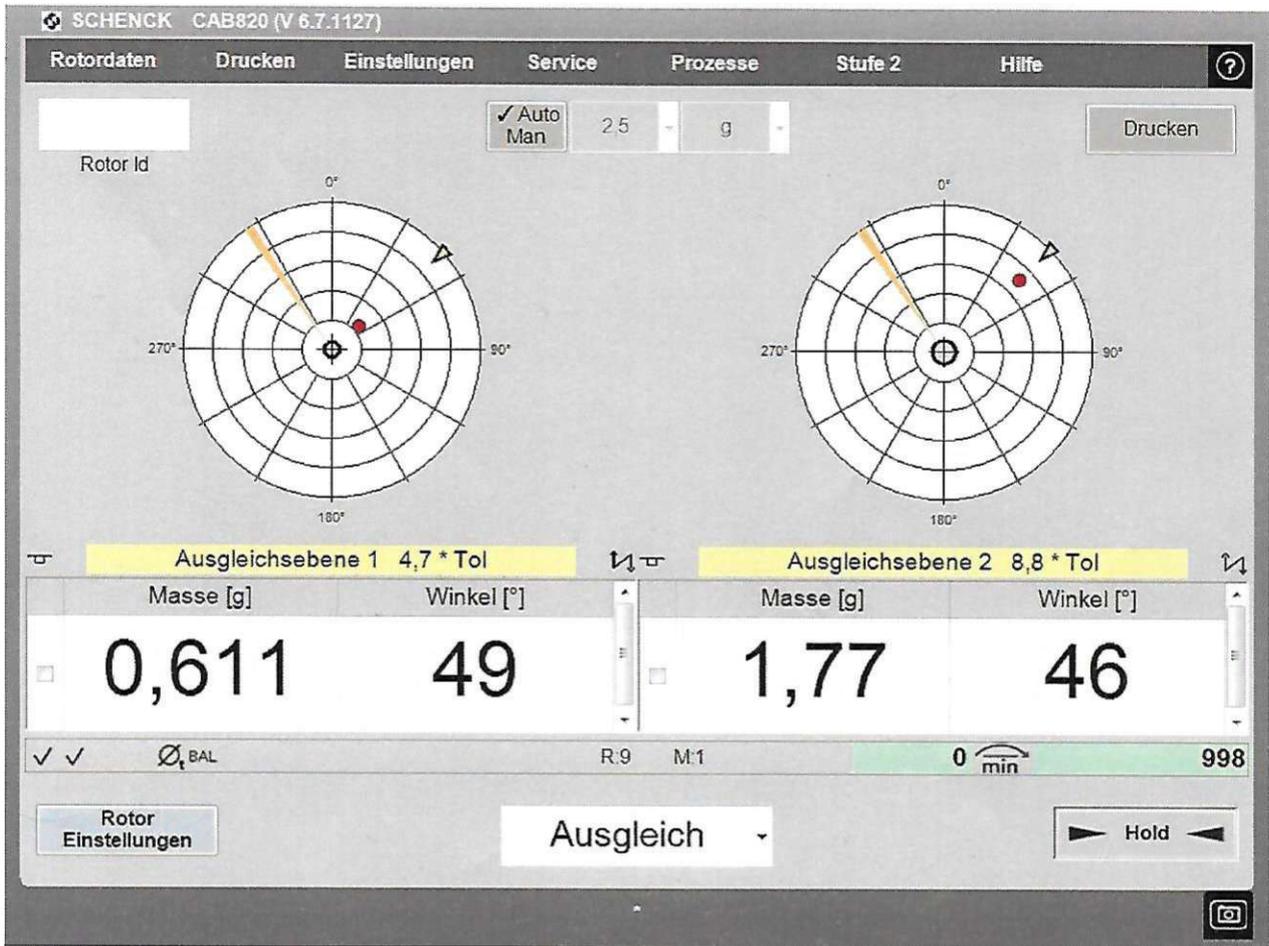
Masse [mg]	Winkel [°]	Masse [mg]	Winkel [°]
111	121	174	24

