

**Auslegungs- und Regelungsmethoden von PMSM mit nicht  
sinusförmiger Anisotropie für geberlose Regelung und  
maximales Moment**

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieurin / Doktoringenieur  
(Dr.-Ing.)**

von Dipl.-Ing Niklas Förster  
geb. am 18.04.1984 in Magdeburg

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold  
Prof. Dr.-Ing. Markus Henke

Promotionskolloquium am 21.04.2022

# Ehrenerklärung

„Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die Hilfe eines kommerziellen Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen. Verwendete fremde und eigene Quellen sind als solche kenntlich gemacht.

Ich habe insbesondere nicht wissentlich:

- Ergebnisse erfunden oder widersprüchliche Ergebnisse verschwiegen,
- statistische Verfahren absichtlich missbraucht, um Daten in ungerechtfertigter Weise zu interpretieren,
- fremde Ergebnisse oder Veröffentlichungen plagiiert,
- fremde Forschungsergebnisse verzerrt wiedergegeben

Mir ist bekannt, dass Verstöße gegen das Urheberrecht Unterlassungs- und Schadenersatzansprüche des Urhebers sowie eine strafrechtliche Ahndung durch die Strafverfolgungsbehörden begründen kann.

Ich erkläre mich damit einverstanden, dass die Dissertation ggf. mit Mitteln der elektronischen Datenverarbeitung auf Plagiate überprüft werden kann.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes auch noch nicht veröffentlicht.“

Magdeburg, den 20.06.2021





# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>iv</b>
<b>1 Kurzfassung</b>	<b>1</b>
<b>2 Summary</b>	<b>2</b>
<b>3 Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>4 Grundlagen</b>	<b>5</b>
4.1 Bauformen von Synchronmaschinen . . . . .	5
4.2 Standard Modell der PMSM Maschine . . . . .	8
4.3 Erweiterung des Modells der Synchronmaschine . . . . .	11
4.4 FEM Modellierung der Maschine . . . . .	12
4.4.1 FEM Modell . . . . .	12
4.4.2 Eisenverluste . . . . .	12
4.5 Optimierung . . . . .	15
4.5.1 Skalare Optimierung . . . . .	15
4.5.2 Downhill Simplex Verfahren . . . . .	15
4.5.3 Pareto-Optimierung . . . . .	17
4.6 Grundlagen der Regelung von PMSM . . . . .	18
4.7 Geberlose Regelung . . . . .	19
4.7.1 EMK basierte Verfahren . . . . .	20
4.7.2 Grundlagen Anisotropiebasierte Verfahren . . . . .	20
4.7.3 Übersicht Anisotropiebasierter Verfahren . . . . .	21
4.7.4 Stand der Technik bei der Auslegung von PMSM Maschinen für geberlose Regelung . . . . .	29
<b>5 Maschinenentwurf</b>	<b>31</b>
5.1 Optimierung auf maximales Moment und minimales Rastmoment . . . . .	32
5.2 Optimierung auf maximales Moment und gute geberlose Regelbarkeit . . . . .	37
5.3 Berechnung der Windungszahl . . . . .	41
<b>6 Regelungskonzept</b>	<b>43</b>
6.1 Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger EMK . . . . .	43
6.2 Geberlose Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger Anisotropie . . . . .	49

<b>7</b>	<b>Messungen an der Maschine</b>	<b>57</b>
7.1	Versuchsaufbau . . . . .	57
7.2	Inbetriebnahme . . . . .	63
7.3	Messung der EMK . . . . .	63
7.3.1	EMK Maschine Typ 1 . . . . .	63
7.3.2	EMK Maschine Typ 2 . . . . .	64
7.4	Messung der Momentenkompensation . . . . .	65
7.4.1	Kompensation des Pulsationsmomentes Maschine Typ 1 . . . . .	65
7.4.2	Kompensation des Rastmomentes Maschine Typ 2 . . . . .	69
7.5	Messung des Wirkungsgrades der auf Moment und Rastmoment optimierten Maschine . . . . .	70
7.6	Messung der Induktivität . . . . .	71
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>73</b>
	<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>74</b>
<b>9</b>	<b>Formelzeichenkonvention</b>	<b>75</b>
	<b>Formelzeichenkonvention</b>	<b>75</b>
9.1	Formelle Konventionen . . . . .	75
9.2	Formelzeichenverzeichnis . . . . .	77
	Literatur . . . . .	82
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>82</b>
	<b>Veröffentlichungen</b>	<b>87</b>

# Abbildungsverzeichnis

4.1	Lorenzmoment und Reluktanzmoment für eine Vollpolmaschine gespeist mit einem konstanten Strom in der $\alpha$ -Achse . . . . .	5
4.2	Einschichtwicklung vierpoliger Läufer bei Zahnspulenwicklung . . . . .	7
4.3	Zweischichtwicklung vierpoliger Läufer bei Zahnspulenwicklung . . . . .	8
4.4	Einphasiges Ersatzschaltbild der Synchronmaschine . . . . .	8
4.5	Koordinatensysteme der Synchronmaschine . . . . .	10
4.6	Beispielhafter Hystereseverlauf . . . . .	13
4.7	Extrapolation und Messwerte der Verluste . . . . .	14
4.8	Downhill-Simplex-Algorithmus . . . . .	17
4.9	Beispielhafte Pareto Lösungen für Apfelkorbproblem . . . . .	18
4.10	Standard D/Q Stromregelkreis einer PMSM . . . . .	19
4.11	1. Maximum 1 der Induktivität der gelben Phase . . . . .	21
4.12	1. Minimum 1 der Induktivität der gelben Phase . . . . .	21
4.13	2. Maximum 2 der Induktivität der gelben Phase . . . . .	21
4.14	2. Minimum 2 der Induktivität der gelben Phase . . . . .	21
4.15	Injektion eines alternierenden Signals . . . . .	22
4.16	Injektion eines rotierenden Signals . . . . .	25
4.17	Injektion einer Pulssequenz . . . . .	28
5.1	Paretofront der Zweidimensionalen Optimierung . . . . .	33
5.2	Rastmoment der optimierten Maschine . . . . .	33
5.3	Induktivität einer Phase der Maschine . . . . .	34
5.4	Simulierte EMK der optimierten Maschine bei $60 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	35
5.5	Statorgeometrie der auf Moment und Rastmoment optimierten Version . .	36
5.6	28 poliger Rotor der entworfenen Maschine . . . . .	37
5.7	Pareto Front der zweidimensionalen Optimierung . . . . .	38
5.8	Induktivität der Phase A . . . . .	39
5.9	EMK einer Phase bei $60 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	40
5.10	Statorgeometrie der auf Moment und geberlose Regelung optimierten Version . . . . .	41
6.1	Verlauf der EMK in $\alpha\beta$ -Koordinaten . . . . .	47
6.2	Verlauf der inversen EMK in $\alpha\beta$ -Koordinaten . . . . .	48
6.3	Stromregelkreis mit EMK Kompensation . . . . .	48
6.4	Gemessene Induktivität der Maschine . . . . .	50

6.5	Elemente der Admittanzmatrix nach der Transformation . . . . .	50
6.6	Elektrischer Winkel und geschätzter elektrischer Winkel . . . . .	51
6.7	Fehler des geschätzten Winkels nicht mit Standardmethode . . . . .	52
6.8	Ortskurve der nicht optimierten Induktanzen . . . . .	53
6.9	Optimierte Signale und ideale Signale . . . . .	55
6.10	Ortskurve der optimierten Admittanzen . . . . .	56
6.11	Winkelfehler des optimierten Signals . . . . .	56
7.1	Blockschaltbild der Versuchsstandes . . . . .	58
7.2	Guasch MTL Wechselrichter . . . . .	59
7.3	Ansteuerplatine . . . . .	60
7.4	Prüfstand v.l.n.r. Belastungsmaschine, Drehmomentenmesswelle, entworfene PMSM Maschine . . . . .	60
7.5	Drehmomentenmesswelle und Kupplungen . . . . .	61
7.6	Welle mit montierten Rotor und Statorblech . . . . .	62
7.7	Stator mit Wicklungen vor der Montage . . . . .	63
7.8	EMK der Maschine Typ 1 bei $60 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	64
7.9	EMK der Maschine Typ 2 bei $60 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	65
7.10	Drehmoment mit und ohne Kompensation . . . . .	66
7.11	Rastmoment der Maschine . . . . .	67
7.12	Fourier Reihen des Momentes bei $54 \text{ Nm}$ $10 \text{ rad/s}$ mit und ohne Kompensation . . . . .	68
7.13	Fourier Reihen des Momentes bei $37 \text{ Nm}$ $10 \text{ rad/s}$ mit und ohne Kompensation . . . . .	68
7.14	Gemessenes Moment mit und ohne Rastmomentenkompensation . . . . .	69
7.15	Wirkungsgradkennlinienfeld der optimierten Maschine . . . . .	70
7.16	Eisenverluste bei $100 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	71
7.17	Gemessene Induktivität Phase A Maschine Typ 1 . . . . .	72

# 1 Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit werden Methoden und Kriterien für die optimierte Auslegung von permanent erregten Synchronmaschinen mit Bruchlochwicklung untersucht. Es wurden Maschinen mit Bruchlochwicklungen gewählt, da diese in der Fertigung wesentlich einfacher und somit kostengünstiger als Maschinen mit verteilten Wicklungen sind und daher immer mehr Verbreitung finden. Dafür weisen sie jedoch einige Nachteile, wie Rastmoment und Pulsationsmoment auf. Diese lassen sich jedoch durch eine gezielte Auslegung minimieren oder durch eine geeignete Regelung kompensieren. Hierzu ist es notwendig, die Maschine nicht nur auf eine Zielgröße zu optimieren, sondern es muss eine Mehrgrößenoptimierung erfolgen. Zu diesem Zweck wird die Pareto Optimierung eingeführt und auf die Optimierung von elektrischen Maschinen übertragen.

Ein Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der zusätzlichen Optimierung der Maschine für die geberlose Regelung. Die Eignung der Maschine für geberlose Regelung ist gerade bei diesem Maschinentyp besonders interessant, da durch eine ungünstige Auslegung der Maschine unter Umständen gar keine geberlose Regelung möglich ist. Weiterhin handelt es sich bei diesem Maschinentyp meist um kleinere Maschinen im ein- bis zweistelligen kW Bereich. In diesem Bereich verursacht der Geber einen nicht unerheblichen Anteil der Kosten der Gesamtmaschine. Hierzu wurden die verschiedenen Verfahren der geberlosen Regelung untersucht und daraus abgeleitet, welche Maschinenparameter für eine geberlose Regelung optimiert werden müssen.

Im Anschluss an die Optimierung der Maschine wurde ein Regelungskonzept für Maschinen mit nicht sinusförmiger EMK entwickelt, welches das Pulsationsmoment reduziert. Es wurden zwei Maschinenprototypen aufgebaut und die Verfahren anhand von Messergebnissen verifiziert.

## 2 Summary

In the course of this work methods and criteria for the optimised design of permanent magnet synchronous machines with concentrated windings are investigated. Machines with concentrated windings are becoming more and more popular, due to their simpler construction and therefore cheaper production cost compared to machines with distributed windings. For this reason a machine with concentrated windings was chosen for further investigation. Of course such machines also have some disadvantages. Those are cogging torque and torque ripple due to non sinusoidal EMF. Whatever the origin, torque ripple can be minimized by design of the machine and by closed loop control. Therefore it is necessary to optimise the machine not only for one dimensional target functions but for multidimensional target functions. For this reason Pareto optimisation is introduced and adopted to optimising electrical machines.

The focus of the work is on the additional optimisation of the machine for sensorless control. Suitability for sensorless control of permanent magnet synchronous machines is especially interesting, due to the fact that depending on the design such machine may not be suitable for sensorless control at all. Furthermore this type of machine is often used in low power applications in the range of 1 kW to 100 kW. In this field the cost of the position encoder has significant impact on the cost of the whole machine. To obtain a target function for sensorless control different methods for sensorless control were investigated and it was derived which machine parameters have to be changed to optimise the ability for sensorless control.

After the optimisation of the machine a control scheme for machines with non sinusoidal EMF was developed which minimises torque ripple due to non sinusoidal EMF. Two prototypes were built and the developed methods were verified by measurements.

## 3 Einleitung

Elektrisch geregelte Maschinen werden in unzähligen Anwendungsbereichen eingesetzt. Diese reichen von großen Maschinen wie Generatoren der Energieversorgung über Antriebs und Prüfstandsmotoren bis hin zu Kleinstmotoren. Wird eine elektrische Maschine eingesetzt werden bei der Auslegung verschiedenen Kriterien gegeneinander abgewogen. Diese Kriterien sind die mechanischen- und elektrischen Parameter sowie der Preis. Sobald der Wirkungsgrad und eine kleine Baugröße von entscheidender Bedeutung sind werden in der Regel permanent erregte Synchronmaschinen eingesetzt. Durch den Einsatz von Permanentmagneten und Drehgebern sind diese Maschinen jedoch vergleichsweise teuer. Die Kosten für den Drehgeber sind hierbei unabhängig von der Größe der Maschine immer gleich. Somit fallen diese Kosten gerade bei kleineren Maschinen im ein- und zweistelligen Kilowattbereich besonders ins Gewicht. Weiterhin erhöht sich die Ausfallwahrscheinlichkeit des Systemes von Maschine und Wechselrichter durch den Einsatz von Drehgebern. Aus diesen Gründen wurden Verfahren gesucht die Geber mit der schon im Wechselrichter vorhanden Mess- und Rechentechnik ersetzen.

Zu Beginn wurden bei der geberlosen Regelung nur grundwellenbasierte Verfahren eingesetzt. Diese sind relativ einfach zu implementieren funktionieren jedoch nicht bei niedrigen Drehzahlen oder Stillstand. Aus diesem Grund wird aktuell hauptsächlich an anisotropiebasierten Verfahren geforscht. Diese funktionieren auch noch bei niedrigen Drehzahlen bis hin zum Stillstand. Dafür sind die Anforderungen an Mess - und Rechentechnik jedoch höher als bei den grundwellenbasierten Verfahren.

Grundlage der anisotropiebasierten Verfahren ist die magnetische Unsymmetrie des Rotors. Diese entsteht durch die Vorsättigung im Eisenkreis, erzeugt von den Permanentmagneten sowie durch geometrische unsymmetrien im Stator der Maschine. Durch die Messung des Maschinenstromes und dem Wissen welche Spannung an die Maschine angelegt wurde, ist es möglich die Position des Rotors zu bestimmen. Nachteile im Vergleich zu Systemen mit Gebern weisen die anisotropiebasierten Verfahren bei der Überlastfähigkeit auf, da sich die Form der Anisotropie durch die Überlast verändert.

Besonders herausfordernd ist die Implementierung von anisotropiebasierten Verfahren bei permanent erregten Maschinen mit Bruchlochwicklung, da diese je nach Auslegung Verläufe von Anisotropien ausweisen, die eine Geberlose Regelung mit solchen Verfahren unmöglich machen.

Maschinen mit Bruchlochwicklung weisen jedoch gegenüber Maschinen mit verteilten Statorwicklungen einige Vorteile auf. Diese sind eine günstigere Produktion durch die Verwendung von maschinell hergestellten Wicklungen, einen deutlich reduzierter Wicklungskopf und somit niedrigere Kupferverluste sowie eine höhere Leistungsdichte als

Synchronmaschinen mit verteilten Wicklungen. Nachteile von Maschinen mit Bruchlochwicklungen sind, dass diese Rastmomente und Pulsationsmomente aufweisen. Diese lassen sich jedoch durch eine gezielte Auslegung minimieren oder durch eine geeignete Regelung kompensieren. Da Maschinen mit Bruchlochwicklungen hauptsächlich im Bereich kleinerer Leistungen eingesetzt werden ist der Einsatz von geberlosen Verfahren für diesen Maschinentyp besonders interessant.

Aus genannten Gründen wird in dieser Arbeit die Auslegung von permanent erregten Synchronmaschinen mit Bruchlochwicklung um Methoden und Kriterien erweitert, die eine anisotropiebasierte geberlose Regelung ermöglichen. Hierzu wird Anisotropie bei der Auslegung ebenfalls mit betrachtet und für die geberlose Regelung optimiert.

In diesem Fall ist es notwendig, die Maschine nicht nur auf eine Zielgröße wie z.B. das Moment zu optimieren, sondern es muss eine Multi-Dimensionale Optimierung erfolgen. Zu diesem Zweck wird die Pareto Optimierung eingeführt und auf die Optimierung von elektrischen Maschinen übertragen.

Hierzu wurden die gängigen Verfahren der geberlosen Regelung untersucht und daraus eine allgemeingültige Regel für eine Optimierung auf geberlose Regelung abgeleitet. Im Anschluss an die Optimierung der Maschine wurde ein Regelungskonzept für Maschinen mit nicht sinusförmiger EMK entwickelt, welches das Pulsationsmoment reduziert. Weiterhin wurde ein Verfahren zur geberlosen Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger Anisotropie entworfen.

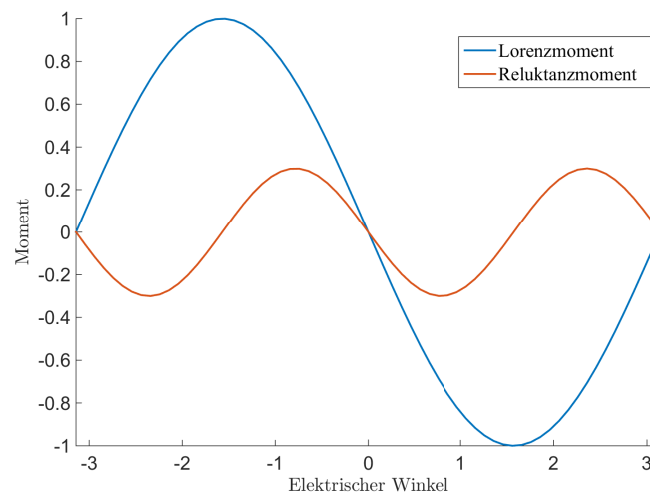
Um die entworfenen Verfahren an den Prototypen zu testen wurde eine eigene Ansteuerlektronik für die MTL Leistungsendstufen entwickelt auf der die entworfenen Regelungskonzepte umgesetzt werden konnten. Im Rahmen der Arbeit wurde eine Maschinengrundgerüst entworfen und aufgebaut, auf dessen Basis zwei Maschinenprototypen ausgelegt wurden. An diesen Prototypen wurden die Simulationsergebnisse, die Maschinenparameter sowie die Ergebnisse der Optimierung anhand von Messergebnissen verifiziert.



# 4 Grundlagen

## 4.1 Bauformen von Synchronmaschinen

Bei den elektrischen Synchronmaschinen werden je nach Konstruktionsweise verschiedene Typen eingeteilt. Je nach Ausführung des Läufers unterscheidet man in Schenkelpol- oder Vollpolmaschinen [41] Kapitel 6.1. Schenkelpolmaschinen weisen eine hohe Differenz der Induktivität zwischen D- und Q-Achse auf und somit auch ein hohes Reluktanzmoment siehe [Abbildung 4.1](#).



**Abbildung 4.1** – Lorentzmoment und Reluktanzmoment für eine Vollpolmaschine gespeist mit einem konstanten Strom in der  $\alpha$ -Achse

Bei Vollpolmaschinen gibt es auf des konstruktiven Aufbaus keinen Unterschied zwischen D- und Q-Achse [41] Kapitel 6.4. In Abhängigkeit der Ausführung der Erregung der Maschine unterscheidet man zwischen permanent erregten und fremd erregten Maschinen. Bei fremd erregten Maschinen erfolgt die Erregung elektromagnetisch über Spulen auf dem Läufer. Diese Bauform wird vor allen bei Maschinen hoher Leistung verwendet. Maschinen kleinerer Leistung sind häufig permanent erregten Maschinen, hier erfolgt die

Erregung mittels Permanentmagneten. Sie bieten den Vorteil das keine Energieübertragung auf den Läufer notwendig ist, haben allerdings den Nachteil, dass die Erregung nicht einstellbar ist und somit ein Freiheitsgrad der Regelung entfällt. Weiterhin kann die Verfügbarkeit und der Preis von seltenen Erden Magneten gerade bei großen Mengen ein Problem sein. Permanent erregte Maschinen wiederum werden in Maschinen mit Oberflächenmagneten und vergrabenen Magneten unterteilt. Oberflächenmagneten sind hierbei der Regelfall. Vergrabene Magneten bieten die Möglichkeit der Flusskonzentration und sind bei Maschinen hoher Drehzahl eine Möglichkeit die Magneten so zu befestigen, dass der Läufer die hohen Fliehkräfte aushält.

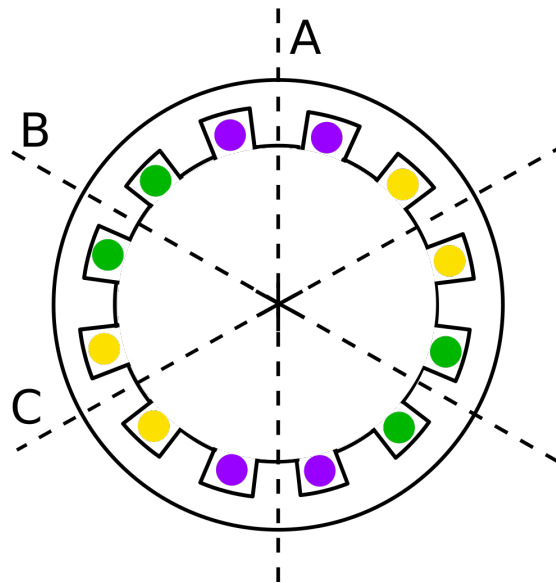
Bei der Ausführung des Stators unterscheidet man die Maschinen nach der Ausführung der Wicklungen. Klassische Maschinen haben verteilte Wicklungen. Hierbei sind die Phasenwicklungen sinusförmig über den Umfang verteilt, diese Wicklung wird üblicher Weise als Mehrschichtwicklung mit einer ganzen Anzahl von Nuten je Pol ausgeführt. Dies bietet den Vorteil eines sinusförmigeren Statorfeldes im Luftspalt [3] Kapitel 4.2. Der Nachteil dieses Wicklungstypes ist der hohe Fertigungsaufwand. Eine Weiterentwicklung sind die Bruchlochwicklungen, bei diesem Wicklungstyp ist das Verhältnis von Nut zu Pol ein echter Bruch und keine ganze Zahl mehr. Eine besondere Form der Bruchlochwicklung ist die Zahnspulenwicklung. Zahnspulenwicklungen können als Einschicht oder Zweischicht Wicklung ausgeführt werden **Abbildung 4.2**. In **Abbildung 4.3** ist beispielhaft der Stator einer Zweischicht-Bruchloch-Zahnspulenwicklung mit  $q = \frac{1}{2}$  dargestellt [3]. Einschichtwicklungen weisen aufgrund dessen, dass nur eine Wicklung pro Nut benötigt wird einen höheren Wicklungsfaktor als Zweischichtwicklungen auf. Mit Zweischichtwicklungen lässt sich die Bruchlochzahl und somit die Übersetzung der Maschine wesentlich feiner einstellen. Zahnspulenwicklungen im allgemeinen haben den Vorteil, dass sie Nutteilungen und somit Spulenweiten in Größe der Polteilung erlauben. Dadurch lassen sich Maschinen mit sehr hohen Polzahlen fertigen. Weiterhin ist die Fertigung einer solchen Maschine einfach zu automatisieren. Durch die die kleineren Wicklungsköpfe und die prinzipbedingt nicht vorhandenen Spulenkreuzungen weisen Zahnspulenmaschinen geringe Stromwärmeverluste und Streuverluste auf. Aus diesen Gründen werden Maschinen mit Zahnspulenwicklungen oft für langsamdrehende Anwendungen mit hohem Moment eingesetzt. Der Nachteil ist, dass bei diesem Maschinentyp die Nutwellen Oberwellen der eigentlichen Grundwelle des Ständerfeldes sind. Es existieren bei der Bruchlochwicklung also Grundwellen und Oberwellen der Nutzwelle mit nicht zu vernachlässigender Amplitude welche zu Momentenschwingungen führen.

In **Tabelle 4.1** [12] sind verschiedene Anordnungen für dreiphasige PMSM Maschinen mit Bruchlochwicklung dargestellt. In Der ersten Spalte ist die Anzahl der Nuten und in der ersten Zeile die Poolpaarzahl abgebildet. Für die technisch sinnvollen Kombinationen ergibt sich die Bruchlochzahl aus **Gleichung 4.1**. Die Bruchlochzahlen für PMSM Maschinen mit Einschichtwicklung sind fett dargestellt alle übrigen Bruchlochzahlen sind für Zweischichtwicklungen.