✓ ✓ Ø_{BAL} R.8 M.1 0 min 998

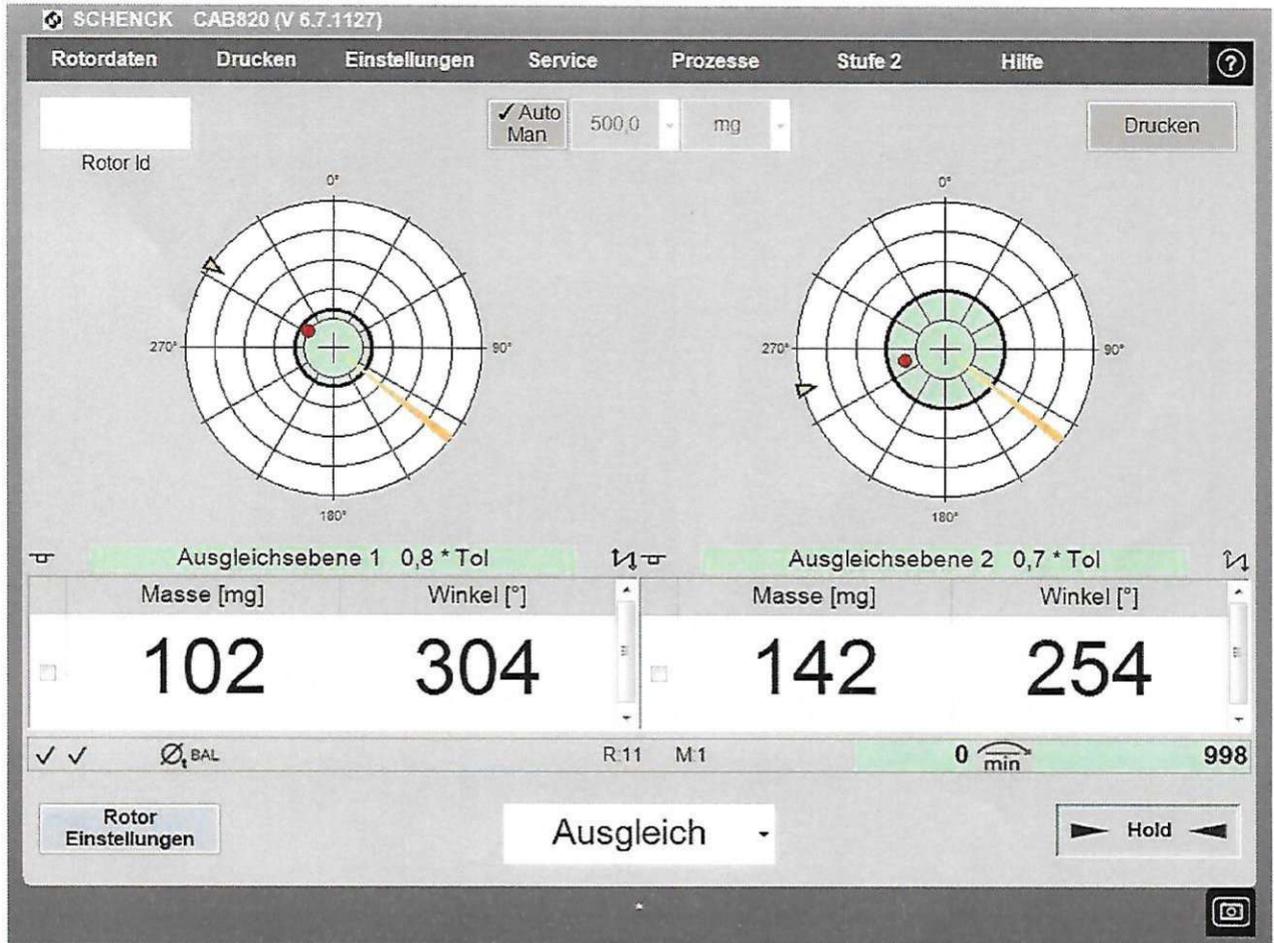
Rotor Einstellungen Ausgleich Hold