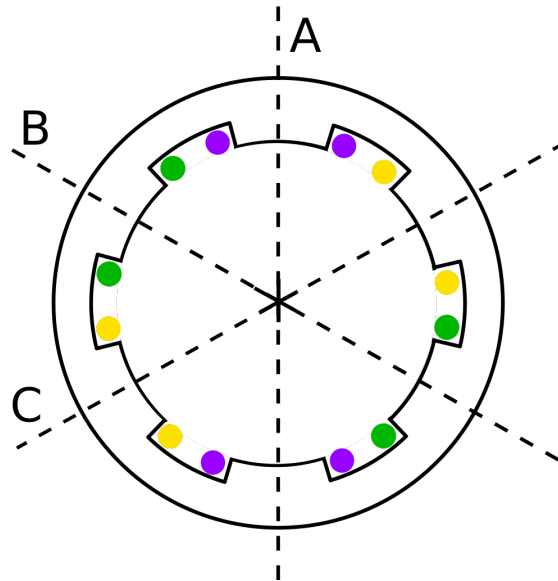
**Tabelle 4.1** – Kombinationen für 3-Phasige Maschinen mit Bruchlochwicklungen [12]

S \ 2p	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
<b>3</b>	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$		$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{10}$		$\frac{1}{14}$	$\frac{1}{16}$		$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{22}$	
<b>6</b>		$\frac{1}{2}$		$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{5}$		$\frac{1}{7}$	$\frac{1}{8}$		$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{11}$	
<b>9</b>			$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{3}{10}$	$\frac{3}{12}$	$\frac{3}{14}$	$\frac{3}{16}$		$\frac{3}{20}$	$\frac{3}{22}$	
<b>12</b>				$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{5}$		$\frac{2}{7}$	$\frac{1}{4}$		$\frac{1}{5}$	$\frac{2}{11}$	
<b>15</b>					$\frac{1}{2}$		$\frac{5}{14}$	$\frac{5}{16}$		$\frac{1}{4}$	$\frac{5}{22}$	
<b>18</b>						$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{7}$	$\frac{3}{8}$		$\frac{3}{10}$	$\frac{3}{11}$	$\frac{1}{4}$
<b>21</b>							$\frac{1}{2}$	$\frac{7}{16}$		$\frac{7}{20}$	$\frac{7}{22}$	
<b>24</b>								$\frac{1}{2}$		$\frac{2}{5}$	$\frac{4}{11}$	

$$Q = \frac{S}{2p \cdot m} \tag{4.1}$$



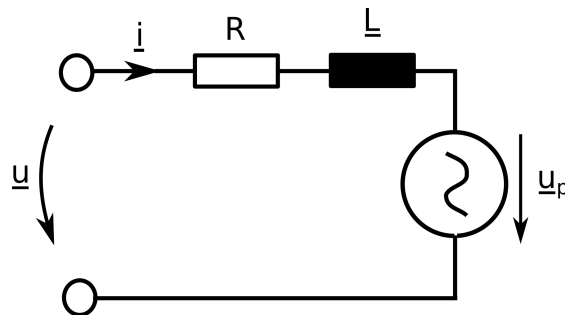
**Abbildung 4.2** – Einschichtwicklung vierpoliger Läufer bei Zahnspulenwicklung



**Abbildung 4.3** – Zweischichtwicklung vierpoliger Läufer bei Zahnspulenwicklung

## 4.2 Standard Modell der PMSM Maschine

Stand der Technik bei der analytischen Modellierung der PMSM Maschine ist die Transformation des Wechselgrößensystems in ein Gleichgrößensystem, genannt D/Q System. Damit nach der Transformation Gleichgrößen entstehen, müssen jedoch die Ströme und Spannungen sinusförmig sein. Voraussetzung für die Transformation ist das einphasige Ersatzschaltbild der Synchronmaschine.



**Abbildung 4.4** – Einphasiges Ersatzschaltbild der Synchronmaschine

Im Folgenden sind die Gleichungen der PMSM beschrieben.

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + \frac{d}{dt}(\underline{\Phi}) \quad (4.2)$$

$$\underline{\Phi} = \underline{L} \cdot \underline{i} + \underline{\Phi}_{PM} \quad (4.3)$$

Setzt man für die Definition des Flusses 4.3 in 4.2 ein erhält man 4.4.

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + \frac{d}{dt}(\underline{L} \cdot \underline{i}) + \underline{u}_p \quad (4.4)$$

wobei

$$\underline{u}_p = \frac{d\underline{\Phi}_{PM}}{dt} \quad (4.5)$$

Das statorfeste Koordinatensystem kann mithilfe der nachfolgend beschriebenen Transformationen in ein rotorfestes Koordinatensystem transformiert werden [40]. Die allgemeine Darstellung einer solchen Transformation in Gleichung 4.6 dargestellt. Durch die Clark-Transformation wird das rotierende 3 phasige Statorbezugssystem in ein orthogonales  $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem transformiert Gleichung 4.7. Anschließend wird das  $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem mittels der Park-Transformation Gleichung 4.8 in ein rotorfestes 2 Größen Gleichgrößensystem transformiert. Die Lage der Koordinatensysteme in der Maschine ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Die Grundannahme dieser Transformationen ist, eine sinusförmige Wicklungsverteilung und ein sinusförmiger Verlauf von Strömen und Spannungen an den Wicklungen der Maschine [15] [32]. Für diese Transformation wird der elektrische Winkel der Maschine benötigt. Dieser kann entweder mithilfe eines Positionsgebers gemessen werden oder wird über Geberlose Verfahren Abschnitt 4.7 bestimmt. Im Gleichgrößensystem gibt es zwei Komponenten, die D- und die Q-Komponente. Die Q-Komponente entspricht hierbei dem Wirkstrom, der das Moment bildet und die D-Komponente den Blindstrom der die Erregung beeinflusst. Der Standardstromregelkreis ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Um vom D/Q-Koordinatensystem in das UVW-Koordinatensystem zu transformieren, wird die inverse Park Transformation Gleichung 4.9 benötigt.

$$\underline{z}^X = \mathbf{T}(\theta) \underline{z} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

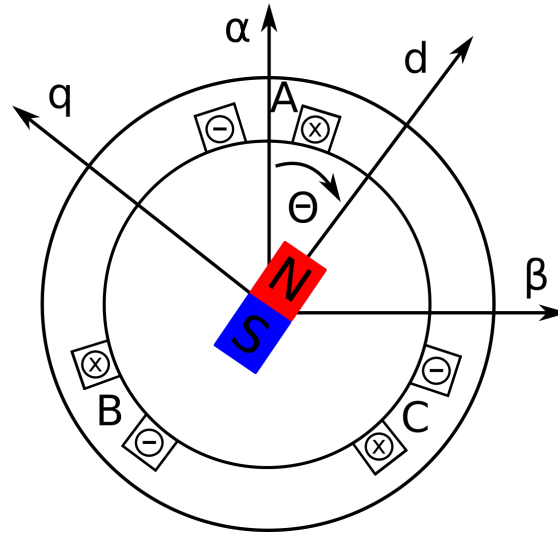


Abbildung 4.5 – Koordinatensysteme der Synchronmaschine

Im Folgenden sind die Gleichungen der PMSM im rotorfesten Koordinatensystem beschrieben.

$$u_d = R \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (4.10)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_d \cdot i_d + \omega \cdot \Phi_{PM} \quad (4.11)$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Phi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (4.12)$$

Mit den Gleichungen 4.10 und 4.11 lassen sich die Statorströme im dq-Koordinatensystem bestimmen. Da das Modell in das Rotorkoordinatensystem transformiert wurde, handelt es sich hierbei um Gleichgrößen. Diese Gleichgrößen werden nun für die feldorientierte

Regelung verwendet. Wobei der q-Anteil der momentenbildende Teil ist und der d-Anteil die Blindleistung der Maschine abbildet.

### 4.3 Erweiterung des Modells der Synchronmaschine

Das in [Abschnitt 4.2](#) beschriebene Modell der PMSM gilt nur unter der Annahme sinusförmiger Flussverkettung  $\Phi_{PM}$ . Für die weitere Betrachtung wird die Elektro Motorische Kraft im Folgenden (EMK) benötigt. Diese ist die durch die Bewegung des stromdurchflossenen Leiters im Magnetfeld hervorgerufene Kraft auf einen Ladungsträger. Es gibt schon Ansätze zur Erweiterung des EMK Modells der Maschine [9] diese sind jedoch nicht allgemeingültig und gelten nur für Maschinen mit eingegrabenen Magneten. Im Standardmodell müssen die EMK, als auch Strom und Spannung mit der die Maschine versorgt wird, sinusförmig sein um ein konstantes Drehmoment zu erzeugen. Im Rahmen der Arbeit wird ein erweitertes, allgemeingültiges  $\alpha$ - $\beta$  Modell verwendet, welches es uns erlaubt nicht sinusförmige Größen zu betrachten. Dazu wird die winkelabhängige Admittanz [Gleichung 4.13](#) mit Nullkomponente in die Maschinengleichung eingeführt. Die Nullkomponente beschreibt hierbei die Einkopplung in den Sternpunkt der Maschine. Wenn man die winkelabhängige Induktivität in [Gleichung 4.4](#) einsetzt und diese nach  $dt$  ableitet und Teile der Gleichung mit  $\frac{d\theta}{dt}$  erweitert erhält man [Gleichung 4.14](#).

$$\mathbf{L}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} y_{\alpha\alpha} & y_{\alpha\beta} & y_{\alpha 0} \\ y_{\beta\alpha} & y_{\beta\beta} & y_{\beta 0} \\ y_{0\alpha} & y_{0\beta} & y_{00} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{u} = R \cdot \mathbf{i} + \frac{d\mathbf{L}(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \cdot \mathbf{i} + \mathbf{L}(\theta) \cdot \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \frac{d\Phi_{PM}(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (4.14)$$

Im Alpha Beta Koordinatensystem ergeben sich für die Spannung, den Strom und den Fluss folgende Vektoren:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\Phi_{PM} = \begin{bmatrix} \Phi_{PM \alpha} \\ \Phi_{PM \beta} \\ \Phi_{PM 0} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Wird [Gleichung 4.12](#) für den allgemeinen Fall in Phasengrößen dargestellt ergibt sich [Gleichung 4.18](#). [\[41\]](#) Das Moment ergibt sich also aus den Produkten von Phasenströmen und magnetischem Fluss der drei Phasen.

Im Fall sinusförmigen Stromes und magnetischem Flusses, welche um  $90^\circ$  Phasenverschoben sind, ergibt sich somit ein konstantes Moment. Wird jedoch der Motor mit einem sinusförmigen Strom betrieben und hat einen nicht sinusförmigen Fluss, ergibt sich eine Momentenwelligkeit, welche vom Strom Maschine abhängig ist. Diese wird im Folgenden als Pulsationsmoment bezeichnet [\[3\]](#) und in [Abschnitt 6.1](#) genauer beschrieben.

$$M = p \cdot (\Phi_A(\theta) \cdot i_A(\theta) + \Phi_B(\theta) \cdot i_B(\theta) + \Phi_C(\theta) \cdot i_C(\theta)) \quad (4.18)$$

## 4.4 FEM Modellierung der Maschine

### 4.4.1 FEM Modell

Das Grundprinzip der zweidimensionalen FEM Simulation ist es, die gegebene ebene Geometrie in endlich viele kleine Dreiecke zu zerlegen. Anschließend werden die Randbedingungen für die verschiedenen Elemente der Geometrie definiert. Unter Beachtung dieser Randbedingungen können dann für elektrische Problemstellungen die Maxwellgleichungen für die Schenkel der Dreiecke gelöst werden. Somit lässt sich die Feldverteilung im Körper bestimmen. Für die Finite Elemente Modellierung wurde in dieser Arbeit die Software COMSOL Multiphysics verwendet. Die Rotating Machinery Toolbox von COMSOL erlaubt eine erleichterte Simulation rotierender elektrischer Maschinen, da hier die Schnittflächen zwischen den stationären und den bewegten Teilen vordefiniert sind. Bei der Simulation handelt es sich um eine zeitabhängige, quasi-magnetostatische Modellierung. Somit lässt sich aus dem in die Windung eingepprägten Strom der Kraft- oder Momentenverlauf berechnen. Da in COMSOL keine gesonderten Modelle für die Berechnung der Hystereseverluste vorhanden sind, wird in [Unterabschnitt 4.4.2](#) eine Möglichkeit zur Berechnung dieser beschrieben. Die somit bestimmten Werte wurden in COMSOL eingetragen. Auf diesem Weg konnten die spezifischen Hystereseverluste in Abhängigkeit des verwendeten Elektrobleches bestimmt werden.

### 4.4.2 Eisenverluste

Eisenverluste treten in allen ferromagnetischen Materialien auf. Diese sind z.B. Eisen, Nickel und Kobalt. Diese Materialien zeichnen sich dadurch aus, dass ihre relative Permeabilität  $\mu_{rel}$  zwischen 10 und 100000 liegt. Aus diesem Grund werden sie auch für die Auslegung von magnetischen Kreisen verwendet.



Ursache für das hohe  $\mu_{rel}$  dieser Stoffe ist, dass die Atome in Weiß'schen Bezirken gruppiert sind. Die Weiß'schen Bezirke besitzen eine magnetische Vorzugsrichtung. Im unmagnetisierten Zustand sind die Vorzugsrichtungen in alle Raumrichtungen gleichmäßig verteilt. Der Stoff leitet das Magnetfeld folglich in alle Raumrichtungen gleich gut, ist also isotrop. Wird ein äußeres Magnetfeld angelegt wachsen die Weiß'schen Bezirke auf Kosten der Nachbarbezirke. Dabei verschieben sich die Grenzen der Weiß'schen Bezirke auch Blochwände genannt. Diese Verschiebung ist in gewissen Grenzen reversibel. Im Bereich hoher Magnetfeldstärken z.B. im Sättigungsbereich des Stoffes können die Weiß'schen Bezirke nicht weiter wachsen, die Verschiebung der Blochwände ist irreversibel und der Stoff wird in der Richtung des anliegenden Magnetfeldes magnetisiert.

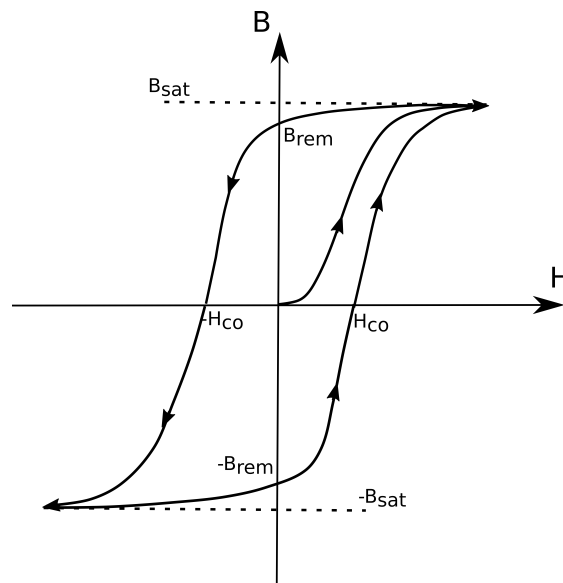


Abbildung 4.6 – Beispielhafter Hystereseverlauf

Die Flussdichte-Feldstärke-Ebene [Abbildung 4.6](#) stellt diesen Zusammenhang dar. Der Anstieg der Kennlinie ist hierbei die Permeabilität des Werkstoffes. Wird die magnetische Flussdichte über die Sättigungsflussdichte erhöht, können sich die Weiß'schen Bezirke nicht weiter ausdehnen und die Permeabilität des Materials nimmt ab. Wird von diesem Punkt aus die magnetische Feldstärke auf Null reduziert, ist das Material noch magnetisiert und verbleibt auf  $B_{rem}$ , der Remanenzflussdichte. Um das Material wieder komplett zu entmagnetisieren, ist eine negative magnetische Feldstärke von  $-H_{co}$  notwendig. Die Fläche unter der Kurve entspricht hierbei der Verlustenergie, die beim Ummagnetisieren des Materials entstehen. Die Hysteresekurven eines Werkstoffes müssen experimentell ermittelt werden und sind weiterhin frequenzabhängig. Somit gilt eine Kurve immer nur für eine bestimmte Frequenz.

Zur Berechnung der Hystereseverluste wurde durch Karl Steinmetz die Steinmetz-Formel [Gleichung 4.19](#) eingeführt [\[44\]](#). Hierbei ist  $k$  die Kernkonstante  $f$  die Frequenz und  $B$

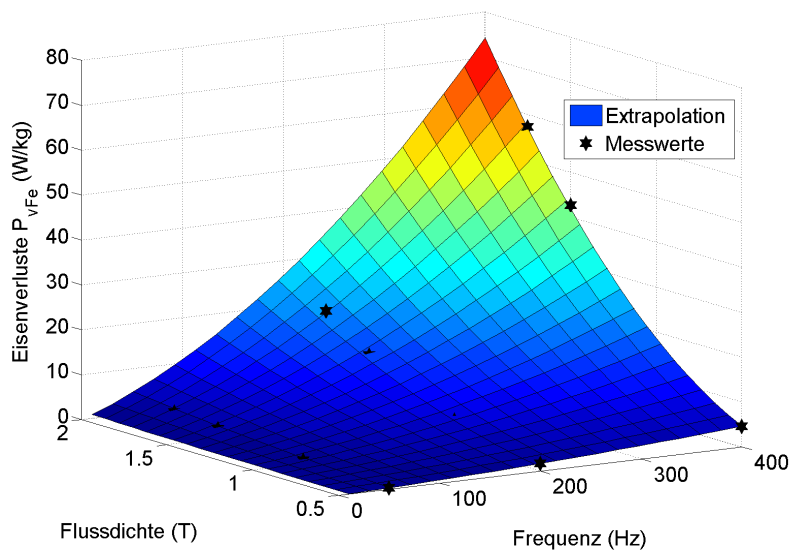
der Spitzenwert der magnetischen Flussdichte. Die Koeffizienten  $a$  und  $b$  sind Materialkonstanten. Die Gleichung in der Form hat Gültigkeit für die selbe Kernform wobei man dann lediglich  $a$  und  $b$  je nach Material anpassen muss.

$$P_{vFe} = k f^a B^b \quad (4.19)$$

Die Steinmetz Gleichung ist jedoch für nichtsinusförmige Flussänderungen nicht genügend genau. Aus diesem Grund wurden verschiedene Erweiterungen der Steinmetzgleichung vorgeschlagen [38]. Ein Ansatz ist es über eine Fourier Erweiterung höhere Frequenzen mit zu berücksichtigen. Die Konstanten  $k_1$  und  $k_2$  werden hierbei durch Messreihen von Hysteresekurven über viele Frequenzen approximiert.

$$P_{vFe} = P_h + P_g = k_1 f B^2 + k_2 f^2 B^2 \quad (4.20)$$

Das Ergebnis wird beispielhaft für Elektroblech der Sorte 330-50A aufgezeigt. Aus dem Datenblatt werden alle Messpunkte für alle vorhandenen Frequenzen übertragen und die Konstanten  $k_1$  und  $k_2$  der erweiterten Steinmetzfunktion über diesen Bereich angepasst. Das Ergebnis ist in **Abbildung 4.7** dargestellt. Wie zu sehen ist, stimmen die Messwerte gut mit der approximiert erweiterten Steinmetzfunktion überein.



**Abbildung 4.7** – Extrapolation und Messwerte der Verluste

## 4.5 Optimierung

### 4.5.1 Skalare Optimierung

Bei der skalaren Optimierung ist es das Ziel, das Optimum einer nichtlinearen Funktion mit einer oder mehreren Variablen zu finden. Im Regelfall ist es nicht möglich eine Optimierung über den kompletten Geltungsbereich einer solchen nichtlinearen Funktion durchzuführen. Somit ist es nicht möglich mit diesen Verfahren das globale Optimum zu finden. Da bei technischen Problemstellungen die Parameter der Funktionen jedoch meistens begrenzt sind, spielt die Suche nach dem globalen Optimum nur eine untergeordnete Rolle. Aussagen darüber, ob es sich bei dem Ergebnis um das Optimum handelt welches die Gütefunktion im zu untersuchenden Bereich am besten erfüllt, lassen sich nur über die Auswahl verschiedener Startwerte realisieren. Man kann die Verfahren in Verfahren die mit Ableitungen arbeiten und ableitungsfreien Verfahren unterscheiden. Zu den Verfahren die mit Ableitungen arbeiten gehören z.B. das Newton - und das Gradientenverfahren. Der Nachteil dieser Verfahren ist, dass die Funktion mindestens einmal und beim Newton Verfahren sogar zweimal ableitbar sein muss. Dies bedeutet für den Fall einer numerischen Berechnung der Lösung einen sehr hohen Rechenaufwand. Zu der Klasse der ableitungsfreien Verfahren gehören z.B. das Trust Region Verfahren, das Intervallhalbierungsverfahren und Downhill Simplex Verfahren. [39]

Für den Anwendungsfall der Auslegung einer PMSM, ist die zu optimierende Funktion eine FEM Simulation der Maschine. Diese ist im mathematischen Sinne eine nichtlineare Gütefunktion. Die Berechnungsdauer einer Simulation beträgt zwischen 20 und 30 Minuten. Um die Rechenzeit und somit auch Kosten möglichst gering zu halten, wurde ein Optimierungsverfahren für nichtlineare Funktionen ausgewählt, das möglichst wenige Iterationsschritte benötigt, um in das Minimum zu laufen. Hierbei sind die ableitungsfreien Verfahren besonders günstig, da die Rechenschritte zur Berechnung der Ableitung wegfallen. Die Wahl fiel hierbei auf das Downhill-Simplex-Verfahren, auch bekannt als Nelder-Mead-Verfahren [31].

### 4.5.2 Downhill Simplex Verfahren

Die Vorteile dieses Algorithmus sind die relativ einfache Struktur, die große Robustheit und die geringe Anzahl an Rechenschritten, die benötigt wird um das Optimum zu finden. Wie jedes andere nichtlineare Optimierungsverfahren garantiert das Downhill Simplex Verfahren jedoch nicht, dass es das globale Minimum findet. Im Fall der Optimierung am FEM Modell der PMSM lässt sich aber durch die Wahl von verschiedenen Startwerten zeigen, dass es nur ein Minimum gibt.

Im folgenden Ablaufdiagramm für das Downhill-Simplex-Verfahren wird die Optimierung für eine unbeschränkte Funktion  $g = f(x)$  mit [Abbildung 4.8](#) dargestellt. Der Ablauf einer Optimierung läuft folgendermaßen ab.

- Es werden  $n + 1$  Anfangspunkte eines  $n$ -dimensionalen Raumes  $(0, x_1, \dots, x_n)$  gewählt, die den Startsimplex bilden
- Die Zielfunktion wird für diese Werte berechnet und der Simplex so sortiert das:  $x_{max}$  der Beste  $x_{min}$  der Schlechteste ist
- Von allen  $x$  außer dem Schlechtesten wird der Mittelpunkt gebildet  $x_m = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i$
- Berechne die Reflexion  $x_r = (1 + \alpha) x_m - \alpha x_{max}$  mit  $\alpha$  als positiver Konstante
- wenn  $g_r$  kleiner ist als  $g_{min}$  dann expandiere  $g_e = (1 + \gamma) x_r - \gamma x_m$  wobei  $\gamma$  der Expansionskoeffizient ist
- wenn  $g_e$  kleiner ist als  $g_{min}$  dann ersetze  $x_{max}$  durch den  $x_e$  wenn nicht dann durch  $x_r$  und prüfe das Abbruchkriterium
- ist  $g_r$  größer ist als  $g_{min}$  und gibt es ein  $x_i \neq x_{max}$  so das  $g_r$  kleiner  $g_i$  setze  $x_r$  als  $x_{max}$  und prüfe das Abbruchkriterium
- gibt es kein  $x_i \neq x_{max}$  so das  $g_r$  kleiner  $g_i$  dann prüfe ob  $g_r$  kleiner  $g_{max}$  ist wenn ja setze  $x_r$  als  $x_{max}$
- berechne die Kontraktion  $x_{con} = \beta x_{max} + (1 - \beta) x_m$
- ist  $g_{con}$  kleiner als  $g_{max}$  setze  $x_{con}$  als  $x_{max}$  und prüfe das Abbruchkriterium
- ist  $g_{con}$  größer als  $g_{max}$  komprimiere den Simplex ersetze  $x_i$  durch  $(x_i + x_{min})/2$  und prüfe das Abbruchkriterium

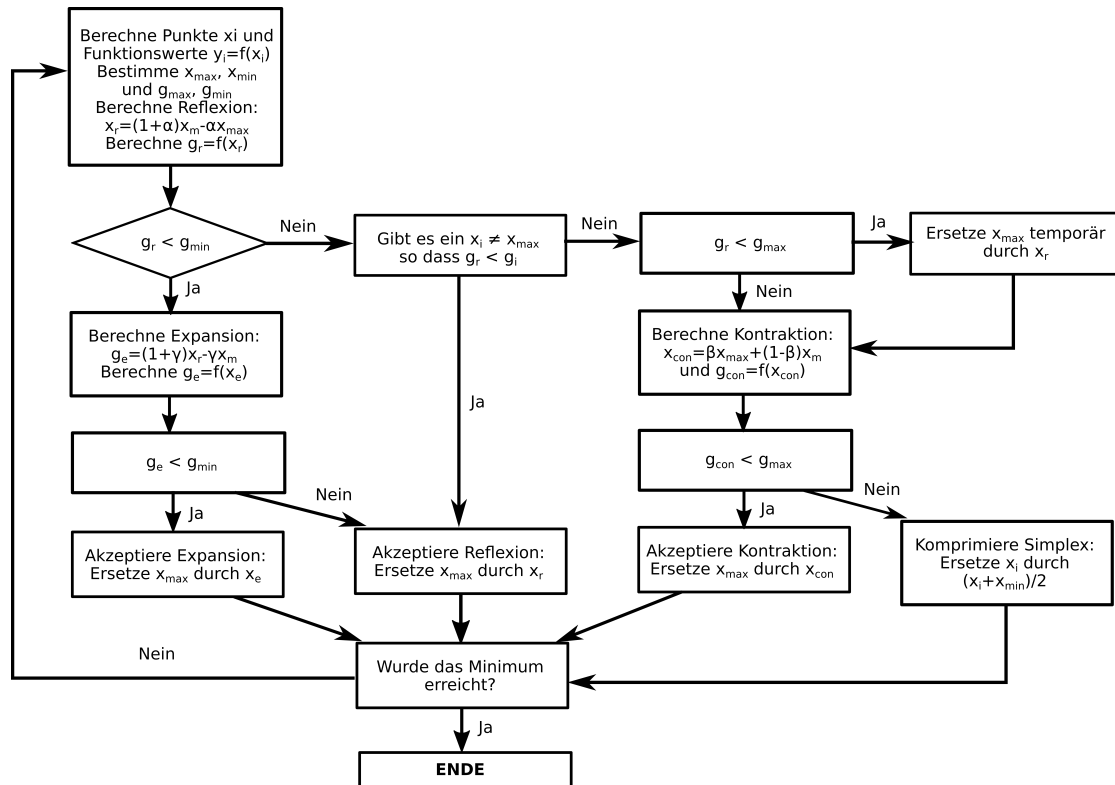


Abbildung 4.8 – Downhill-Simplex-Algorithmus

### 4.5.3 Pareto-Optimierung

Die Optimierung mehrerer Zielfunktionen wird auch Multi-Dimensionale Optimierung genannt. Es werden also mehrere eindimensionale Probleme gelöst und aus der Menge der Lösungen ein Optimum bestimmt. Eine bekannte Methode ist hierbei die Pareto-Optimierung [30]. Der Ansatz ist es, ein Optimum bei sich widersprechenden Optimierungskriterien zu finden. Ein Beispiel ist ein Korb mit Äpfeln. Aus diesem möchte man nun den süßesten und größten Apfel aussuchen. Diese Kriterien widersprechen sich, da der größte Apfel nicht gleichzeitig der süßeste Apfel ist. Man ist also gezwungen, einen Abstrich bei jedem einzelnen Kriterium zu machen und ein Optimum zwischen Größe und Süße zu finden. Ein solches Optimum heißt Pareto-Optimum. Zwei beliebige Pareto-Optimale Lösungen sind also immer besser oder schlechter in einem Optimierungsziel. Eine süßerer Apfel ist also nur auf Kosten der Größe zu erhalten.