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

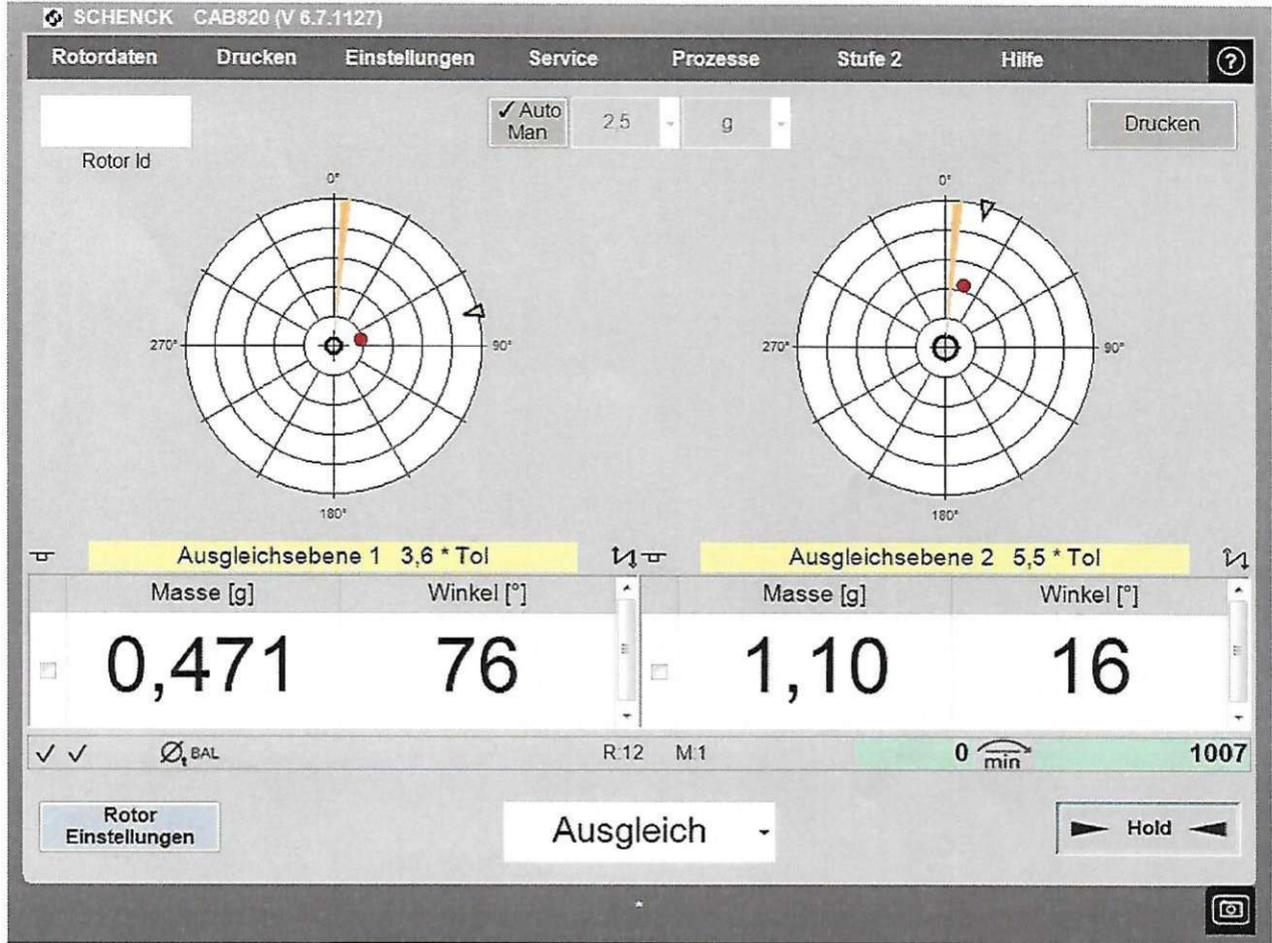
2



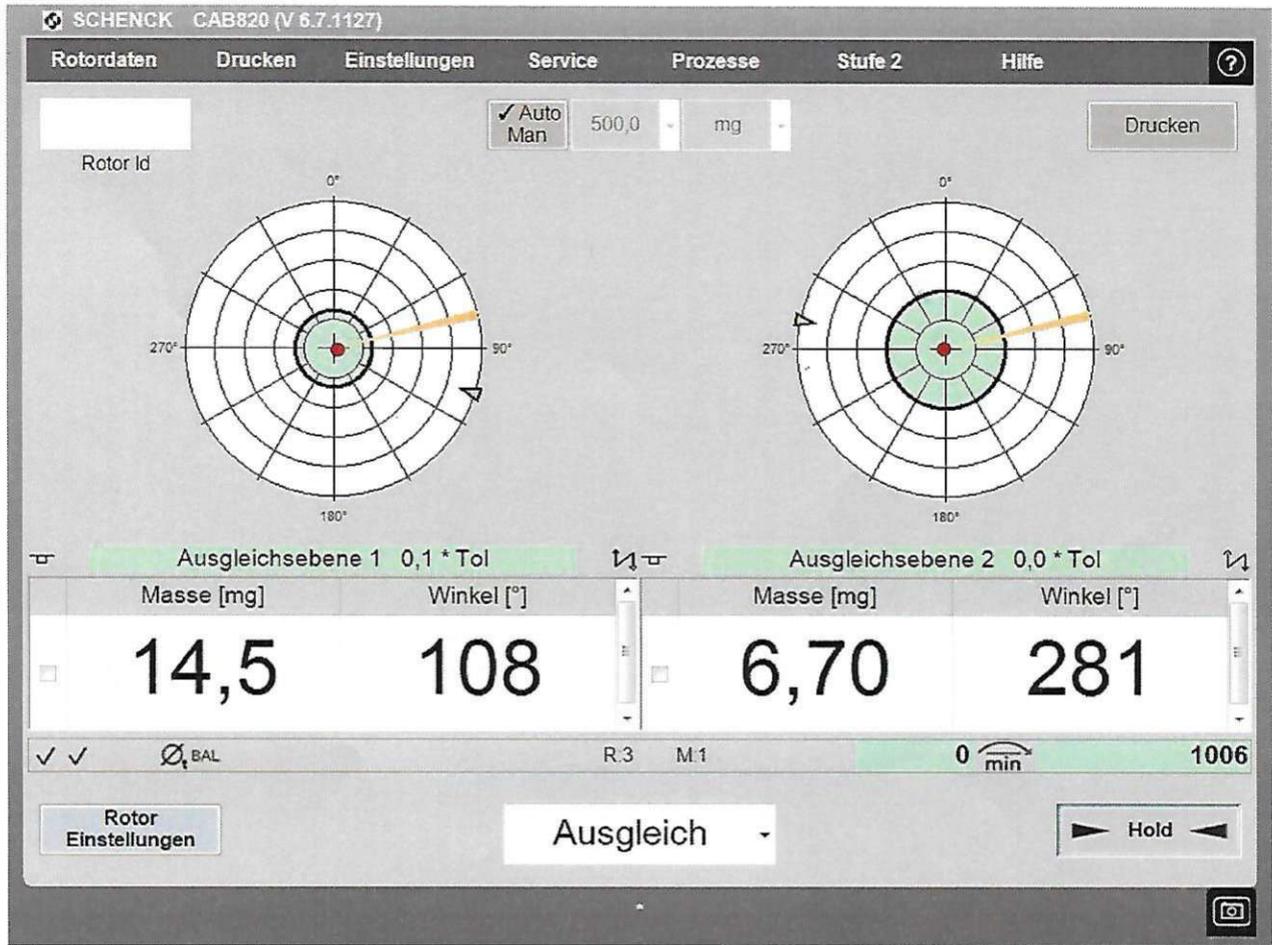
Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