Der beispielhafte Verlauf einer solchen Pareto-Optimalen Lösung ist in [Abbildung 4.9](#) dargestellt.

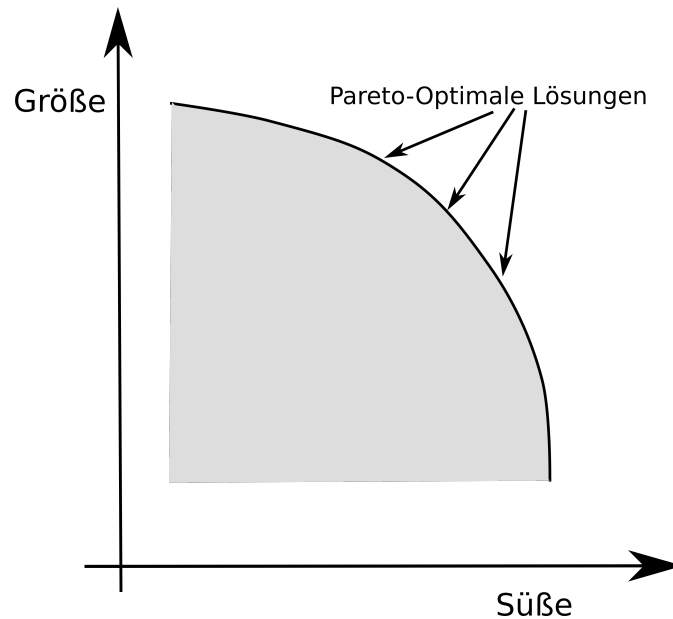


Abbildung 4.9 – Beispielhafte Pareto Lösungen für Apfelkorbproblem

Die Anwendung des Pareto-Prinzipes auf ingenieurwissenschaftliche Problemstellungen wird in [21] erläutert. Als Pareto-Front bezeichnet man alle Pareto-Optimalen Lösungen eines Optimierungsproblems. Diese müssen hierbei keine durchgehende Linie bilden. Dies hängt alleine vom Problem ab. Weiterhin ist zu beachten, dass die Zielfunktionen voneinander unabhängig sein müssen. Welche Pareto-Optimale Lösung nun die für das Problem optimale Lösung ist, ist eine subjektive Entscheidung und muss vom Anwender bestimmt werden.

## 4.6 Grundlagen der Regelung von PMSM

Das Standardregelungsverfahren für PMSM ist die feldorientierte Regelung [40] [41]. Grundlage für die feldorientierte Regelung sind die Clarke- und Parktransformation, die [Abschnitt 4.2](#) erläutert wurden. Durch die Transformation des Wechselgrößensystems in ein Gleichgrößensystem erhält man den q-Anteil als momentenbildenden Teil und den d-Anteil, der die Magnetisierung der Maschine abbildet. Da es sich um Gleichgrößen handelt, kann die lineare Regelungstheorie eingesetzt werden. Hierbei wird der Magnetisierungsstrom über den d-Anteil geregelt und über den q-Anteil das Moment der Maschine. Üblicher Weise werden als Regler PI-Regler eingesetzt. Der prinzipielle Aufbau einer solchen Regelung ist in [Abbildung 4.10](#) dargestellt. Durch die Einführung weiterer Reglerkaskaden lässt sich eine Drehzahl- und Positionsregelung aufbauen.

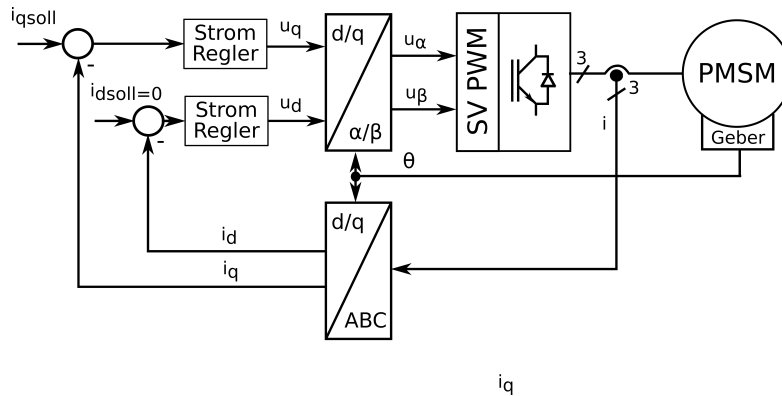


Abbildung 4.10 – Standard D/Q Stromregelkreis einer PMSM

Um die Transformation vom Wechsel- zum Gleichgrößensystem durchzuführen, ist es notwendig den Rotorwinkel der Maschine  $\theta$  zu bestimmen. Hierzu wird ein Winkelgeber benötigt, welcher in der Regel als inkrementeller Geber ausgeführt ist. Eine genaue Bestimmung des Winkels ist hierbei für eine gute Regelung unerlässlich. Die Genauigkeit sollte mindestens  $1^\circ$  des elektrischen Winkels der Maschine betragen, wenn die Momentenwelligkeit der Maschine klein gehalten werden soll [20]. Besonders bei Maschinen mit hoher Polpaarzahl bedeutet dies, dass ein Winkelgeber mit einer sehr hohen Auflösung benötigt wird. Weiterhin ist es notwendig, die Strangströme mit einer hinreichend großen Genauigkeit zu messen. Die Umsetzung einer solchen Regelung erfolgt im Regelfall auf Mikrorechnern. In den Mikrorechner werden die Strangströme und der Rotorwinkel eingelesen. Anschließend werden die Transformationen in das Gleichgrößensystem durchgeführt. Im Gleichgrößensystem werden durch die Regler die neuen Stellgrößen berechnet, anschließend wieder in das Wechselgrößensystem zurück transformiert und als PWM auf die Leistungshalbleiter gegeben.

## 4.7 Geberlose Regelung

Von geberlosen Verfahren spricht man, wenn man den aktuellen elektrischen Winkel ohne Positionssensor wie z.B. einem Drehwinkelgeber bestimmt. Hierzu nutzt man häufig die Messungen der Ströme, der gestellten Spannung der Maschine sowie die der Zwischenkreisspannung, welche man für die feldorientierte Regelung sowieso benötigt. Grundsätzlich wird bei den geberlosen Verfahren zwischen EMK basierten und Anisotropie basierten Verfahren unterschieden. Eine gute Übersicht über die Verfahren ist in [43] gegeben.

### 4.7.1 EMK basierte Verfahren

Bei diesen Verfahren wird durch den Phasenwinkel der EMK die Rotorposition ermittelt. Die EMK ist die durch die Bewegung einer Leiterschleife im Magnetfeld hervorgerufene Kraft auf einen Ladungsträger. Dies entspricht der induzierten Spannung, die an den Leiterenden anliegt. Die induzierte Spannung ist proportional zur Geschwindigkeit, mit der der elektrische Leiter durch das Magnetfeld bewegt wird. Übertragen auf elektrische Maschinen bedeutet dies, dass bei langsamen Geschwindigkeiten eine kleine Spannung induziert wird. Dies bedeutet, dass alle geberlosen Verfahren, die auf der EMK basieren, bei Stillstand oder langsamen Geschwindigkeiten nicht anwendbar sind, da keine Spannung induziert wird oder die induzierte Spannung sehr klein ist. Aus diesem Grund werden die EMK basierten Verfahren an dieser Stelle nicht weiterverfolgt, da eine Regelung bis zum Stillstand der Maschine erreicht werden soll.

### 4.7.2 Grundlagen Anisotropiebasierte Verfahren

Anisotropie beschreibt den Effekt der Winkelabhängigkeit der Induktivität einer permanent erregten Maschine. Die Ursachen für die Anisotropie liegen in der Konstruktion der Maschine. Hierbei ist die Geometrie des Stators als auch die Auswahl des Materials des Magnetkreises ausschlaggebend. Die Form der Anisotropie der Maschine lässt sich bei der Auslegung der Maschine gezielt beeinflussen, was auch im weiteren Verlauf der Arbeit gezeigt wird.

Anisotropiebasierte Verfahren zur geberlosen Regelung nutzen die winkelabhängige Induktivität der Maschine aus, um die Position des Rotors zu bestimmen. Der Vorteil dieser Verfahren ist, dass sie auch im Stillstand genutzt werden können. Der Nachteil ist, dass die Grundwelle der Induktivität die Doppelte der elektrischen Grundwelle ist und somit eine Doppeldeutigkeit vorhanden ist. Das dieses im Aufbau der PMSM begründet ist, ist in [Abbildung 4.11](#) bis [Abbildung 4.14](#) dargestellt. Die Ursache dieser Doppeldeutigkeit liegt in den Sättigungseffekten, die im Stator auftreten. Bei Ausrichtung des Rotormagnetfeldes wie in [Abbildung 4.12](#) dargestellt, ist das Statoreisen in dieser Phase am stärksten gesättigt und damit die Induktivität dieser Phase minimal. Ist das Rotormagnetfeld hingegen  $90^\circ$  dazu versetzt [Abbildung 4.11](#), ist das Statoreisen dieser Phase am wenigsten gesättigt und damit die Induktivität maximal. Bei  $180^\circ$  [Abbildung 4.14](#) ist das Statoreisen durch den Fluss aus der entgegengesetzten Richtung wieder gesättigt und die Induktivität wieder minimal. Somit kann nicht unterschieden werden, welche Richtung der Fluss hat, durch den das Statoreisen in Sättigung gegangen ist. In der Folge ist das Ergebnis doppeldeutig.

Aus diesem Grund muss zu Beginn des Verfahrens eine Methode angewendet werden, um diese Doppeldeutigkeit auszuschließen [\[24\]](#) [\[45\]](#). Weiterhin ist es unumgänglich, zur



Bestimmung der Induktivität ein Testsignal einzuprägen. Eine Übersicht der Verfahren zur Signaleinpägung ist in [14] zu finden. Im Folgenden wird jedoch das Verfahren [26] verwendet, bei dem das Schalten der PWM als Anregung genutzt wird.

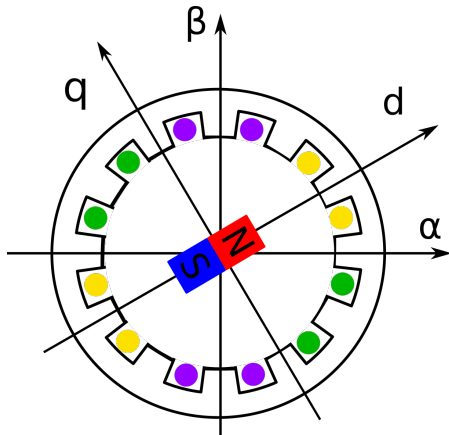


Abbildung 4.11 – 1. Maximum 1 der Induktivität der gelben Phase

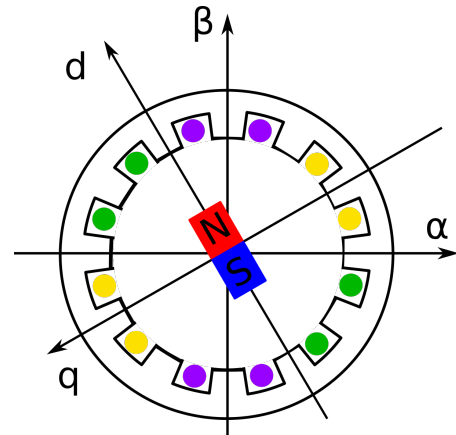


Abbildung 4.12 – 1. Minimum 1 der Induktivität der gelben Phase

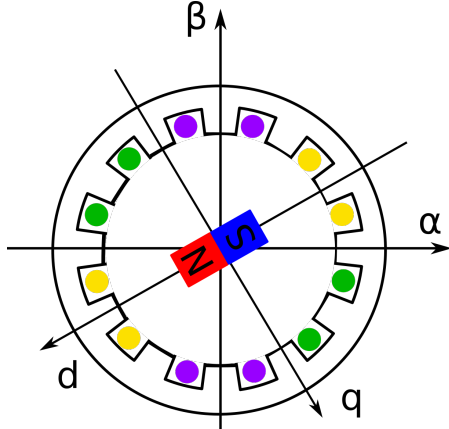


Abbildung 4.13 – 2. Maximum 2 der Induktivität der gelben Phase

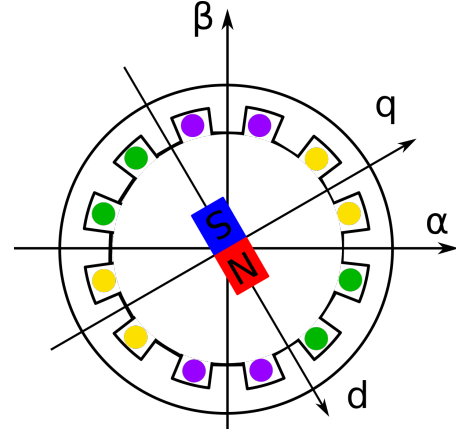


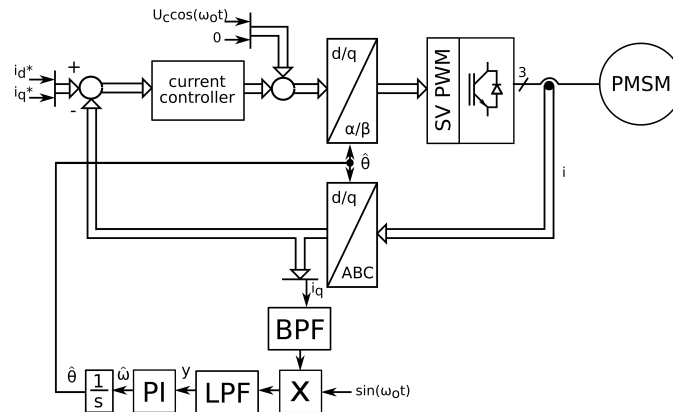
Abbildung 4.14 – 2. Minimum 2 der Induktivität der gelben Phase

### 4.7.3 Übersicht Anisotropiebasierter Verfahren

Die Anisotropiebasierten Verfahren der gerberlosen Regelung lassen sich in verschiedene Klassen aufteilen. Es wird dabei in Verfahren der kontinuierlichen Injektion und Verfahren der Injektion eines Pulssignals [18] unterschieden. Die Verfahren der kontinuierlichen Injektion lassen sich wiederum in Verfahren mit alternierenden und mit rotierenden Signalen unterscheiden. Im Folgenden werden die verschiedenen Methoden erläutert und die stationären Fehler für jede Methode hergeleitet.

### 4.7.3.1 Injektion eines alternierenden Signals

Beim Verfahren der Injektion eines alternierenden Signals [11] wird ein sinusförmiges Signal in die d-Achse, eines mit dem geschätzten Rotorwinkel orientierten Koordinatensystems, eingeprägt. Das Ausgangssignal wird aus der q-Achse ermittelt. Hierzu wird das Signal, um es von Grundfrequenzkomponenten zu trennen, gefiltert und demoduliert. Das Blockschaltbild ist in **Abbildung 4.15** dargestellt.



**Abbildung 4.15** – Injektion eines alternierenden Signals

Im Folgenden ist die Herleitung des stationären Winkelfehlers dargestellt:

Unter der Annahme, dass der Sternpunkt nicht angeschlossen ist und somit die Nullkomponente der Induktivität vernachlässigt werden kann, ergibt sich aus **Gleichung 4.13** die vereinfachte **Gleichung 4.21**. Da einige der gebräuchlichsten Verfahren auf dem rotierenden Koordinatensystem beruhen, wird die dq-Transformation **Gleichung 4.8** benötigt.

$$\mathbf{L}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} y_{\alpha\alpha} & y_{\alpha\beta} \\ y_{\beta\alpha} & y_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Als vereinfachtes HF Modell einer PMSM Maschine lässt sich die Stromableitung über einer Spule mit **Gleichung 4.22** beschreiben [16]. Wird **Gleichung 4.6** in **Gleichung 4.22** eingesetzt, erhält man **Gleichung 4.23**.

$$\frac{di}{dt} = L^{-1} \cdot u \quad (4.22)$$

$$\frac{d\mathbf{i}^E}{dt} = \mathbf{T}(\hat{\theta})\mathbf{L}^{-1}\mathbf{T}^{-1}(\hat{\theta}) \cdot \mathbf{u}^E \quad (4.23)$$

In Maschinen mit verteilten Wicklungen kann davon ausgegangen werden, dass die Admittanz sinusförmig ist. In diesem Fall kann die Admittanz  $\mathbf{Y} = \mathbf{L}^{-1}$  durch [Gleichung 4.24](#) abgeschätzt werden [\[37\]](#) [\[25\]](#).

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_0 + Y_1 \cos(2\theta) & Y_1 \sin(2\theta) \\ Y_1 \sin(2\theta) & Y_0 - Y_1 \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Der Index  $E$  kennzeichnet die mit dem geschätztem Winkel ( $\hat{\theta}$ ) transformierten Variablen. Die eingeprägte Anregung ist wie folgt definiert: [Gleichung 4.25](#)

$$\mathbf{u}_c^E = U_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Die Stromantwort der Anregung wird über einen Bandpassfilter von der Grundwelle getrennt. Somit lässt sich die Stromantwort der Anregung durch Einsetzen von [Gleichung 4.25](#) in [Gleichung 4.23](#) und lösen nach  $\mathbf{i}$  berechnen.

$$\mathbf{i}^E = \mathbf{T}(\hat{\theta})\mathbf{L}^{-1}\mathbf{T}^{-1}(\hat{\theta}) \cdot \frac{U_c}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Substituiert man [Gleichung 4.21](#) und [Gleichung 4.8](#) in [Gleichung 4.26](#) erhält man:

$$\mathbf{i}^E = \frac{U_c \sin(\omega_c t)}{2\omega_c} \cdot \begin{bmatrix} y_{\alpha\alpha} + y_{\beta\beta} + (y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta})\cos(2\hat{\theta}) + (y_{\alpha\beta} + y_{\beta\beta})\sin(2\hat{\theta}) \\ (y_{\alpha\beta} + y_{\beta\beta})\cos(2\hat{\theta}) - (y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta})\sin(2\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Von der Hochfrequenzantwort [Gleichung 4.27](#), wird die q-Komponente genommen und mit [Gleichung 4.28](#) demoduliert.

$$\mathbf{i}_{dem} = \sin(\omega_c) i_q, \quad (4.28)$$

das Ergebnis ist:

$$\mathbf{i}_{dem} = (1 - \cos(2\omega_c t)) \frac{U_c}{4\omega_c} \cdot \left( \cos(2\hat{\theta})(y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}) - \sin(2\hat{\theta})(y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta}) \right)$$

Schlussendlich wird mit einem Tiefpassfilter die Frequenz  $2\omega_c$  entfernt und man erhält das Signal  $y$  welches als Fehlerrückführung für den Beobachter genutzt wird.

$$y = \frac{U_c}{4\omega_c} \left( \cos(2\hat{\theta})(y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}) - \sin(2\hat{\theta})(y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta}) \right) \quad (4.29)$$

Der PI-Regler in der Beobachterschleife [Abbildung 4.15](#) ist so eingestellt, dass der Winkel  $\hat{\theta}$  sich so einstellt, dass der Fehler  $y = 0$  wird. Hat der Beobachter konvergiert, erhält man [Gleichung 4.30](#).

$$0 = \cos(2\hat{\theta})(y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}) - \sin(2\hat{\theta})(y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta}) \quad (4.30)$$

durch umstellen erhält man:

$$\frac{\sin(2\hat{\theta})}{\cos(2\hat{\theta})} = \tan(2\hat{\theta}) = \frac{y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}}{y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta}} \quad (4.31)$$

Aus [Gleichung 4.31](#) ist ersichtlich, dass im konvergierten Zustand des Beobachters der geschätzte Winkel in folgender Gleichung beschrieben werden kann.

$$2\hat{\theta} = \text{atan} \left( \frac{y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}}{y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta}} \right) \quad (4.32)$$

Mithilfe der `atan2` function kann diese Gleichung auf 4 Quadranten ausgedehnt werden. Unter der Annahme sinusförmiger Admittanzen [Gleichung 4.24](#) ergibt sich aus [Gleichung 4.32](#) das  $\hat{\theta} = \theta$ .

#### 4.7.3.2 Injektion eines rotierenden Signals

Beim Verfahren der Injektion eines rotierenden Signals wird in die  $\alpha$ - und  $\beta$ -Achse ein cosinus- bzw. sinusförmiges Signal eingepreßt. Es werden also zusätzliche rotierende Raumzeiger erzeugt.

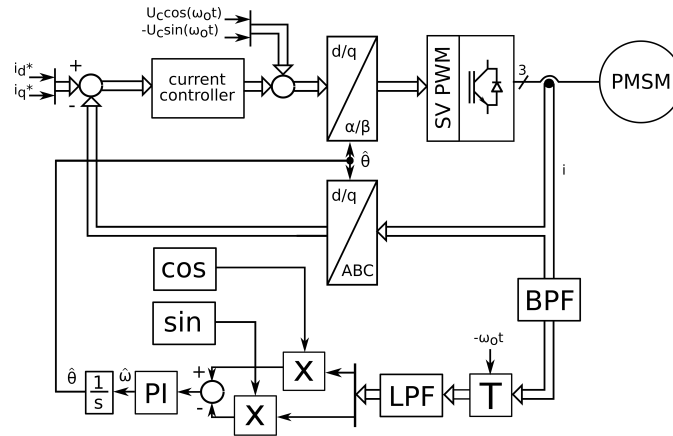


Abbildung 4.16 – Injektion eines rotierenden Signals

$$\mathbf{u}_c = U_c \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ -\sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Die hochfrequente Stromantwort des Anregungssignals wird mithilfe eines Bandpassfilters aus dem Strommesssignal isoliert. Wird die Anregung [Gleichung 4.33](#) in [Gleichung 4.22](#) eingesetzt und nach  $\mathbf{i}$  gelöst erhält man [Gleichung 4.34](#).

$$\mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \frac{U_c}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Bei dieser Methode besteht die Demodulation darin, die negativen Sequenzen der Stromantwort [Gleichung 4.35](#) zu nutzen.

$$\mathbf{i}_{dem} = \mathbf{T}(-\omega_c t) \cdot \mathbf{i} \quad (4.35)$$

$$\mathbf{i}_{dem} = \frac{U_c}{2\omega_c} \cdot \begin{bmatrix} y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha} + (y_{\alpha\beta} - y_{\beta\alpha})\cos(2\omega_c t) + (y_{\alpha\alpha} + y_{\beta\beta})\sin(2\omega_c t) \\ y_{\beta\beta} - y_{\alpha\alpha} + (y_{\alpha\alpha} + y_{\beta\beta})\cos(2\omega_c t) - (y_{\alpha\beta} - y_{\beta\alpha})\sin(2\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Das admittanzabhängige Signal [Gleichung 4.37](#) erhält man nach einem Tiefpassfilter, der alle Frequenzanteile von  $2\omega_c$  entfernt.

$$\mathbf{i}_{demf} = \frac{U_c}{2\omega_c} \begin{bmatrix} y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha} \\ y_{\beta\beta} - y_{\alpha\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Der Winkel kann durch lösen von **Gleichung 4.37** oder durch einen Beobachter bestimmt werden. Im Fall des Beobachters wird das Fehlerrückführsignal  $y$  durch das Kreuzprodukt der Elemente von  $\mathbf{i}_{demf}$  mit dem Cosinus und Sinus des doppelten geschätzten Winkels gebildet [22].

$$y = i_{demf\alpha} \cos(2\hat{\theta}) - i_{demf\beta} \sin(2\hat{\theta}) \quad (4.38)$$

$$y = \frac{U_c}{2\omega_c} \left( (y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}) \cos(2\hat{\theta}) - (y_{\beta\beta} - y_{\alpha\alpha}) \sin(2\hat{\theta}) \right) \quad (4.39)$$

wenn der Beobachter konvergiert, erfüllt er **Gleichung 4.40**.

$$0 = (y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}) \cos(2\hat{\theta}) - (y_{\beta\beta} - y_{\alpha\alpha}) \sin(2\hat{\theta}) \quad (4.40)$$

Dieses ist das gleiche Ergebnis, wie das der Injektion eines alternierenden Signals (4.30).

### 4.7.3.3 Injektion einer Pulssequenz

Bei dieser Methode [42] wird die Stromregelung für einen kurzen Zeitraum unterbrochen und es wird eine Spannung in einer Phase eingepreßt. Der Stromanstieg wird ausgewertet, um den Winkel zu bestimmen. Diese Prozedur wird für jede Phase wiederholt. Diese Methode ist auch unter INFROM Methode bekannt. Das Blockschaltbild ist in **Abbildung 4.17** dargestellt. Um diese Methode zu analysieren wird **Gleichung 4.22** in ein Phasenorientiertes Koordinatensystem transformiert.

$$\frac{di^{un}}{dt} = \mathbf{T}(\theta_n) \mathbf{Y} \mathbf{T}^{-1}(\theta_n) \cdot \mathbf{u}^{un} \quad n = 1 \dots 3, \quad (4.41)$$

Der Index  $u$  kennzeichnet die im 3 phasigen Bezugssystem eingepreßte Spannung mit den Winkeln  $\theta_1 = 0$ ,  $\theta_2 = \frac{2}{3}\pi$  and  $\theta_3 = \frac{4}{3}\pi$ . Unter der Annahme, dass die Spannung für den Zeitraum  $T_P$  mit konstanter Amplitude  $U_P$  eingepreßt wird, erhält man aus **Gleichung 4.41** die folgende Gleichung:

$$\Delta \mathbf{i}^{un} = T_P \mathbf{T}(\theta_n) \mathbf{Y} \mathbf{T}^{-1}(\theta_n) \begin{bmatrix} U_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Der Stromanstieg hat die Komponenten  $\Delta \mathbf{i}_n^u = [\Delta i_{dn}, \Delta i_{qn}]^T$ . Die Stromantwort auf die angelegte Spannung ist  $\Delta i_{dn}$ . Um die winkelunabhängigen Komponenten der Stromantwort zu eliminieren, wird die Linearkombination aus [42] genutzt.

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} \Delta i_{d1} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{d2} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{T}^{-1}(\theta_2) + \begin{bmatrix} \Delta i_{d3} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{T}^{-1}(\theta_3) \quad (4.43)$$

mit  $\mathbf{c} = [c_d, c_q]^T$ . Durch Substitution von Gleichung 4.21 und Gleichung 4.8 in Gleichung 4.43 erhält man

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta} \\ -y_{\alpha\beta} - y_{\beta\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Der Winkel wird mit Hilfe der Arkustangensfunktion berechnet.

$$2\hat{\theta} = \text{atan} \left( \frac{c_q}{c_d} \right) + \pi = \text{atan} \left( \frac{y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha}}{y_{\beta\beta} - y_{\alpha\alpha}} \right) \quad (4.45)$$

welches die gleiche Lösung wie die in Gleichung 4.30 ist.

#### 4.7.3.4 Nullkomponentenverfahren

Bei den Nullkomponentenverfahren handelt es sich um einen Spezialfall eines Verfahrens mit Injektion einer Pulssequenz. Hierbei muss man zwei Methoden unterscheiden, eine Methode ist es die Nullkomponenten anzuregen und die Systemantwort in  $\alpha\beta$  [25] zu messen. Die andere Methode ist es das System in  $\alpha\beta$  anzuregen und die Antwort in der Nullkomponente zu messen [10]. Im Folgenden wird die Methode nach [25] weiter erläutert. Bei dieser Methode muss der Sternpunkt direkt oder über einen Filter zum Zwischenkreis des Wechselrichters geschlossen werden. Die Anregung sind die wechselnden Null-Vektoren  $\langle 111 \rangle$  und  $\langle 000 \rangle$  der Raumzeigermodulation. In diesem Fall ist die Statorspannung:

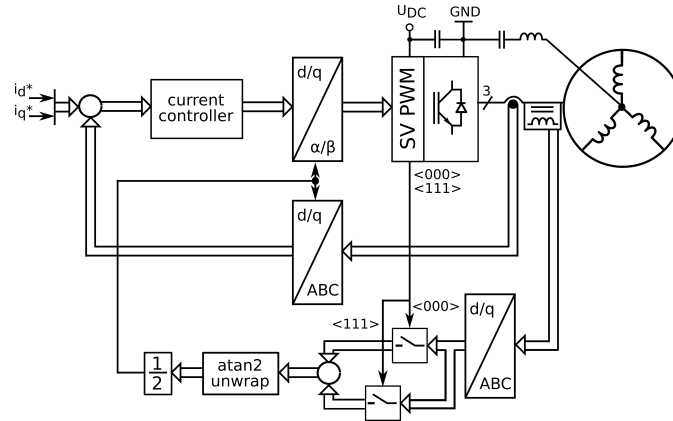


Abbildung 4.17 – Injektion einer Pulssequenz

Die Grundlage für die Berechnungen ist das HF Modell der PMSM Maschine [25], welches in [Unterabschnitt 4.7.3](#) eingeführt wurde. Da in diesem Fall die Nullkomponente mit berücksichtigt wird, wird die voll bestückte  $3 \times 3$  Admittanz Matrix [Gleichung 4.46](#) verwendet.

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_0 + Y_1 \cos(2\theta) & Y_1 \sin(2\theta) & -4Y_1 \cos(2\theta) \\ Y_1 \sin(2\theta) & Y_0 - Y_1 \cos(2\theta) & 4Y_1 \sin(2\theta) \\ 2Y_1 \cos(2\theta) & 2Y_1 \sin(2\theta) & 4Y_0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\mathbf{u} = [0, 0, u_0]^T \quad (4.47)$$

Ist  $U_P$  die Anregungsspannung, gilt  $u_0 = U_P$  für den Zustand  $\langle 111 \rangle$  und  $u_0 = -U_P$  für den Zustand  $\langle 000 \rangle$ .

Bei dieser Methode wird die Stromableitung im  $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem während eines Nullvektor ausgewertet. Setzt man die volle Admittanzmatrix [Gleichung 4.13](#) und die gewählte Anregung [Gleichung 4.47](#) in [Gleichung 4.22](#) ein, erhält man:

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= y_{\alpha 0} u_0 \\ \frac{di_\beta}{dt} &= y_{\beta 0} u_0 \end{aligned} \quad (4.48)$$

Die resultierenden Signale können durch die Arkustangens Funktion oder einen Beobachter ausgewertet werden. Der geschätzte Winkel wird auf jeden Fall die folgende Bedingung erfüllen:

$$0 = y_{\beta 0} \cos(2\hat{\theta}) + y_{\alpha 0} \sin(2\hat{\theta}) \quad (4.49)$$



Unter der Annahme idealer sinusförmiger Admittanzen gilt  $\hat{\theta} = \theta$ .

#### 4.7.3.5 Vergleich der Injektionsverfahren

Die vier in den Abschnitten [Unterunterabschnitt 4.7.3.1](#), [Unterunterabschnitt 4.7.3.2](#), [Unterunterabschnitt 4.7.3.3](#) und [Unterunterabschnitt 4.7.3.4](#) behandelten Verfahren sind die gängigen Verfahren zur Bestimmung der Motorposition mittels Admittanz der Maschine. Alle vier Verfahren basieren auf den Signalen [Gleichung 4.50](#).

$$y_1 = y_{\alpha\beta} + y_{\beta\alpha} \quad (4.50)$$

$$y_2 = y_{\alpha\alpha} - y_{\beta\beta} \quad (4.51)$$

$$2\hat{\theta} = \text{atan} \left( \frac{y_1}{y_2} \right) \quad (4.52)$$

Somit ergibt sich für alle 4 Verfahren derselbe Fehler bei der Berechnung des elektrischen Winkels aus der Admittanz der Maschine.

#### 4.7.4 Stand der Technik bei der Auslegung von PMSM Maschinen für geberlose Regelung

In der neueren Literatur finden sich einige Ansätze zur Berücksichtigung der geberlosen Regelbarkeit bei der Auslegung der Maschine. Ein Ansatz ist es, kurzgeschlossene Spulen in die Maschine einzubringen, um eine lastunabhängige und ausreichend große Anisotropie zu gewährleisten [\[36\]](#), [\[35\]](#), [\[34\]](#). Weitere Vorschläge sind geschlossene Polschuhe, um gezielte Admittanzänderungen in die Maschine einzubringen [\[17\]](#). Der Nachteil dieser beiden Ansätze ist, dass durch die konstruktive Änderung der Maschine ein Mehraufwand bei der Montage der Maschine nötig ist. Im Fall oben geschlossener Nuten stellt die Montage eine große technologische Herausforderung dar. Aus diesem Grund wurden Ansätze entwickelt, die lediglich die Standardstatorgeometrie ändern. Hierbei ist der gängige Ansatz zur Optimierung der Maschine auf geberlose Regelung, das Verhältnis zwischen D- und Q-Induktivität zu maximieren [\[33\]](#), [\[4\]](#), [\[5\]](#). Der Nachteil des Bezuges auf D- und Q-Induktivität ist, dass bei der Park-Transformation nur die Grundwelle betrachtet wird. Durch die Vernachlässigung der Oberwellenanteile werden die Maschinen schlecht oder gar nicht geberlos regelbar. Dies gilt insbesondere für PMSM mit Zahnspulenwicklungen, da diese einen besonders hohen Oberwellenanteil in der Admittanz

aufweisen [16]. Ansätze zur verbesserten Regelung von Maschinen mit hohem Oberwellenanteil in der Admittanz wurden in [14], [13] und [8] untersucht. Die dort verfolgten Methoden lassen jedoch keine geberlose Regelung über den ganzen Arbeitsbereich zu. Die Optimierung des Verhältnisses von D- und Q-Induktivität und die daraus folgende Vernachlässigung der Oberwellenanteile der Admittanz führt dazu, dass die daraus resultierende winkelabhängige Admittanz bei Verwendung einer der Standardmethoden der geberlosen Regelung **Abschnitt 6.2** nicht zu dem Design mit dem kleinsten Fehler des geberlosen Winkels führt. Aus diesem Grund wurde im Rahmen der Arbeit der geberlose Winkel nach **Gleichung 4.52** berechnet und der Fehler zum realen Winkel minimiert, um die Maschinen für geberlose Regelung zu optimieren. Eine Übersicht über den Einfluss verschiedener konstruktiver Parameter auf die geberlose Regelung ist in [47] und [2] dargestellt. Die Erkenntnis dieser Arbeiten ist, dass der Verlauf der Admittanzen durch kleine Veränderungen der Statorgeometrie erreicht werden kann, ohne dass sich dabei die übrigen Leistungsdaten der Maschine merklich ändern. Ein Gebiet umfangreicher Arbeiten ist die Auslegung von PMSM Maschinen mit eingegrabenen Magneten für die geberlose Regelung. Eine Übersicht über die Verfahren zur Auslegung solcher Maschinen ist in [1] dargestellt. Weitere Arbeiten zur Auslegung von PMSM Maschinen mit eingegrabenen Magneten sind [46], [27], [7], [23], [28], [19]. Bei diesem Maschinentyp ist die Auswahl der Rotorgeometrie besonders wichtig, da aufgrund der vergrabenen Magneten bei ungünstiger Auslegung gar keine Admittanzänderung vorhanden ist und die Maschine für Injektionsverfahren zur geberlosen Regelung ungeeignet ist. Bei den bisher vorgestellten Publikationen beschränkt sich die Auslegung der Maschine für geberlose Regelung wiederum ausschließlich auf das Verhältnis von  $L_d$  zu  $L_q$ . Besonders interessant ist hierbei [6], da hier die geberlose Auslegung auch unter der Berücksichtigung verschiedener Lastströme betrachtet wird.

## 5 Maschinenentwurf

Für die Optimierung werden ausschließlich PMSM mit Zahnspulenwicklungen und offenen Nuten betrachtet. Dieser Maschinentyp ist besonders interessant, da er einfach zu fertigen ist und über ein hohes Moment verfügt. Eine weitere Besonderheit dieses Maschinentypes liegt darin, dass aufgrund von Oberwellenanteilen in der Admittanz die geberlose Regelung in diesem Maschinentyp schwierig umzusetzen ist. Es wurde eine Maschine in der Ausführung mit 14 Polen und 12 Nuten gewählt, da sich in Voruntersuchungen zeigte, dass dieser Typ eine besonders hohe Momentendichte aufweist und je nach Statorgeometrie eine relativ sinusförmige Admittanz [12].

Vor dem Beginn der Optimierung muss man sich einige grundsätzliche Gedanken über die Optimierung machen. Die erste Frage die sich stellt ist, welche Parameter kann ich verändern. Hierbei kann man grundsätzlich zwischen Werkstoff- und Geometrieparametern unterscheiden. In den nachfolgenden Betrachtungen werden nur die Geometrieparameter der elektrischen Maschine verändert. Es handelt sich hierbei um einen Fall einer Skalaren Optimierung, da hier das Optimum einer nichtlinearen Funktion gesucht wird. Ein weiterer Schritt ist die Festlegung eines Optimierungszieles. Wir möchten mehrere Optimierungsziele gleichzeitig erreichen, in diesem Fall spricht man von Multi-Dimensionaler Optimierung. Hierzu wird die Pareto-Optimierung [Unterabschnitt 4.5.3](#) genutzt. Die PMSM Maschinen im folgenden Abschnitt wurden nach unterschiedlichen Ansätzen optimiert um eine je nach Anforderung bestmögliche Maschine zu erhalten. Das Hauptaugenmerk liegt hierbei immer auf der Maximierung des Momentes, welches die Maschine abgeben kann. Zusätzlich werden weitere Optimierungsziele definiert und in den Optimierungsalgorithmus integriert.

Die praktische Umsetzung der Optimierung erfolgte mit COMSOL Multiphysics und MATLAB. Hierzu wurde ein FEM Simulationsmodell der PMSM in COMSOL erzeugt. Dieses Modell wurde über die COMSOL-MATLAB Schnittstelle aus MATLAB heraus gestartet und parametrisiert. Die Optimierungsalgorithmen wurden in MATLAB programmiert, so dass die gesamte Optimierung aus MATLAB über ein Skript heraus erfolgen konnte.

## 5.1 Optimierung auf maximales Moment und minimales Rastmoment

Die PMSM Maschine die auf maximales Moment und minimales Rastmoment ausgelegt wurde, wird im folgenden als Maschine Typ 1 bezeichnet. In diesem Fall wurden zwei Optimierungsziele innerhalb einer gegebenen Geometrie definiert. Das erste Optimierungsziel war ein möglichst großes Moment der Maschine. Durch dieses Optimierungsziel wird eine gute Leistungsdichte und ein akzeptabler Wirkungsgrad erreicht. Das zweite Optimierungsziel ist ein möglichst niedriges Rastmoment. Dies ist eine Anforderung an einen Servomotor, um eine gute Regelbarkeit der Maschine im positionsgeregeltem Betrieb zu erreichen. Die einzeln formulierten Gütefunktionale lauten wie folgt:

$$J_M = \max\{rms(M)\} \quad (5.1)$$

**Gleichung 5.1** das Maximum des quadratischen Mittelwertes des Momentes.

$$J_R = \min\{rms(M_{rast})\} \quad (5.2)$$

**Gleichung 5.2** das Minimum des quadratischen Mittelwertes des Rastmomentes.

Für die Optimierung werden beide Optimierungsziele mittels Nenngrößen entsprechend **Gleichung 5.3** normiert und durch **Gleichung 5.4** zu einem Gesamtgütefunktional zusammengerechnet. Wird nun eine Minimierung des Gesamtgütefunktionals mittels Downhill-Simplex Verfahrens Algorithmus **Unterabschnitt 4.5.2** durchgeführt, erhält man die folgende Paretofront. In der Paretofront sind die optimalen Ergebnisse für verschiedenste Variationen des Verhältnisses der beiden Gütefunktionale **Abschnitt 5.1** dargestellt. Aus der Paretofront gilt es nun eine geeignete Optimierung auszuwählen, die beide Gütekriterien ausreichend gut berücksichtigt. Ziel der Optimierung ist es, ein möglichst hohes Moment der Maschine bei einem niedrigen Rastmoment zu erhalten. Wie in **Abbildung 5.1** zu erkennen ist, steigt das Moment mit dem Rastmoment bis zu einem Rastmoment von  $0,55 Nm$  an. Eine weitere Steigerung des Rastmomentes der Maschine führt zu keiner weiteren Steigerung des Moments. Aus diesem Grund wird als optimale Version mit einem Rastmoment von  $M_{rast} = 0,55 Nm$  und einem Moment von  $M = 88,3 Nm$  bei einer durchschnittlichen Stromdichte von  $J = 6 \frac{A}{mm^2}$  ausgewählt. Das Simulierte Rastmoment der Maschine ist in **Abbildung 5.2** dargestellt.

$$J_{M'} = \frac{J_M}{M_{Nenn}} \quad (5.3)$$

$$J = -h \cdot J_{M'} + (1 - h) \cdot J_{R'} \quad (5.4)$$

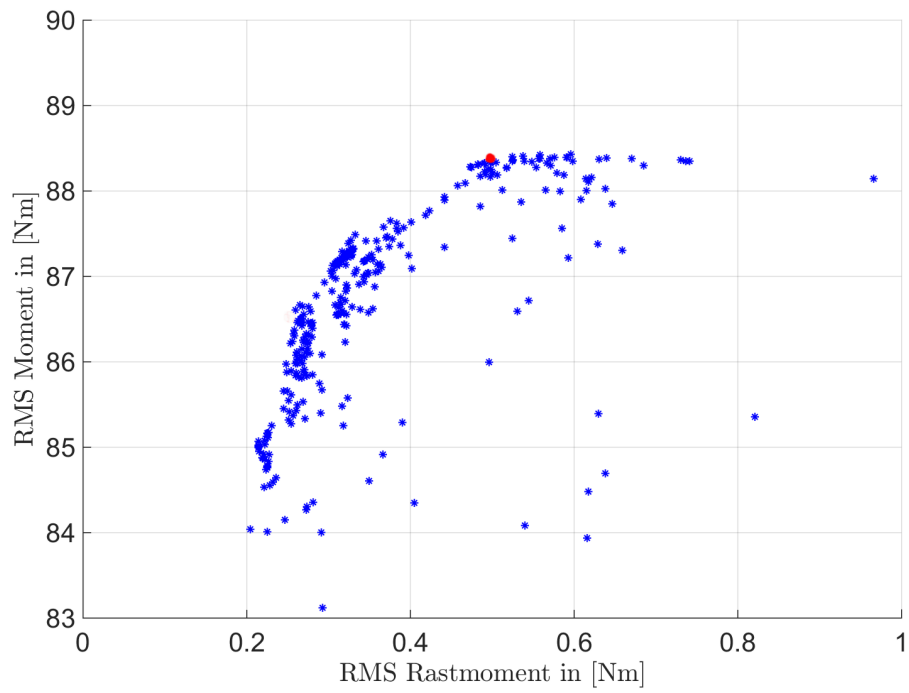


Abbildung 5.1 – Paretofront der Zweidimensionalen Optimierung

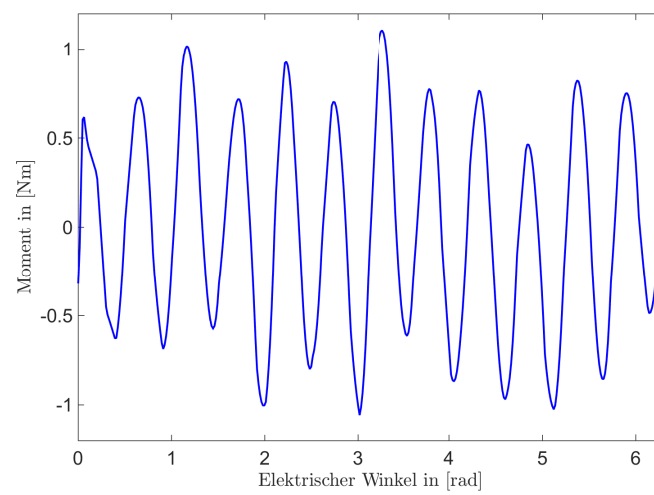


Abbildung 5.2 – Rastmoment der optimierten Maschine

Tabelle 5.1 – Maschinenparameter

Parameter	Größe
Statortiefe	60 mm
Außenradius	101 mm
Luftspaltradius	90 mm
Spulenquerschnittsfläche	320 mm <sup>2</sup>
Windungszahl	320
Maschinenkonstante $c\phi$	4,5 $\frac{Nm}{A}$

Die Parameter der ausgewählten Maschine sind in [Tabelle 5.1](#) dargestellt.

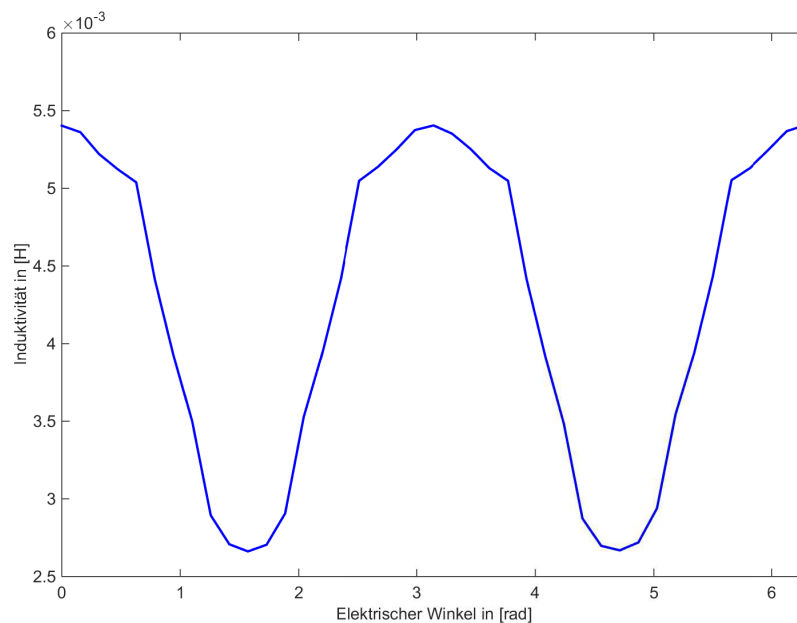
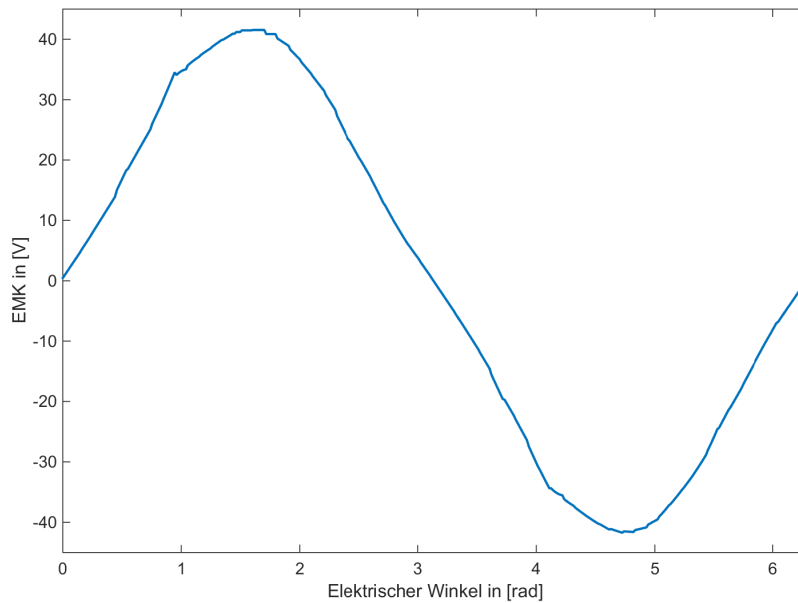


Abbildung 5.3 – Induktivität einer Phase der Maschine

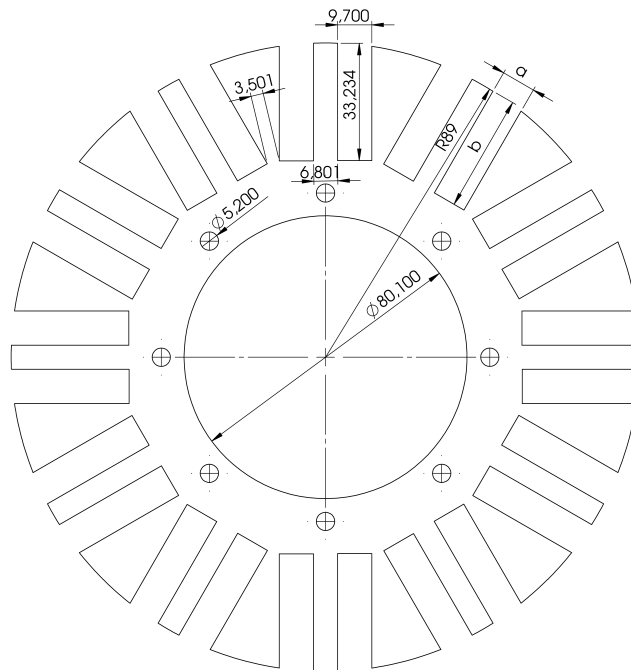
Bei der Standardauslegung von elektrischen Maschinen erfolgt die Optimierung meist anhand von EMK und Rastmoment. Die EMK soll möglichst sinusförmig sein und das Rastmoment minimal. In dieser Arbeit spielen diese Parameter nur eine untergeordnete Rolle, da es möglich ist, was auch im Verlauf der Arbeit gezeigt wird, das Rastmoment als auch die durch die EMK basierte Momentenwelligkeit durch Regelung zu kompensieren. Die EMK für die optimierte Maschine ist in [Abbildung 5.4](#) dargestellt. Wie zu erkennen

ist, weist diese mit einem THD von 11,2 % einen annähernd sinusförmigen Verlauf auf. In [Abbildung 5.3](#) ist die Induktivität einer Phase der optimierten Maschine in Abhängigkeit des elektrischen Winkels dargestellt.



**Abbildung 5.4** – Simulierte EMK der optimierten Maschine bei  $60 \text{ min}^{-1}$

Bei allen Optimierungen der Statorgeometrie in dieser Arbeit [Abbildung 5.5](#) wurden nur die Breite und Höhe des Wickelfensters verändert. Der Vorteil dieser Auswahl ist, dass man nur die zwei Parameter Breite und Höhe benötigt und sich alle anderen Maße aus der symmetrischen Geometrie des Stators ergeben.



**Abbildung 5.5** – Statorgeometrie der auf Moment und Rastmoment optimierten Version

Der Rotor der PMSM ist für alle optimierten Maschinen gleich. In [Abbildung 5.6](#) ist der fertig gebaute Rotor zu sehen. Es handelt sich hierbei um einen 28 poligen Außenläufer. Die Dicke der Außenwand des Rotors beträgt 6,5mm und wurde so ausgelegt, dass das Eisen im Betriebsfall nicht in Sättigung kommt.