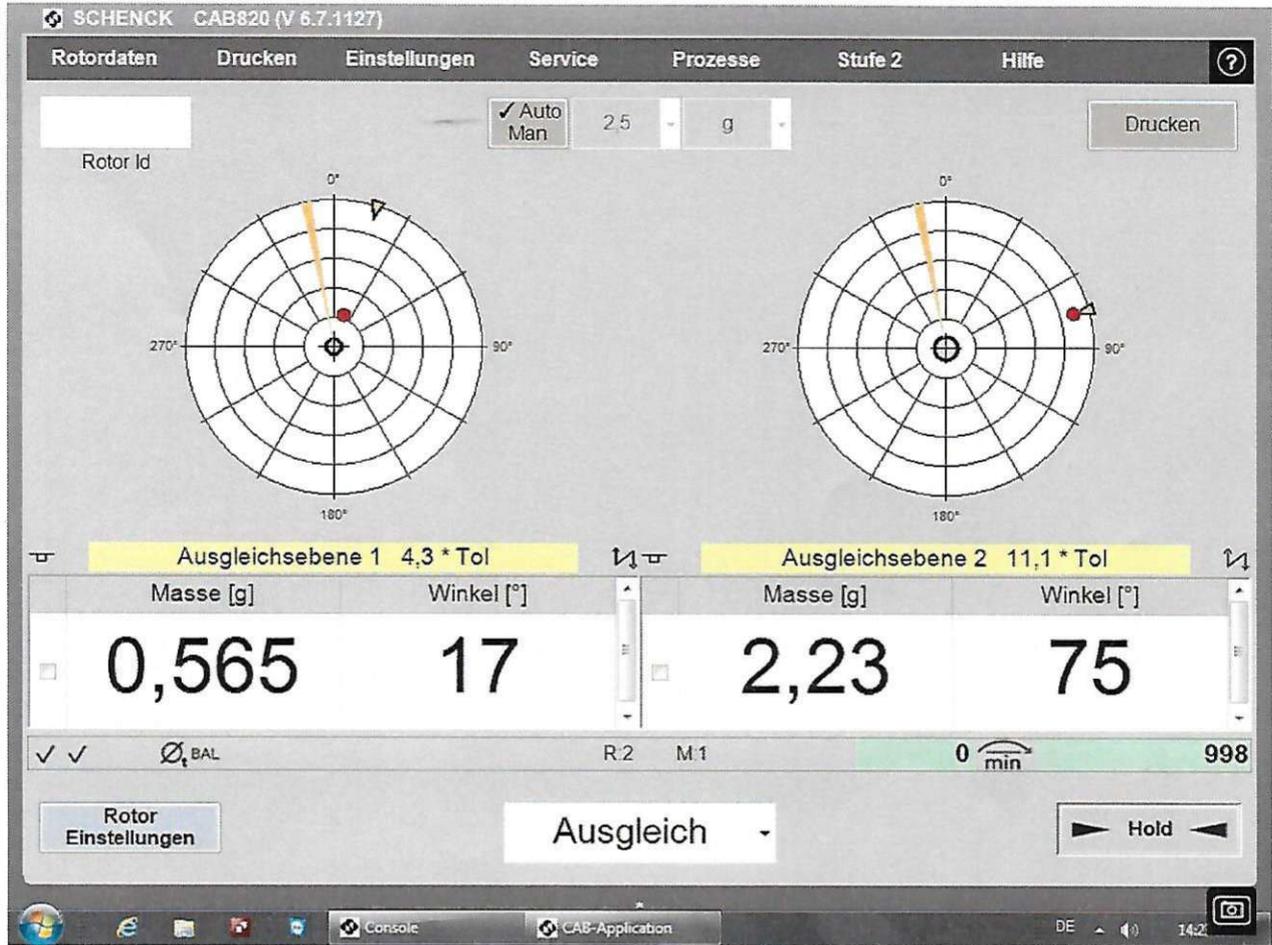


3



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.







SCHENCK CAB820 (V 6.7.1127)