Abbildung 5.6 – 28 poliger Rotor der entworfenen Maschine

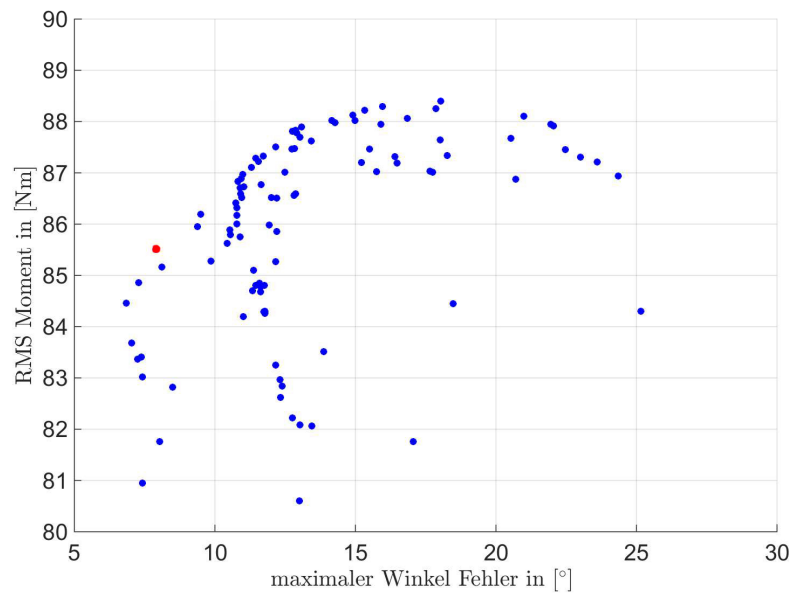
## 5.2 Optimierung auf maximales Moment und gute geberlose Regelbarkeit

Die PMSM Maschine, die auf maximales Moment und gute geberlose Regelbarkeit ausgelegt wurde, wird im folgenden als Maschine Typ 2 bezeichnet. Im folgenden Abschnitt wird ein weiterer Prototyp entworfen. Dieser soll auf maximales Moment und ein möglichst gutes Verhalten bei der geberlosen Regelung ausgelegt werden. Das bedeutet in diesem Fall, dass die Induktivitätsänderung zwischen der D- und Q-Achse der Maschine konstant und ausreichend groß und im  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem möglichst sinusförmig ist. Hierbei genügt es lediglich die Grundwelle zu betrachten. Optimiert wird in diesem Fall auf den stationären Fehler der Standardverfahren, die auf der Induktivitätsänderung der Maschine beruhen. Diese sind in [Unterunterabschnitt 4.7.3.5](#) erläutert. Die Betrachtung des Fehlers der geberlosen Regelung ist von Bedeutung, da je nach Auslegung der Maschine die Induktivitätsänderung Formen annimmt, die keine eindeutige Zuordnung des elektrischen Winkels zulassen. Solche Maschinen sind dann nicht geberlos mittels Induktivitätsänderung regelbar. Diese gilt es auf jeden Fall zu erkennen und zu vermeiden.

Die Gütefunktionale für die Optimierung sind [Gleichung 5.5](#) und [Gleichung 5.6](#) beschrieben.

$$J_M = \max\{rms(M)\} \quad (5.5)$$

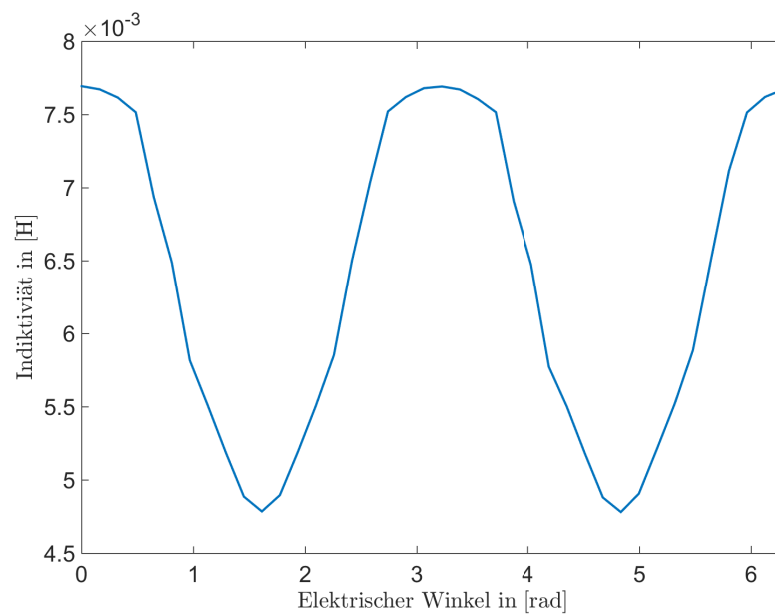
$$J_\theta = \min\{rms(\theta - \hat{\theta})\} \quad (5.6)$$



**Abbildung 5.7** – Pareto Front der zweidimensionalen Optimierung

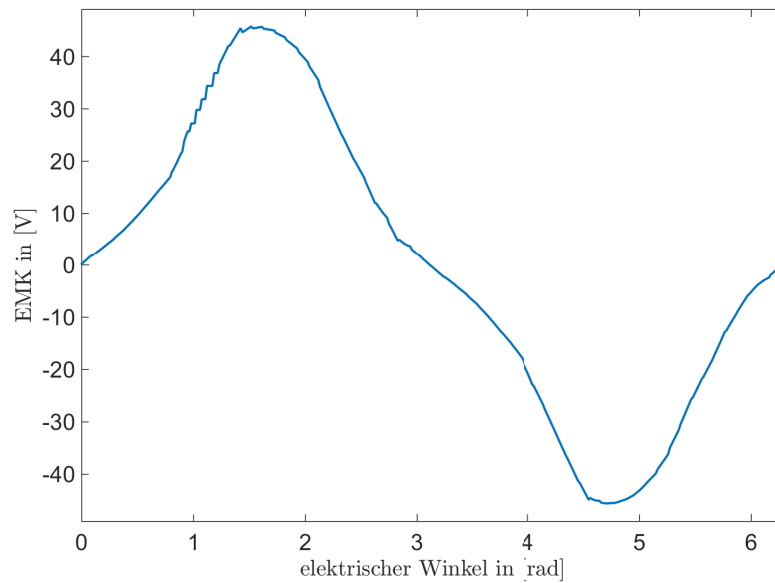
In **Abbildung 5.7** ist die Paretofront der Optimierung zwischen maximalem Moment und Fehler der Sensorlosen Regelung dargestellt. Der Fehler wurde aus dem aus **Gleichung 4.52** berechneten elektrischen Winkel und dem tatsächlichen elektrischen Winkel berechnet. Aus der Paretofront wurde der Punkt mit einem Fehler von  $7,2^\circ$  und einem Moment von  $85,5 Nm$  gewählt. Da dieser Punkt einen guten Kompromiss zwischen gutem Verhalten für die geberlose Regelung und dem Moment der Maschine darstellt.

Die Induktivität der Maschine in Abhängigkeit des elektrischen Winkels ist in **Abbildung 5.8** dargestellt.



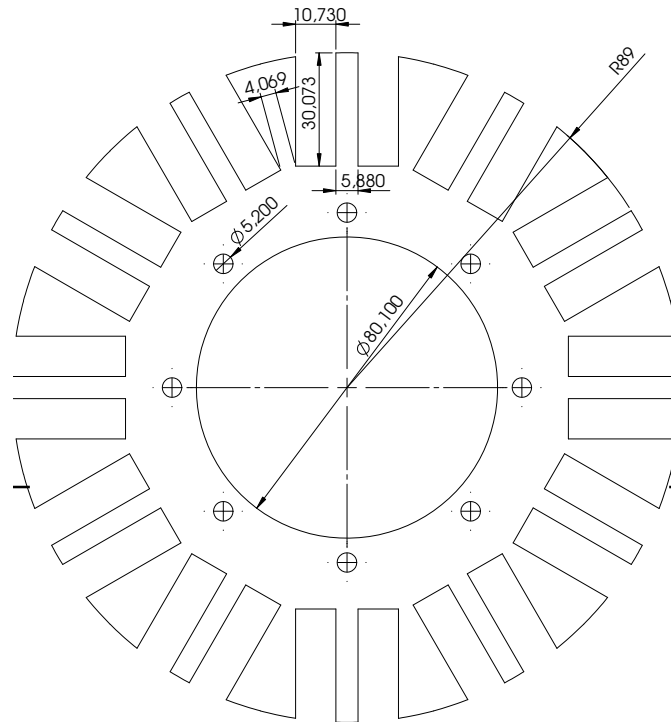
**Abbildung 5.8** – Induktivität der Phase A

Die EMK der auf gerberlose Regelung und maximales Moment optimierten Maschine ist in [Abbildung 5.9](#) dargestellt. Der THD der EMK beträgt in diesem Fall 31,1 % und ist damit deutlich höher als der auf niedriges Rastmoment und hohem Moment optimierten Maschine aus [Abschnitt 5.1](#). Zu diesem hohen THD Wert führt unter anderem der hohe Anteil der dritten Harmonischen. Ohne diese beträgt der THD 6,3 %. Die dritte Harmonische trägt im Fall eines nicht angeschlossenen Sternpunktes nicht zur Drehmomentenbildung bei und somit auch nicht zu einer lastabhängigen Momentenwelligkeit. Aus diesem Grund ist der hohe THD der EMK der optimierten Maschine hinnehmbar.



**Abbildung 5.9** – EMK einer Phase bei  $60 \text{ min}^{-1}$

In [Abbildung 5.10](#) ist die Statorgeometrie der auf maximales Moment und guter geberloser Regelbarkeit optimierten Maschine dargestellt. Im Vergleich zur auf maximales Moment und minimales Rastmoment optimierten Maschine [Abbildung 5.5](#) ist zu erkennen, dass beide Maschinen eine annähernd gleiche Spulenfläche von  $320 \text{ mm}^2$  aufweisen. Die schmalste Stelle des trapezförmigen Zahns ist bei der auf Geberlosigkeit optimierten Maschine um  $0.57 \text{ mm}$  breiter. Es genügt also eine um einen halben Millimeter geänderte Statorgeometrie um einen wesentlichen Unterschied im Verhalten der Maschine zu erzeugen.



**Abbildung 5.10** – Statorgeometrie der auf Moment und geberlose Regelung optimierten Version

### 5.3 Berechnung der Windungszahl

Zur Berechnung der Windungszahl der Maschine müssen Spannungsebene, Drehzahl als auch das Wickelfenster berücksichtigt werden. Für die in [Abschnitt 5.1](#) optimierte Maschine ergibt sich ein Wicklungsfenster von  $A_w = 9,7 \text{ mm} \cdot 32 \text{ mm}$ . Unter der Annahme, dass die Wicklungen das Wicklungsfenster zu 50 % ausfüllen, also eines Wicklungsfaktors von  $q = 0,5$  ergibt sich eine Kupferfläche  $A_{cu} = A_w \cdot q = 155 \text{ mm}^2$ .

Die Gleichung des einphasigen Ersatzschaltbildes der PMSM ist in [Gleichung 5.7](#) dargestellt. Wobei sich die Polradspannung  $\underline{u}_p$  auch durch den Erregerfluss [Gleichung 5.8](#) beschreiben lässt. Setzt man  $dt = \frac{d\theta}{\omega}$  ein und leitet man [Gleichung 5.7](#) ab, so erhält man [Gleichung 5.9](#).

$$\underline{u} = R\underline{i} + \frac{d}{dt} (\underline{L}(\theta)\underline{i}) + \underline{u}_p \quad (5.7)$$

$$\underline{u}_p = \frac{d\Phi_{err}}{dt} \quad (5.8)$$

$$\underline{u} = R\underline{i} + \frac{d\underline{L}(\theta)}{dt}\omega\underline{i} + \frac{d\Phi_{err}}{d\theta}\omega + \underline{L}(\theta)\frac{d\underline{i}}{dt} \quad (5.9)$$

**Gleichung 5.9** enthält hierbei die Spannungsabfälle, die zur Auslegung einer PMSM Maschine notwendig sind. Von links nach rechts sind dies der Spannungsabfall über dem ohmschen Anteil der Wicklung, der Spannungsabfall aufgrund der winkelabhängigen Induktivitätsänderung der Maschine in Abhängigkeit von Drehzahl und Strom, die induzierte Spannung bzw. Polradspannung sowie der Spannungsabfall über der Spuleninduktivität.

Wird nun eine Wicklung ausgelegt, so sind die Zwischenkreisspannung und die Drehzahl, die die Maschine erreichen soll die begrenzenden Faktoren. Die Anzahl der Windungen einer Wicklung ist so zu wählen, dass im Nennbetrieb der Maschine nach Abzug aller Spannungsabfälle bis auf den Spannungsabfall über der Spuleninduktivität noch genügend Spannung vorhanden ist, um einen hinreichend großen Stromanstieg und somit eine Änderung des Momentes zu erzeugen.

Aus der FEM Simulation der Maschine ergibt sich eine induzierte Spannung der Maschine von  $U_{ind} = 0.0448 V$  pro Windung bei einer mechanischen Drehzahl von  $f = 1 Hz$ . Die Maschine soll eine Nenndrehzahl von  $500 min^{-1}$  haben. Somit ergibt sich unter Berücksichtigung der Erwägungen des oberen Abschnittes eine Windungszahl von 320 Windungen. Aufgrund des zur Verfügung stehenden Wicklungsfensters ergibt sich somit ein Drahtquerschnitt von  $A = 0,5 mm^2$ .

## 6 Regelungskonzept

Im Rahmen der Arbeit wird in **Kapitel 5** ein neues Entwurfskonzept für PMSM beschrieben. Die Voraussetzung für diese Art der Auslegung der Maschine ist, dass die Form der EMK vernachlässigt werden kann. Der Grund für diese Annahme ist, dass es möglich ist, dass aus der nichtsinusförmigen EMK entstehende Pulsationsmoment zu kompensieren. Im Folgenden Abschnitt wird eine Koordinatentransformation eingeführt, die bei nicht sinusförmiger EMK das Pulsationsmoment reduziert. Darüber hinaus wird ein Ansatz gezeigt, der bei nicht sinusförmiger Anisotropie der Maschine die Genauigkeit der Winkelschätzung verbessert.

### 6.1 Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger EMK

Standard der Regelung von Synchronmaschinen ist die Feldorientierte Regelung, die in **Abschnitt 4.2** beschrieben ist. Voraussetzung ist die Sinusform aller Wechselgrößen, in diesem Fall die EMK der Maschine und des eingepprägten Stromes an den Statorwicklungen. Um einen Freiheitsgrad in der Auslegung der Maschine zu gewinnen, soll die Sinusform der EMK der Maschine bei der Auslegung keine Rolle mehr spielen. Eine nicht sinusförmige EMK der Maschine erzeugt jedoch, wenn die Maschine mit einem sinusförmigen Strom gespeist wird eine Momentenwelligkeit, die als Pulsationsmoment bezeichnet wird. Da die ohne Berücksichtigung der EMK entworfene Maschine jedoch im geregelten Betrieb möglichst kein Pulsationsmoment haben soll, muss ein entsprechender Algorithmus entworfen werden, der das Pulsationsmoment kompensiert. Hierzu wird das in **Abschnitt 4.3** Modell der PMSM genutzt.

Im Folgenden wird nachgewiesen, warum eine nicht sinusförmige EMK ein Pulsationsmoment erzeugt. Hierzu werden die Gleichungen im 3-phasigen Bezugssystem genutzt. Der Nachweis kann jedoch auch im  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem oder im  $dq$ -Koordinatensystem durchgeführt werden.

Im Fall einer feldorientierten Regelung werden im stationären Zustand sinusförmige Ströme **Gleichung 6.1** eingepragt.

$$\begin{aligned}
i_a &= I \sin(\Theta) \\
i_b &= I \sin\left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\
i_c &= I \sin\left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right)
\end{aligned} \tag{6.1}$$

$$u_{pa} = \frac{d\psi_{PMa}}{dt} = \frac{d\psi_{PMa}}{d\Theta} \omega \tag{6.2}$$

$$\psi_{PMa} = -c_1 \cos(\Theta) \tag{6.3}$$

Die Polradspannung  $u_{pa}$  der Phase A ergibt sich unter der Annahme eines EMK Verlaufes [Gleichung 6.3](#) zu [Gleichung 6.2](#):

$$u_{pa} = \omega c_1 \sin(\Theta) \tag{6.4}$$

Die Phasenspannungen ergeben sich gemäß [Gleichung 4.4](#) zu:

$$\begin{aligned}
u_a &= I R \sin(\Theta) + I L \omega \cos(\Theta) + c_1 \omega \sin(\Theta) \\
u_b &= I R \sin\left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right) + I L \omega \cos\left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right) + c_1 \omega \sin\left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\
u_c &= I R \sin\left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right) + I L \omega \cos\left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right) + c_1 \omega \sin\left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right)
\end{aligned} \tag{6.5}$$

$$P = (i_a \cdot u_a + i_b \cdot u_b + i_c \cdot u_c) \tag{6.6}$$

Werden die [Gleichung 6.5](#) und [Gleichung 6.1](#) in [Gleichung 6.6](#) eingesetzt ergibt sich die Leistung zu:

$$P = \frac{3}{2} R I^2 + \frac{3}{2} c_1 \omega I \tag{6.7}$$



Der erste Summand dieser Gleichung ist die die Stromwärme umgewandelte Leistung und der zweite Summand die mechanische Leistung. Unter Annahme  $z_p = 1$  und Ableiten der Leistung nach der mechanischen Geschwindigkeit  $\omega_M$  erhält man das Drehmoment:

$$M = \frac{3}{2} c_1 I \quad (6.8)$$

Durch **Gleichung 6.8** wird nachgewiesen das bei sinusförmiger EMK und sinusförmigen Strömen das Moment konstant ist.

Wird nun eine EMK mit einer Oberwelle eingepägt z.B. der fünften,

$$\begin{aligned} u_{pa} &= \omega c_1 \sin(\Theta) + c_5 \sin(5 \Theta) \\ u_{pb} &= \omega c_1 \sin\left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right) + c_5 \sin\left(5 \left(\Theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\ u_{pc} &= \omega c_1 \sin\left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right) + c_5 \sin\left(5 \left(\Theta - \frac{4}{3}\pi\right)\right) \end{aligned} \quad (6.9)$$

ergibt sich für das Moment unter der Annahme  $z_p = 1$  **Gleichung 6.10**

$$M = \frac{3}{2} I (c_1 - c_5 \cos(6 \omega_M t) + 6 c_5 \omega_M t \sin(6 \omega_M t)) \quad (6.10)$$

Es wird somit zusätzlich zum konstanten Drehmoment der Maschine ein Pulsationsmoment mit 6 Perioden pro Umdrehung erzeugt. Damit ist nachgewiesen, dass eine nichtsinusförmige EMK zu einem Pulsationsmoment führen kann.

Im Folgenden wird die Transformation zur Kompensation des Pulsationsmomentes hergeleitet. **Gleichung 6.11** beschreibt die EMK als Fourier-Reihenentwicklung. Unter den Annahmen, dass die Maschine feldorientiert geregelt wird und kein Gleichspannungsanteil enthalten ist, lässt sich die EMK mit **Gleichung 6.12** beschreiben. Hierbei ist  $\hat{u} \sin(\Theta)$  die Grundwelle der EMK der Maschine. Setzt man **Gleichung 6.12** in **Gleichung 4.4** ein, ergibt sich **Gleichung 6.13**. Der Grundwellenanteil der EMK und die angelegte Spannung kompensieren sich und es bleiben nur die Oberwellen der EMK zurück. Diese Spannung führt wiederum zu einem Stromfluss, welcher das Pulsationsmoment erzeugt. Diese Gleichungen gelten unabhängig des Bezugssystems von Strom und Spannung also  $uvw$ ,  $\alpha\beta 0$  oder  $dq0$ . Es müssen lediglich alle Größen der Gleichungen in das entsprechende Bezugssystem transformiert werden.

$$u_p = \frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^n (a_j \sin(j \Theta) + b_j \cos(j \Theta)) \quad (6.11)$$

$$u_p = \sum_{j=1}^n (a_j \sin(j \Theta)) = \hat{u} \sin(\Theta) + \sum_{j=2}^n (a_j \sin(j \Theta)) \quad (6.12)$$

$$\hat{u} \sin(\Theta) = R i + L \frac{di}{dt} + \hat{u} \sin(\Theta) + \sum_{j=2}^n (a_j \sin(j \Theta)) \quad (6.13)$$

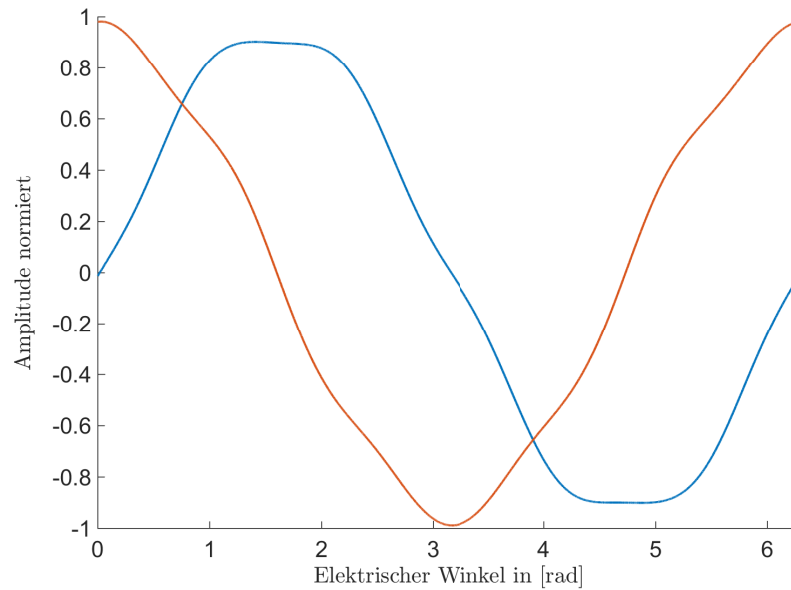
$$0 = R i + L \frac{di}{dt} + \sum_{j=2}^n (a_j \sin(j \Theta)) \quad (6.14)$$

$$u_p = \underline{u} \quad (6.15)$$

Der Ansatz zur Kompensation des Pulsationsmomentes ergibt sich aus [Gleichung 6.14](#). Damit die Oberwellen der EMK keinen Stromfluss erzeugen, der zu einem Pulsationsmoment führt, muss die an die Maschine angelegte Spannung diese Oberwellen kompensieren. Damit kein Pulsationsmoment erzeugt wird muss also [Gleichung 6.15](#) gelten. Das heißt, die an die Maschine angelegte Spannung ist gleich der EMK. Um dies zu erreichen, müssen die Transformationen entsprechend angepasst werden. Hierzu werden die Park- und inverse Parktransformation mit der EMK erweitert, so dass [Gleichung 6.15](#) erfüllt ist. Das vereinfachte Blockdiagramm des Ansatzes ist in [Abbildung 6.3](#) dargestellt. Es handelt sich hierbei um die Standard Feldorientierte Regelung mit der angepassten Park- und der angepassten inversen Park-Transformation.

Die angepasste Transformationsmatrix für die Park-Transformation ist in [Gleichung 6.16](#) dargestellt. Anstelle des Sinus und Cosinus Signals treten die Fourier Reihenentwicklungen der in das  $\alpha\beta$  System transformierten und nach Geschwindigkeit normierten EMK. Diese sind für den Motor nach [Abschnitt 5.1](#) in [Abbildung 6.1](#) dargestellt.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^n (b_j \cos(j \Theta)) & \sum_{j=1}^n (a_j \sin(j \Theta)) \\ \sum_{j=1}^n (-a_j \sin(j \Theta)) & \sum_{j=1}^n (b_j \cos(j \Theta)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6.16)$$



**Abbildung 6.1** – Verlauf der EMK in  $\alpha\beta$ -Koordinaten

Die angepasste Transformationsmatrix für die inverse Park-Transformation ist in [Gleichung 6.17](#) dargestellt. Die Berechnung der Koeffizienten der inversen Transformationsmatrix erfolgte numerisch aus [Gleichung 6.16](#). Anstelle des Sinus und Cosinus Signals treten die Fourier Reihenentwicklungen der in das  $\alpha\beta$ -System transformierten inversen EMK. Diese sind für den Motor nach [Abschnitt 5.1](#) in [Abbildung 6.2](#) dargestellt.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^n (e_j \cos(j \omega t)) & \sum_{j=1}^n (-d_j \sin(j \omega t)) \\ \sum_{j=1}^n (d_j \sin(j \omega t)) & \sum_{j=1}^n (e_j \cos(j \omega t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

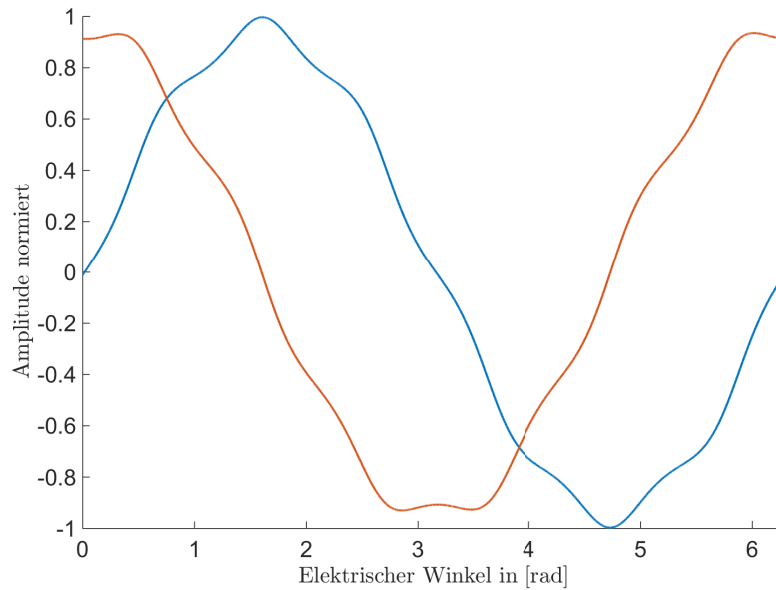


Abbildung 6.2 – Verlauf der inversen EMK in  $\alpha\beta$ -Koordinaten

In **Abbildung 6.3** ist das Blockschaftbild der Feldorientierten Regelung für die mit EMK Kompensation dargestellt. Es unterscheidet sich von der Standard Feldorientierten Regelung nur durch die veränderten Park- und inversen Park-Transformationen.