Rotordaten Drucken Einstellungen Service Prozesse Stufe 2 Hilfe

Auto
 Man 500.0 mg Drucken

Rotor Id

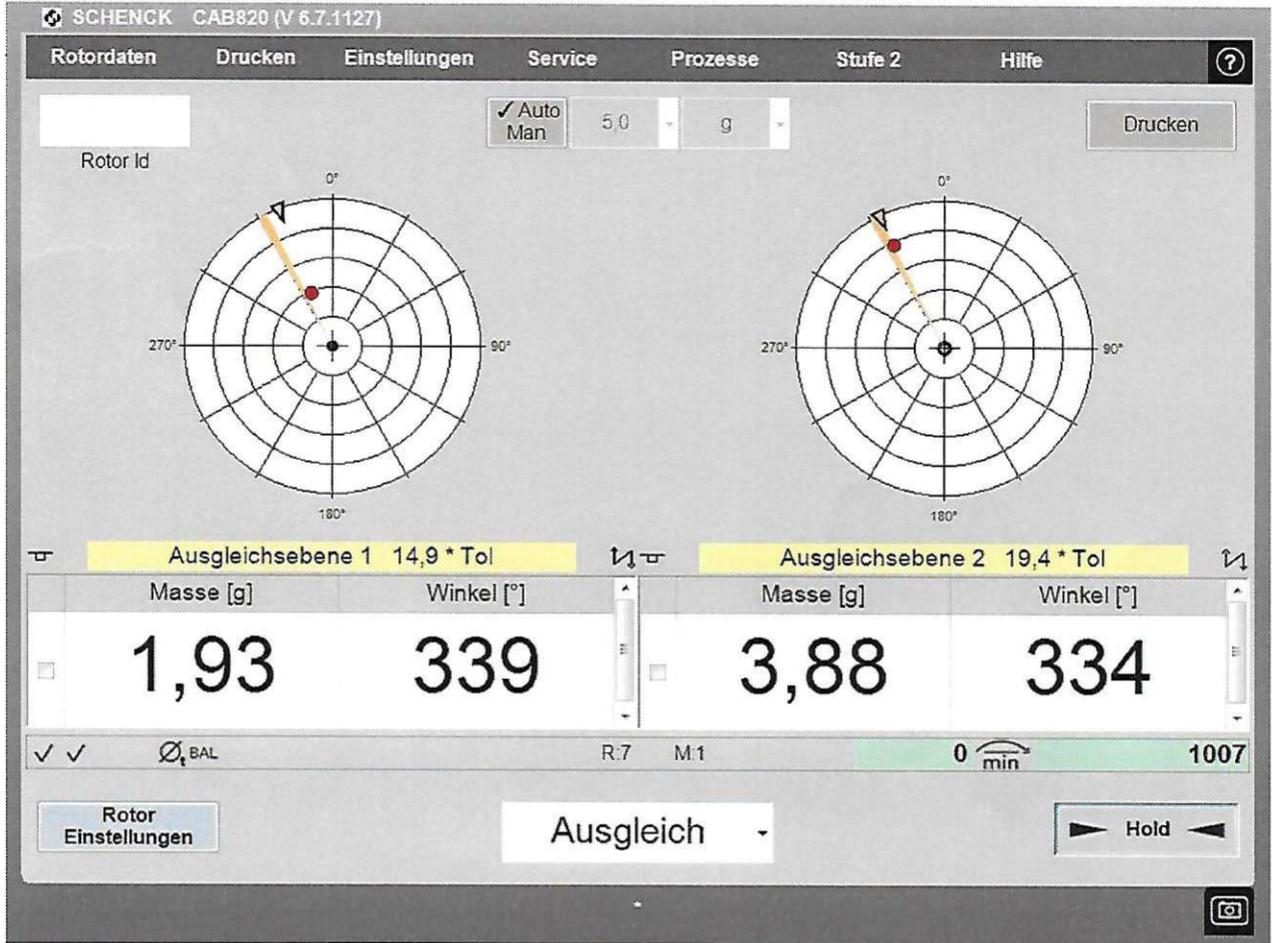
Ausgleichsebene 1 0,7 * Tol Ausgleichsebene 2 0,9 * Tol