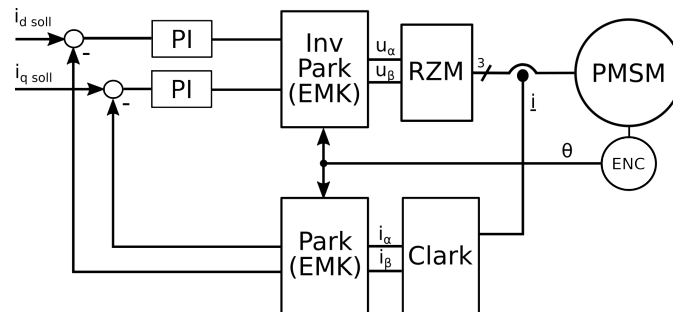


Abbildung 6.3 – Stromregelkreis mit EMK Kompensation

Im oberen Abschnitt wurde gezeigt, dass es theoretisch möglich ist, durch eine Anpassung der Park- und inversen Park-Transformation mit Hilfe des EMK Signals das Pulsationsmoment zu kompensieren. Da diese Kompensation in der Park- bzw. inversen Park-Transformation erfolgt, in die auch der elektrische Winkel der Maschine mit einfließt, gilt diese Kompensation über den gesamten Arbeitsbereich der Maschine. In welchem Koordinatensystem die Einprägung des EMK Signals erfolgt, spielt für die

Wirksamkeit des Kompensationsansatzes keine Rolle. Entscheidend ist, dass die Bedingung [Gleichung 6.15](#) erfüllt ist, also an der Statorwicklung eine Spannung entsprechend der EMK eingepreßt wird. Die Voraussetzung für die Funktion der Kompensation ist eine gleichbleibende EMK der Maschine. Wird die Maschine im Bereich der Sättigung des Eisenkreises betrieben, kann es zu einer Veränderung der EMK Form kommen und somit die Wirksamkeit der Kompensation beeinträchtigt werden.

## 6.2 Geberlose Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger Anisotropie

Bei den anisotropiebasierten Standardmethoden der geberlosen Regelung wird die vereinfachte Induktanzmatrix ohne Nullkomponente [Gleichung 4.21](#) ausgewertet. Hierbei wird die Einkopplung der Phasenströme in die anderen Phasen vernachlässigt.

Im weiteren Verlauf wird ein Verfahren vorgestellt, das es ermöglicht mittels Optimierung die Genauigkeit des geschätzten Winkels deutlich zu verbessern. Dieses wird an einer Maschine, die nur auf maximales Moment optimiert wurde, demonstriert. Diese Maschine basiert auf der Bauform wie die beiden Maschinen die in [Kapitel 5](#) ausgelegt wurden. Bei dieser Maschine erfolgte die Auslegung jedoch ausschließlich auf Maximierung des Momentes. Durch die Maximierung der Maschine auf Moment wird das Statoreisen stark in Sättigung getrieben. Dies führt zu einem nicht sinusförmigen Verlauf der winkelabhängigen Phaseninduktivitäten. Die gemessenen Induktivitäten der Phasen der Maschine sind in [Abbildung 6.4](#) dargestellt. Wird nun mit einem der Standardanisotropieverfahren [Unterabschnitt 4.7.3](#) der Winkel bestimmt, ergeben sich die transformierten winkelabhängigen Induktivitäten nach [Gleichung 4.50](#).

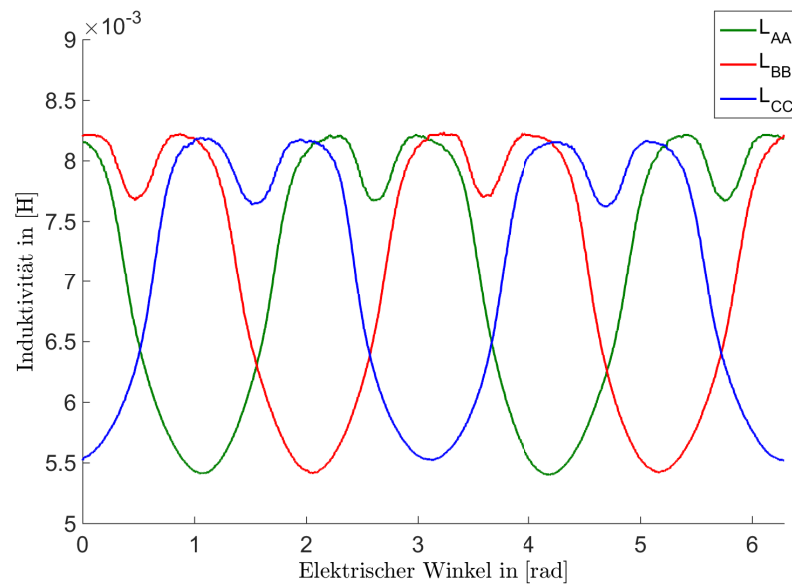


Abbildung 6.4 – Gemessene Induktivität der Maschine

Der winkelabhängige Verlauf der Admittanzen ist in [Abbildung 6.5](#) dargestellt.

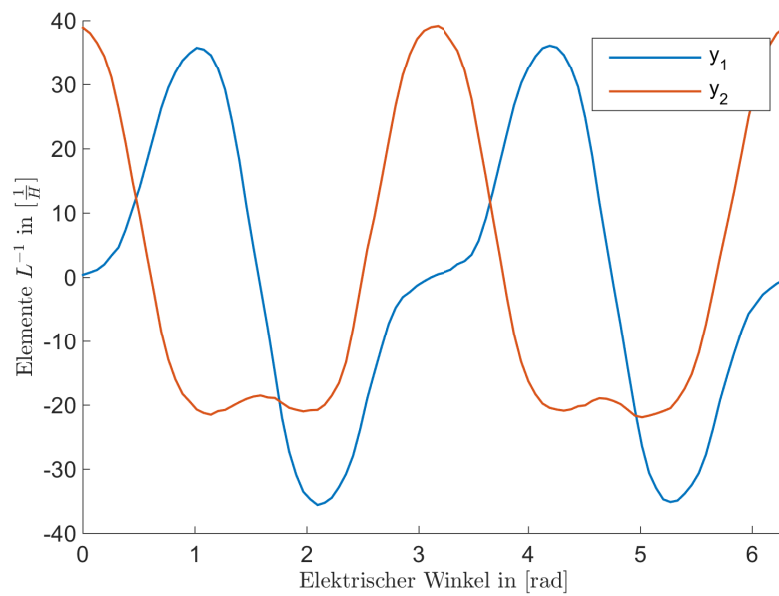
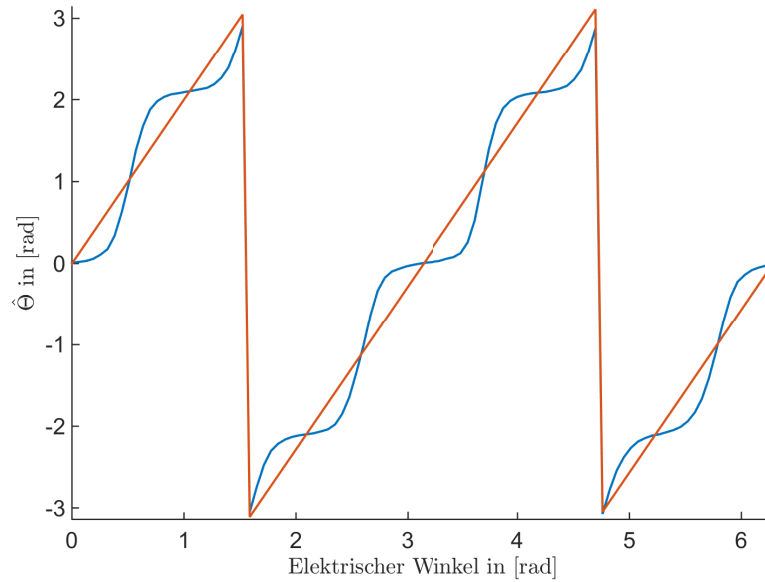


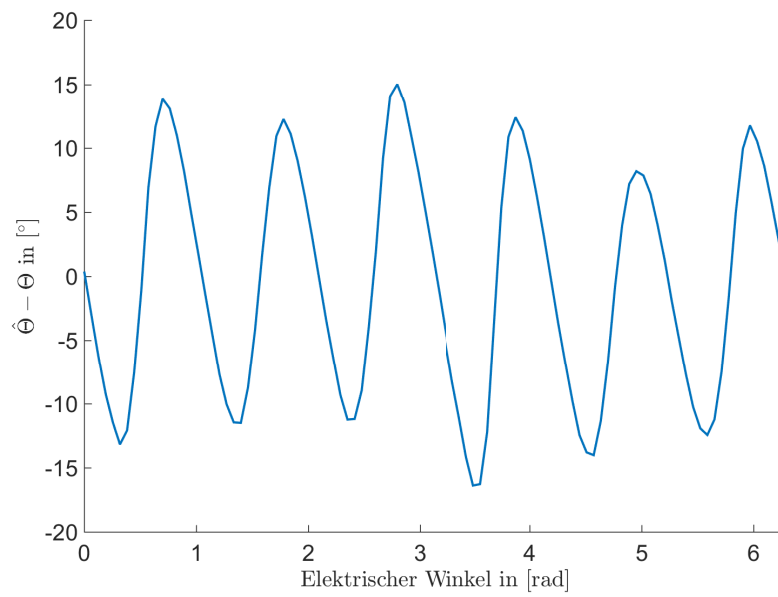
Abbildung 6.5 – Elemente der Admittanzmatrix nach der Transformation

Wird aus den Signalen  $y_1$  und  $y_2$  über die  $\text{atan}$ -Funktion der geschätzte Winkel der Maschine berechnet, ergibt sich der Verlauf [Abbildung 6.6](#) für den elektrischen Winkel.



**Abbildung 6.6** – Elektrischer Winkel und geschätzter elektrischer Winkel

Der Fehler zwischen geschätztem und korrektem elektrischer Winkel ist in [Abbildung 6.7](#) dargestellt.



**Abbildung 6.7** – Fehler des geschätzten Winkels nicht mit Standardmethode

Eine weitere Darstellung der Qualität der Winkelschätzung ist die Ortskurve [Abbildung 6.8](#). Je mehr diese einem Kreis ähnelt, desto sinusförmiger sind die Signale  $y_1$  und  $y_2$  und entsprechend niedriger ist auch der Fehler des geberlosen Winkels.



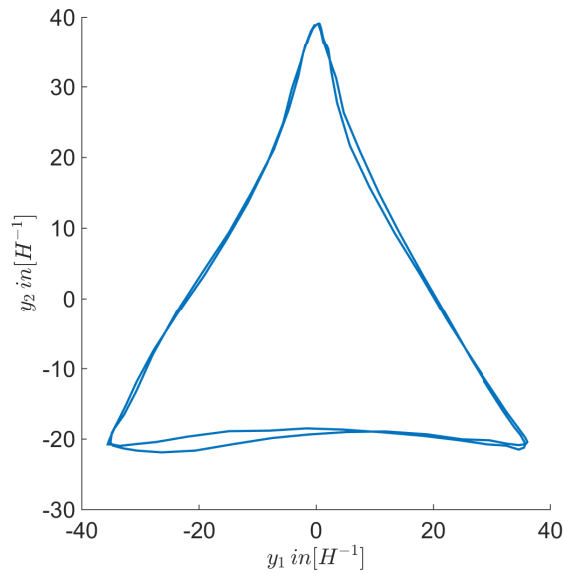


Abbildung 6.8 – Ortskurve der nicht optimierten Induktanzen

Wie aus den Signalen [Abbildung 6.5](#) zu erkennen ist, sind diese Signale periodisch, aber nicht sinusförmig. Ziel ist es, jetzt aus diesen Signalen ein möglichst sinusförmiges Signal zu generieren. Hierzu werden die Funktionen [Gleichung 6.18](#) und [Gleichung 6.19](#) definiert. Diese enthalten die Grundsignale, ihre Produkte, Quadrate und dritte Potenz. Jedes dieser Elemente ist mit einem Wichtungsfaktor versehen. Durch die Verwendung der Produkte werden die entsprechenden Oberwellen bei der Erzeugung des optimierten Signals berücksichtigt.

$$F_{a \sin} = \xi_{11} \cdot y_1 + \xi_{12} \cdot y_2 + \xi_{13} \cdot y_1 y_2 + \xi_{14} \cdot y_1^2 + \xi_{15} \cdot y_2^2 + \xi_{16} \cdot y_1^2 y_2 + \xi_{17} \cdot y_1 y_2^2 + \xi_{18} \cdot y_1^3 + \xi_{19} \cdot y_2^3 \quad (6.18)$$

$$F_{a \cos} = \xi_{21} \cdot y_1 + \xi_{22} \cdot y_2 + \xi_{23} \cdot y_1 y_2 + \xi_{24} \cdot y_1^2 + \xi_{25} \cdot y_2^2 + \xi_{26} \cdot y_1^2 y_2 + \xi_{27} \cdot y_1 y_2^2 + \xi_{28} \cdot y_1^3 + \xi_{29} \cdot y_2^3 \quad (6.19)$$

$$F_{t \sin} = \sin(2\theta) \quad (6.20)$$

$$F_{t\cos} = \cos(2\theta) \quad (6.21)$$

Um nun die Parameter  $\xi_{nm}$  zu finden, für die der Winkelfehler minimal ist, werden [Gleichung 6.20](#) und [Gleichung 6.21](#) als Zielfunktionen für die Optimierung von [Gleichung 6.18](#) und [Gleichung 6.19](#) eingesetzt.

Es wird folgendes Optimierungsproblem gelöst:

$$\begin{aligned} & \underset{\xi_{21} \dots \xi_{29}}{\text{minimize}} && (F_{a\cos}(\xi_{21} \dots \xi_{29}, y_1(\theta), y_2(\theta)) - F_{t\cos}(\theta))^2 \\ & \text{for} && 0 \leq \theta < \pi \end{aligned} \quad (6.22)$$

$$\begin{aligned} & \underset{\xi_{11} \dots \xi_{19}}{\text{minimize}} && (F_{a\sin}(\xi_{11} \dots \xi_{19}, y_1(\theta), y_2(\theta)) - F_{t\sin}(\theta))^2 \\ & \text{for} && 0 \leq \theta < \pi \end{aligned} \quad (6.23)$$

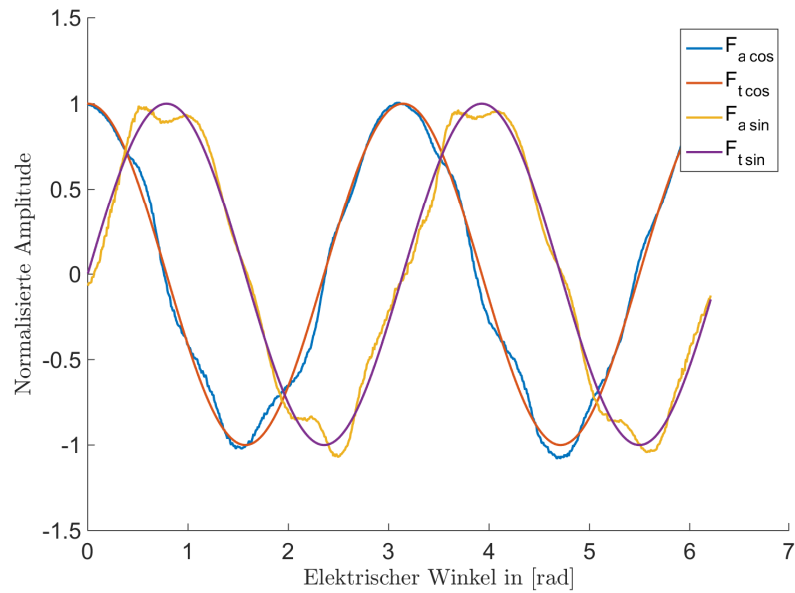
Die Optimierung erfolgt offline durch den Levenberg-Marquardt Algorithmus [\[29\]](#). Durch die Optimierung erhält man die Parameter [Tabelle 5.1](#). Die Polynome mit den optimierten Parametern sind in [Abbildung 6.9](#) dargestellt. Die Ortskurve der optimierten Variablen  $F_{a\sin}$  und  $F_{a\cos}$  ist in [Abbildung 6.10](#) dargestellt. Wie zu erkennen ist, ist diese deutlich kreisförmiger, als die der nicht optimierten Signale [Abbildung 6.8](#).

**Tabelle 6.1** – Parameter für die Approximationsfunktionen  $F_{a\sin}$  und  $F_{a\cos}$

$\xi_{11}$	$-1,2 \cdot 10^{-3}$	$\xi_{21}$	0,38
$\xi_{12}$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	$\xi_{22}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$
$\xi_{13}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$\xi_{23}$	$3,54 \cdot 10^{-4}$
$\xi_{14}$	$4,32 \cdot 10^{-4}$	$\xi_{24}$	$-6,68 \cdot 10^{-4}$
$\xi_{15}$	$3,74 \cdot 10^{-4}$	$\xi_{25}$	$7,65 \cdot 10^{-4}$
$\xi_{16}$	$2,17 \cdot 10^{-5}$	$\xi_{26}$	$1,26 \cdot 10^{-5}$
$\xi_{17}$	$3,26 \cdot 10^{-5}$	$\xi_{27}$	$2,78 \cdot 10^{-6}$
$\xi_{18}$	$-9,92 \cdot 10^{-6}$	$\xi_{28}$	$8,75 \cdot 10^{-6}$
$\xi_{19}$	$9,1 \cdot 10^{-6}$	$\xi_{29}$	$3,86 \cdot 10^{-6}$

Wird nun der elektrische Winkel aus den optimierten Funktionen  $F_{a\cos}$  und  $F_{a\sin}$  berechnet, ist der RMS Fehler der optimierten Winkelschätzung  $\Delta\Theta_{RMS} = 2.2^\circ$  und der

maximale Winkelfehler ist  $\Delta\Theta_{MAX} = 6^\circ$ . Der winkelabhängige Fehler ist in **Abbildung 6.11** dargestellt. Ohne die Optimierung lag der RMS Fehler bei  $8.9^\circ$ . Es lässt sich also festhalten, dass für diese Maschine durch die Nutzung des Optimierungsalgorithmus der Fehler des geschätzten elektrischen Winkels um 75 % reduziert werden kann.



**Abbildung 6.9** – Optimierte Signale und ideale Signale

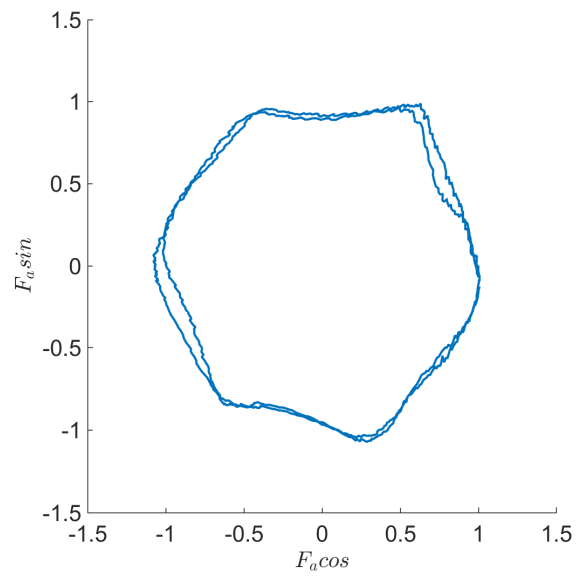


Abbildung 6.10 – Ortskurve der optimierten Admittanzen

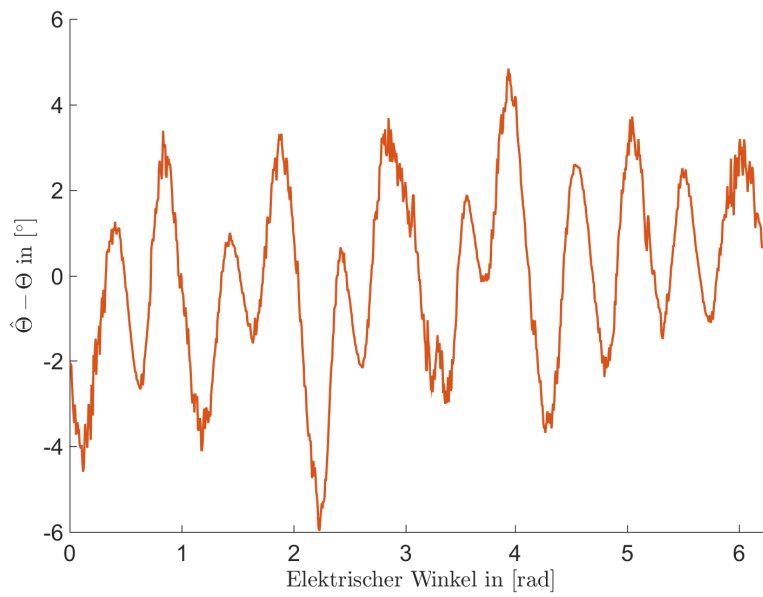


Abbildung 6.11 – Winkelfehler des optimierten Signals

# 7 Messungen an der Maschine

## 7.1 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau besteht aus einem elektrischen um einem mechanischen Teil. Bei dem elektrischen Teil handelt es sich um einen Hochleistungswechselrichter, der im Rahmen dieser Arbeit am Lehrstuhl entwickelt wurde. Dieser besteht aus einer Platine zur Ansteuerung von zwei Guasch MTL-CBI0060F12 Leistungsendstufen. Die Leistungsendstufen bestehen aus einer Gleichrichterbrücke mit Vorladung und einer B6 Wechselrichterbrücke mit Brems-Chopper. Die IGBTs der B6 Brücke leisten 750V Zwischenkreisspannung und 30A Dauerstrom je Phase. Zusätzlich ist eine Messung der Zwischenkreisspannung und des Phasenstromes integriert. Der verwendete Mikrocontroller ist ein F28M35 von Texas Instruments. Hierbei handelt es sich um einen Zweikernprozessor, in dem eine ARM Coretex M3 und eine C2000 CPU verbaut sind. Diese CPU verfügt über eine 32Bit Architektur mit Fließkommaeinheit, einen 150 *Mhz* Takt und hat eine Rechenleistung von 250 *MIPS*. Das Blockschaltbild des elektrischen Teils ist in [Abbildung 7.1](#) dargestellt.

Die Kommunikation zum Steuerungscomputer erfolgt durch eine Ethernet Schnittstelle, über die mittels UDP bis zu 10 Messwerte im 20 *kHz* Takt ausgelesen werden können. Weiterhin verfügt die Platine über eine CAN Schnittstelle, mit der eine echtzeitfähige Kommunikation von bis zu 5 *kHz* möglich ist. Die Ansteuerplatine [Abbildung 7.3](#), auf der der Mikrocontroller verbaut ist, hat eine integrierte Schnittstellenanpassung sowie eine Überstrom- und Überspannungsabschaltung. Die beiden Leistungsendstufen [Abbildung 7.2](#) sind in einem gemeinsamen Zwischenkreis verbunden. Dies hat den Vorteil, dass nur die Verlustleistung zur Verfügung gestellt werden muss. Die Zwischenkreisspannung wird überwacht und im Fall von Überspannung ein Bremswiderstand angesteuert, um die Spannung wieder zu senken. Die Versorgung der Leistungsendstufen erfolgt mittels eines Gleichspannungsnetzteils, der Versuchsstand kann aber auch mit Netzspannung versorgt werden. Auf der Ansteuerplatine laufen alle Signal- und Steuerleitungen zusammen. Hierbei werden die Ströme und Spannungen der Leistungsendstufen analog eingelesen, die Ansteuerung der Leistungshalbleiter erfolgt mit TTL Signalen. Die verwendeten Encoder sind Sinus/Cosinus Geber mit 5000 Perioden pro Umdrehung für die untersuchte PMSM Maschine und 1024 Perioden für die Belastungsmaschine. Diese Signale werden mit Faktor 16 interpoliert und Quadratur ausgewertet, so dass eine sehr hohe Positionsauflösung gegeben ist.

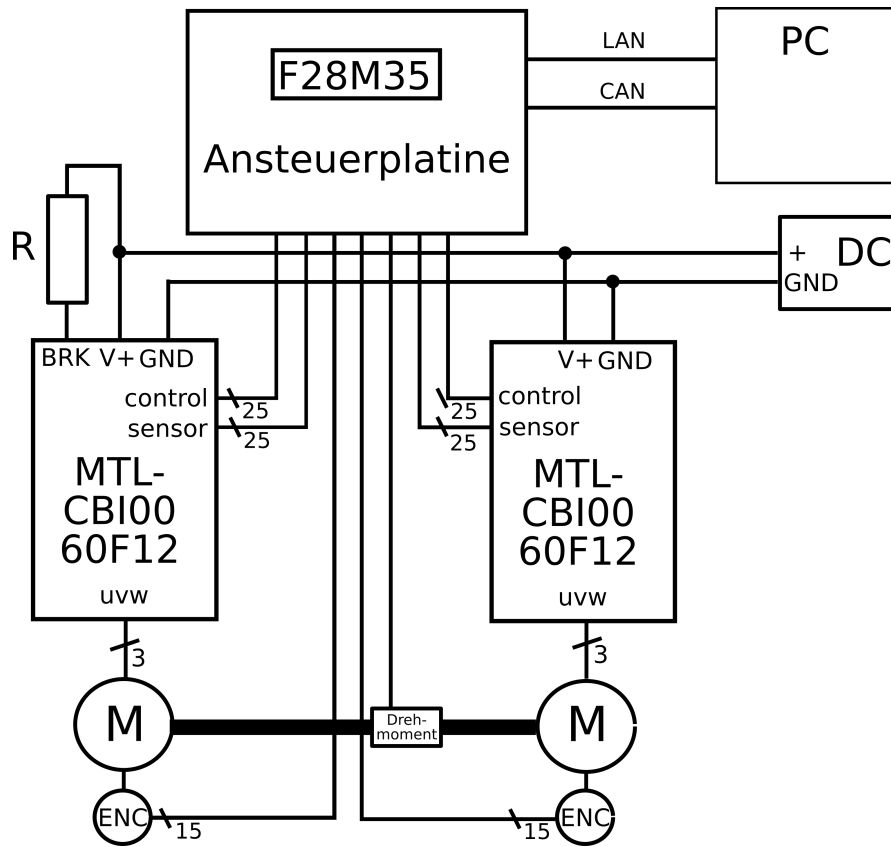


Abbildung 7.1 – Blockschaltbild der Versuchsstandes

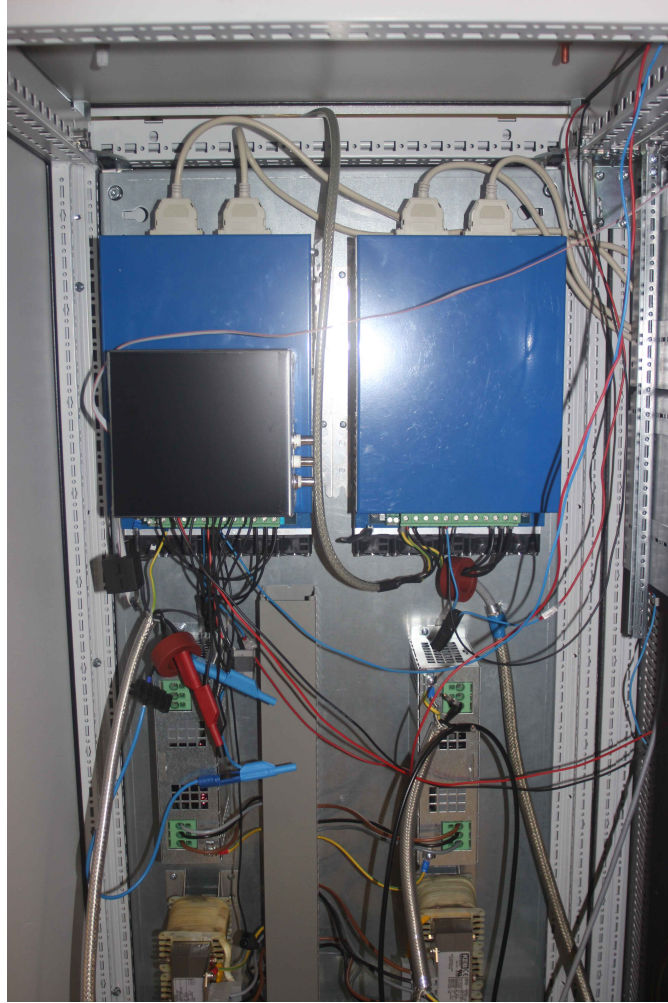


Abbildung 7.2 – Guasch MTL Wechselrichter

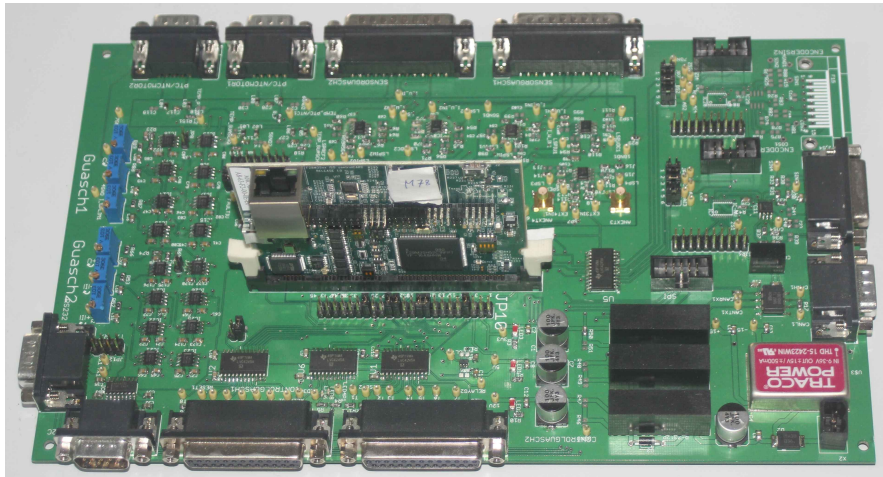


Abbildung 7.3 – Ansteuerplatine

Der mechanische Aufbau [Abbildung 7.4](#) ist auf einem Maschinenrost aufgebaut und steif verankert. Er besteht aus der entworfenen PMSM Maschine und dem 1FT6105 Servomotor der Firma Siemens, die über zwei Kupplungen mit einer Drehmomentenmesswelle verbunden sind. Die Drehmomentenmesswelle der Firma LORENZ Messtechnik [Abbildung 7.5](#) hat einen Messbereich von  $\pm 100\text{Nm}$  mit einer Bandbreite von  $100\text{Hz}$ .

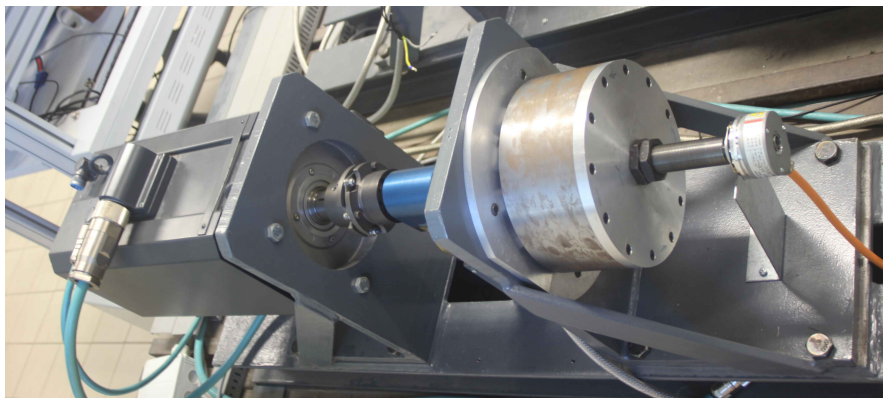


Abbildung 7.4 – Prüfstand v.l.n.r. Belastungsmaschine, Drehmomentenmesswelle, entworfene PMSM Maschine



Tabelle 7.1 – Parameter der Belastungsmaschine

Parameter	Größe
$M_n$	59 Nm
$n_n$	1500 min <sup>-1</sup>
$I_n$	21 A
Polpaarzahl	4
Maschinenkonstante $c\phi$	2,97 $\frac{Nm}{A}$

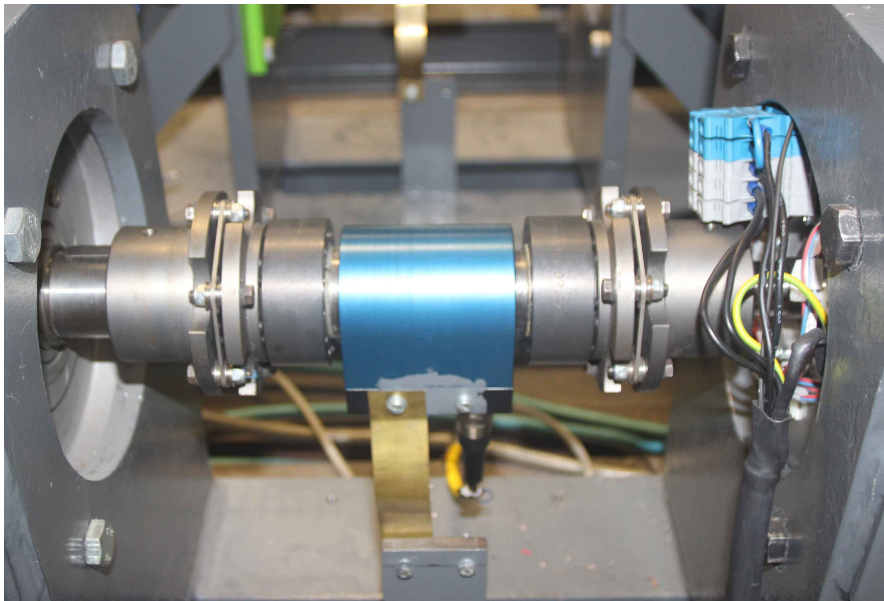


Abbildung 7.5 – Drehmomentenmesswelle und Kupplungen

Die Parameter der Belastungsmaschine sind in [Tabelle 7.1](#) dargestellt.

Die Prototypen der Versuchsmaschinen wurden im Rahmen der Arbeit selbst gebaut und montiert. In [Abbildung 7.6](#) ist der auf der Welle montierte Rotor der Versuchsmaschine zu sehen. Beispielhaft ist ein Statorblech auf die Welle gesteckt. Für den Rotor wurden gesinterte NdFeB Magnete mit einer Remananzflussdichte von 1,4 T verwendet. Die Einsatztemperatur dieses Magneten beträgt maximal 120 °C.



**Abbildung 7.6** – Welle mit montierten Rotor und Statorblech

Auf **Abbildung 7.7** ist der mit den Wicklungen fertig bestückte Stator der Versuchsmaschine zu sehen. Für das Statorblechpaket wurde ein M270-50A Backlack Blech verwendet. Dieses wurde unter Druck verbacken und die Wicklungen mit dem Stator mit wärmeleitenden Klebstoff verklebt um eine bessere Wärmeableitung aus den Wicklungen zu erhalten. Die Wicklung selbst ist mit Nomex umwickelt um einen Kurzschluss mit dem Statorblechpaket zu vermeiden.

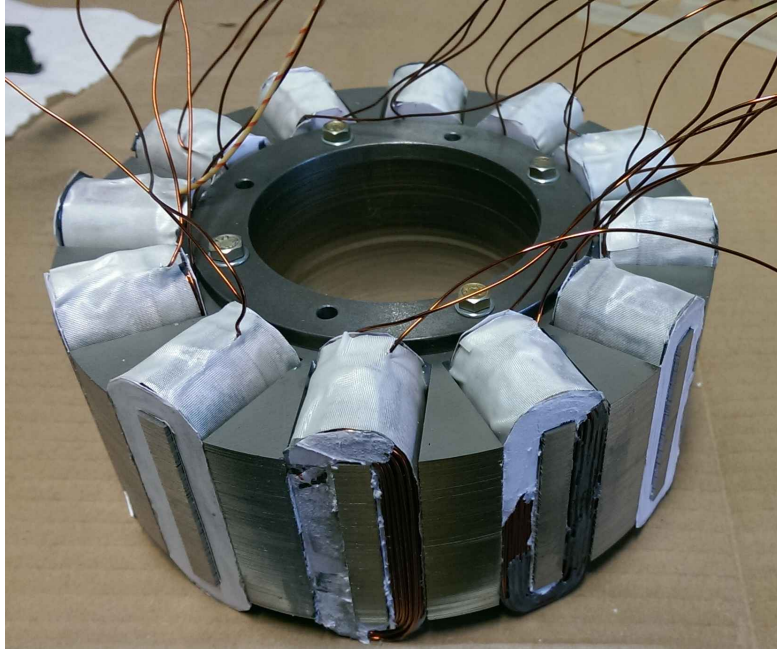


Abbildung 7.7 – Stator mit Wicklungen vor der Montage

## 7.2 Inbetriebnahme

## 7.3 Messung der EMK

### 7.3.1 EMK Maschine Typ 1

In Diagramm [Abbildung 7.8](#) ist die bei  $60 \text{ min}^{-1}$  gemessene EMK der Maschine Typ 1 dargestellt. Diese stimmt in Amplitude und Phase sehr gut mit simulierten EMK [Abbildung 5.4](#) überein. Die kleinen Abweichungen im Verlauf lassen sich durch Ungenauigkeiten zwischen simulierter und realer Hysterese Kennlinie im Bereich hoher Sättigung erklären. Bei dieser Maschine ist in der Statorgeometrie [Abbildung 5.5](#) des Eisenkreises ein Punkt unten am Zahn, an dem die Breite des Bleches nur  $3,5 \text{ mm}$  beträgt und somit der Querschnitt des Eisenkreises besonders klein ist. An diesem Punkt treten sehr hohe Flussdichten auf, wodurch die Ungenauigkeit der Simulation durch diesen Modellfehler zu erklären ist.

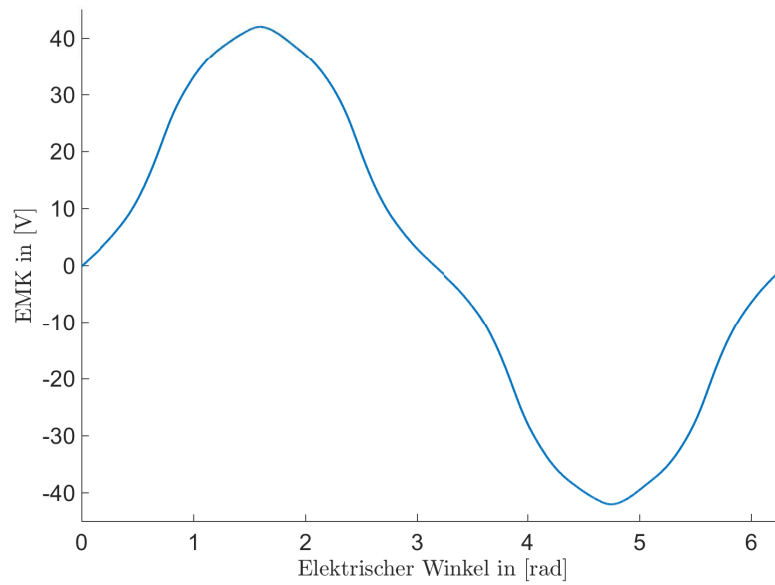
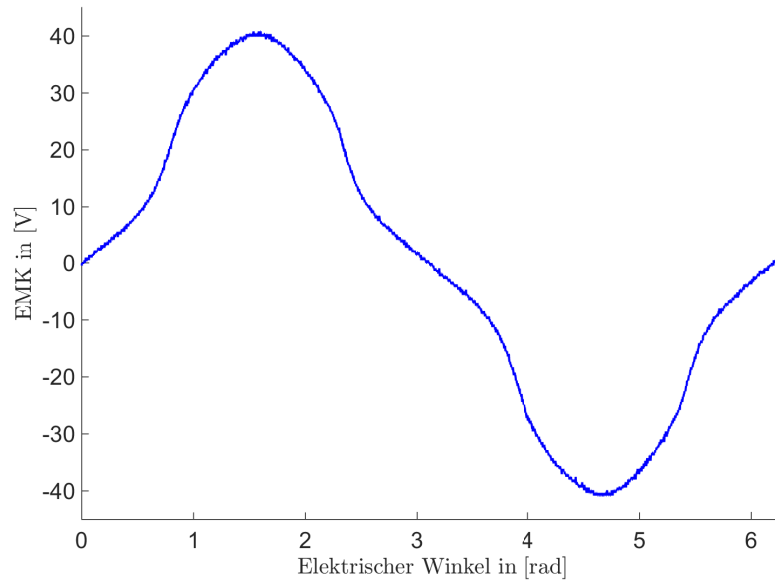


Abbildung 7.8 – EMK der Maschine Typ 1 bei  $60 \text{ min}^{-1}$

### 7.3.2 EMK Maschine Typ 2

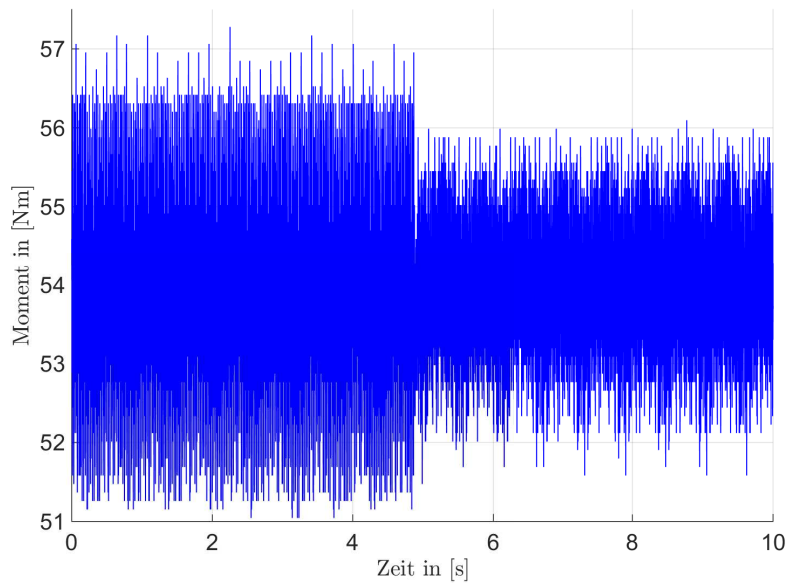
In folgenden Versuch wurde die EMK der Maschine Typ 2 gemessen. Diese ist in [Abbildung 7.9](#) dargestellt. Vergleicht man dies mit der simulierten EMK [Abbildung 5.9](#) kann man feststellen, dass Simulation und Messung für diesen Fall sehr gut übereinstimmen.

Abbildung 7.9 – EMK der Maschine Typ 2 bei  $60 \text{ min}^{-1}$ 

## 7.4 Messung der Momentenkompensation

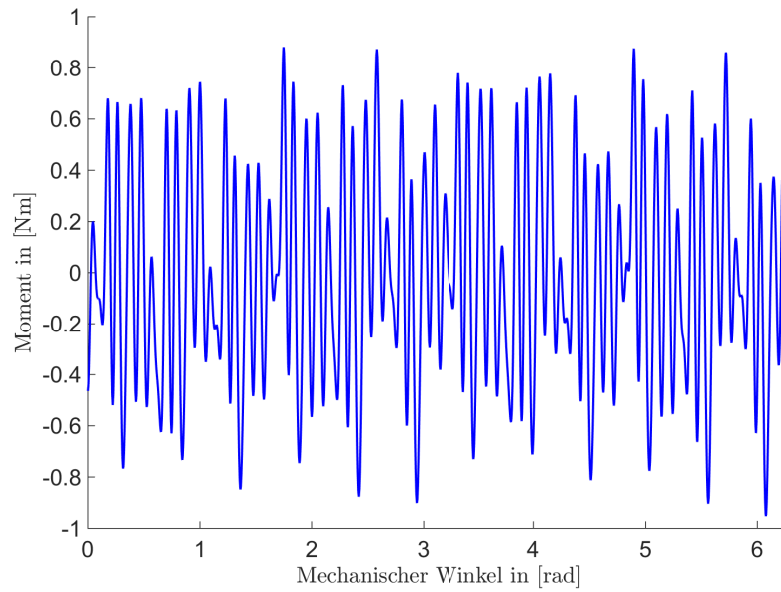
### 7.4.1 Kompensation des Pulsationsmomentes Maschine Typ 1

Das in [Abschnitt 6.1](#) erläuterte Regelungskonzept wurde auf der Versuchsmaschine umgesetzt. Die Messung des Momentes erfolgte mittels Drehmomentenmesswelle. Bei der Messung wurde die PMSM mittels Belastungsmaschine mit einer Drehzahl von  $\omega = 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  betrieben. Die Drehzahlregelung wurde symmetrisch optimal eingestellt, so dass die Drehzahl nahezu konstant gehalten werden konnte. Die PMSM selbst wird stromgeregelt betrieben. Der Stromregler war betragsoptimal eingestellt. Der Q-Strom der PMSM wurde so lange erhöht, bis sich ein durchschnittliches Moment von  $54 \text{ Nm}$  einstellte. In diesem Arbeitspunkt wurde die PMSM einmal mit der standard Feldorientierten Regelung betrieben.



**Abbildung 7.10** – Drehmoment mit und ohne Kompensation

Für die folgenden Betrachtungen werden die Momentenwelligkeiten als Spitze Spitze Wert angegeben. Wie in [Abbildung 7.10](#) abzulesen ist, stellte sich der Anteil der auf der EMK basierenden Momentenwelligkeit von  $6 Nm$  ein. Bei Betrieb mit den erweiterten Transformationen ab dem Zeitpunkt  $t = 5 s$  reduzierte sich die Momentenwelligkeit um  $1,7 Nm$  auf  $4,3 Nm$ . Dies ist eine Reduktion der gesamten Momentenwelligkeit um  $28 \%$ . Die Darstellung des Momentes erfolgt im Folgenden über die Fourier Koeffizienten. Der Grund dieser Darstellung ist, dass sich die Momentenwelligkeit aus Rastmoment und EMK basierter Momentenwelligkeit zusammensetzt und nur in der Fourier Darstellung die einzelnen Komponenten eindeutig erkennbar sind. Bezieht man die Kompensation auf das Pulsationsmoment und zieht das Rastmoment ab, welches durch eine EMK Kompensation nicht kompensiert werden kann, so erhält man bei einem Rastmoment von  $1,74 Nm$  [Abbildung 7.11](#) eine Reduktion des Pulsationsmomentes um  $40 \%$ .



**Abbildung 7.11** – Rastmoment der Maschine

Dies ist auch im Fourierspektrum [Abbildung 7.12](#) zu erkennen. Das Spektrum ist auf Basis der mechanischen Drehzahl dargestellt. Hierbei wurde der Gleichanteil nicht mit dargestellt, da dieser keinen Informationsgewinn erzeugt. Bei der Polpaarzahl der Maschine von 14 können nur ganzzahlige Vielfache von 14 mittels EMK Kompensation kompensiert werden. Maßgeblich ist hierbei die Kompensation der 6ten Oberwelle bei 84 Zyklen pro Umdrehung, welche um 84% reduziert wird. Das Rastmoment ist für diese Maschine bei 60 Zyklen pro Umdrehung zu erkennen.

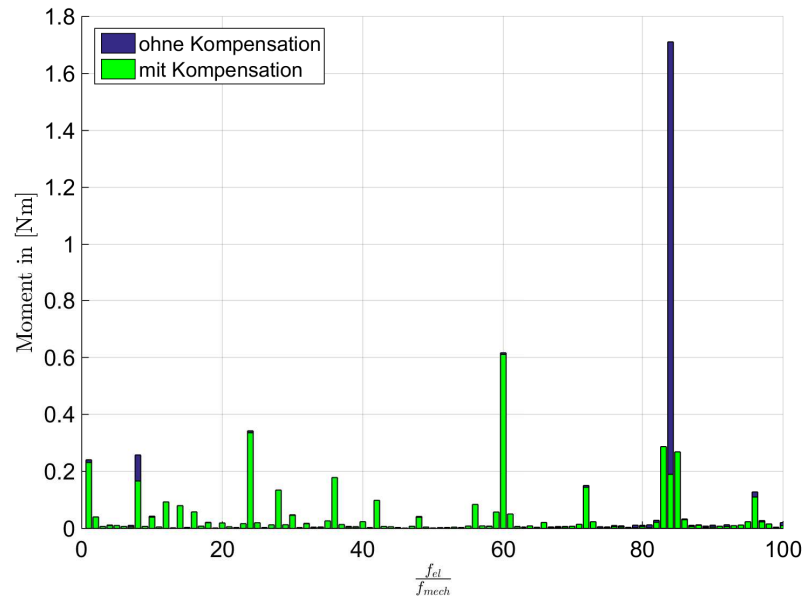


Abbildung 7.12 – Fourier Reihen des Momentes bei 54Nm 10rad/s mit und ohne Kompensation

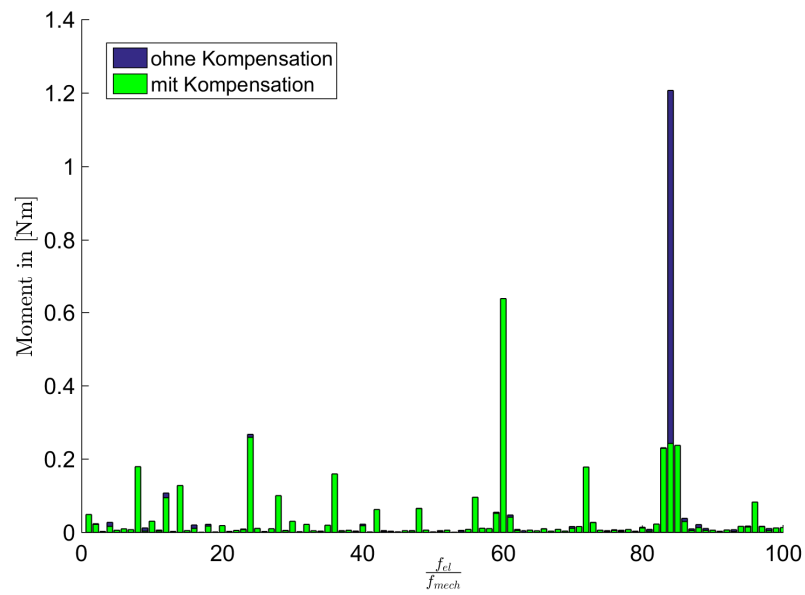
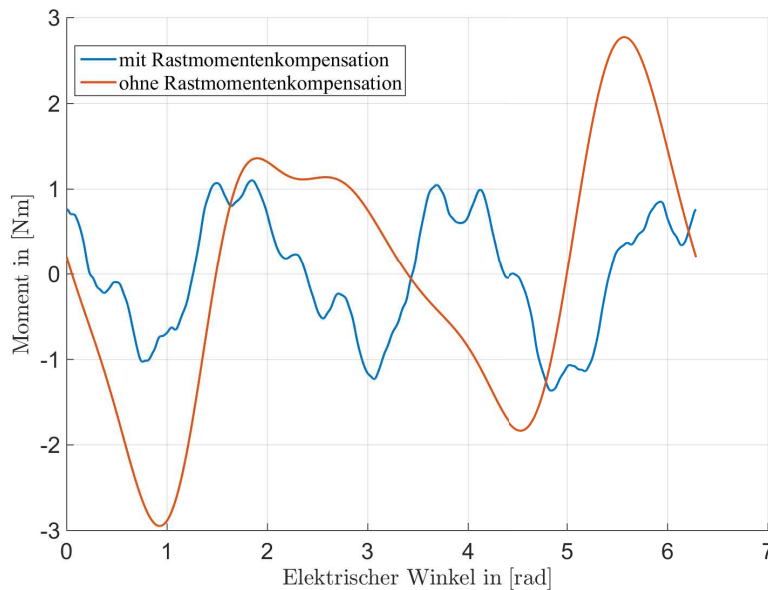


Abbildung 7.13 – Fourier Reihen des Momentes bei 37Nm 10rad/s mit und ohne Kompensation



### 7.4.2 Kompensation des Rastmomentes Maschine Typ 2

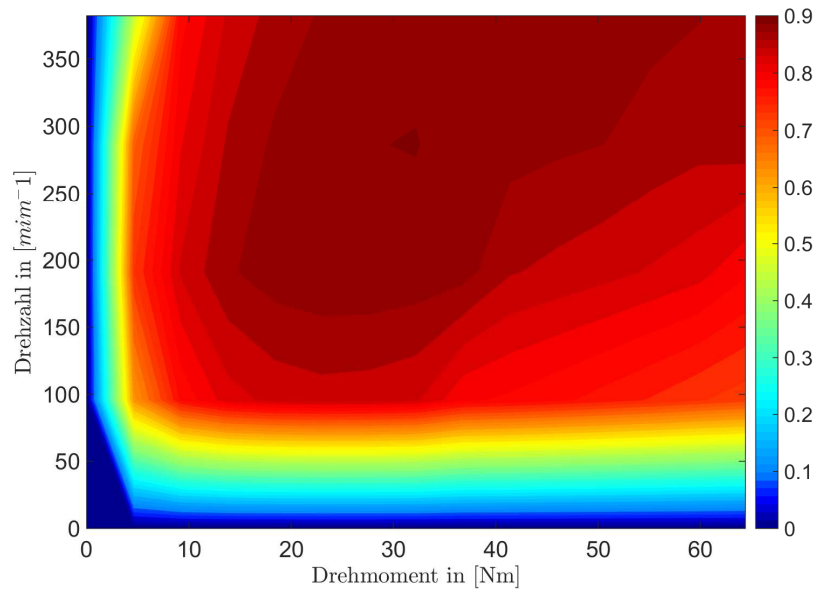
Im folgenden Versuch wurde das Rastmoment [Abbildung 7.14](#) für die auf maximales Moment und gute geberlose Regelung optimierte Maschine gemessen. Da bei diesem Entwurf das Rastmoment kein Optimierungskriterium war, weist diese Maschine ein deutlich höheres Rastmoment von  $Rm_{ss} = 5,8 Nm$  auf, als die Maschine Typ 1, die ein Rastmoment von  $Rm_{ss} = 1,8 Nm$  besitzt. Nun wurde eine Rastmomentenkompensation implementiert, die den Q-Strom der Maschine mit dem entsprechenden Phasenversatz des Regelkreises vorsteuert. Das Moment der Maschine mit implementierter Rastmomentenkompensation bei einer Rotorgeschwindigkeit von  $\omega = 10 \frac{rad}{s}$  ist in [Abbildung 7.14](#) dargestellt. Wie zu erkennen ist, reduziert sich das Rastmoment von  $Rm_{ss} = 5,8 Nm$  auf  $Rm_{ss}^k = 2,5 Nm$ . Dieser Wert ist fast so gut wie der der Maschine, die auf minimales Rastmoment ausgelegt wurde. Das höhere Rastmoment, welches durch die Optimierung zur besseren geberlosen Regelung entsteht, lässt sich also fast vollständig kompensieren. Dieses ist vor allen Dingen bei der Positionsregelung von großer Bedeutung, da eine PMSM Maschine mit zu großem Rastmoment ein sehr schlechtes Verhalten bei der Positionsregelung hat. Somit würde sich die auf geberlose Regelung optimierte Maschine Typ 2 z.B auch als Werkzeugmaschine einsetzen lassen.