Masse [mg]	Winkel [°]	Masse [mg]	Winkel [°]
96,6	340	188	235

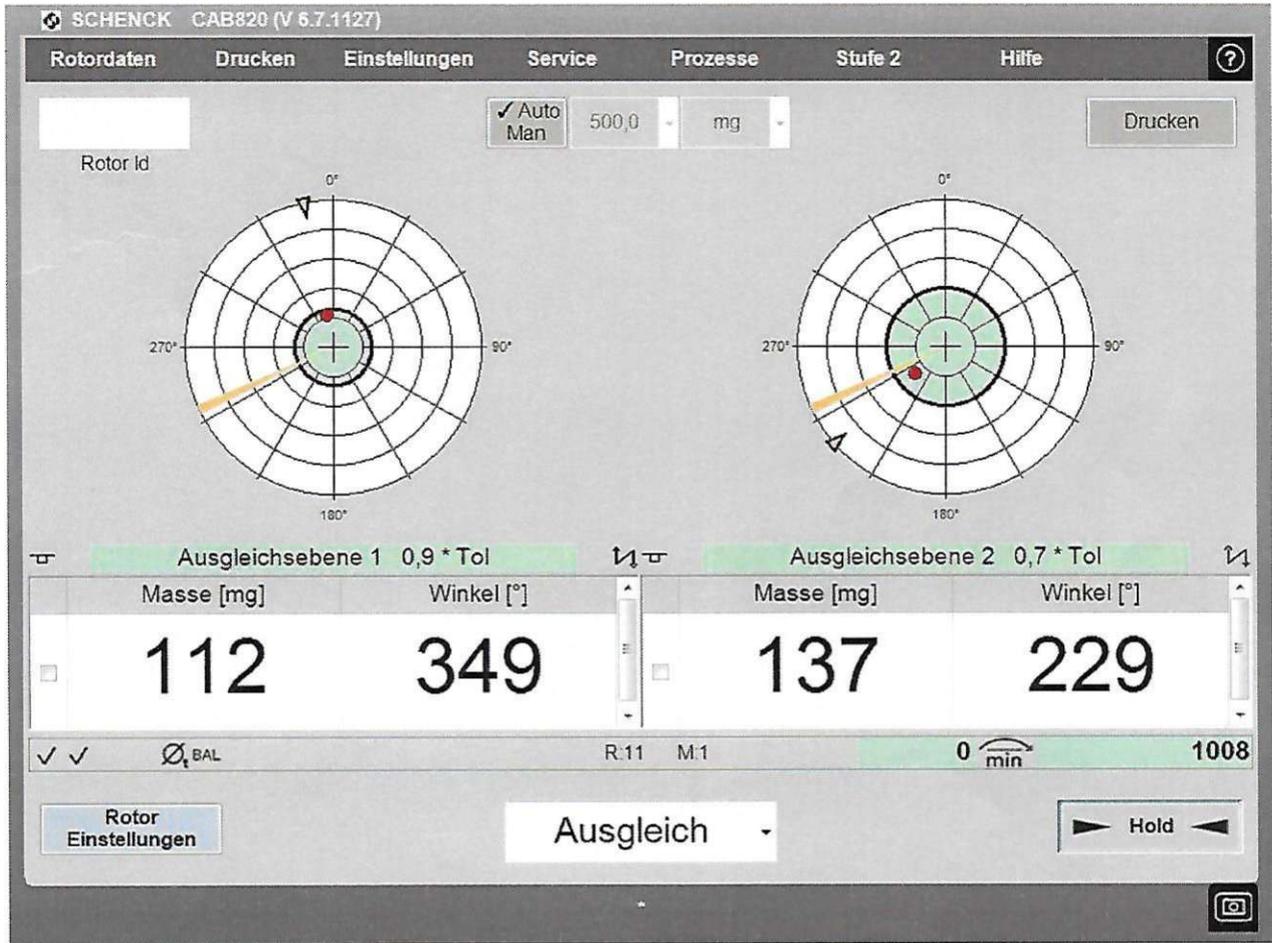
✓ ✓ Ø_{BAL} R.5 M.1 0 min 998

Rotor Einstellungen Ausgleich Hold

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Literaturverzeichnis

- [2] Franco Viggiano. „Aktive Magnetische Lagerung und Rotorkonstruktion Elektrischer Hochgeschwindigkeitsantriebe“. Diss. ETH Zurich, 1992.
- [3] Richard Spießberger. „Diplomarbeit: Entwurf, Aufbau und Regelung eines zweipoligen Planetenmotors“. In: (2018).
- [4] A Brunner. „Design and control of a four-pole Planetary Motor for automotive applications“. In: *Diploma Thesis* (2018).
- [5] Richard Spiessberger, Andreas Brunner und Manfred Schroedl. „The Four-Pole Planetary Motor“. In: *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. VDE. 2019, S. 1–6.
- [6] Manfred Schrödl. „Der (elektrische) Planetenmotor–Eine unkonventionelle Kombination von Elektromotor und Planetengetriebe“. In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* 134.2 (2017), S. 170–176.
- [7] Thomas Kirowitz. „Diplomarbeit: Entwurf und Untersuchung einer Permanentmagnet unterstützten Synchronreluktanzmaschine“. In: (2020).
- [8] Vladimir Prakht, Vladimir Dmitrievskii und Vadim Kazakbaev. „Mathematical modeling ultra premium efficiency (IE5 class) PM assisted synchronous reluctance motor with ferrite magnets“. In: *2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)*. IEEE. 2018, S. 1–6.
- [9] Viktor Briggner. *Design and comparison of PMSynRM versus PMSM for pumping applications*. 2018.
- [10] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe, Grundlagen, Betriebsverhalten (2. Auflage)*. Springer Vieweg, 2017. ISBN: 978-3-662-53240-9.
- [11] Rolf Fischer. *Elektrische Maschinen (16. Auflage)*. Hanser Verlag, 2013. ISBN: 978-3-446-43813-2.

- [12] Erich Schmidt. „Vorlesungsskriptum Elektrische Maschinen“. In: (2020).
- [13] Manfred Schrödl. „Vorlesungsskriptum Maschinen und Antriebe“. In: (2015).
- [14] Schrödl Manfred, Schmidt Erich, Wolbank Thomas, Demmelmayr Florian, Kalteis Gerald, Hofer Mathias. „Laborskriptum Elektrische Antriebe“. In: (2020).
- [15] Ekkehard Bolte. *Elektrische Maschinen*. Bd. 2. Springer Vieweg, 2018. ISBN: 978-3-662-54687-1.
- [16] Manfred Schrödl. „Vorlesungsskriptum Elektrische Antriebe“. In: (2019).
- [17] W Schuisky. „Wirkungsgrad und Leistungsfaktor“. In: *Elektromotoren*. Springer, 1951, S. 344–367.
- [18] Reza Rajabi Moghaddam. „Synchronous reluctance machine (SynRM) in variable speed drives (VSD) applications“. Diss. KTH Royal Institute of Technology, 2011.
- [19] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen*. Bd. 4. Springer, 2015.
- [20] Andreas Kugi. „Vorlesungsskriptum Automatisierung“. In: (2020).
- [21] Helmut Tschöke u. a. *Die Elektrifizierung des Antriebsstrangs*. Springer, 2015.
- [22] Matthias Hofer, Martin Izaak und Manfred Schrödl. „Sensorlose Regelung einer Synchron-Reluktanzmaschine im gesamten Drehzahl- und Lastbereich einschließlich Stillstand“. In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* 133.2 (2016), S. 121–125.
- [23] Manfred Schroedl. „Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method“. In: *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. Bd. 1. IEEE. 1996, S. 270–277.
- [24] Srinivas Baka, S Sashidhar und BG Fernandes. „Design and optimization of a two-pole line-start ferrite assisted synchronous reluctance motor“. In: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE. 2018, S. 131–137.
- [25] Samad Taghipour Boroujeni, Mortaza Haghparast und Nicola Bianchi. „Optimization of flux barriers of line-start synchronous reluctance motors for transient-and steady-state operation“. In: *Electric Power Components and Systems* 43.5 (2015), S. 594–606.
- [26] Christoph Schmidt und Taras Holoyad. „Moderne Optimierungsansätze für elektrische Maschinen im Mobilitätssektor“. In: ().
- [27] ZQ Zhu und David Howe. „Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines“. In: *IEEE Transactions on energy conversion* 15.4 (2000), S. 407–412.
- [28] Christian Lechner. „Diplomarbeit: Entwicklung und Konstruktion einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für einen Formula Student Elektrorennboliden“. In: (2015).
- [29] Herbert Wittel u. a. *Roloff/Matek Maschinenelemente*. Bd. 23. Springer, 2017.

- [30] Hatto Schneider. *Auswuchttechnik*. Bd. 8. Springer, 2013.
- [31] Mario Nikowitz. „Konzeptionierung, Aufbau und Inbetriebnahme eines Netzumrichters für einen Laborprüfplatz“. Diss. Wien, 2016.
- [32] Pham Trung Hieu, Dong-Hee Lee und Jin-Woo Ahn. „Design of 2-phase 4/2 SRM for torque ripple reduction“. In: *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE. 2012, S. 1–6.
- [33] Dong-Hee Lee, Huynh Khac Minh Khoi und Jin-Woo Ahn. „The performance of 2-phase high speed SRM with variable air-gap rotor poles for blower system“. In: *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*. IEEE. 2010, S. 1595–1598.

Weblinks

- [1] *Anzahl der Neuzulassungen von Elektroautos (BEV) in ausgewählten Ländern in Europa von Januar bis September 2021.* URL: <https://de.statista.com/statistik/daten/studie/429428/umfrage/anzahl-der-verkaeufe-von-elektroautos-nach-laendern-quartalszahlen/>.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct, insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, am 18.02.2022



Markus Wolf