**Abbildung 7.14** – Gemessenes Moment mit und ohne Rastmomentenkompensation

## 7.5 Messung des Wirkungsgrades der auf Moment und Rastmoment optimierten Maschine

Der Wirkungsgrad der Maschine Typ 1 wurde mit dem Leistungsmessgerät LMG670 der Firma ZES Zimmer und den gemessenen Drehmomenten und Drehzahlen bestimmt. Die Wirkungsgradkennlinie ist in [Abbildung 7.15](#) dargestellt. Der maximale Wirkungsgrad beträgt 90 % und tritt bei einer Drehzahl von  $286 \text{ min}^{-1}$  auf. Das Maximum des Wirkungsgrades liegt wie bei der Polpaarzahl von 14 zu erwarten, im Bereich zwischen  $200 \text{ min}^{-1}$  und  $300 \text{ min}^{-1}$ . Das Drehmoment bei maximalen Wirkungsgrad beträgt  $33 \text{ Nm}$ . Die Gründe, warum kein höherer Wirkungsgrad erreicht wurde, liegen in der sehr kurzen Bauform der Maschine von lediglich  $6 \text{ cm}$  und den daraus resultierenden großen Streuverlusten sowie des proportional betrachteten großen Anteils des Wicklungskopfes an den Kupferverlusten. Weiterhin ist durch die Optimierung auf hohes Moment das Eisen stark gesättigt, was zu relativ hohen Eisenverlusten führt.



**Abbildung 7.15** – Wirkungsgradkennlinienfeld der optimierten Maschine

Die Eisenverluste wurden unter Vernachlässigung der Reibungsverluste aus dem Gesamtverlusten unter Abzug der Kupferverluste bestimmt. Sie sind in [Abbildung 7.16](#) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Eisenverluste mit steigendem Moment parabelförmig ansteigen. Dies ist ein eindeutiges Zeichen dafür, dass der Magnetkreis der Maschine sich dem Sättigungsbereich nähert. Dies gilt vor allen Dingen für den mit  $3,5 \text{ mm}$  schmalsten Abschnitt des Eisenkreises am Fuß der Wicklung. Insgesamt lässt

sich jedoch festhalten, dass für eine Maschine, die auf hohes Moment optimiert wurde, und die einen sehr kurzen Stator hat, der Wirkungsgrad mit 90 % hoch ist.

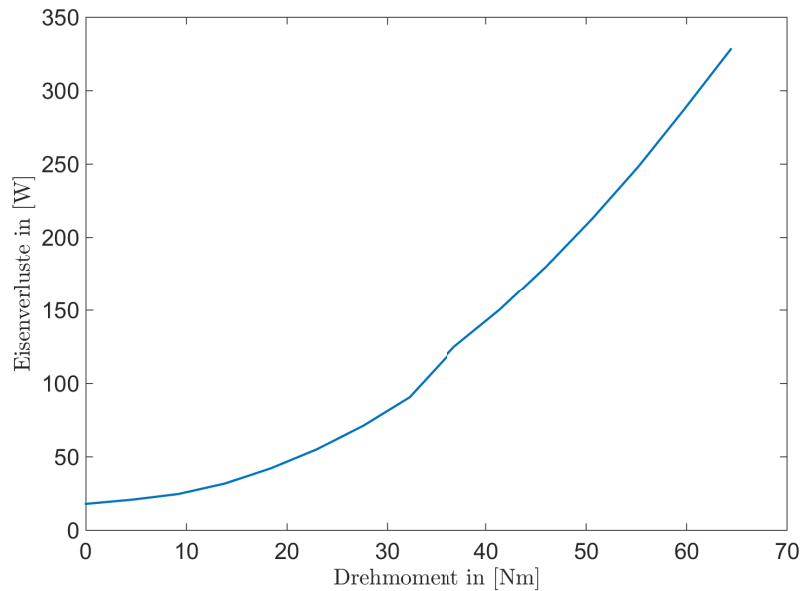


Abbildung 7.16 – Eisenverluste bei  $100 \text{ min}^{-1}$

## 7.6 Messung der Induktivität

In folgendem Versuch wurde die Induktivität der Maschine Typ 1 gemessen. Hierzu wurde die zu prüfende Maschine durch die Belastungsmaschine mit der Geschwindigkeit von  $\omega_m = 0,1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  rotiert. Die zu messende Phase wurde in einer H-Brücke verschaltet und mit 50 % Pulsbreite bei  $5 \text{ kHz}$  gespeist. Die Spannung betrug hierbei  $48 \text{ V}$ . Hierbei wurde die komplette Induktanzmatrix bestimmt. Beispielhaft ist die gemessene Induktivität der Phase A in [Abbildung 7.17](#) dargestellt. Wie im Vergleich zur Simulation [Abbildung 5.8](#) zu erkennen ist, stimmen Simulation und Messung sehr gut überein.

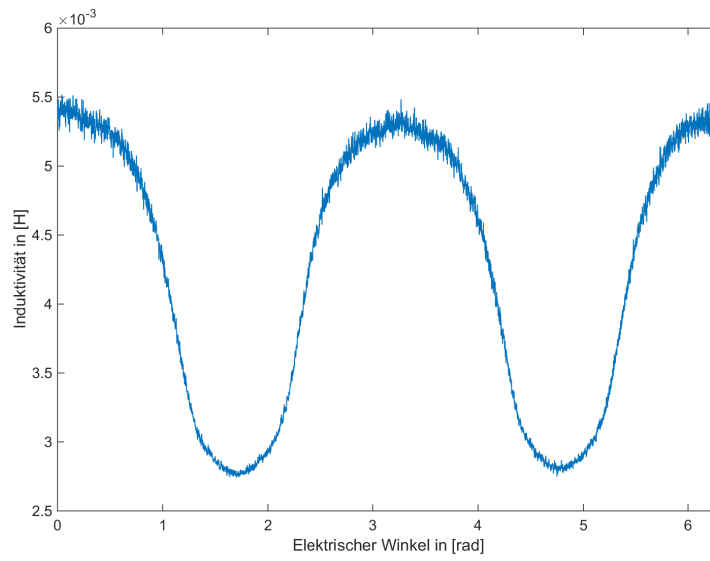


Abbildung 7.17 – Gemessene Induktivität Phase A Maschine Typ 1

## 8 Zusammenfassung

Permanent erregte Synchronmaschinen mit Bruchlochwicklungen finden immer weitere Einsatzbereiche. Dies liegt an den immer leistungsfähigeren Magnetwerkstoffen sowie ihrer einfachen und somit kostengünstigen Konstruktion. Aufgrund Ihrer relativ hohen Momentenwelligkeit im Vergleich zu Maschinen mit verteilten Wicklungen finden sie in Bereichen, in denen eine hohe Positioniergenauigkeit gefragt ist kaum Verwendung. Weiterhin können sie je nach Auslegung ein sehr schlechtes Verhalten bei der geberlosen Regelung zeigen. Im Rahmen dieser Arbeit sollten diese Nachteile der PMSM durch einen gezielten Entwurf der Maschine sowie verbesserte Algorithmen der geberlosen Regelung überwunden werden.

Hierzu wurden die Grundlagen der Modellierung von PMSM erörtert und das Standardmodell um die winkelabhängige Admittanz erweitert. In Vorbetrachtung auf den optimierten Entwurf einer PMSM wurde ein FEM Modell der Maschine erstellt, die Eisenverluste bestimmt und das Downhill Simplex Verfahren eingeführt. Weiterhin wurden verschiedene Verfahren der geberlosen Regelung erläutert und für diese die Fehler bei der Schätzung des elektrischen Winkels hergeleitet. Dadurch konnte bewiesen werden, dass für die bekanntesten Methoden der geberlosen Regelung die nichtsinusförmige Anisotropie die Winkelschätzung gleichermaßen beeinflusst.

Für den Entwurf des Regelungskonzeptes wurde ein Verfahren zu Kompensation des Pulsationsmomentes entwickelt. Weiterhin wurde ein Verfahren für eine optimierte geberlose Regelung von Maschinen mit nicht sinusförmiger EMK vorgestellt. Auf Basis der Vorbetrachtungen wurden zwei optimierte Maschinen ausgelegt. Diese Maschinen wurden aufgebaut und auf einem Prüfstand mit eigens für diesen Versuch entworfener Hardware getestet.

Im Rahmen der Untersuchung der entworfenen Maschinen wurde die EMK der gebauten Maschinen gemessen und mit der Simulation verglichen. Das entworfene Verfahren zur Kompensation des Pulsationsmomentes wurde am Prototypen getestet und die Funktionstüchtigkeit nachgewiesen. Weiterhin wurde ein Verfahren zur Reduktion des Rastmomentes implementiert. Durch die Kombination dieser beiden Verfahren lässt sich die Momentenwelligkeit deutlich reduzieren. Um die Anforderungen an die Maschine aus dem Entwurf nachzuweisen, wurde die winkelabhängige Induktivität einer Maschine gemessen, als auch eine Wirkungsgradkennlinie über den Arbeitsbereich der Maschine bestimmt.

In dieser Arbeit wurde ein Ansatz zur optimierten Auslegung von PMSM Maschinen für geberlose Regelung entwickelt. Dieser Ansatz wurde anschließend umgesetzt und erfolgreich getestet.

# Abkürzungsverzeichnis

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
ARM	CPU mit Architektur der Firma ARM
$\alpha\beta$	Komponenten des ständerfesten Koordinatensystems
CPU	Zentrale Verarbeitungseinheit
$dq$	Komponenten des rotorfesten Koordinatensystems
DC	Gleichstrom
EMK	Elektromotorische Kraft
MIPS	Millionen Instruktionen pro Sekunde
PMSM	Permanenterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	Quadratischer Mittelwert
THD	Gesamte harmonische Verzerrung
TTL	Transistor Transistor Logik

# 9 Formelzeichenkonvention

## 9.1 Formelle Konventionen

Symbol	Bezeichnung
$\underline{x}, \underline{X}$	Raumzeiger
$\mathbf{X}$	Matrix
$\hat{x}, \hat{X}$	Eingeprägter Wert
$X(s)$	Laplacetransformierte Größe
$\Delta$	Differenz
$\frac{d}{dt}$	Operator für die zeitliche Differentiation
$\int()dt$	Operator für die zeitliche Integration





## 9.2 Formelzeichenverzeichnis

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$a$	[-]	Fourierkoeffizient sinus Anteile
$A$	[ $m^2$ ]	Grundfläche
$b$	[-]	Fourierkoeffizient cosinus Anteile
$B$	[ $T$ ]	magnetische Flussdichte
$c$	[-]	Ergebnis Linearkombination INFORM
$d$	[-]	Fourierkoeffizient sinus Anteile inverse Park Trafo
$e$	[-]	Fourierkoeffizient cosinus Anteile inverse Park Trafo
$f$	[ $Hz$ ]	Frequenz
$F$	[-]	Optimierte Induktanz
$g$	[-]	Funktionswert unbeschränkter Funktion
$h$	[-]	Wichtungsfaktor der Gütefunktion
$H$	[ $\frac{A}{m}$ ]	magnetische Feldstärke
$i, I$	[ $A$ ]	Strom
$j$	[-]	Zählvariable Fourier Transformation
$J$	[-]	Ergebnis des Gütefunktional
$k$	[-]	Kernkonstante
$L$	[ $H$ ]	Induktivität
$L_d$	[ $H$ ]	Induktivität in d-Achsen-Richtung
$L_q$	[ $H$ ]	Induktivität in q-Achsen-Richtung
$M$	[ $Nm$ ]	Moment
$m$	[-]	Anzahl der Phasen

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$n$	[-]	Zählvariable
$N$	[-]	Zählvariable für Mittelpunktbildung
$p$	[-]	Polpaarzahl
$P$	[W]	Leistung
$u, U$	[V]	Spannung
$v$	[-]	Faktor der optimierten Induktanz
$Q$	[-]	Bruchlochzahl
$q$	[-]	Wicklungsfaktor
$R$	[ $\Omega$ ]	Widerstand
$R_m$	[Nm]	Rastmoment
$S$	[-]	Anzahl der Nuten des Stators
$t$	[s]	Zeit
$T$	[-]	allgemein Transformationsmatrix
$x$	[-]	Argument einer unbeschränkten Funktion
$y$	[-]	Element der Admittanz Matrix
$Y$	[ $\frac{1}{H}$ ]	Admittanz
$z$	[-]	allgemeiner Vektor
$\alpha$	[-]	Konstante Downhill Simplex Verfahren
$\beta$	[-]	Konstante Downhill Simplex Verfahren
$\gamma$	[-]	Expansionskoeffizient Downhill Simplex Verfahren
$\Theta$	[rad]	Winkel der Maschine
$\Phi$	[Vs]	Magnetischer Fluss

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Bezeichnung</b>
$\xi$	[-]	Koeffizient zur Berechnung der Polradspannung
$\omega$	$[\frac{\text{rad}}{\text{s}}], [\text{Hz}]$	Elektrische Drehzahl

**Indizes**

<b>Symbol</b>	<b>Bezeichnung</b>
<i>a</i>	approximierte Komponente
<i>A, B, C</i>	Phasenbezeichnungen im Dreiphasensystem
<i>c</i>	Eingeprägter Wert
<i>co</i>	koerzitiv
<i>cu</i>	Kupfer
<i>con</i>	Kontraktion
<i>cos</i>	cosinus Komponente
<i>d</i>	reelle Komponente des rotorfesten Koordinatensystems
<i>dem</i>	demodulierter Wert
<i>e</i>	Ergebnis
<i>err</i>	Fehler
<i>E</i>	transformierte Variable
<i>EMK</i>	Wirkung durch Elektromotorische Kraft
<i>g</i>	Komponente der Verlustleistung
<i>h</i>	Komponente Verlustleistung proportional zu Frequenz
<i>j</i>	Komponente der Fourier Approximation
<i>p</i>	Polrad
<i>P</i>	Periode
<i>PM</i>	Permanent Magnet

<b>Symbol</b>	<b>Bezeichnung</b>
$m$	Mittelpunkt
$M$	Moment
$max$	Maximalwert
$min$	Minimalwert
$m_s s$	Moment Spitze Spitze
$n$	Nennparameter
$Nen$	Nenngröße
$q$	imaginäre Komponente des rotorfesten Koordinatensystems
$r$	Reflexion
$R$	Rastmoment
$rast$	Rast
$rem$	Remanenz
$rel$	Relativ
$SAT$	Sättigung
$sin$	sinus Komponente
$soll$	Sollwert
$t$	Zielfunktion
$u, v, w$	Phasenbezeichnungen im Dreiphasensystem
$vFe$	Verlustleistung Eisen
$w$	Wicklungsfenster
$\alpha$	reelle Komponente des ständerfesten Koordinatensystems
$\beta$	imaginäre Komponente des ständerfesten Koordinatensystems

# Literaturverzeichnis

- [1] Apoorva Athavale, Huthaifa Flied, Brent S. Gagaa, Timothy S. Slininger, and Robert D. Lorenz. Machine design for self-sensing. In *2016 IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 1–10. IEEE, 2016.
- [2] N. Bianchi and S. Bolognani. Sensorless-oriented design of pm motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(4):1249–1257, 2009.
- [3] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Springer, Heidelberg, 2012.
- [4] J. Bottomley, C. Gerada, and M. Sumner. Electrical machine design for optimal self-sensing properties of spmsms. In *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pages P94–P94. IET, 2012.
- [5] M. Caner and C. Gerada. Injection based sensorless performance optimization of surface mounted permanent magnet motor using particle swarm. In *2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pages 107–112. IEEE, 2017.
- [6] Lei Chen, G. Götting, and I. Hahn. Design of permanent magnet synchronous machines for self-sensing control in electric vehicles. In Michael Bargende, Hans-Christian Reuss, and Jochen Wiedemann, editors, *17. Internationales Stuttgarter Symposium*, Proceedings, pages 345–363. Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2017.
- [7] Lei Chen, Marco Roetzer, Gunther Goetting, and Ingo Hahn. Design of highly-saturated permanent magnet synchronous machines for torque ripple optimized self-sensing control. In *2017 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [8] Zhe Chen, Jianbo Gao, Fengxiang Wang, Zhixun Ma, Zhenbin Zhang, and Ralph Kennel. Sensorless control for spmsm with concentrated windings using multisignal injection method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(12):6624–6634, 2014.
- [9] Zhiqian Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma. An extended electromotive

- force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(2):288–295, 2003.
- [10] A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa. A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3):797–804, 2000.
- [11] M. J. Corley and R. D. Lorenz. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(4):784–789, 1998.
- [12] J. Cros and P. Viarouge. Synthesis of high performance pm motors with concentrated windings. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17(2):248–253, 2002.
- [13] M. W. Degner and R. D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in ac machines. In *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, pages 760–767. IEEE, 1997.
- [14] Dirk Paulus. *Beliebige Injektion für permanent erregte Synchronmaschinen*. PhD thesis, TU München, 2014.
- [15] W. C. Dueterhoeft, Max W. Schulz, and Edith Clarke. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2):1248–1255, 1951.
- [16] Niklas Forster, Andreas Gerlach, and Roberto Leidhold. Improved angle estimation for pm synchronous machines with non sinusoidal saliency. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 534–540. IEEE, 2018.
- [17] Jung-Ik Ha, M. Ohto, Ji-Hoon Jang, and Seung-Ki Sul. Design and selection of ac machines for saliency-based sensorless control. In *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, pages 1155–1162. IEEE, 2002.
- [18] W. Hammel and R. M. Kennel. Integration of alternating carrier injection in position sensorless control without any filtering. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3830–3836. IEEE, 2009.
- [19] Nobuyuki Imai, Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda. Influence of rotor configuration on sensorless control for permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(1):93–100, 2008.

- [20] Alexandra Iosub, Jerome Kirscher, Andi Buzo, Georg Pelz, and Liviu Goras. On the influence of angle sensor nonidealities on the torque ripple in pmsm systems — an analytical approach. In *2016 13th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*, pages 1–4. IEEE, 2016.
- [21] Ali Jahan, Kevin L. Edwards, and Marjan Bahraminasab. *Multi-criteria Decision Analysis: For Supporting the Selection of Engineering Materials in Product Design*. Elsevier Science, San Diego, 2016.
- [22] P. L. Jansen and R. D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines. In *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 488–495. IEEE, 1994.
- [23] Y. Kano, T. Kosaka, N. Matsui, and T. Nakanishi. Design and experimental verification of a sensorless-oriented concentrated-winding ipmsm. In *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [24] Hyunbae Kim, Kum-Kang Huh, R. D. Lorenz, and T. M. Jahns. A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machine drives. In *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003*, pages 1173–1180. IEEE, 2003.
- [25] Roberto Leidhold. Position sensorless control of pm synchronous motors based on zero-sequence carrier injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(12):5371–5379, 2011.
- [26] Roberto Leidhold and Peter Mutschler. Sensorless position estimation by using the high frequency zero-sequence generated by the inverter. In *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 1282–1287. IEEE, 2009.
- [27] Myung-Seop Lim, Seung-Hee Chai, and Jung-Pyo Hong. Design of saliency-based sensorless-controlled ipmsm with concentrated winding for ev traction. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(3):1–4, 2016.
- [28] Natee Limsuwan, Takashi Kato, and Robert D. Lorenz. Concurrent design of interior-permanent-magnet machines for self-sensing and power conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6):2157–2164, 2012.
- [29] Donald W. Marquardt. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, 11(2):431–441, 1963.



- [30] Takashi Negishi. Welfare economics and existence of an equilibrium for a competitive economy. *Metroeconomica*, 12(2-3):92–97, 1960.
- [31] J. A. Nelder and R. Mead. A simplex method for function minimization. *The Computer Journal*, 7(4):308–313, 1965.
- [32] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [33] Alireza Pouramin, Rukmi Dutta, and M. F. Rahman. Challenges of considering saliency ratio in design optimization of ipm machines. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1828–1833. IEEE, 2017.
- [34] Francesco Quattrone and Bernd Ponick. Active differential inductance control of permanent magnet synchronous machines using short-circuited rotor coils. In *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pages 1–7. IEEE, 2015.
- [35] Francesco Quattrone and Bernd Ponick. Evaluation of a permanent magnet synchronous machine with a rotor coil for improved self-sensing performance at low speed. In *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 1680–1685. IEEE, 2016.
- [36] Francesco Quattrone and Bernd Ponick. Maschinendesign für geberlos geregelte pmsm. *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 134(2):165–169, 2017.
- [37] D. D. Reigosa, P. Garcia, F. Briz, D. Raca, and R. D. Lorenz. Modeling and adaptive decoupling of high-frequency resistance and temperature effects in carrier-based sensorless control of pm synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(1):139–149, 2010.
- [38] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. de Doncker. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, pages 2087–2092. IEEE, 1999.
- [39] Rüdiger Reinhardt, Tobias Gerlach, and Armin Hoffmann. *Nichtlineare Optimierung: Theorie, Numerik und Experimente*. Springer-Verlag, Berlin, 2013.
- [40] Ulrich Riefenstahl. *Elektrische Antriebssysteme: Grundlagen, Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung ; mit 12 Tabellen und 75 Beispielen*. Studium. Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 3., durchges. und verb. aufl. edition, 2010.

- [41] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, Berlin, 3., bearb. Aufl. edition, 2009.
- [42] M. Schrödl and E. Robeischl. Sensorlose drehzahl- und lageregelung von permanentmagnet-synchronmaschinen auf basis des inform-verfahrens. *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 117(2):103–112, 2000.
- [43] Seung-Ki Sul. Sensorless control of ipmsm for last 10 years and next 5 years. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, (Vol.1 No.2):91–99, June 2017.
- [44] Chas.P. Steinmetz. On the law of hysteresis. *Proceedings of the IEEE*, 72(2):197–221, 1984.
- [45] Gaolin Wang, Rongfeng Yang, Yangwei Wang, Yong Yu, and Dianguo Xu. Initial rotor position estimation for sensorless interior pmsm with signal injection. In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 2748–2752. IEEE, 2010.
- [46] Shanshan Wu, D. D. Reigosa, Y. Shibukawa, M. A. Leetmaa, R. D. Lorenz, and Yongdong Li. Interior permanent-magnet synchronous motor design for improving self-sensing performance at very low speed. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(6):1939–1946, 2009.
- [47] Shih-Chin Yang, Takahiro Suzuki, Robert D. Lorenz, and Thomas M. Jahns. Surface-permanent-magnet synchronous machine design for saliency-tracking self-sensing position estimation at zero and low speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(5):2103–2116, 2011.

## Veröffentlichungen

- [1] N. Förster, A. Gerlach und R. Leidhold, Improved Angle Estimation for PM Synchronous Machines with Non Sinusoidal Saliency, *2018 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 534-540, 2018.
- [2] N. Förster, R. Leidhold und S. Palis, Maximisation of back emf in a high performance pmsm machine with concentrated windings, *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 586-590, 2016.
- [3] Niklas Förster and Roberto Leidhold, Sensorless method for the compensation of cogging torque in PM synchronous machines, *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013.